



THESE

Présentée à



l'Université Hadj Lakhdar Batna

En vue de l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES
EN ELECTROTECHNIQUE**

Présentée par:

BOUGHABA Abdelali

Maître Assistant à l'Institut d'Hygiène et Sécurité Industrielle

Université Hadj Lakhdar Batna

Magister en Electrotechnique - Université Hadj Lakhdar Batna

Ingénieur d'Etat - Université Hadj Lakhdar Batna

CONTRIBUTION A LA COMMANDE OPTIMALE D'UN GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE- MOTEUR BLDC SANS CAPTEUR

Thèse soutenue le 28 Mai 2014 devant le jury:

M. Farid NACERI	Président	Prof.	Univ. Batna
M. Mabrouk CHABANE	Rapporteur	Prof.	Univ. Batna
M. Boubaker AZOUI	Examineur	Prof.	Univ. Batna
M. Djamel RAHEM	Examineur	Prof.	Univ. Oum ElBouaghi
M. Hocine BENALLA	Examineur	Prof.	Univ. Constantine 1
M. Achour BETKA	Examineur	Prof.	Univ. Biskra

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier M. **Mabrouk CHAABANE** Professeur au département d'Electrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Hadj Lakhdar Batna, pour avoir encadré mes travaux et pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces années.

J'adresse également mes remerciements très profonds aux enseignants qui ont accepté d'être membres du jury de thèse :

- M. Farid NACERI, Professeur au département d'Electrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Hadj Lakhdar Batna, pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury et d'avoir scrupuleusement relu le mémoire en tant que rapporteur.
- M. Boubaker AZOUI, Professeur au département d'Electrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Hadj Lakhdar Batna, pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire et pour ses différentes remarques constructives.
- M. Djamel RAHEM, Professeur Université Oum ElBouaghi, pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire et pour ses différentes remarques constructives.
- M. Achour BETKA, Professeur de l'Université de Biskra, pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire et pour ses différentes remarques constructives.
- M. Hocine BENALLA, Professeur de l'Université1 de Constantine, pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire et pour ses différentes remarques constructives.

Je voudrais remercier chaleureusement M. Rachid ABDESSEMED, Professeur au département d'Electrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Hadj Lakhdar Batna, notre enseignant à tous pour les différents échanges que nous avons eu tant sur le plan scientifique que sur le plan humain durant ces années d'étudiant et d'enseignant.

Mes remerciements bien entendu à M. Laid BENAGGOUNE, Professeur au département d'Electrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur, Université Hadj Lakhdar Batna, pour son aide ainsi que sa gentillesse, son expérience et les encouragements qu'il m'a apporté durant la finalisation de cette thèse.

Je voudrais également associer à ces remerciements tout les enseignants et personnel du département d'Electrotechnique sans exception que j'ai côtoyé durant de longues années.

Je n'oublierai pas d'adresser mes remerciements également aux enseignants de l'Institut d'Hygiène et Sécurité Industrielle avec qui je travail pour leurs soutiens et encouragements.

J'ai également une pensée pour tous mes amis (Mohamed, Fateh, Amine et Badri) qui m'ont beaucoup soutenu.

Mes remerciements infinis à mes parents. Ils m'ont toujours soutenu tout au long de mes études. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Je fini mes remerciements par mes frères et sœurs ainsi que ma belle famille qui m'ont toujours encouragé.

Enfin je ne saurais exprimer en quelques mots tout ce que je dois à ma femme, ainsi que ma fille qui ont toujours crue en moi, pour leur soutien et les encouragements constants qu'elles m'ont apporté tout au long de ce travail.

Résumé

Dans toutes les commandes présentées, il est toujours nécessaire de disposer d'un résolveur (pour la détection de la position du rotor) et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux, nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques.

Le moteur BLDC à courant continu est un type de moteur synchrone à aimants permanents, ayant une forme trapézoïdale (EMF). Le moteur BLDC est alimenté en courant continu commuté sur les phases du stator du moteur par des dispositifs de commutation, les séquences de commutation étant déterminées à partir de la position du rotor. Le courant de phase du moteur BLDC, en forme généralement rectangulaire, est synchronisé avec la forme de la FEM pour produire un couple constant à une vitesse constante.

Ces moteurs BLDC à aimants permanents sont généralement contrôlés au moyen d'un onduleur triphasé, nécessitant un capteur de position de rotor pour le démarrage et pour assurer la commutation correcte pour commander l'onduleur.

Ces capteurs vont augmenter le coût et la taille du moteur, et un dispositif mécanique spécial doit être conçu pour le montage des capteurs. Ces capteurs, en particulier ceux à effet Hall, sont sensibles à la température, ce qui limite le fonctionnement du moteur au dessus d'environ 75° C. D'un autre côté, ils pourraient réduire la fiabilité du système en raison des composants et des câblages.

La commande sans capteur (sensorless) des moteurs BLDC à aimants permanents a reçu beaucoup d'intérêt ces dernières années.

Fondamentalement, deux types de technique de commande sans capteur peuvent être trouvés dans la littérature. Le premier type est la détection de la position à l'aide de la force contre-électromotrice du moteur, et le second est une estimation de la position en utilisant les paramètres du moteur, la tension aux bornes, et les courants. Le deuxième schéma de type DSP doit généralement faire le calcul compliqué, et le coût du système est relativement élevé.

Ces méthodes sont classées en deux catégories : les méthodes à vitesse nulle qui permettent de détecter la position à l'arrêt et les méthodes à vitesse non nulle.

Ainsi, la détermination des instants de commutations sans capteur de position est la méthode la plus couramment utilisée, Cet objectif, fera l'objet de notre présent travail.

In all the commands shown, it is always necessary to have a resolver (for detection of the rotor position) and a velocity sensor according to the adopted structure torque observer. Position sensors are expensive, so we wanted a structure for controlling the motor (in the case of autopilot control or speed control) from the only measure currents and stator voltages.

The BLDC motor is a DC type permanent magnets synchronous motor having a trapezoidal EMF. The BLDC motor is fed with direct current switched to the stator phases of the motor by switching devices, the switching sequences is determined from the position of the rotor. The current phase BLDC motor, generally rectangular shape is synchronized with the shape of the MEF to produce a constant torque at a constant speed. The BLDC motors with permanent magnets are generally controlled by means of a three-phase inverter, requiring a rotor position sensor to the start and to ensure proper switching for controlling the inverter. These sensors will increase the cost and size of the engine, and a special mechanical device must be designed for mounting the sensors. These sensors, in particular Hall effect, are temperature sensitive, which limits the operation of the engine above about 75 ° C. On the other hand, they could reduce the reliability of the system because of the components and wiring. The sensorless control of BLDC motors with permanent magnets has received much interest in recent years.

Basically, two types of sensorless control technology can be found in the literature. The first type is the detection of the position using back electromotive force against the engine, and the second is a position estimate using the engine parameters, the voltage across, and the currents. The second diagram DSP type must generally make the complicated calculation, and system cost is relatively high.

These methods are classified into two categories: methods at zero speed for detecting the position at standstill and methods with non-zero speed.

Thus, the determination of the moments of switching without position sensor is the method most commonly used; this objective will be the subject of our present work.

Table des Matières

Remerciements	i
Résumé	iii
Tables des matières	v
Listes des symboles	ix
Introduction générale	1

Chapitre I: Etat de l'art de la commande des moteur BLDC à aimants permanents à FEM trapézoïdale

I.1	Introduction	5
I.2	Stratégies de commande sinusoïdale	5
I.2.1	La commande scalaire	6
I.2.2	La commande vectorielle	7
I.2.2.1	Transformée de Park pour les moteurs à fem trapézoïdales (non sinusoïdales)	8
I.2.2.2	Structure de la commande vectorielle	11
I.3	La commande DTC	12
I.4	Commande Trapézoïdale	12
I.4.1	Principe	13
I.4.2	Mise en œuvre de la commande	14
I.5	Conclusion	15

Chapitre II: Energie solaire et génération photovoltaïque

II.1	Introduction	17
II.2	Energie du soleil en Algérie	19
II.3	Evolution historique de la cellule photovoltaïque	20
II.4	Principe de la conversion photovoltaïque	21

II.5	La jonction PN	21
II.6	Modèle d'une Cellule photovoltaïque (panneau)	23
II.7	Caractéristiques idéales de cellules photovoltaïques	25
II.8	SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES	29
II.9	Rendement d'un Générateur Photovoltaïque (GPV)	30
II.10	Les Principes de Conversion dans les Systèmes PV	31
II.10.1	Débit d'un Générateur PV couplé directement à une charge résistive	31
II.10.2	Circuit d'adaptation entre un Générateur PV et une charge	33
II.10.2.1	Convertisseur DC/DC	33
i)	Convertisseur dévolteur (Buck converter)	34
ii)	Convertisseur survolteur (Boost converter)	37
iii)	Convertisseur Dévolteur-Survolteur (Buck-Boost)	39
II.10.2.2	Différentes techniques de poursuite du point de maximum de puissance (MPPT)	40
i)	Algorithme Perturbation et Observation (P&O)	42
ii)	Algorithme Inductance Incrémentale (IndCond)	45
II.11	Simulation de l'ensemble Convertisseur-Algorithme MPPT	48
II.11.1	Simulation de l'association convertisseur-MPPT P&O	48
II.11.2	Résultats de simulation de l'association convertisseur-MPPT P&O	50
II.12	Conclusion	52

Chapitre III: Entraînements du moteur à aimants permanents sans collecteur alimentés avec des courants à onde carrée

III.1	Introduction	54
III.2	Analyse du circuit magnétique à circuit ouvert	56
III.3	Equations des FEM et de couple d'un PM BLDC moteur	59
III.4	Quel ouverture de pas polaire choisir pour le PM BLDC moteur	64
III.5	Les aimants permanents	68
III.5.1	Paramètres généraux des aimants permanents	68
III.5.2	Modélisation d'un aimant permanent	70
III.5.3	Aimant dans un circuit magnétique	71

III.5.3.1	Mise en équation en l'absence de bobinage dans le circuit magnétique	71
III.5.3.2	Aimants doux « peu rigides »	73
III.5.4	Caractéristiques des différentes technologies	73
III.5.5	Evolution de l'énergie spécifique des aimants permanents	74
III.6	Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents	75
III.6.1	Structures à flux radial (RFPM) :	76
III.6.2	Structures à flux axial (AFPM)	77
III.7	Configuration des machines PMSM et BDCM	78
III.8	Conclusion	79

Chapitre IV: Modélisation du moteur brushless à aimants permanents

à fem trapezoïdales en vue de sa commande

VI.1	Introduction	80
IV.2	Exigences de la commande d'un PM BLDC moteur	81
IV.3	MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR – COMMANDE – PM BLDC MOTEUR	82
IV.3.1	Modélisation des PM BLDC moteurs	83
IV.3.2	Modélisation de la commande de l'onduleur	88
IV.3.3	Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	91
IV.3.4	Autre structures de convertisseur	94
IV.4	Modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position	95
IV.5	Simulation de l'ensemble BDCM - Convertisseur	96
IV.5.1	Simulation de la machine en régime permanent	96
IV.5.1.1	Simulation de l'essai à vide	96
IV.5.1.2	Simulation de l'essai en charge (essai sous conditions nominales)	99
IV.5.1.3	Simulation de l'essai en régime dynamique	102
VI.6	Conclusion	106

Chapitre V: Commande sans capteur de position du moteur BLDC à aimants permanents

V.1	Introduction	108
V.2	Méthodes de détection de la position à l'arrêt	110
V.2.1	Détection par l'ondulation du courant de phase	110

V.2.2	Détection par injection d'un signal haute fréquence	111
V.2.3	Méthode des impulsions	112
V.2.4	Méthode INFORM	114
V.3	Méthodes de détection à vitesse non nulle	114
V.3.1	Méthodes basées sur la tension induite	114
V.3.1.1	Méthode de détection des passages par zéro	115
V.3.1.2	Méthode d'extinction des courants de phase	117
V.3.1.3	Méthode de reconstruction de la f.é.m.	117
V.3.2	Estimation basée sur les observateurs	118
V.3.2.1	Estimation basée sur le principe de l'observateur	118
V.3.2.2	Filtre de Kalman	121
i)	Application du filtre de Kalman au moteur BLDC à aimants permanents	123
ii)	Equation des équations du filtre de Kalman	125
V.4	Méthode proposée pour la commande du moteur BLDC sans capteur de position	126
V.5	Commande trapézoïdale du PM BLDC moteur à aimants permanents	132
V.5.1	Simulation de la commande du moteur BLDC sans capteur de position	132
V.5.1.1	Etude du régulateur des courants à hystérésis	132
V.5.1.2	Etude du régulateur de la vitesse rotorique	136
V.6	Présentation des résultats de simulation	138
V.6.1	Variation de la vitesse et application d'un couple de charge	139
V.6.2	Simulation du test de robustesse de la commande (variation de la résistance)	143
V.7	Conclusion	146
	Conclusion générale	147
	Références bibliographiques	150
	Annexes	155

Paramètres et abréviations

<i>BLDC M:</i>	Brushless DC Motor
<i>PMSM:</i>	Permanent Magnet synchronous Motor
<i>GPV:</i>	Générateur Photovoltaïque
<i>MLI :</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)
<i>MPPT</i>	Poursuite du point de maximum de puissance
<i>P.I :</i>	Proportionnel Intégral
<i>Cem :</i>	Le couple électromagnétique
<i>[Ls], [Lf] :</i>	Matrices d'inductances statorique et rotorique
<i>[Msf] :</i>	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
<i>Rs :</i>	Résistance statorique
<i>p :</i>	Nombre de paire de pôles
<i>J :</i>	Moment d'inertie
<i>f :</i>	Coefficient de frottements visqueux
<i>a, b, c :</i>	Enroulements statoriques réels
<i>d, q :</i>	Axes longitudinal et transversal
<i>Cr :</i>	Le couple résistant
<i>V_{abc} :</i>	Tension statorique phases a, b, c
<i>I_{abc} :</i>	Courant statorique de phases a, b, c
<i>ψ_{abc} :</i>	Flux statorique des phases
<i>φ :</i>	Flux de l'aimant
<i>s :</i>	Grandeur stator ou de repère statorique (S)

- ω : Pulsation électrique statorique
- Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor
- θ : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant (d, q) et le référentiel fixe (a,b)

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Les moteurs sans collecteur (Brushless DC Motors) sont de plus en plus employés dans plusieurs domaines d'application, tel que par exemple les systèmes de contrôle de mouvement, les variateurs de vitesses, les actionneurs aérospatiaux, les périphériques d'ordinateurs (lecteurs DVD), les compresseurs, les applications automobiles, caméras digitales, scanners médicaux, petit ventilateurs et motopompes, et les applications HVAC (Heat, Ventillation and Air-Conditionning) ...[2],[5]

Récemment, dans beaucoup de systèmes d'entraînement électriques, les moteurs conventionnels (de petite et moyenne puissance: de 1-10 kW) sont, au fur et à mesure, remplacés par ceux dit sans collecteurs (Brushless motors) [8]. Cependant, l'usage des aimants permanents est recommandé pour l'excitation. L'emploi des terres rares, telle que le Samarium-Cobalt (SmCo_5) et le Néodyme-Fer-Bore (NdFeB), pour les aimants permanents permet l'obtention de forts couples [16].

En comparaison avec les moteurs à induction, les moteurs BLDC à aimants permanents se distinguent par quelques avantages comme une densité de puissance élevée, une efficacité plus grande, une simple contrôlabilité, un rendement élevé, un fonctionnement silencieux, une forme compacte, une fiabilité et une maintenance réduite [2]. De plus, les enroulements de puissance sont placés dans le stator, ce qui permet une évacuation des échauffements plus efficace et plus facile, pendant que, les pertes rotoriques sont extrêmement réduites.

Les moteurs sans collecteur (BLDC moteur) sont à distribution de flux sinusoïdale (f.é.m. sinusoïdale) ou à distribution de flux trapézoïdale (f.é.m. trapézoïdale).

Les brushless dc moteurs, et particulièrement ceux à FEM trapézoïdale représentent un candidat attractif pour les entraînements électriques sans capteurs, et ce parce que seulement deux des enroulements du moteur sans alimentés à la fois chaque cycle. A l'opposé, les trois enroulements des brushless dc moteurs à FEM sinusoïdale sont alimentés ensemble chaque cycle. Cependant, leur alimentation passe à travers des onduleurs similaires à ceux employés avec les moteurs à induction, usuellement avec six transistors pour les systèmes triphasés.

Toutefois, le démarrage de ces moteurs nécessite la connaissance de la position exacte du rotor (comme pour les moteurs synchrones) pour une alimentation correcte des phases correspondantes et l'obtention d'un couple maximum. La connaissance de la position du rotor peut être obtenue par l'emploi de capteurs à effet hall logés dans le stator. Bien que, l'usage de

ces capteurs n'est pas encore définitivement écarté de certaines applications, ils sont à l'origine de l'accroissement des dimensions du moteur et de son coût. Ils peuvent également être affectés par les conditions de fonctionnement, telle que la température et l'humidité...etc.

Néanmoins, l'entraînement des brushless dc moteurs sans capteurs s'impose comme alternative pour pallier les inconvénients et difficultés causés par l'emploi et l'implantation de capteurs de position.

L'idée de la commande sans capteur (sensorless) des moteurs sans collecteur existait depuis les années 80 ou peut-être avant cette date. A cette époque, les scientifiques ont proposé plusieurs méthodes basées sur les forces électromotrices (f.é.m.) [11]. Mais l'implantation de ces méthodes avec des composants analogiques ou des processeurs de la première génération a limité leur utilisation. Avec l'arrivée de la nouvelle génération des processeurs de signaux (DSP), rapides et bon marché, les industriels s'intéressent de plus en plus aux algorithmes de commande sans capteurs encombrants. Ces algorithmes sont généralement basés seulement sur les mesures des courants et des tensions de phase pour estimer la position et la vitesse du moteur.

Plusieurs méthodes sont présentées dans les littératures, l'un des plus populaires algorithmes utilise la f.é.m. En effet, lors de l'entraînement d'un moteur une f.é.m. est induite dans l'enroulement et la position du rotor peut être détectée à partir de cette f.é.m. Toutefois, la f.é.m. est générée seulement lorsque le moteur est en rotation, ce qui nécessite la connaissance de la position initiale du rotor pour le moteur à l'arrêt ou aux faibles vitesses avec f.é.m. insuffisante [21].

Une commande, sans capteur, en vitesse n'est pas suffisante pour un brushless dc moteur qui est généralement utilisé dans des applications de positionnement. D'autre part, une bonne commande en position avec capteur mécanique n'est pas une solution pour les industriels.

L'objectif de ce travail est la commande d'un moteur BLDC sans capteur mécanique. Puisque, d'une part, ce moteur domine le marché des applications domestiques (2,5 milliards de US-Dollars en 2005 [12]), tel que les machines à laver, les climatiseurs etc... D'autre part, l'industrie, particulièrement celle de l'automobile, connaît une explosion de l'accroissement de l'emploi des entraînements électroniquement contrôlés (pompes à carburant, direction assistée etc...). La majorité de ces moteurs seront du type sans collecteur (brushless dc moteur). A titre d'exemple, une pompe à carburant dans une automobile entraînée par un moteur à collecteur est conçue pour durer 6000 heures. Cette limitation est due à la durée de vie des balais. Pour certaines flottes de véhicules, cette durée peut être dépensée en moins d'une année. La vie

utile d'un moteur BLDC est typiquement 15000 heures, ce qui prolonge la durée de vie du moteur de presque 3 fois.

La crise d'énergie qu'a connue le monde en 1973 et 1978 a poussé les chercheurs, à travers le monde, de tenter de trouver de nouvelles sources d'énergie. A cet égard, l'énergie solaire reste l'une des potentielles alternatives. De nouveaux procédés de fabrication des cellules photovoltaïques pour accroître leurs (pouvoir) efficacité de conversion sont exploités avec le but de réduire le coût de la puissance produite. Cette réduction de coût rend les cellules photovoltaïques plus accessibles pour différentes applications, y compris les systèmes de pompage d'eau, notamment dans les zones très isolées.

Pour toutes ces caractéristiques nous avons choisi le moteur sans collecteur à aimants permanents (PMBLDC Motor) associé à une source photovoltaïque comme application dans notre travail.

Ce document résume notre travail avec des simulations effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink permettant de valider une partie théorique qui sera néanmoins présentée. Certaines parties de l'étude feront références à des documents publiés et seront alors signalés par une annotation bibliographique. Les premières pages sont réservées pour la signification des symboles et autres abréviations utilisés dans ce manuscrit. Nous avons divisé ce document en cinq chapitres :

Dans le 1^{er} chapitre, qui a été réservé à la présentation d'un état de l'art plus ou moins exhaustif de la commande du moteur BLDC, nous avons essayé de montrer les avantages et les inconvénients de ces méthodes à travers une comparaison des commandes adaptées au BLDC moteur.

Le 2^{ème} chapitre a été consacré à la génération de l'énergie électrique par les cellules photovoltaïques ainsi que les algorithmes de poursuite du point de puissance maximum (MPPT).

Les différentes structures de moteurs a fait l'objet du 3^{ème} chapitre.

La modélisation du Moteur BLDC, associé à l'onduleur d'alimentation, est réalisée dans le 4^{ème} chapitre. Le modèle du moteur que nous avons choisi doit tenir compte des principaux phénomènes qui interviennent dans son fonctionnement. Il doit être le plus simple possible afin de diminuer le temps de calcul des algorithmes que nous avons utilisé. Dans ce même chapitre, nous avons validé le modèle adopté par des résultats de simulation en utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

Dans le 5^{ème} et dernier chapitre, nous avons essayé de donner un aperçu des méthodes de commandes avec et sans capteur mécanique adaptées au PM BLDC Moteur en montrant

les inconvénients et les avantages de chacune des méthodes. Nous avons terminé par la description de la méthode que nous avons proposée et qui a fait l'objet d'une publication. Cette méthode permet de calculer les instants de commutation de l'onduleur à partir des tensions

CHAPITRE I:

***Etat de l'art de la commande des moteurs
BLDC à aimants permanents à FEM
trapézoïdale***

I.1 Introduction

Le monde industrielle a durant longtemps connu les moteurs à courant continu qui sont tout à fait adaptés aux fonctionnements en régime variable, mais ils présentent de gros inconvénients liés à la présence du contact mobile entre balais et collecteur (entretien, problème de commutation).

Afin de contourner ces inconvénients on a donc cherché à les remplacer par des machines qui utilisent un commutateur électronique à la place du commutateur mécanique : ce sont les moteurs sans balais [12].

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant créé par les enroulements statoriques.

Dans la littérature, de nombreuses techniques ont été proposées pour le moteur *Brushless*, en fonction des objectifs de commande. Dans ce chapitre, nous introduisons brièvement les principes et l'architecture de la commande des moteurs *Brushless* à courant continu BLDC (commande trapézoïdale).

Dans le cadre de ce travail, la commande utilisée actuellement pour les moteurs *Brushless* des différentes applications industrielles est de type trapézoïdale sans capteur, dont le principe sera expliqué au cours de ce chapitre. Nous envisageons de présenter un état de l'art de la commande du moteur BLDC (à f.é.m. trapézoïdale).

A noter que quelque soit la commande utilisée, on ne peut pas mettre un capteur mécanique, c.à.d. que seule une commande sans capteur peut être utilisée à cause de la taille miniature des moteurs (dans certaines applications telle que l'aéronautique) et de l'encombrement important introduit par les capteurs mécaniques.

I.2 Stratégies de commande sinusoïdale

Plusieurs stratégies de commande peuvent être considérées dans le cas d'un onduleur de tension alimentant une machine triphasée dans le cadre d'une application industrielle : les commandes en régime permanent et les commandes en régime transitoire.

Dans le cas des commandes en régime permanent, les critères d'optimisation électrotechnique dominant à savoir:

- 1- élimination d'harmoniques pour éviter les ondulations de couples dans les machines;
- 2- minimisation des pertes dans les interrupteurs des onduleurs.

Et dans le cas des commandes en régime transitoire, les critères de type automatiques dominant :

- 1- rapidité;
- 2- temps de réponse.

Toutefois, il est souvent très difficile de répondre parfaitement et simultanément aux deux types de critères [4].

On distingue donc deux grandes catégories de commande sinusoïdales pour les moteurs synchrones (et tous les moteurs triphasés en générale) : la commande scalaire et la commande vectorielle.

I.2.1 La commande scalaire

La commande scalaire ou commande en V/f est une technique classique pour l'entraînement des machines synchrones. Son principe est de maintenir $V/f = \text{cste}$, ce qui signifie de garder le flux constant. Lorsque la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport, ce qui provoque un régime de défluxage. A basse vitesse, la chute de tension ohmique statorique ne peut être négligée, et on procède alors à un démarrage avec une tension initiale V_0 non nulle.

Généralement deux références de courant sont utilisées. Une référence sinusoïdale pour des machines présentant une force électromotrice sinusoïdale et une référence rectangulaire pour des machines présentant une force électromotrice trapézoïdale.

L'objectif est de commander les interrupteurs de façon à ce que les courants statoriques réels suivent les courants de référence [5], [10].

La figure 1.1 montre le schéma de principe d'une commande scalaire d'un moteur BLDCM. La figure 1.2 représente les schémas blocs d'une commande scalaire en courant associée à un moteur BLDCM. Ce dispositif de commande assure deux fonctions très importantes qui sont l'autopilotage de la MSAP et les régulations de courant.

La commande scalaire est facile à implanter en temps réel. Elle est cependant moins concurrentielle au niveau des performances dynamiques dû au fait qu'elle est basée sur le modèle établi en régime permanent.

C'est la raison pour laquelle elle a été délaissée au profit de la commande vectorielle qui est basée sur le modèle transitoire [Err10].

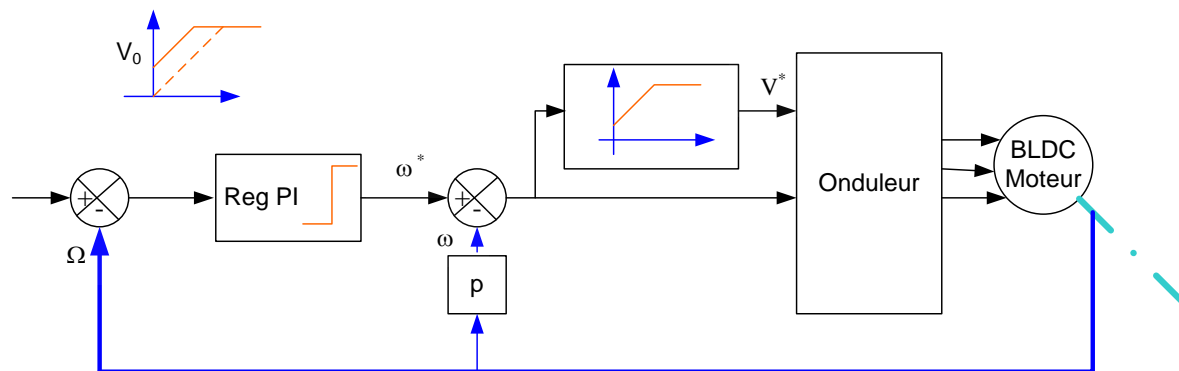


Fig.1.2: Schéma de principe de la commande scalaire

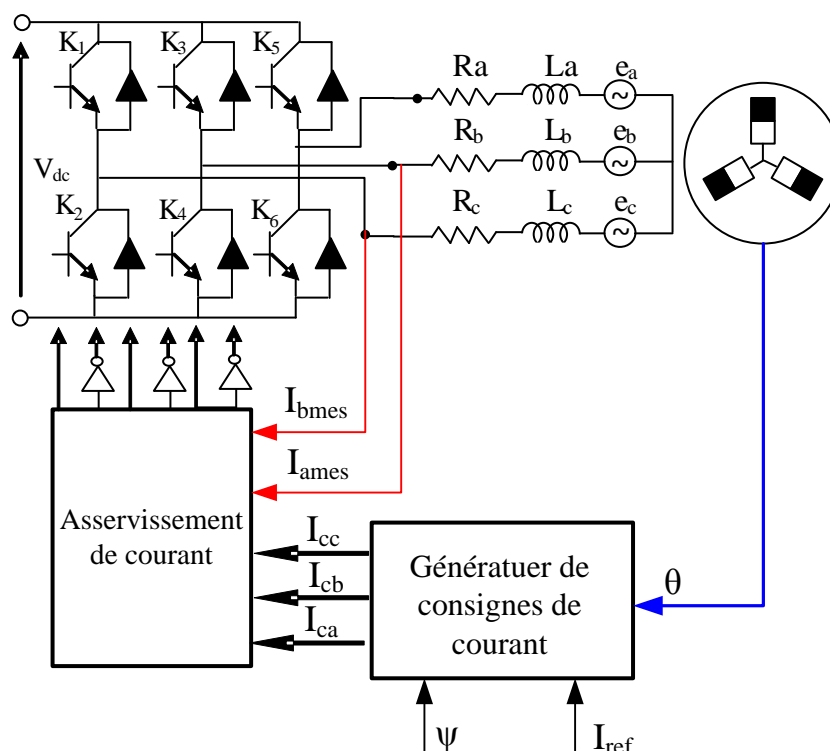


Fig.1.2: Schéma blocs de la commande scalaire en courant

I.2.2 La commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps (Blashke 1972). Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs trigonométriques, des intégrations des régulations...ce qui ne pouvait se faire avec l'électronique analogique.

La commande vectorielle des machines synchrones est la technique actuelle permettant l'obtention des dynamiques satisfaisant le plus grand nombre de cahiers des charges. La stratégie de commande repose sur le modèle de Park de la machine et consiste à imposer le courant en quadrature i_q pour imposer le couple. Le courant i_d , quant à lui, sera déduit pour

annuler la partie de l'équation due à l'anisotropie et minimiser les pertes joules. Il sera donc nul pour une machine à pôles lisses.

La régulation s'effectue donc sur des grandeurs du référentiel tournant et donne la possibilité de placer les champs magnétiques statoriques de manière précise [12].

I.2.2.1 Transformée de Park pour les moteurs à fem trapézoïdales (non sinusoïdales)

Pour les machines à fem non sinusoïdales, la transformation de Park de base n'est plus complètement appropriée. Une autre transformation permet d'étendre cette transformation, à l'ensemble des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses, quelle que soit la forme des fem. [12], [22]. Le principe de cette transformation consiste à définir un nouveau repère aligné sur le vecteur représentatif de la dérivée du flux induit par les aimants du rotor. Le but de cette nouvelle transformation est de retrouver les propriétés de la transformation de Park appliquées aux machines à fem. sinusoïdales soit : le couple électromagnétique ne dépend que de la seule composante 'q' du courant statorique et le facteur de proportionnalité entre le couple et le courant est constant (indépendant de la position du rotor).

Nous allons dans un premier temps rappeler les transformations de Concordia et de Park appliquées aux machines à fem. sinusoïdales.

La transformation de Concordia exploite les propriétés résultantes de la structure triphasée de la machine. Plus particulièrement, elle permet une diagonalisation de la matrice d'inductance. En appliquant la transformation de Concordia sur les flux, nous obtenons :

$$[\psi_{\alpha\beta}] = [B][L][i_{123}] + [B][\phi_r] = [B][L][B]^{-1}[i_{\alpha\beta}] + [B][B]^{-1}[\phi_{r\alpha\beta}] \quad (1.1)$$

Avec :

$$[B] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et } [B]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix}$$

avec : $L+2M$ l'inductance homopolaire et $L-M$ l'inductance cyclique.

Nous considérerons une connexion des bobinages statoriques en étoile ce qui rend impossible la circulation d'un courant homopolaire. Les grandeurs électriques exprimées dans le nouveau repère s'écrivent de la façon suivante :

$$[V_{\alpha\beta}] = R[i_{\alpha\beta}] + (L - M) \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta}] + p\Omega[\phi'_{r\alpha\beta}] \quad (1.2)$$

Les composantes ' α , β ' du vecteur représentatif de la dérivée du flux induit par les aimants s'expriment par les relations :

$$\begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} = p \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_m \begin{bmatrix} -\sin(p\theta) \\ \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Dans le cas d'une distribution de flux non sinusoïdale, les composantes ' α , β ' ne sont plus déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre.

Pour la transformation de Park, l'axe ' d ' est défini comme étant à tout instant aligné avec le flux induit par les aimants du rotor. Pour un flux sinusoïdal, le vecteur représentatif des dérivées du flux induit par les aimants du rotor sera donc aligné sur l'axe ' q '.

$$[X]_{dq} = P(p\theta)[X]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} [X]_{\alpha\beta} \quad (1.4)$$

Etant donné que la matrice de transformation est orthogonale et normée, la matrice de transformation possède les propriétés suivantes : $P(\theta)^{-1} = P(\theta)^t = P(-\theta)$.

Dans le cas d'une distribution de flux sinusoïdale (fem trapézoïdales), la dérivée du flux induit par les aimants s'exprime par les relations :

$$\begin{bmatrix} \phi'_{rd} \\ \phi'_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ p \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_m \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Il est possible de minimiser les pertes Joule et donc d'optimiser la conversion d'énergie en imposant simplement la composante d du courant nulle. Le facteur de proportionnalité entre la composante q et le couple est indépendant de la position. Ainsi, la commande en régime permanent se résume à une régulation de grandeur continue. Dans le cas des machines non sinusoïdales, la variable $\phi'_{rq}(\theta)$ dépend de la position. Pour obtenir un couple constant, il est

nécessaire d'imposer un courant d'axe q fonction de la position. Les performances en régime permanent dépendent étroitement des performances de la commande en régime dynamique, cela se résume à une poursuite d'une consigne de courant fonction de la position. Un autre inconvénient provient de la variable $\phi'_{rd}(\theta)$ qui est différente de zéro, il n'est alors plus possible d'imposer le courant d'axe d égal à zéro sans dégrader la conversion d'énergie.

L'expression du couple électromagnétique dépend alors des deux composantes d et q des courants statoriques.

La transformée de Park pour les machines à fem. non sinusoïdale pose donc un problème de commande multivariable qui nécessite la poursuite de deux courants de références. De plus, il en résulte un couplage entre les phases d et q de la machine.

Pour remédier à ces problèmes, une modification de la transformée de Park est proposée [12]. Cette modification comporte deux étapes. Une première étape consiste à définir un nouveau repère aligné permettant de retrouver une des propriétés de la transformation de Park, à savoir $\phi'_{rd}(\theta)=0$ ce qui permet d'imposer $i_d=0$ sans dégradation des performances.

Nous définissons un angle de passage $\mu(\theta)$: angle de passage du repère (α, β) au nouveau repère (d_1, q_1) (figure III-20). Le vecteur représentatif de la dérivée du flux induit par les aimants s'exprime dans le nouveau repère par les relations :

$$\begin{bmatrix} \phi'_{rd1} \\ \phi'_{rq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \phi'_{rq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \mu) & \sin(\theta + \mu) \\ -\sin(\theta + \mu) & \cos(\theta + \mu) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix} = P(\theta + \mu) \begin{bmatrix} \phi'_{r\alpha} \\ \phi'_{r\beta} \end{bmatrix}$$

avec

$$\begin{cases} \sin(\theta + \mu) = -\frac{\phi'_{r\alpha}}{\phi'_r} \\ \cos(\theta + \mu) = \frac{\phi'_{r\beta}}{\phi'_r} \end{cases} \text{ avec } \phi'_r = \sqrt{\phi'^2_{r\alpha} + \phi'^2_{r\beta}} = \phi'_{rq1} \quad (1.6)$$

Pour $\mu=0$, on retrouve la transformation de Park classique.

Le principal avantage de cette transformation réside dans le fait que le couple ne dépend plus que d'une seule composante d'axe q , puisque la commande est réalisée en maintenant à tout instant le vecteur des courants statoriques en alignement avec le vecteur représentatif de la dérivée du flux induit par les aimants du rotor. Cependant, les performances du régulateur en régime permanent dépendent étroitement des performances en régime dynamique (la constante de couple est fonction de la position), d'où une nouvelle

modification de la matrice de transformation. Cette deuxième étape consiste à obtenir un facteur de proportionnalité constant entre le courant et le couple.

Cette dernière exigence est retrouvée grâce à La transformation suivante :

$$P_{mod}(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} \cos(\theta + \mu) & -\lambda \sin(\theta + \mu) \\ \frac{1}{\lambda} \sin(\theta + \mu) & \lambda \cos(\theta + \mu) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec

$$\lambda = \frac{\sqrt{3}\phi'_m}{\sqrt{2}\phi'_r}$$

avec : ϕ'_m amplitude du premier harmonique de la dérivée du flux induit par les aimants.

Cette dernière transformation permet de retrouver les propriétés de la transformation de Park.

En fonction des nouvelles coordonnées, le couple s'écrit :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} p \phi'_m I_{q2} \quad (1.8)$$

Cette relation est indépendante de la position. Pour assurer un couple constant il suffit de réguler le courant d'axe q_2 autour de sa référence qui est de valeur constante.

En utilisant cette transformation de Park, il est possible de calculer les courants optimaux à imposer dans les phases pour obtenir un couple de référence C_{ref} donné. Le courant est de valeur constante et indépendant de la position et cette composante est définie par la relation :

$$I_{q2} = \frac{\sqrt{2}C_{ref}}{\sqrt{3}p\phi'_m} \quad (1.9)$$

1.2.2.2 Structure de la commande vectorielle

La structure de commande est décrite par le schéma de la figure 1.3. Les courants de référence sont élaborés dans le repère de Park. Ces consignes sont ensuite comparées aux composantes du courant réel, et les erreurs sont appliquées à un étage de régulation du courant et de découplage qui génère la tension désirée. Cette dernière est réalisée (voir figure) par un onduleur de tension de type MLI [13].

enroulements alimentés du stator créent des pôles électromagnétiques. Le rotor tend à s'aligner avec la phase sous tension du stator. En utilisant une séquence appropriée pour l'alimentation des phases statoriques, un champ magnétique tournant est créé et maintenu. Le déphasage entre le rotor et le champ tournant doit être contrôlé pour produire un couple, et cette synchronisation nécessite la connaissance de la position du rotor.

I.4.1 Principe

Les formules sur lesquels se base la commande en couple et en vitesse des moteur BLDC sont les équations du couple et de la f.é.m. qui sont similaire à celles du moteur à courant continu.

Pour résumer, la f.é.m. est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, et la production du couple est quasiment directement proportionnelle au courant circulant dans les phases alimentées (le même courant qui circule dans les deux phases sous tensions, voir le chapitre 4). Enfin, on aboutit au montage de la figure 1.4 pour la commande trapézoïdale des moteurs BLDC (ce montage sera plus clair après la mise en œuvre de la structure de la commande vectorielle dans le chapitre 4-5).

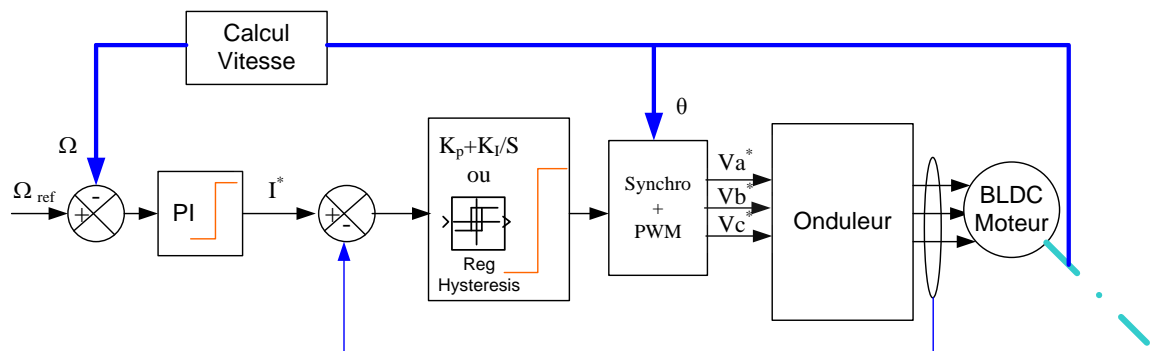


Fig.1.4: Schéma de principe de la commande trapézoïdale

La commande trapézoïdale des moteurs BLDC est caractérisée par l'alimentation de deux phases de l'onduleur à chaque commutation. Dans ce schéma de contrôle, la production du couple suit le fait que le courant circule dans deux phases seulement, et il ne faut pas avoir de couple dans la région de passage par zéro de la f.é.m.

La figure 1.5 décrit les formes d'ondes (f.é.m. en pointillé, courants en traits pleins) pour le moteur BLDC en alimentant deux phases à la fois.

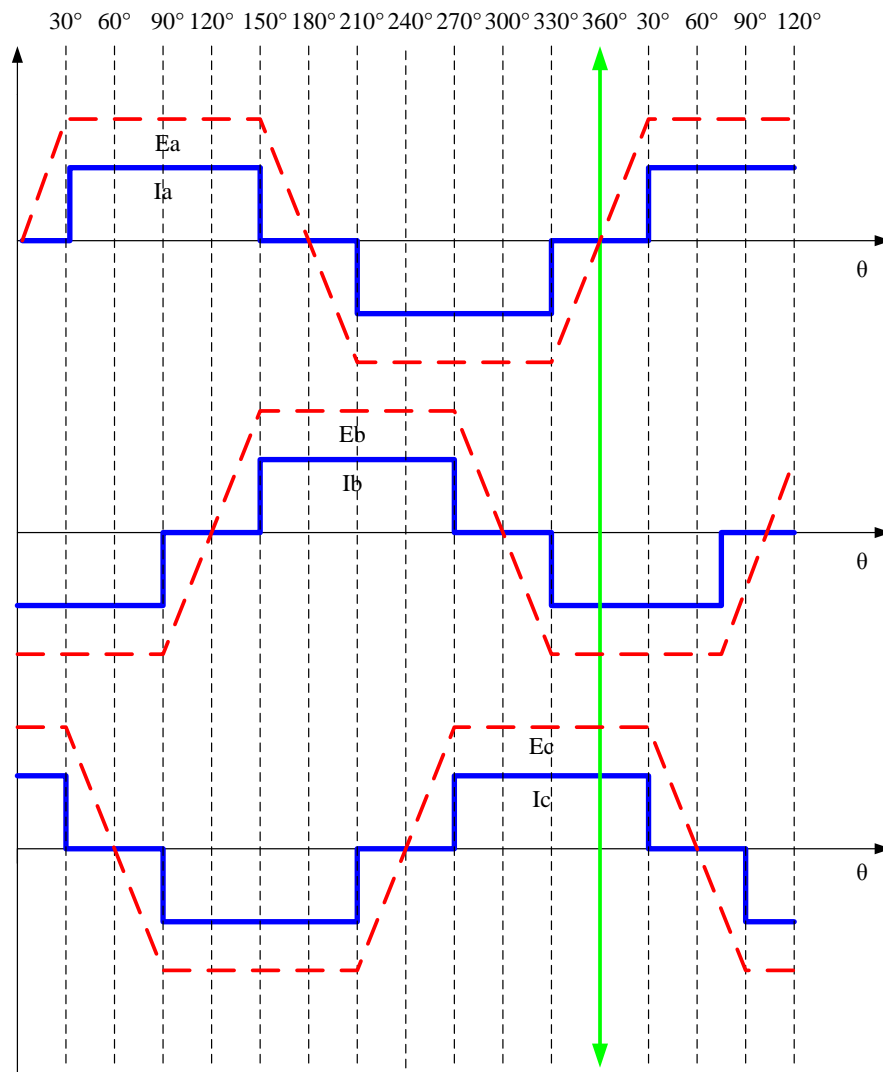


Fig.1.5: Formes d'ondes des courants et FEM d'un BLDCM
moteur

I.4.2 Mise en œuvre de la commande

Pour assurer la synchronisation des flux, l'information sur la position rotorique est indispensable. Celle-ci peut être mesurée par des capteurs (commande avec capteur : *sensored*) ou estimés par des observateurs (commande sans capteur : *sensorless*).

La technique *sensorless* pour la commande trapézoïdale est expliquée dans le chapitre 5.

Dans le cas de la commande avec capteur, pour connaître la position instantanée du rotor, il faut disposer sur le stator un certain nombre de capteurs. On utilise soit des capteurs magnétiques à effet Hall, soit des capteurs optiques. Pour une machine triphasée, il faut trois capteurs régulièrement espacés [13].

Le circuit de commande reçoit les informations issues des capteurs et délivre les signaux de commutation des courants nécessaires au fonctionnement du circuit de puissance. Dans le cas des capteurs à effet Hall, on dispose de trois signaux logiques h_1 , h_2 et h_3 , et on veut élaborer six signaux logiques c_1 , c_2 , c_3 , c'_1 , c'_2 , et c'_3 destinés à la commande des six transistors pour obtenir les courants souhaités dans les trois phases du moteur. On constate qu'il faut assurer les équations logiques suivantes [3] :

$$\begin{aligned}c_1 &= h_1 \overline{h_2} \\c_2 &= h_2 \overline{h_3} \\c_3 &= h_3 \overline{h_1} \\c'_1 &= \overline{h_1} h_2 \\c'_2 &= \overline{h_2} h_3 \\c'_3 &= \overline{h_3} h_1\end{aligned} \tag{1.10}$$

Cette logique de commande peut facilement être réalisée avec des circuits élémentaires.

I.5 Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons dressé un état de l'art sur la commande des moteurs *Brushless* : à savoir la commande trapézoïdale des moteur BLDC, et la commande sinusoïdale des MSAP (commande scalaire et commande vectorielle). Toutefois, nous avons également exposés la transformation de Park modifiée étendue à l'application aux moteurs dits brushless à fem trapézoïdales.

Le tableau 1.1 qui suit permet de comparer les méthodes appelées commande vectorielle et commande trapézoïdale.

Tableau 1.1 : Comparaison entre les commandes vectorielle et trapézoïdale.

Commande vectorielle	Commande trapézoïdale
Alimentation en courant sinusoïdale	Alimentation en courant continu
f.é.m. sinusoïdale	f.é.m. trapézoïdale
Variation continue de la position du flux statorique	Commutation de la position du flux statorique chaque 60 degrés
Possibilité d'avoir trois phases alimentées en même temps	Deux phases alimentées à chaque instant
Pas d'ondulation du couple à la commutation	Ondulation du couple à la commutation
Moins d'harmoniques à cause de l'excitation Sinusoïdale	Présence d'harmoniques basses fréquences dans le courant (fréquences audibles)
Moins de pertes fer	Pertes fer importantes à cause des harmoniques
Pertes de commutation plus importantes à la même fréquence de commutation	Moins de pertes de commutation
Algorithmes de commande mathématiquement compliqué	Algorithmes de commande relativement simple

Etant donné que nous nous intéressons à la commande sans capteurs de position, nous avons choisi l'algorithme de commande trapézoïdale pour sa simplicité.

CHAPITRE II:

Energie solaire et génération photovoltaique

II.1 Introduction

La flambée vertigineuse des prix du pétrole depuis la fin du millénaire passé, a fait que les débats sur l'avenir énergétique de la planète se sont intensifiés compte tenu des besoins sans cesse croissants dans le domaine et les conséquences que cela peut engendrer à moyen terme. En effet, l'évolution démographique et le développement de certaines zones géographiques, l'Asie aujourd'hui, et d'autres pays demain, laissent présager une augmentation considérable de la consommation en énergie. A ce rythme, les réserves en énergies fossiles ne pourront assurer les besoins que pour quelques décennies encore, entraînant des situations de pénurie dont les prémices se sont fait ressentir à travers la crise du pétrole de ces deux dernières années.

Les gisements de ressources énergétiques d'origines fissiles, même si elles offrent une alternative à court/moyen terme, posent quant à elles de réels problèmes environnementaux liés au traitement des déchets radioactifs et au démantèlement des centrales nucléaires obsolètes (Fukushima par exemple).

Deux idées se sont imposées, une première solution à cette crise annoncée étant la diminution de la consommation énergétique, c'est ainsi que sont apparus sur le marché, ces dernières années, des appareils de faible consommation de classe A ou A+ (réfrigérateurs, laves linge, ampoules basse consommation, ...). En parallèle, il faut développer de nouvelles sources d'énergie propres et renouvelables. A ce sujet, le soleil, le vent, la biomasse, la mer, ... apparaissent comme des énergies inépuisables et facilement exploitables. Ainsi, d'après l'Agence Internationale de l'Energie (AIE), si l'on prend l'exemple du soleil, une surface de 145000km^2 (4% de la surface des déserts arides) de panneaux photovoltaïques (PV) suffirait à couvrir la totalité des besoins énergétiques mondiaux [1], [33].

En outre, le marché mondial des systèmes photovoltaïques connaît, depuis maintenant plus d'une décennie, un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30 à 40% par année.

Cette croissance exceptionnelle, due principalement aux efforts importants de recherche et de développement dans le domaine de l'électronique de puissance, se traduit bien évidemment par des innovations technologiques et une baisse des coûts des modules photovoltaïques comme le montre le graphique (figure 2.1).

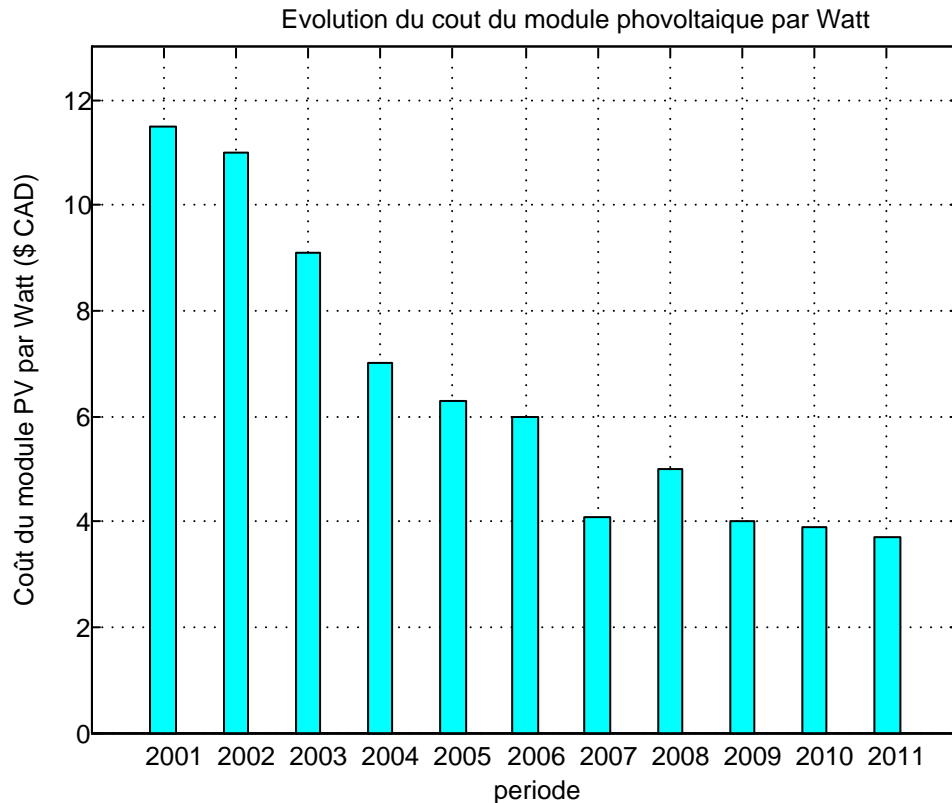


Fig. 2.1: Evolution du cout du module phovoltaïque par Watt

En effet, les performances techniques et la fiabilité des onduleurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité, sont des paramètres qui peuvent très fortement faire varier la production d'énergie électrique annuelle et donc la rentabilité financière d'un système.

Il apparait que le photovoltaïque se présente comme une solution d'avenir car il offre une multitude d'avantages :

1. la production de cette électricité renouvelable n'émet pas de gaz à effet de serre, il faut cependant réduire l'impact environnemental de la fabrication du système;
2. la lumière du soleil étant disponible partout et quasi-inépuisable; l'énergie photovoltaïque est exploitable aussi bien en montagne, dans un village isolé que dans le centre d'une grande ville, et aussi bien au Sud que dans le Nord;
3. l'électricité photovoltaïque peut être produite au plus près de son lieu de consommation, ce qui la rend facilement accessible.

Bien que cette énergie se présente comme une solution de l'avenir, néanmoins les inconvénients suivants ne peuvent être écartés :

1. **prix:** les cellules solaires sont encore lointaines pour produire une fraction significative de l'énergie du monde requise en raison de la charge de placement initiale. Cependant, le prix diminue considérablement par rapport à la puissance maximale en Watt, depuis les années 70, comme il est montré sur la figure 2.1 [1];
2. **rayonnement du soleil:** l'intensité d'irradiation du rayonnement du soleil en un jour, toujours, change et flotte. L'irradiation commence autour de 6 heures et augmente à la valeur maximale (se rapproche de 900 W/m^2) à 12 AM après, l'irradiation flotte parce que le ciel est plus tardif, nuageux et pluvieux. Ensuite l'intensité d'ensoleillement diminue graduellement. Autour 18 h l'ensoleillement est nulle. Le rayonnement du soleil est une source principale pour le système photovoltaïque, ainsi l'exécution du système photovoltaïque dépend de l'intensité d'ensoleillement;
3. **Rendement:** le rendement de la cellule solaire est relativement bas, 15 % [33] pour le silicium monocristallin et 12 % pour le silicium poly-cristal. En conséquence, pour obtenir la grande capacité du générateur solaire, de nouveaux matériaux et processus sont recherchés pour remplacer le silicium qui est le matériel principal pour la cellule en silicium mais reste toujours à prix élevé et rendement bas.

Le caractère écologique du photovoltaïque peut aussi être mis en avant par rapport à d'autres moyens de production : contrairement à ce que l'on peut croire, une installation rembourse l'énergie nécessaire à sa fabrication dans un délai de 1 à 3 ans suivant l'ensoleillement du site (source Agence Internationale de l'Energie) et de surcroit, permet d'économiser entre 1,4 et 3 tonnes de CO_2 au cours de sa durée de vie pour 1 kWc (kWatt crête) installée.

II.2 Energie du soleil en Algérie

L'Algérie est l'un des pays qui ont une diversité de sites dus à son grand secteur, environ 2,4 millions de kilomètres carrés limité par la mer au nord et par le Sahara au sud.

Le rayonnement de la région près de la mer est influencé par les saisons. Les zones du nord de l'Algérie sont à ciel couvert plus que ceux du sud. Les régions Sahariennes reçoivent une quantité plus grande d'énergie mais sont caractérisées par une température de l'air plus

élevée. En raison de cette diversité dans le climat, l'ensoleillement moyen global au plan horizontal reçu varie entre 4,5 et 7,5 KWh/m².

En tenant compte de cette diversité, l'Algérie peut être divisée en 8 zones climatiques qui ont approximativement un ensoleillement homogène comme indiqué sur la figure 2.2 [1] [2].

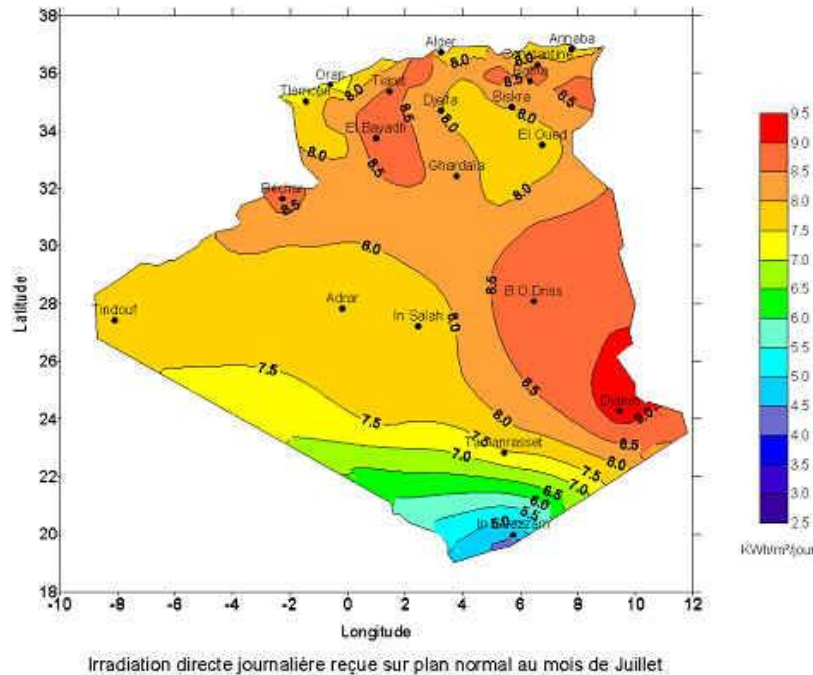


Fig 2.2: Répartition des zones climatiques en Algérie

La réalisation des performances citées plus haut constitue un projet très ambitieux, et particulièrement à grande échelle, mais avant de les atteindre, il faudra s'affranchir de certaines contraintes en optimisant le fonctionnement global d'un système photovoltaïque.

Pour parvenir à cet objectif, il faudra s'affranchir des principaux problèmes liés à la production d'énergie. En effet, du fait du caractère non linéaire de la caractéristique des panneaux photovoltaïques, leur tension dépend fortement de la charge connectée. Pour corriger ce problème, des dispositifs MPPT (Maximum Power Point Tracking : Poursuite du point de maximum de puissance) permettent aux panneaux de fonctionner dans des conditions optimales et ainsi d'extraire le maximum de puissance. S'agissant du problème lié au stockage, l'utilisation des batteries au plomb est très répandue dans le domaine et permet d'atteindre un rapport performance/coût assez intéressant.

II.3 Evolution historique de la cellule photovoltaïque

L'effet photovoltaïque a été découvert en 1839 par Alexandre Edmond Becquerel. C'est seulement environ un siècle plus tard, en 1916, que Robert Millikan sera le premier à

produire de l'électricité avec une cellule solaire. Mais cette découverte n'est à l'époque qu'anecdotique au vu du rendement énergétique pour transformer la lumière du soleil en énergie. C'est l'industrie spatiale que remettra ce phénomène au-devant de la scène, dans les années 50. Les panneaux solaires étant le seul moyen non nucléaire d'alimenter des satellites en énergies. Le choc pétrolier dans les années 70, la découverte de la méthode pour trouver le MPPT (conséquence des recherches dans le domaine spatial) ainsi que les efforts consentis pour réduire le coût des panneaux, ont favorisé la commercialisation de cette énergie renouvelable. En 1973, la première maison alimentée par des cellules photovoltaïques est construite. Aujourd'hui, des centrales solaires sont en construction dans le monde entier [46].

II.4 Principe de la conversion photovoltaïque

Le rayonnement solaire est porteur de paquet d'énergie E_{ph} appelé photon. Ces photons sont absorbés dans un matériau semi-conducteur, qui va en réponse générer une tension électrique. Cette énergie dépend de trois caractéristiques :

1. la célérité de la lumière c ;
2. la longueur d'onde λ ;
3. la constante de Planck h .

h et c étant des constantes, on peut affirmer que l'énergie transportée par un photon est inversement proportionnel à sa longueur d'onde. Comme le montre la relation :

$$E_{ph} = \frac{C}{\lambda}$$

Les matériaux semi-conducteurs, en absorbant les photons, produisent des porteurs de charge (couples électrons-trous). Le rayonnement solaire doit alors provoquer un déplacement d'électron d'un conducteur à l'autre. Pour que le phénomène opère, une différence de potentiel doit apparaître aux deux bornes du dispositif. Cela a pour effet de constituer l'équivalent d'une pile. Le matériau devient donc photoconducteur. Il constitue un dipôle passif puisque, si on applique une tension aux bornes du matériau, le courant va circuler.

II.5 La jonction PN

Le principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs. La cellule photovoltaïque, assimilable à une diode photosensible, permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son

principe de fonctionnement repose sur l'effet photovoltaïque. Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi-conducteur. Ces deux couches sont dopées différemment (pour la couche N, apport d'électrons périphériques; pour la couche P, apport de charges positives). Ces deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N) leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi-conducteur.

L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche antireflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée. Le matériau le plus répandu dans les cellules solaires est le silicium. Il existe plusieurs types de cellules solaires :

1. les cellules monocristallines;
2. les cellules poly-cristallines;
3. les cellules amorphes;
4. les cellules CdTe (tellure de cadmium), CIS (cuivre-indium-diséléniure).

Le tableau 2.1 résume les différents matériaux existants sur le marché et ceux au stade expérimentale :

Génération	Type	Rendement de la cellule en labo (%)	Rendement du module en labo	Rendement du module en condition réel	Niveau de développement
1 ^{ère} Génération	Silicium monocristallin	24.70	22.70	12-20	Production industrielle
	Silicium polycristallin	20.30	16.20	11-15	Production industrielle
2 ^{ème} Génération	Silicium amorphe	13.40	10.40	5-9	Production industrielle
	Silicium cristallin en couche mince		9.40	7	Production industrielle
	CIS	19.30	13.50	9-11	Production industrielle
	CdTe	16.70		6-9	Production industrielle
3 ^{ème} Génération	Cellule organique	5.70			Au stade de la recherche
	Cellule de Grätzel	11	8.40		Au stade de la recherche

Ce tableau nous a permis de voir également qu'il y a une différence entre le rendement du module au laboratoire et à l'extérieur. On constate donc que les deux technologies principalement utilisées, le silicium monocristallin et poly cristallin, possèdent un rendement et un prix différent. En effet, le monocristallin a un rendement surfacique plus élevé et naturellement un prix plus élevé que le poly cristallin.

II.6 Modèle d'une Cellule photovoltaïque (panneau)

La figure 2.3 représente la constitution d'un panneau solaire. De manière générale, un module est composé de 36 cellules photovoltaïques. Une cellule photovoltaïque peut être assimilée au circuit électrique équivalent de la figure 2.4 [1],[33] :

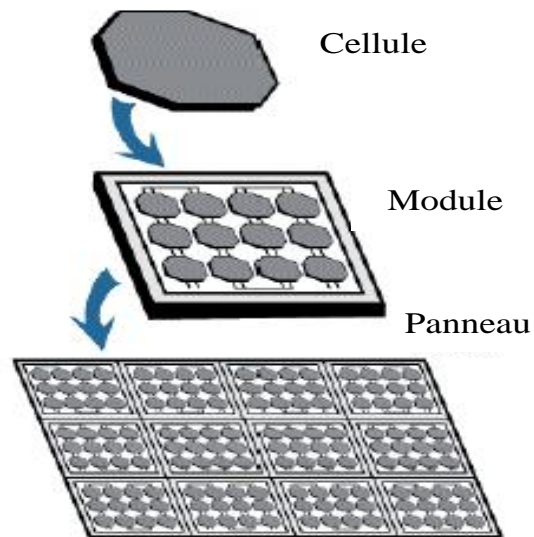


Fig 2.3: Panneau photovoltaïque

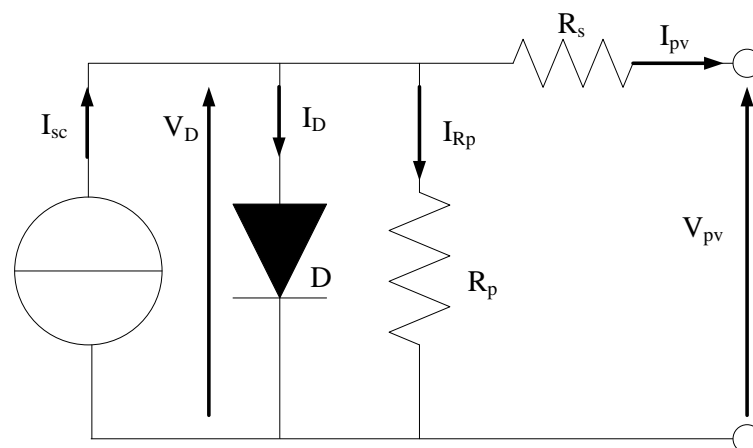


Fig. 2.4: Modèle d'une cellule photovoltaïque

Pour modéliser la cellule, on exprime les grandeurs électriques relative à la représentation de la cellule sous forme d'équation, tel que, pour le courant circulant dans la diode :

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

$$\text{Avec} \quad V_D = V_{ph} + R_s I_{pv} \quad (2.2)$$

Et V_T la tension thermique définie comme suit :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.3)$$

Avec

k : Constante de Boltzman ($1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K) ;

T : Température de fonctionnement de la cellule, Kelvin ;

q : Charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb) ;

La tension V_{pv} est donc définit par :

$$V_{pv} = V_D - R_s I_{pv} \quad (2.4)$$

$$\text{Et } I_{Rp} = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (2.5)$$

On obtient alors l'expression de I_{pv} pour une cellule :

$$\begin{aligned} I_{pv} &= I_{sc} - I_D - I_{Rp} \\ &= I_{sc} - I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Une cellule photovoltaïque seule ne peut pas fournir suffisamment de puissance afin d'alimenter une charge ou le réseau électrique. Il convient donc d'associer ces cellules entres elles dans le but de fournir plus de puissance. Une association en série augmentera la tension de sortie du panneau solaire tandis qu'une association en parallèles augmentera le courant fournit à la charge. Il est alors nécessaire d'introduire deux nouveaux paramètres N_p et N_s représentant respectivement le nombre de cellules en parallèles et en série.

L'expression de I_{pv} devient :

$$I_{pv} = N_p I_{sc} - N_p I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s V_T} - 1} \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \quad (2.7)$$

Avec :

- I_{sc} : Courant de court-circuit d'une cellule;
- R_p : Résistance caractérisant les pertes par recombinaison des porteurs dues aux défauts structurales du matériau (Ω);
- R_s : Résistance caractérisant les pertes par effets Joule dans le semi-conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques de la cellule (Ω).

La quantité de rayonnement solaire affecte la production de porteurs de charge dans le module PV, et par la suite, affecte le courant généré.

I_{pv} avec l'influence de la température de la cellule, peut être décrit par l'équation :

$$I_{pv} = I_{sct} - N_p I_{0s} \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s + N_p} \frac{1}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \quad (2.8)$$

Avec:

$$I_{0s} = I_{0r} \frac{T^3}{T_r^3} e^{\frac{qE_{G0}}{\beta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} - 1 \quad (2.9)$$

Et

$$I_{sct} = [I_{sc} + K_I (T - 298)] \frac{G}{1000} \quad (2.10)$$

- T_R : étant la température de référence (=298.18 K) ;
- E_{G0} : la largeur de bande du silicium (=1.12 eV);
- β : le facteur d'idéalité (=1740) ;
- I_{0s} : le courant de saturation inverse de la cellule (=2.10⁻⁴ A);
- I_{0r} : le courant de saturation de la cellule ;
- G : niveau d'irradiation (W/m²).

II.7 Caractéristiques idéales de la cellule photovoltaïque

La caractéristique courant-tension (I-V) de la cellule solaire qui présente comment la cellule photovoltaïque réagit à toutes les charges possibles sous des conditions particulières d'ensoleillement et de température, est montrée sur la figure 2.5. En observant la caractéristique, on peut voir qu'il y a trois points importants:

1. courant de court-circuit: point un (1) correspond au courant maximum que peut fournir la cellule solaire à la tension zéro ;
2. Tension à circuit ouvert : Point deux (2) correspond à la tension maximale de la cellule solaire sans charge;
3. Circuit en charge : Point trois (3) correspond à la puissance maximale que peut délivrer la cellule solaire.

Sans tenir compte des valeurs de la tension et du courant, la caractéristique (I-V) peut être divisée en trois intervalles différents:

1. Intervalle **I** : intervalle où, la cellule solaire, est considérée en tant que source de courant ; comme le courant est constant alors la tension est variable.
2. Intervalle **II** : intervalle où, la cellule solaire, n'est ni considérée comme source de courant ni une source de tension.
3. Intervalle **III** : intervalle où, la cellule solaire, est considérée comme une source de tension, comme la tension est constante, le courant est variable.

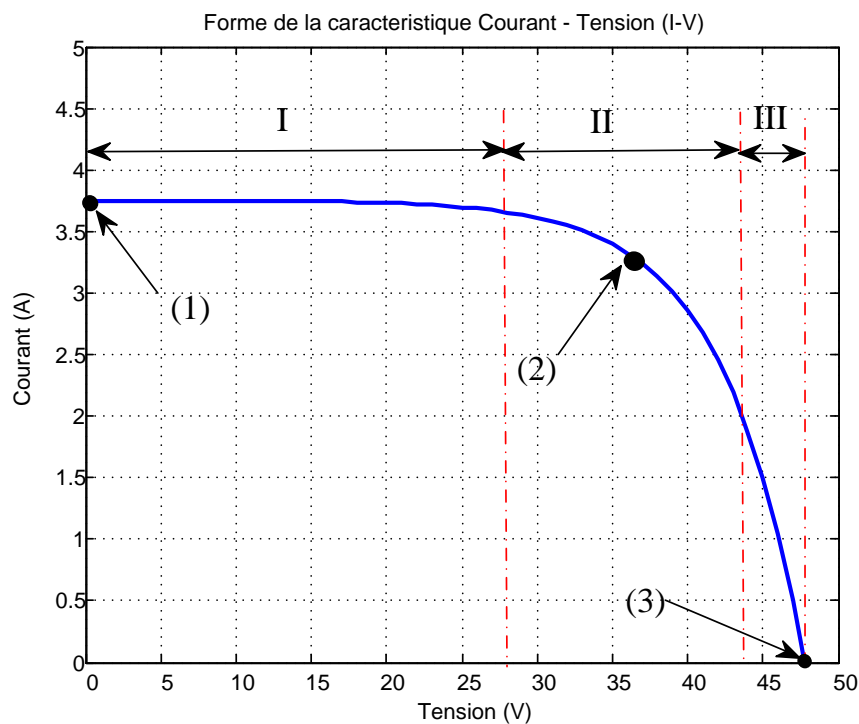


Fig.2.5: Caractéristique idéale I-V

Bien que le rendement occupe une place primordiale dans le choix des cellules, il n'est pas le seul indicateur de performance pour une cellule. En effet, la température et également le niveau d'éclairage (irradiation) peuvent affecter les performances du panneau. Afin de bien distinguer la modification de la valeur du courant et de la tension du panneau dû à un

changement de température, on trace les courbes caractéristiques I_{pv} - V_{pv} et P_{pv} - V_{pv} suivantes grâce aux équations (2.1)-(2.10) et sachant également que :

$$P_{pv} = V_{pv} \cdot I_{pv} = V_{pv} \cdot \left[I_{sct} - N_p I_{0s} \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s + N_p} \frac{1}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \right] \quad (2.11)$$

On obtient alors les courbes suivantes par simulation du modèle donné par la figure 2.6 (avec 500 modules photovoltaïques en série et 10 en parallèle) :

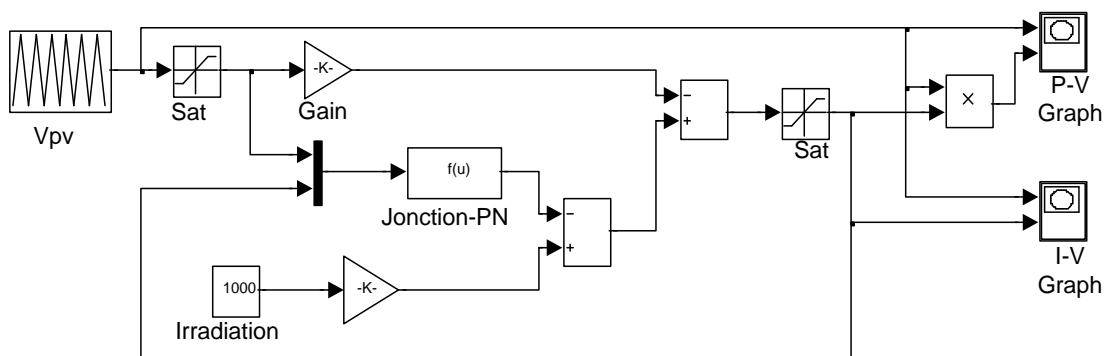


Fig.2.6: Schema de simulation d'un panneau photovoltaïque

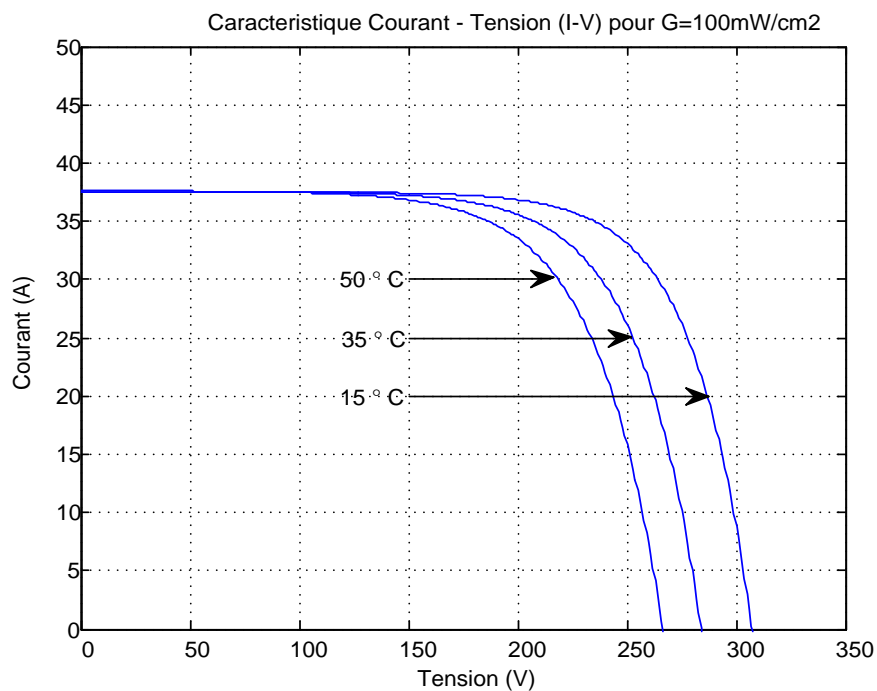


Fig 2.7: Caractéristique I-V (irradiation $G=100 \text{ mW/cm}^2$)

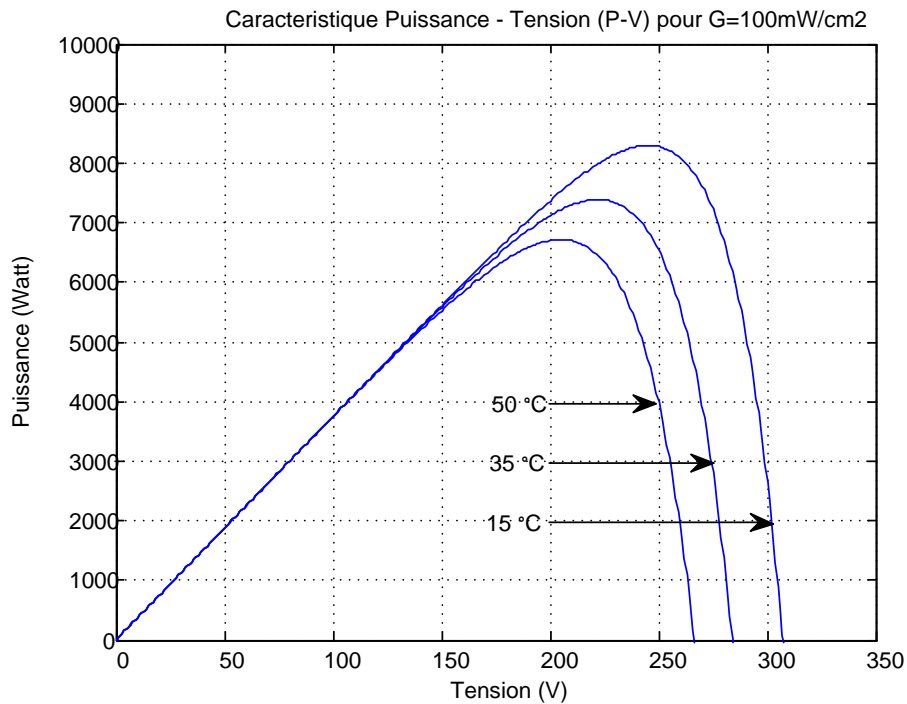


Fig. 2.8: Caractéristique I-V (irradiation $G=100\text{ mW/cm}^2$)

On observe que pour des températures élevées, la tension aux bornes du panneau et la puissance produite par le panneau diminues (figure 2.7-2.8).

Les caractéristiques du panneau en fonction de l'ensoleillement $G=200, 400, 600, 800$ puis 1000 W/m^2 sont représentées dans la figure 2.9-2.10.

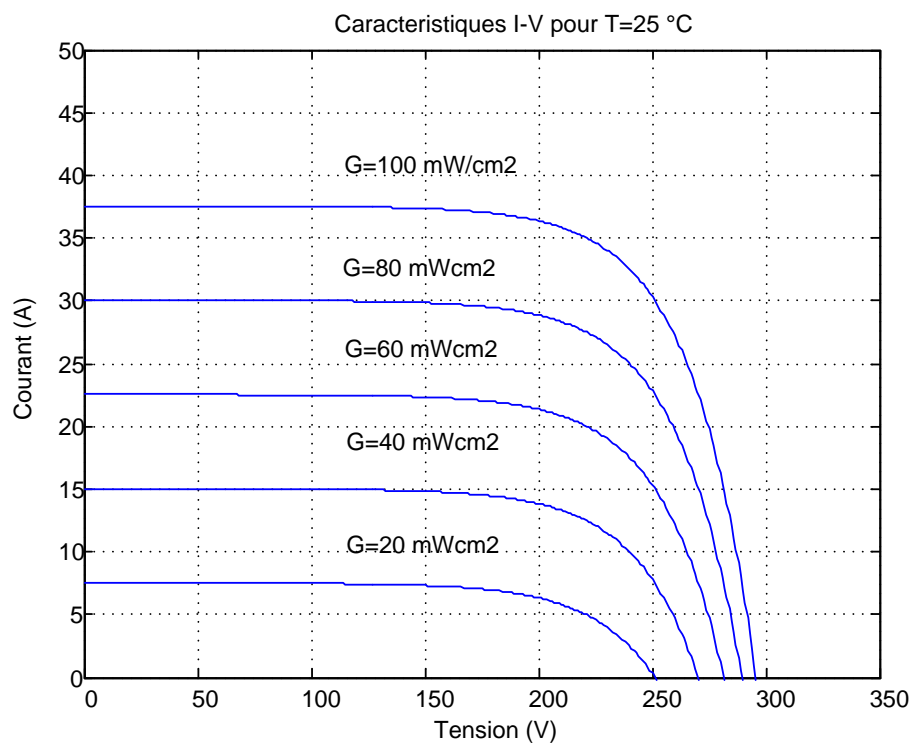


Fig. 2.9: Caractéristique I-V pour $G=100, 80, 60, 40, 20\text{ mW/cm}^2$

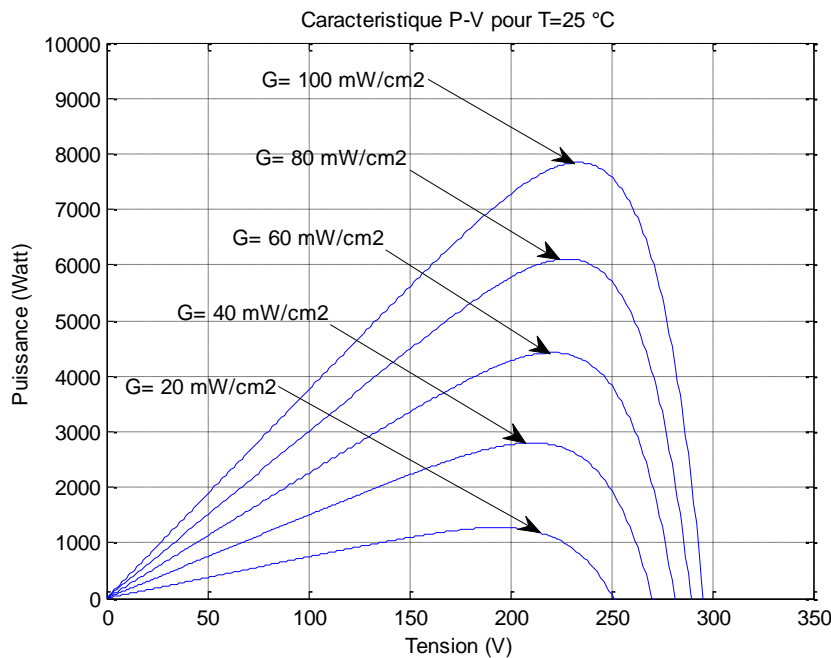


Fig.2.10: Caractéristique P-V $G= 20, 40, 60, 80, 100\text{ mW/cm}^2$

On constate que plus on augmente, l'ensoleillement, plus la puissance augmente.

II.8 SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

Les systèmes photovoltaïques peuvent être divisés en trois catégories:

1. autonome,
2. raccordé au réseau
3. et systèmes hybrides.

Pour les endroits éloignés des lieux de production d'électricité conventionnelle, les systèmes autonomes d'alimentation en énergie photovoltaïque sont considérés comme une meilleure alternative.

Pour ce type de situation, la réalisation d'un système P-V doit répondre aux exigences et contraintes de fonctionnement. Puisque, la puissance maximale extraite à partir du générateur PV dépend fortement de trois facteurs: l'ensoleillement, l'impédance de charge et la température des cellules; le rendement des cellules est supposé fixe. Néanmoins, les systèmes P-V devraient être conçus pour fonctionner à leurs niveaux de puissance maximale (de rendement) à n'importe quelle température quel que soit le niveau solaire d'irradiation à tout moment. Le dernier facteur significatif qui détermine la puissance de sortie P-V est l'impédance de la charge.

Cependant, on devrait noter qu'une telle impédance n'est pas constante. Quand un générateur P-V est directement relié à la charge, le système fonctionnera à l'intersection de la ligne de

courbe et de charge I-V qui peut être loin du point maximum de puissance (MPP). La production de puissance maximale est basée sur l'ajustement de ligne de charge sous changement de conditions atmosphériques.

D'ailleurs, la charge, dans beaucoup de cas, exige un niveau de puissance qui est maintenue constante.

II.9 Rendement d'un Générateur Photovoltaïque (GPV)

Les paramètres caractérisant un module sont les mêmes que ceux de la cellule individuelle. Nous avons vu que l'intensité du rayonnement solaire reçu à la surface de la terre est une valeur dépendante de plusieurs facteurs en particulier de la latitude, de la saison et des conditions météorologiques. La puissance fournie par un GPV dépend aussi de ces paramètres. Les performances d'un GPV dans la réalité sont inférieures à celles indiquées dans les conditions standards de test STC.

En général, le rendement d'un module PV, fourni par le fabricant, est donné dans les STC par la relation :

$$\eta = \frac{\frac{P_{max}}{S_m}}{P_{sol}}$$

avec :

P_{max} : Puissance maximale fournie par le module en STC.

S_m : Surface du module

P_{sol} : Puissance du rayonnement solaire

A titre d'exemple, le rendement d'un module composé de cellules au silicium polycristallin d'un rendement de 10% vaut approximativement 9.23%. La différence de l'ordre de 0.77% est attribuée aux connexions, encapsulation et à la diode de blocage. En général, le rendement global, défini comme le rapport de l'énergie électrique produite et de l'énergie lumineuse incidente, varie en pratique de 10 à 17% selon le type de cellules.

Notons bien que d'autres paramètres peuvent influencer sur le rendement des modules. Parmi ceux-ci, on peut citer :

- Inclinaison du panneau : en fonction de divers angles d'inclinaison compris entre l'horizontale (0°) et la verticale (90°), le rendement de puissance est maximum lorsque le panneau est tourné vers le ciel (Soleil au Zénith), les rayons du soleil frappent perpendiculairement le panneau.

- Influence de l'ombre : toutes les cellules sont en série, il suffit qu'une seule cellule sur 36 (3% de la surface) soit placée dans l'ombre pour que la baisse de puissance soit considérable.

II.10 Les Principes de Conversion dans les Systèmes PV

Le générateur PV est le cœur d'un système PV. Cependant, pour une application pratique, d'autres éléments sont nécessaires, par exemple pour le stockage de l'énergie, pour la régulation de la circulation du flux d'énergie ou pour l'alimentation du réseau alternatif. Ces composants supplémentaires représentent une part considérable du coût, provoquent la réduction du rendement et influencent considérablement le comportement et les performances de tout le système.

II.10.1 Débit d'un Générateur PV couplé directement à une charge résistive

Dans le cas où une charge résistive est directement connectée à une source linéaire, les valeurs du courant et de la tension pour chaque point de fonctionnement sont facilement calculées en utilisant la loi d'Ohm. Par contre, lorsque la source est de nature non linéaire, comme c'est le cas pour le GPV, une méthode graphique est nécessaire. Le point de fonctionnement est alors déterminé par l'intersection de la caractéristique I-V du GPV et la courbe de la charge [1].

La figure 2.11 montre les caractéristiques I-V d'un GPV et d'une résistance. Pour une charge résistive, la caractéristique I-V est une droite de pente $1/R$. Par conséquent, si la résistance R est petite, le point de fonctionnement est situé dans la région AB de la courbe. Le courant I_{pv} varie peu en fonction de la tension et est presque égal au courant de court circuit. Le GPV se comporte comme un générateur de courant. D'autres parts, si la résistance R est grande, le GPV fonctionne dans la région CD. Dans cette zone, la tension du GPV varie peu en fonction du courant et est presque égale à la tension de circuit ouvert. Le GPV se comporte comme une source de tension. Dans la région BC sur la courbe, le GPV ne peut être caractérisé ni par une source de courant, ni par une source de tension. C'est dans cette zone que se trouve le MPP pour des conditions atmosphériques fixées. La valeur de la résistance correspondant à ce point est notée R_{opt} [46].

Les courbes caractéristiques d'un GPV pour différents niveaux de rayonnement, ainsi que celles de deux charges résistives sont représentées sur la figure 2.12. L'intersection des courbes indique le point de fonctionnement (la température est supposée constante). Il est clair que l'impédance de la charge impose les conditions de fonctionnement du GPV.

Pour la charge 2, la puissance transmise est optimale pour un niveau de rayonnement de 1000W/m^2 , car le point de fonctionnement dans ce cas est très proche du MPP. A mesure que

le niveau de rayonnement baisse, le point de fonctionnement s'éloigne du MPP. La puissance transmise n'est alors plus optimale. La charge 2 est donc plus appropriée pour des niveaux de rayonnement élevés. Par contre, la charge 1 est plus adaptée pour de faibles niveaux de rayonnement. Dans les deux cas, il y a pertes de puissance lors de la variation de l'irradiation.

On peut conclure que lors d'un couplage direct d'un GPV et la charge, le point de fonctionnement coïncide rarement avec le MPP. Pour palier ce problème, un étage d'adaptation entre la source et la charge est nécessaire.

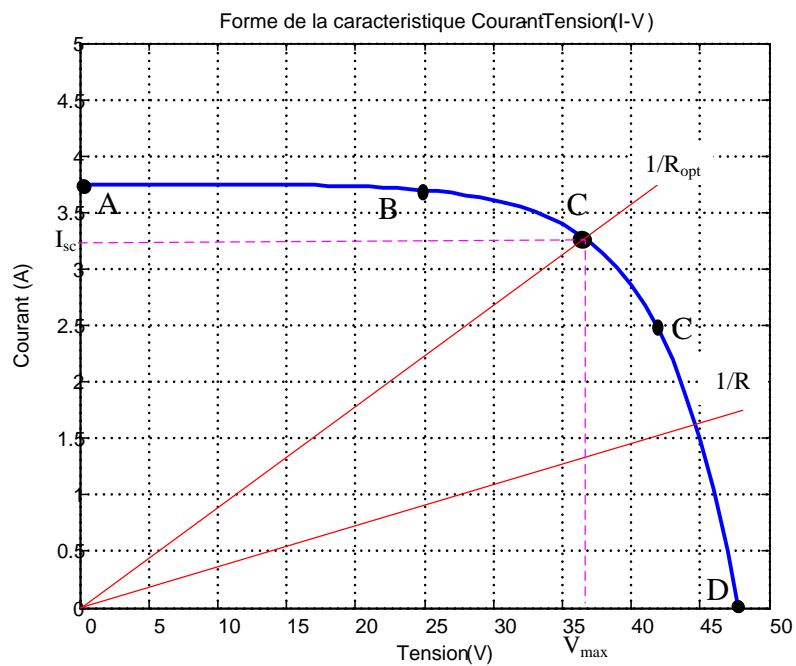


Fig. 2.11: Caractéristique idéale I-V

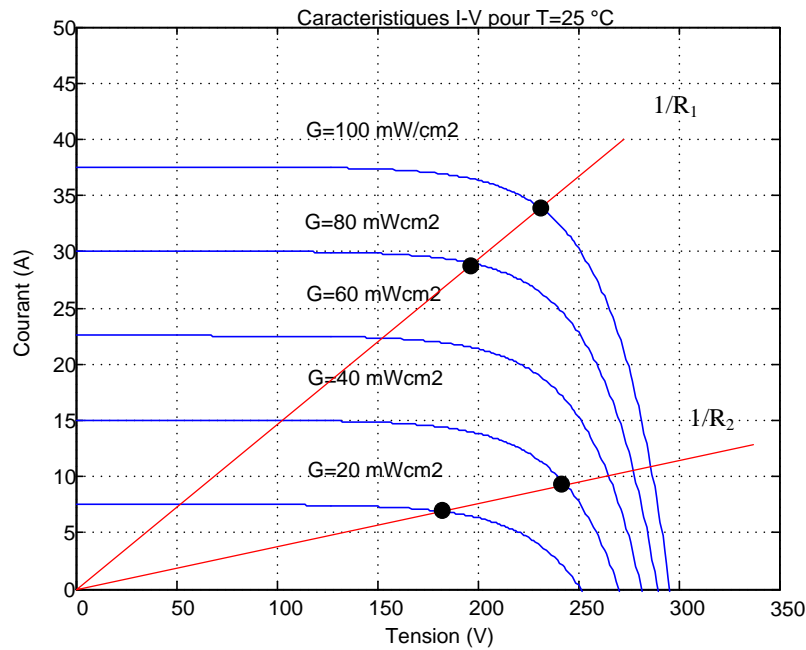


Fig. 2.12: Caractéristique I-V pour G=100, 80, 60, 40, 20 mW/cm²

II.10.2 Circuit d'adaptation entre un Générateur PV et une charge

Dans le but d'extraire, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, un étage d'adaptation est utilisé. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments. Il assure, à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur.

L'adaptateur communément utilisé en PV est un convertisseur statique (convertisseur de puissance DC-DC). Le circuit de conversion est choisi en fonction de la charge à alimenter. Il peut être survolteur ou dévolteur. Si par exemple la charge est une batterie au plomb, ce sont ces plages de tension de charge et de décharge qui vont permettre d'établir la structure la plus adéquate.

II.10.2.1 Convertisseur DC/DC

La figure 2.13 montre la représentation d'un convertisseur DC/DC, qui peut être utilisé comme interface entre la source et la charge [1], [46].

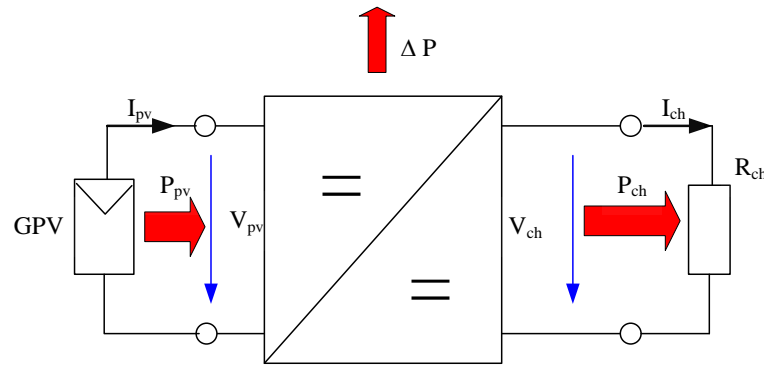


Fig.2.13: Convertisseur DC-DC

Le rôle du convertisseur DC-DC (dans le cadre du PV) est de faire l'adaptation entre la source (GPV) et la charge pour un transfert de puissance maximal. Ceci est fait en maintenant la P_{pv} sur ou assez proche du MPP pour n'importe quelles conditions de fonctionnement (rayonnement, température, caractéristique de charge, etc.).

Contrairement au cas général où le convertisseur DC-DC est utilisé pour réguler la tension de sortie, ici c'est plutôt la tension d'entrée qui est régulée. La tension de référence (consigne) est alors constante ou imposée par un algorithme de commande.

Si les pertes internes ΔP du convertisseur sont négligeables, alors les puissances d'entrée et de sortie sont égales. Dans ce qui suit, le principe de fonctionnement de quelques types de convertisseurs DC-DC est décrit.

i) Convertisseur dévolteur (Buck converter)

Un convertisseur dévolteur (figure 2.14), ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct est à gauche du MPP.

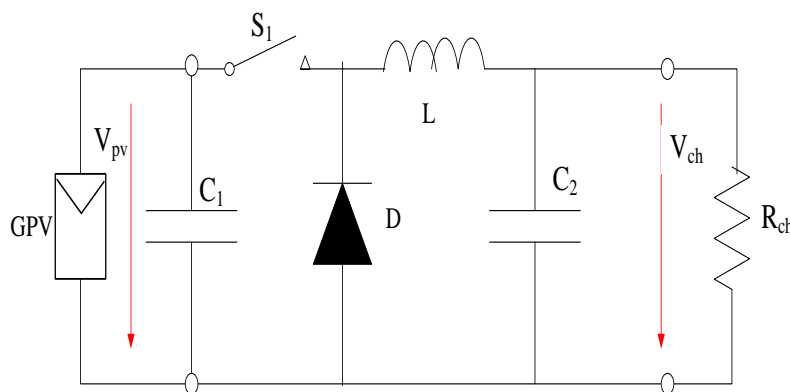


Fig. 2.14: Convertisseur dévolteur

Si le commutateur S_1 est activé à t_0 (figure 2.15), un courant circule dans le circuit, mais ne passe pas par la diode D puisqu'elle est inversement polarisée. Le courant i_L n'augmente pas immédiatement, mais plutôt linéairement avec un taux d'accroissement imposé par l'inductance L [1].

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_{ch}}{L} \quad (2.12)$$

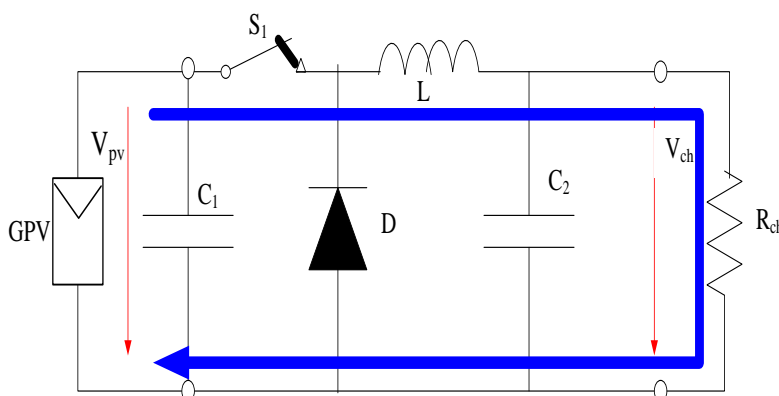


Fig.2.15: Convertisseur dévolteur à l'état de conduction (état on)

Pendant ce temps, l'inductance emmagasine de l'énergie sous forme magnétique. Si S_1 est désactivé (figure 2.16) après $t = t_1$, la charge est déconnectée de son alimentation. Le courant est toutefois maintenu par l'énergie stockée dans l'inductance L et circule à travers la diode D appelée « diode de roue libre ». Cette dernière permet d'évacuer l'énergie emmagasinée dans l'inductance à l'ouverture du commutateur sans créer de surtension. Selon l'équation 2.12, le courant décroît, puisque :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_{ch}}{L} \quad (2.13)$$

Le condensateur C_1 permet de réduire les pics du courant tiré du GPV, de soutenir la tension d'alimentation V_{PV} et d'atténuer les bruits. Le commutateur S_1 est activé et désactivé avec une fréquence de commutation $f = 1/T$. Comme l'illustre la figure 2.17, la tension aux bornes de la charge présente une ondulation qui peut être lissée par l'ajout d'un condensateur C_2 . Quoiqu'il en soit, la valeur moyenne V_{ch} est inférieure à V_{PV} . Dans le cas où la fréquence est augmentée, par exemple jusqu'à l'ordre des kHz, l'inductance nécessaire peut être réduite considérablement.

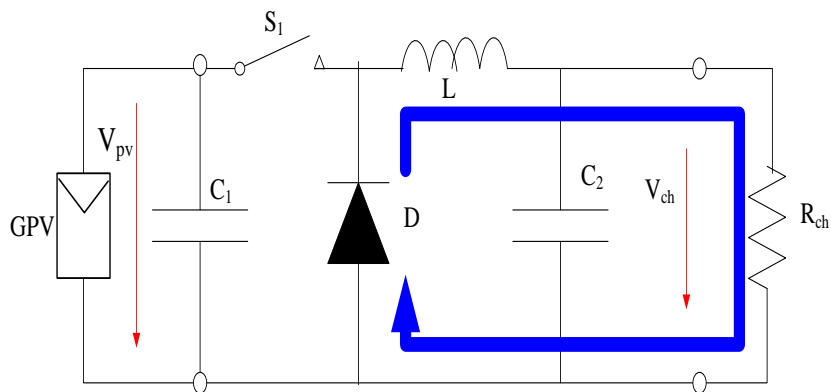


Fig.2.16: Convertisseur dévolteur à l'état de blocage (état on)

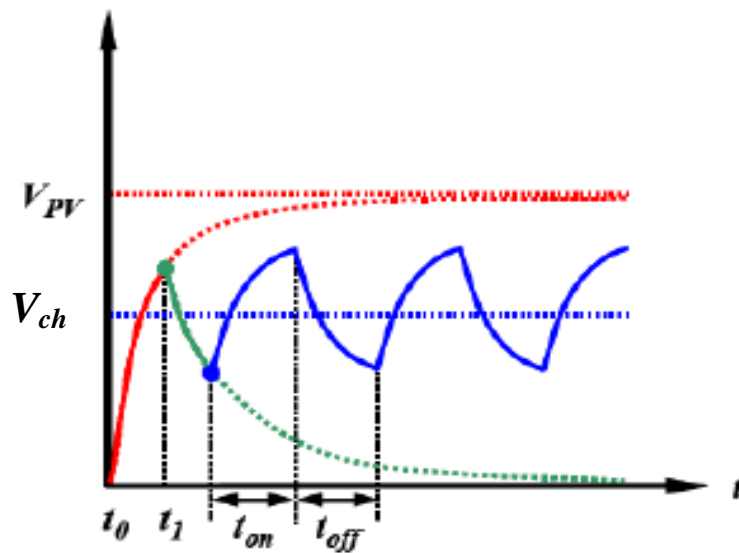


Fig.2.17: Formes d'ondes des tensions V_{pv} et V_{ch} pour Le convertisseur dévolteur

La tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$V_{vh} = \frac{t_{on}}{T} V_{pv} = D V_{pv} \quad (2.14)$$

avec $T = t_{on} + t_{off}$: est la période de commutation.

$D = \frac{t_{on}}{T}$: est le rapport cyclique ($0 < D < 1$)

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique D . On considère ici uniquement le comportement du circuit en mode de conduction continue (MCC).

Il est à noter que l'interrupteur utilisé est un dispositif à semi-conducteur en commutation. Généralement, un transistor MOSFET est utilisé pour son faible temps de commutation afin de minimiser les pertes de puissance.

ii) Convertisseur survolteur (Boost converter)

Un convertisseur élévateur (figure 2.18), ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct est à droite du MPP.

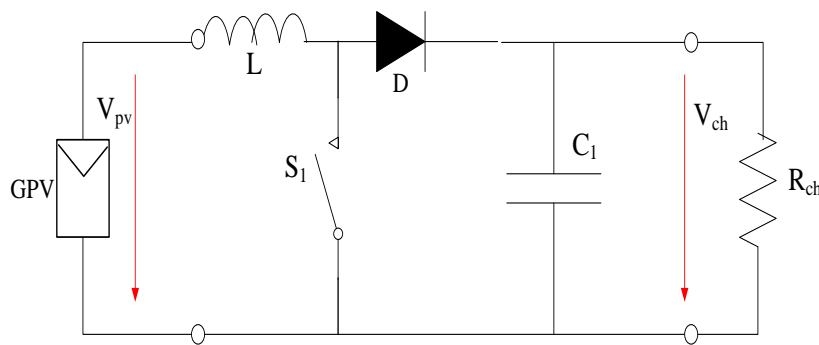


Fig. 2.18: Convertisseur survolteur

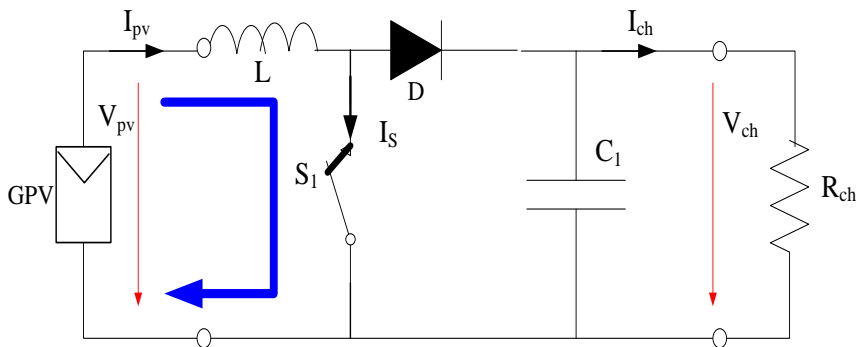


Fig. 2.19: Convertisseur dévolteur à l'état on

Si le commutateur S_1 est désactivé à t_0 et si la chute de tension aux bornes de la diode est négligée, alors V_{ch} est égale à V_{pv} .

Lorsque le commutateur est activé (figure 2.19), la tension de la charge chute immédiatement à zéro si le condensateur C_1 est omis. Le courant du circuit i_L circule à travers l'inductance L et augmente suivant l'équation suivante [33] :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} \quad (2.15)$$

Lorsque S_1 est désactivé (figure 2.20), l'inductance se trouve en série avec le générateur et sa f.e.m s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant i_L traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C_1 et la charge. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers le condensateur. Le courant décroît ensuite progressivement, car $V_{ch} > V_{pv}$:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_{ch}}{L} \quad (2.16)$$

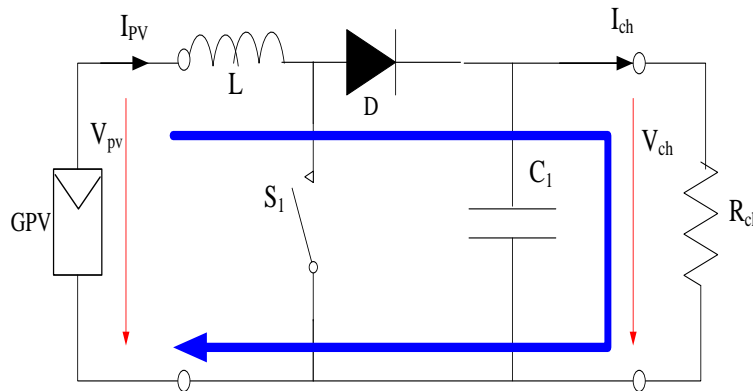


Fig. 2.20: Convertisseur dévolteur à l'état off

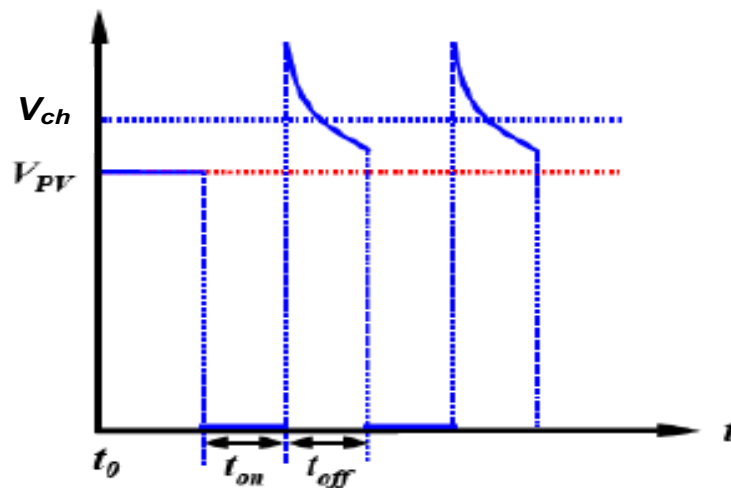


Fig.2.21: Formes d'ondes des tensions V_{pv} et V_{ch} pour le convertisseur survolteur

La forme d'onde de la tension de la charge est représentée sur la figure 2.21. La diode D permet d'éviter la décharge du condensateur C₁, lorsque le commutateur est activé. Le condensateur est supposé assez grand pour pouvoir lisser la tension de la charge.

La tension de la charge est donnée par :

$$V_{vh} = \frac{T}{t_{off}} V_{pv} = \frac{1}{1-D} V_{pv} \quad (2.17)$$

avec $D = \frac{t_{on}}{T}$: est le rapport cyclique ($0 < D < 1$)

On considère ici uniquement le comportement du circuit en conduction continue.

iii) Convertisseur Dévolteur-Survolteur (Buck-Boost)

Un convertisseur dévolteur-survolteur (figure 2.22) est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse.

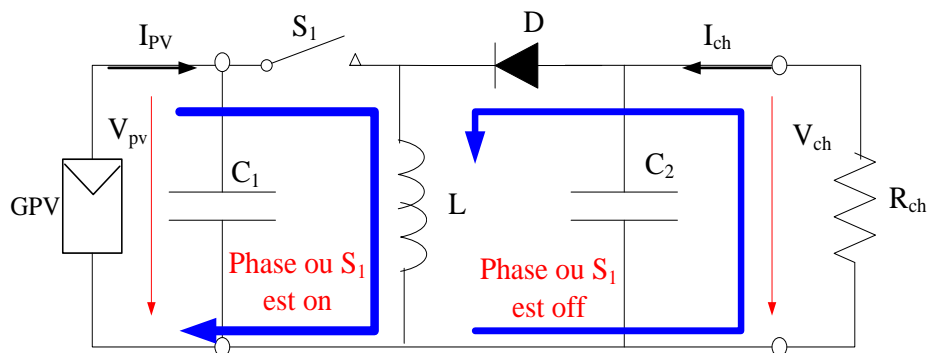


Fig. 2.22: Convertisseur dévolteur-survolteur

Durant l'état «on», l'énergie apportée par la source (générateur PV) est stockée dans l'inductance L (figure 2.19). L'énergie stockée dans l'inductance L est livrée ensuite à la charge pendant l'état «off» (Figure 2.19). En raison de la présence de la diode D, le courant circule à travers l'inductance L seulement dans une direction durant les deux états. Par conséquent, V_{ch} a une polarité opposée à V_{PV}. Pour cette raison, ce circuit est aussi appelé convertisseur inverseur. Les équations décrivant ce circuit peuvent être obtenues de la même manière qu'auparavant. Comme indiqué précédemment, le condensateur C₁ soutient la tension d'alimentation V_{PV}, C₂ lisse la tension de la charge. En conclusion, l'amplitude de V_{ch} peut être inférieure ou supérieure à V_{PV} suivant la valeur de t_{on} et t_{off} [46] :

$$V_{vh} = -\frac{t_{on}}{t_{off}} V_{pv} = \frac{D}{1-D} V_{pv} \quad (2.18)$$

Dans les trois cas cités en haut, l'adaptation entre la source et la charge est réalisée en choisissant des valeurs adéquates du rapport cyclique.

Généralement, pour les convertisseurs DC/DC, l'interrupteur est commandé par un signal PWM (Pulse Width Modulation) ou MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Un signal PWM est un signal rectangulaire de fréquence fixe, mais dont le rapport cyclique D est variable. La valeur du rapport cyclique permet de contrôler la quantité d'énergie transmise.

Il existe d'autres types de convertisseur DC/DC plus complexes que ceux déjà décrits.

Pour des niveaux de rayonnement faibles, le convertisseur donne de bons résultats. Par contre, pour un rayonnement plus élevé, l'efficacité du convertisseur n'est plus ressentie.

Pour cette raison, une stratégie de commande est nécessaire pour avoir des résultats satisfaisants, quelles que soient les variations affectant le système.

Dans le cadre du photovoltaïque, l'objectif de la commande est de poursuivre le MPP.

II.10.2.2 Différentes techniques de poursuite du point de maximum de puissance (MPPT)

La puissance délivrée par un GPV dépend fortement du niveau d'ensoleillement, de la température des cellules, de l'ombrage et aussi de la nature de la charge alimentée. Elle est de ce fait très imprévisible. Comme nous l'avons déjà vu, la courbe caractéristique de puissance du GPV présente un point de puissance maximale MPP (Maximum Power Point) correspondant à un certain point de fonctionnement de coordonnées V_{MPP} pour la tension et I_{MPP} pour le courant (voir figure 2.5). Un convertisseur MPPT (Maximum Power Point Tracker) doit donc être utilisé afin de suivre ces changements. Un convertisseur MPPT est un système de conversion de puissance muni d'un algorithme de contrôle approprié permettant d'extraire le maximum de puissance que le GPV peut fournir (2.23).

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un principe permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les premières utilisations du MPPT datent de 1968.

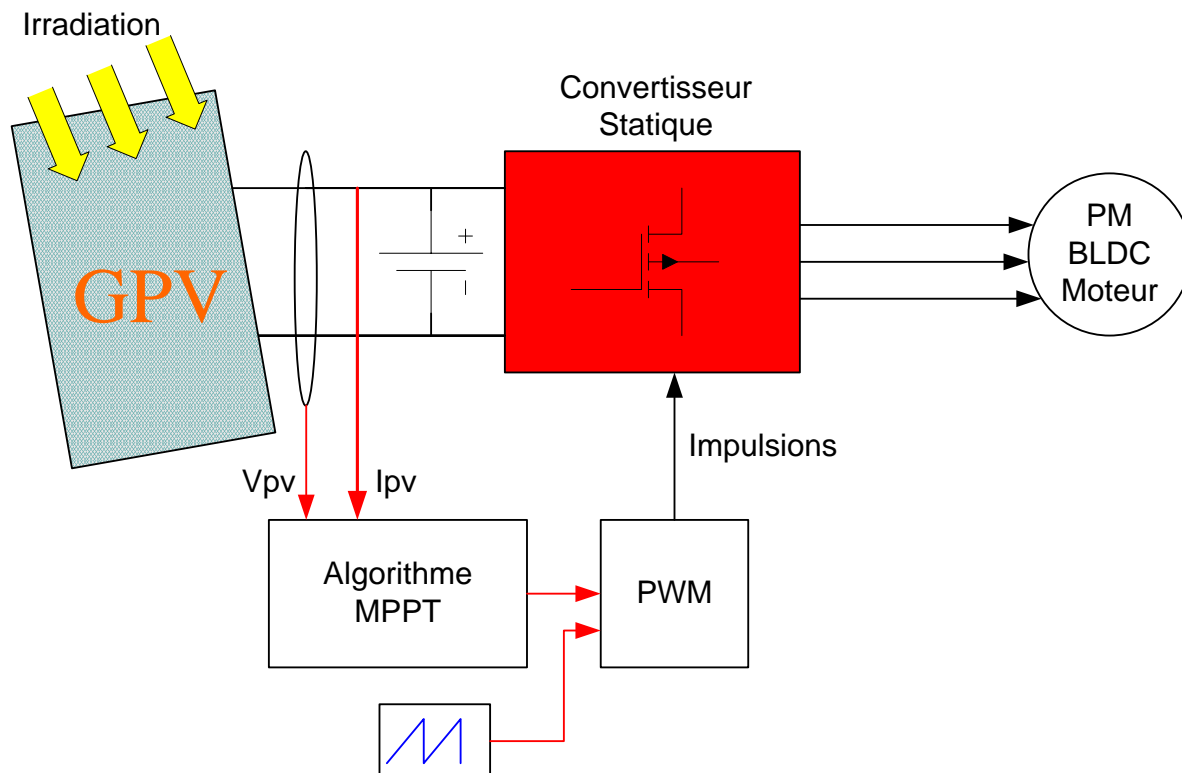


Fig.2.23: Structure d'un convertisseur MPPT

Le MPPT est le point clé du montage. Il s'agit d'un genre de contrôleur qui va forcer le générateur à travailler à sa puissance maximale (MPP). En effet, cette opération permet d'obtenir le meilleur rendement de puissance de la cellule. Il existe différentes méthodes pour obtenir ce point. Les algorithmes de programmation de contrôleurs MPPT sont relativement simples, du fait des limitations technologiques dans les microprocesseurs disponibles. Il peut donc être facilement implémenté sur un ordinateur ou un microprocesseur.

Un générateur photovoltaïque est un générateur dont la caractéristique $I = f(U)$ est non linéaire. En conséquence, pour un même éclairement, la puissance délivrée sera différente selon la charge. Un contrôleur MPPT permet donc de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge.

Il existe différents types de contrôleurs MPPT. Généralement, chacun de ces contrôleurs est réalisé pour une application spécifique. La précision et la robustesse de ces contrôleurs dépendent d'un certain nombre de paramètres :

1. le rendement global du système désiré par le constructeur;
2. le type de convertisseur de puissance permettant l'adaptation et la connexion à une charge (DC-DC, DC-AC), ou à un réseau électrique;
3. l'application souhaitée (systèmes autonomes, connectés au réseau, spatiaux.);
4. les caractéristiques du MPPT, en fonction de la vitesse;
5. le type d'implantation choisi (analogique, numérique, mélange des deux).

Il existe dans la littérature plusieurs algorithmes MPPT. Les plus utilisés sont [1][33][46] :

1. Algorithme de la Tension Constante (CV, Constant Voltage)
2. Algorithme du Courant constant (Constant Current)
3. Perturbation et Observation (P&O, Perturb and Observe)
4. Conductance Incrémentale (IncCond, Incremental Conductance)

i) Algorithme Perturbation et Observation (P&O)

La méthode P&O est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. Comme son nom l'indique, cette méthode fonctionne en perturbant le système et observant l'impact sur la puissance à la sortie du GPV. Sur la figure 2.25, on voit que si la tension de fonctionnement est perturbée dans une direction donnée et que la puissance augmente ($dP/dV > 0$), alors il est clair que la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le MPP. L'algorithme P&O continuera à perturber la tension dans la même direction. Par contre, si la puissance diminue ($dP/dV < 0$), alors la perturbation a éloigné le point de fonctionnement du MPP. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante. Cet algorithme est résumé sur le tableau 2.2 [1],[33] et l'organigramme de la figure 2.26 [1],[33] et [46]. L'algorithme peut être représenté mathématiquement par l'expression suivante:

$$V(k) = V(k - 1) + \Delta V \text{sign}\left(\frac{dP}{dV}_{V=V_{k-1}}\right) \quad (2.19)$$

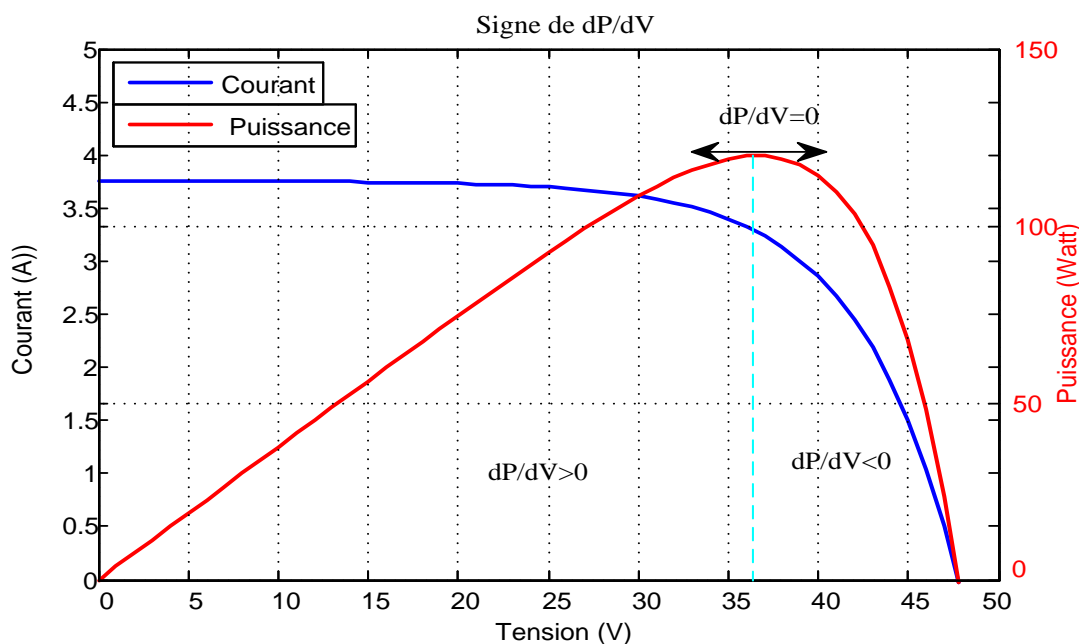


Fig.2.24: Sens de variation de la puissance / tension

Tableau 2.2 : Principe de fonctionnement de l’algorithme P&O

Cas	dP	dV	Action
1	$P(k) > P(k-1)$	$V(k) > V(k-1)$	$V+\Delta V$
2	$P(k) > P(k-1)$	$V(k) < V(k-1)$	$V-\Delta V$
3	$P(k) < P(k-1)$	$V(k) < V(k-1)$	$V-\Delta V$
4	$P(k) < P(k-1)$	$V(k) > V(k-1)$	$V+\Delta V$

Le processus est répété périodiquement jusqu’à ce que le MPP soit atteint. Le système oscille alors autour du MPP, ce qui provoque des pertes de puissance.

Il est important de noter qu’avec l’algorithme P&O, la variable à contrôler peut être soit la tension soit le courant du GPV. Cependant, la variable idéale qui caractérise le MPP est celle qui varie peu lors d’un changement climatique.

Un inconvénient de la méthode P&O est qu’elle peut échouer lors d’un rapide changement des conditions atmosphériques comme l’illustre la figure 2.26 [33]. Commencant par un point de fonctionnement A, si les conditions climatiques restent constantes, une perturbation ΔV dans la tension V amènera le point de fonctionnement au point B, et le sens de la perturbation sera inversé à cause de la diminution de la puissance. Par contre, si l’éclairement augmente et déplace la courbe de puissance de P_1 à P_2 , sur un cycle du MPPT, le point de fonctionnement sera déplacé de A vers C. Cela représente une augmentation de la puissance, l’algorithme croit que ceci est le résultat de sa propre action et le sens de la perturbation restera le même. Par conséquent, le point de fonctionnement s’éloigne du MPP et continuera à s’éloigner si l’éclairement augmente (ou diminue) progressivement. Pour

palier ce problème, on pourra ajouter le poids d'un troisième point et le comparer aux deux autres avant de prendre une décision sur le sens de la perturbation [46].

La figure 2.27 représente le schéma de simulation sous Simulink de la méthode P&O.

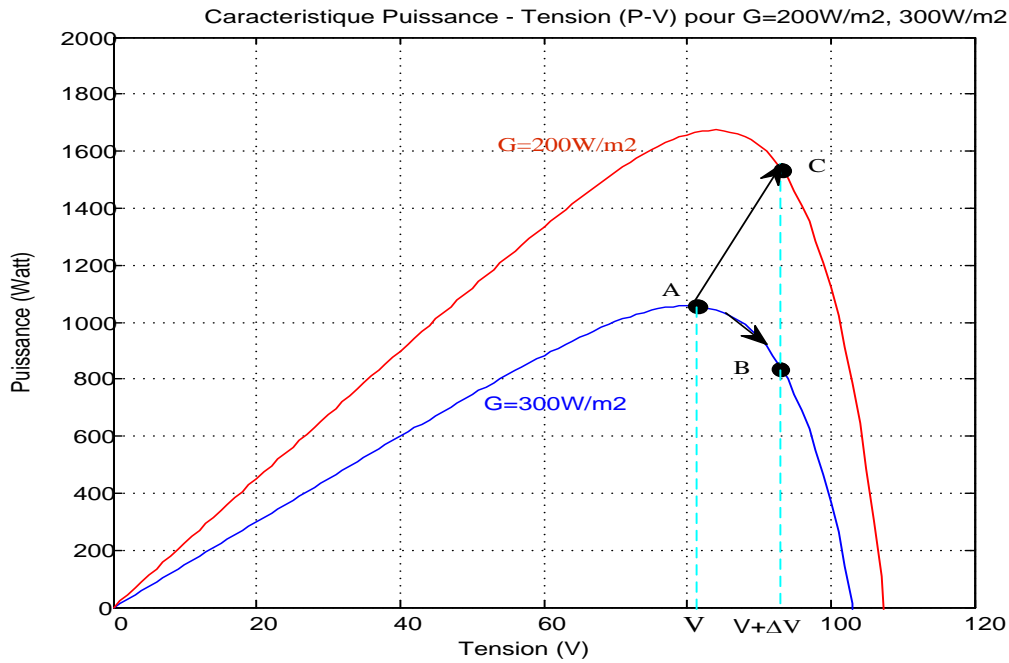


Fig.2.25: Problème de divergence de la méthode P&O

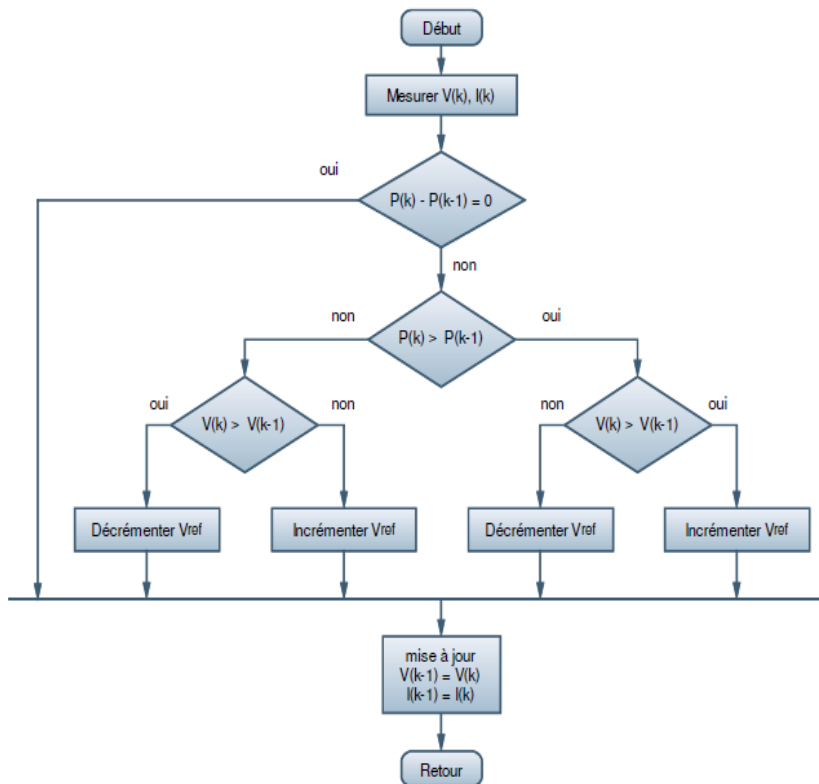


Fig.2.26: Organigramme de la méthode P&O

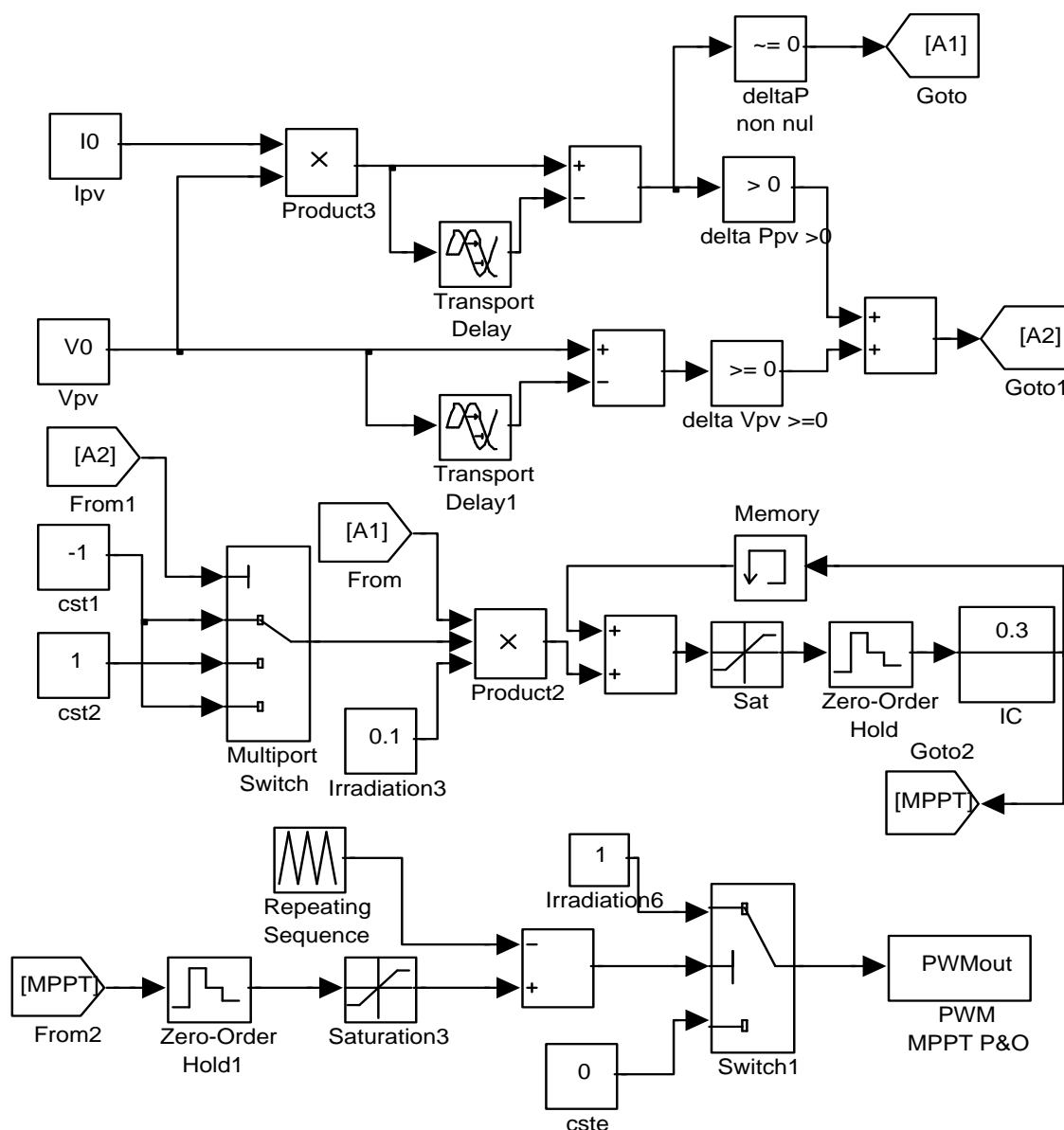


Fig.2.27: Schéma de simulation (Simulink) de l’algorithme P&O

ii) Algorithme Inductance Incrémentale (IndCond)

La méthode basée sur la conductance incrémentale est également très utilisée. Cet algorithme est basé, comme le précédent, sur une considération de la dérivée de la puissance par rapport à la tension. Effectivement, nous savons qu’au point de puissance maximale, cette dérivée est égale à zéro. Dans l’équation :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \Rightarrow \frac{d(V.I)}{dV} = 0 \tag{2.20}$$

$$\Rightarrow I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$$

L’algorithmme calcule donc le rapport I/U, et le compare à la dérivée de I par rapport à U. Quand les deux membres de cette équation sont exactement opposés, nous avons atteint le point de puissance maximale. Cela nécessite une conservation en mémoire de la tension et du courant précédents. A travers le tableau 2.3, on résume le fonctionnement de l’algorithmme Inc&Cond et la figure 2.28 décrit l’organigramme correspondant :

Tableau 2.3: Déroulement de l’algorithmme IndCond

Situation	Test	Action
I	$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}$	Décrémenter la tension V - ΔV
II	$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}$	Incrémenter la tension V+ΔV

Le schéma permettant le test de cette méthode par simulation sous Simulink est donné par la figure 2.29.

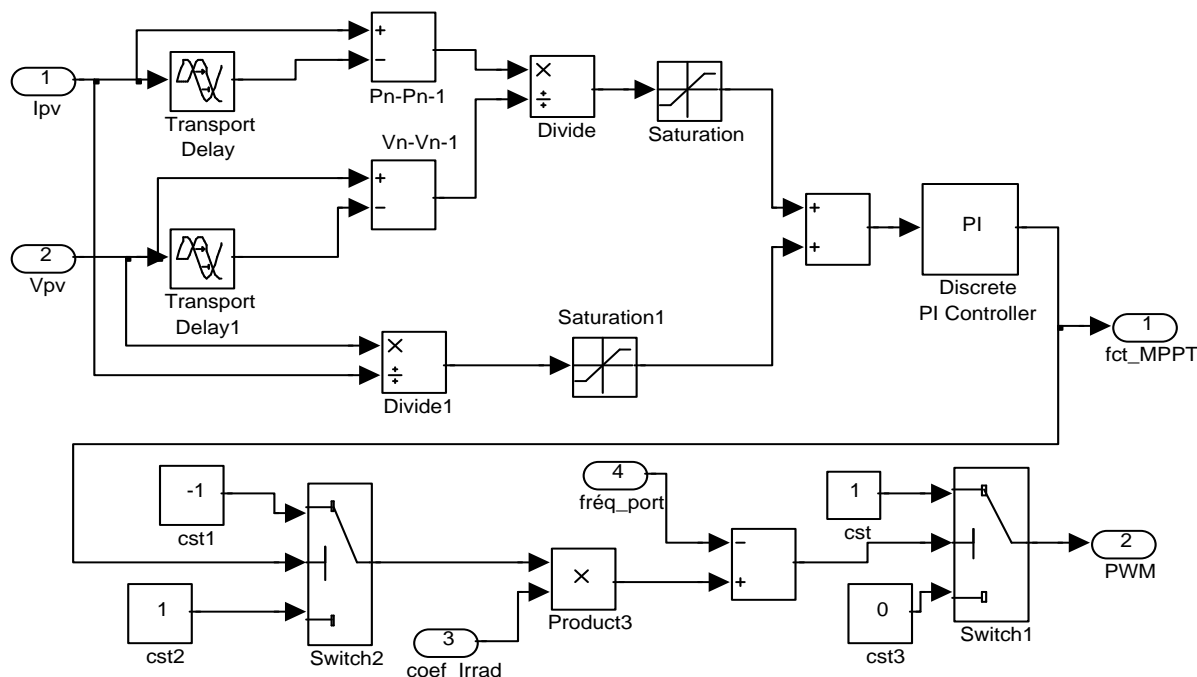


Fig.2.29: Schéma blocs Simulink de l’algorithmme MPPT (C.I.)

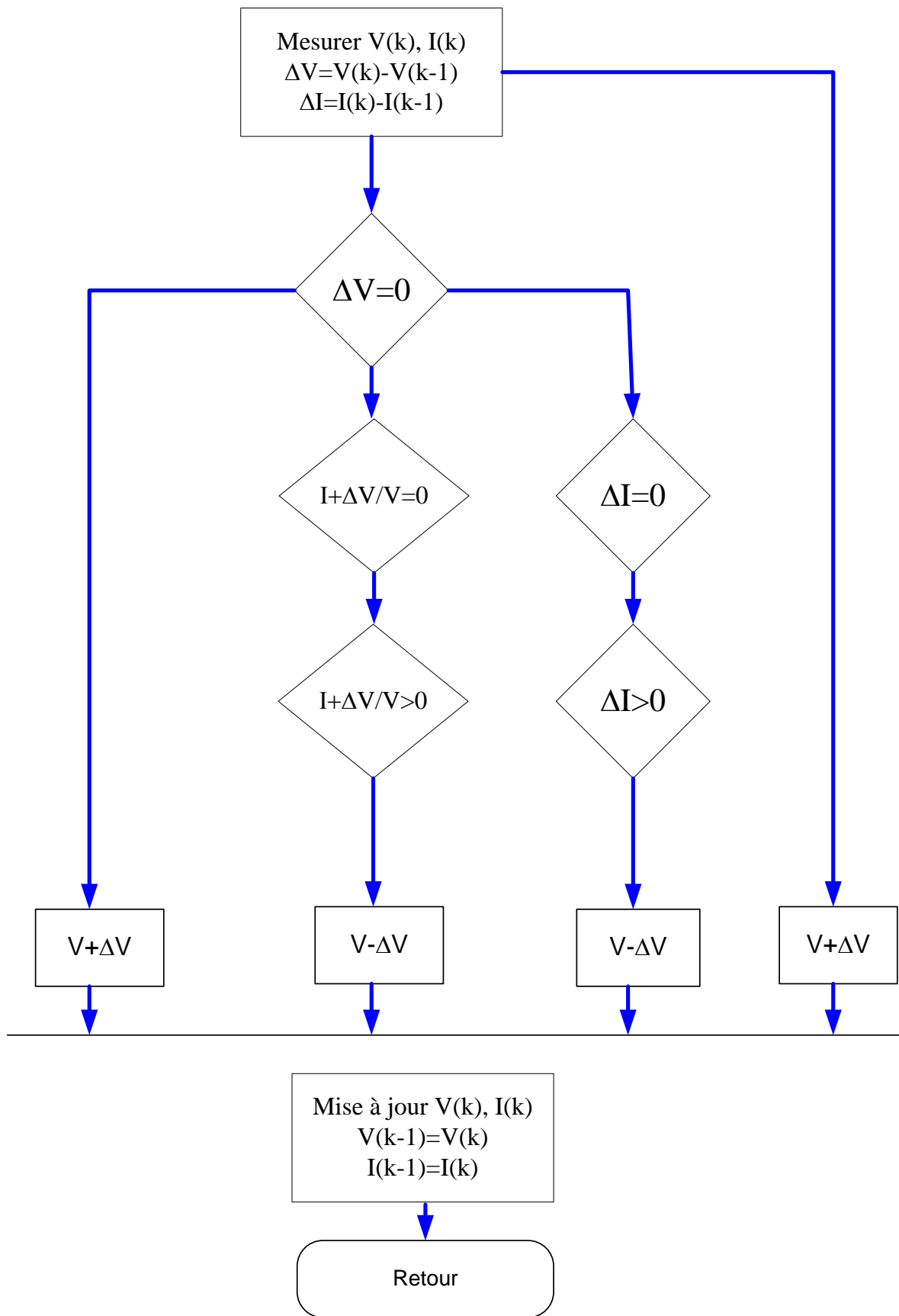


Fig.2.28: Organigramme de la méthode IndCond

II.11 Simulation de l'ensemble Convertisseur-Algorithm MPPT

La simulation est un outil puissant pour l'évaluation des performances théoriques d'un système, afin que ce dernier soit testé sous des conditions facilement contrôlables et ses performances peuvent être aisément surveillées. En effet, la simulation permet de faire le lien entre les deux principales parties de la conception d'un système, à savoir, l'étude théorique et la réalisation d'un prototype. Vu que des changements dans la conception peuvent facilement être faits à l'étape de la simulation, il est possible d'expérimenter en faisant soumettre le système à des variations des conditions de fonctionnement afin d'aboutir à une solution optimale.

Nos simulations sont réalisées sur le logiciel MATLAB de MathWorks et son extension graphique associée SIMULINK, présentent la possibilité de simuler des systèmes mixtes continus et discrets. Il est donc bien adapté pour mettre en œuvre, tester et évaluer les systèmes MPPT numériques.

Dans ce qui suit, la simulation d'un convertisseur dévolteur (Buck) associé à un algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT) est présentée. Elle est réalisée sous Simulink en utilisant les modèles bloc conçus précédemment.

II.11.1 Simulation de l'association convertisseur-MPPT P&O

Afin de montrer l'efficacité des méthodes de recherche du point de puissance maximum nous avons réalisé le test de simulation de l'ensemble convertisseur statique de type dévolteur (buck-converter) commandé par l'algorithme P&O. Cet algorithme a été préféré pour sa simplicité d'implantation. La charge dans laquelle débite le convertisseur est une résistance pure sans aucune inductance de valeur $R_{ch} = 1 \Omega$.

Le schéma blocs de simulation de cette association est représenté par la figure 2.30. Il est à noter que nous avons utilisés l'outil SimPowerSystems qui est un ensemble de composants électriques et mécaniques qui fait partie de la librairie de Simulink. Les composants ajoutés sont à la base des éléments destinés à des simulations de l'électronique de puissance. SimPowerSystems repose sur l'utilisation des ports électriques au lieu des signaux. Les ports électriques traitent des courants et des tensions, et le schéma obtenu est celui d'un circuit électrique. Le compilateur de SimPowerSystems génère le modèle de l'espace d'état du circuit pendant la phase d'initialisation. Les simulations en utilisant SimPowerSystems peuvent être exécutées une fois que le circuit électrique est construit et se font comme dans n'importe quel autre modèle Simulink..

Afin de réaliser des modèles avec SimPowerSystems, il est recommandé d'utiliser des solveurs supportant les problèmes de transition raide (stiff en anglais). Ainsi, « ode23tb » et « ode15s » sont les solveurs préconisés à ce fait. Le solveur "ode23tb" est classé comme moins précis, mais converge plus rapidement, alors que le solveur « ode15s » converge plus lentement, mais est classé plus précis. Pour nos simulations nous avons trouvés le solveur « ode23s » le meilleur du point de vu rapidité de convergence.

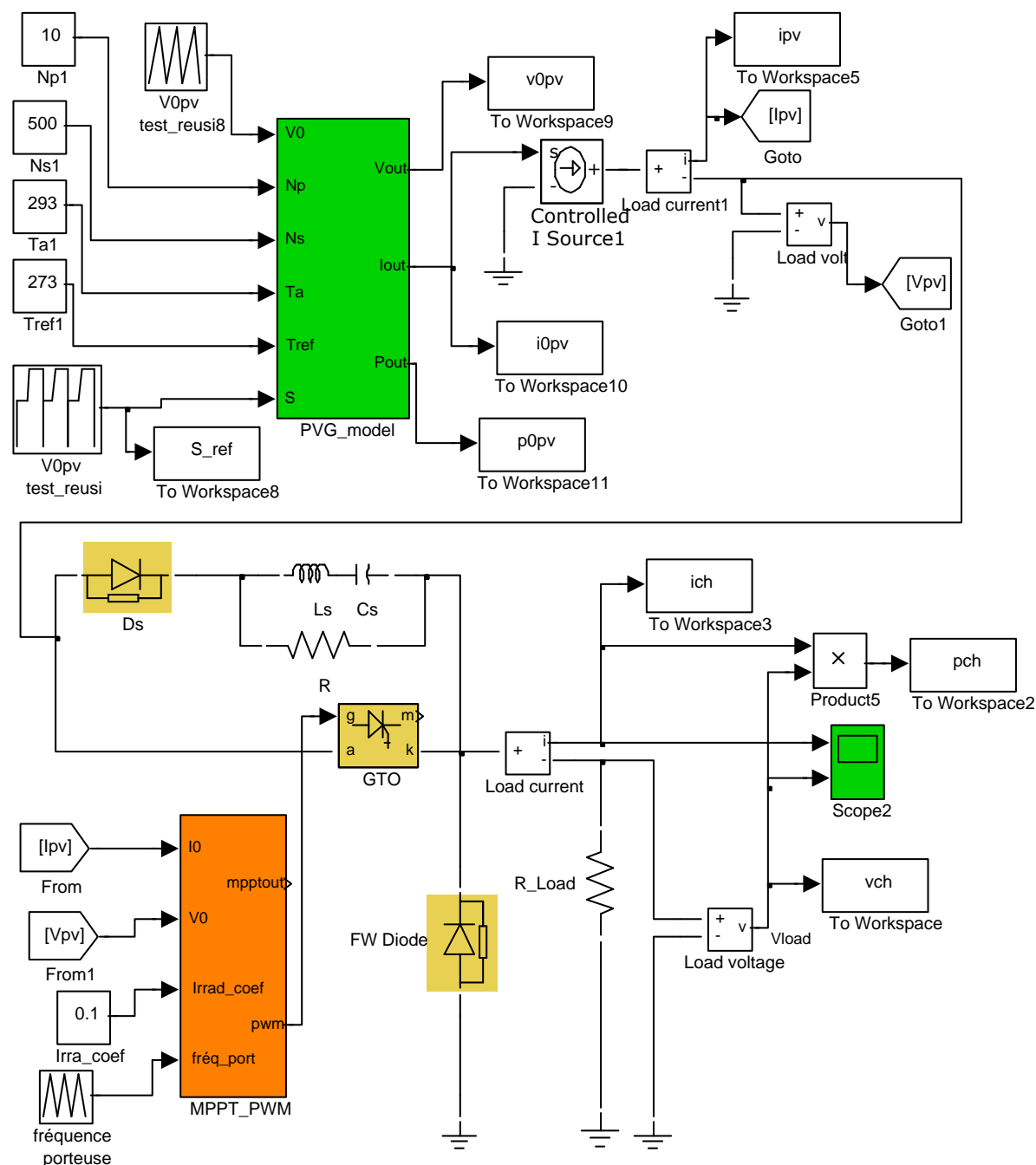


Fig.2.30: Modèle de simulation de l'association GPV-CS-commande MPPT (P&O)

La méthode numérique doit employer des petits pas de simulation pour converger vers des résultats satisfaisants. Ceci implique que les solveurs "stiff" réalisent plus de calculs à chaque pas et permettent de donner des résultats contrairement aux autres solveurs disponibles. Par ailleurs, la précision des simulations peut être ajustée grâce à la tolérance relative et à la tolérance absolue dans le menu des paramètres de simulation sous Simulink. Par conséquent, la réduction des valeurs des tolérances contribue à l'augmentation de la précision, mais aussi le temps de simulation. On peut aussi ajuster la taille minimale et maximale du pas de simulation.

II.11.2 Résultats de simulation de l'association convertisseur-MPPT P&O

Nous avons choisi de mettre le système photovoltaïque-CS-MPPT sous des conditions atmosphériques de température ambiante constante ($T_a = 25^\circ \text{C}$) et un rayonnement qui subie une variation progressive et qui suit le profil de la figure 2.32 (en rouge). L'objectif du convertisseur MPPT est de ramener le point de fonctionnement au MPP et faire une adaptation entre la source et la charge. Ici, la charge utilisée est une résistance dont la valeur a été choisie de façon à ne pas introduire d'oscillations supplémentaires. Ceci ne représente pas le comportement d'un moteur, mais notre but ici est d'analyser la poursuite du MPP. La charge résistive permet une première étude du comportement du système.

Sur la figure 2.31 on remarque de fortes ondulations au niveau de la tension à cause des commutations du CS. Les figures 2.32 et 2.33 représente la tension à la sortie du générateur photovoltaïque et la puissance de charge., 2.32 et 2.33 représentent la puissance de charge (en bleu) qui suit la forme du profil de l'irradiation imposée ainsi que les formes de la tension et courant de charge. On peut déduire que l'algorithme arrive à suivre le profil imposé et à maintenir la puissance au point MPP. Toutefois, on remarque clairement que ces courbes présentent une diminution en fin de temps de simulation. Néanmoins, les performances de l'algorithme P&O restent à un niveau acceptable.

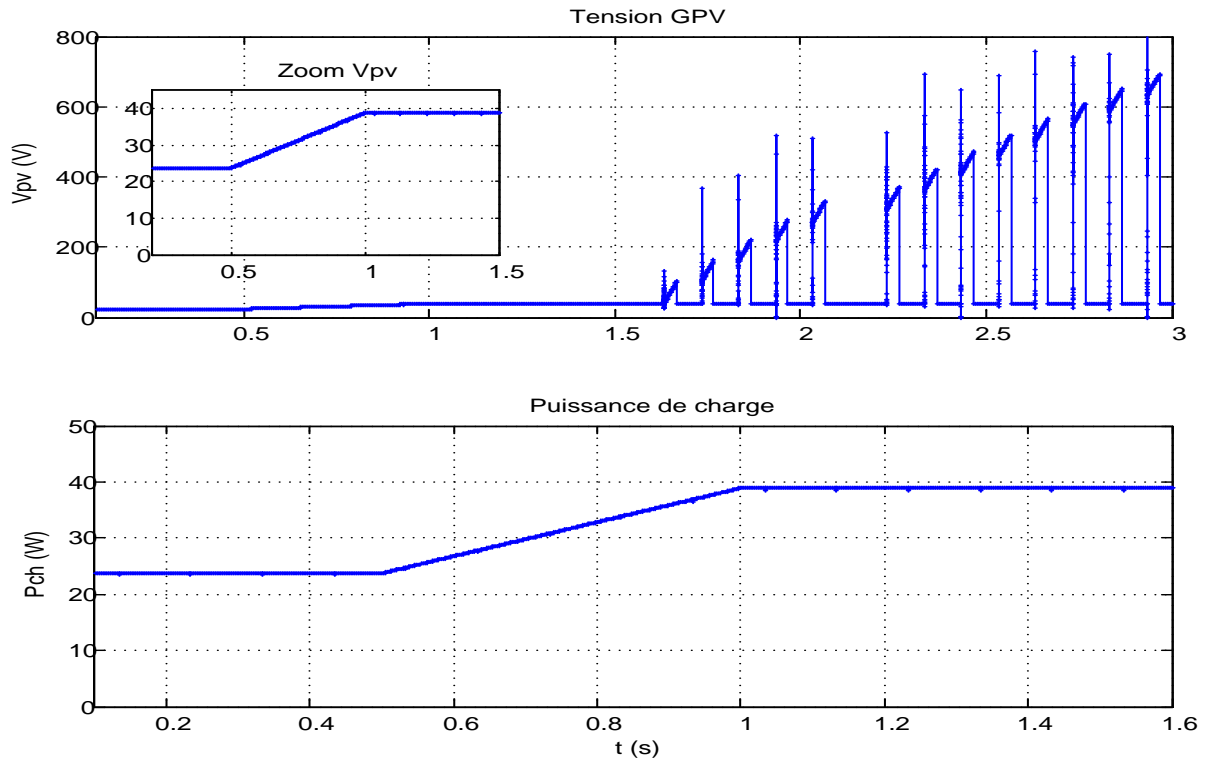


Fig. 2.31: Tension du GPV et puissance de charge pour une augmentation progressive de l'irradiation de 30 à 100 mW/cm²

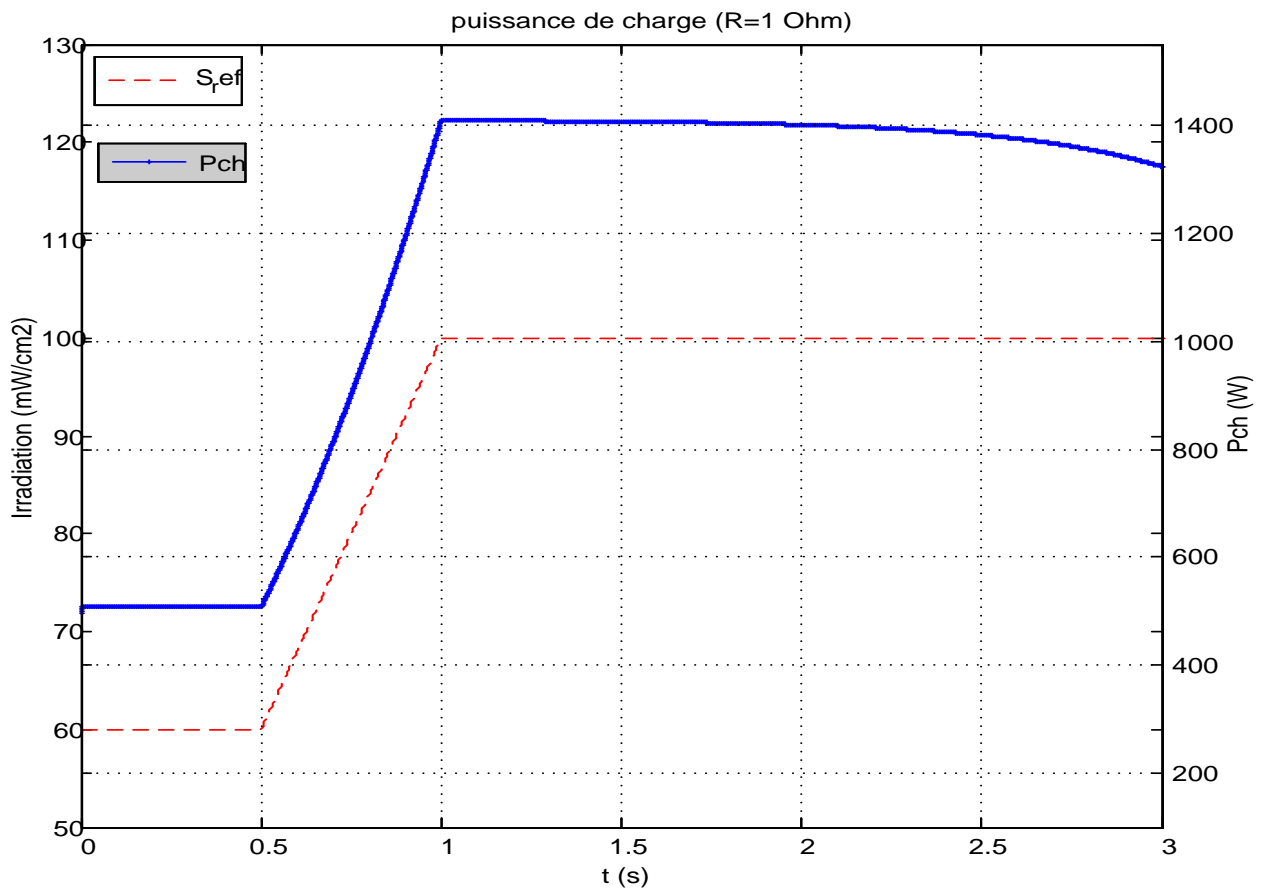


Fig. 2.32: Puissance de charge (R=1 Ω), Irradiation S_ref

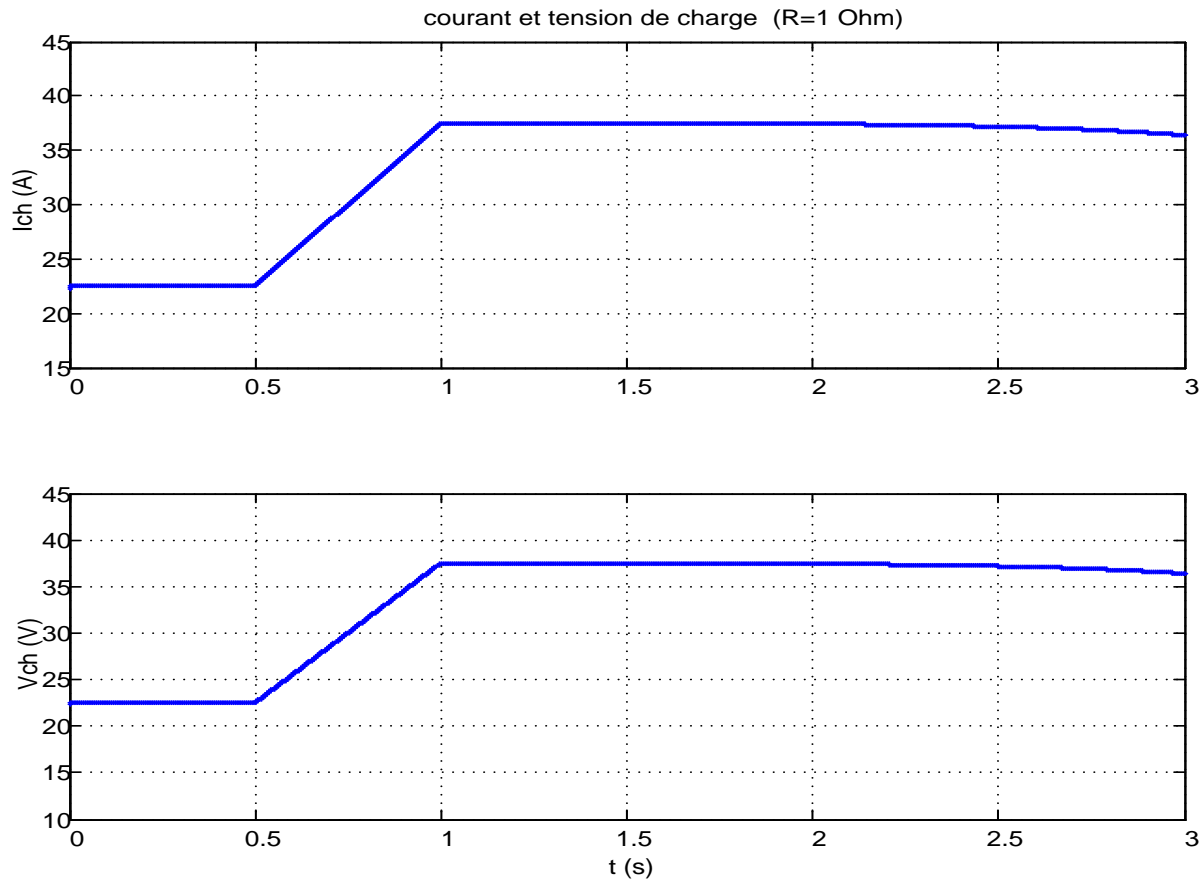


Fig. 2.33: Tension et courant de charge ($R=1\Omega$) pour une augmentation progressive de l'irradiation de 60 à 100 mW/cm^2

II.12 Conclusion

Nous avons d'abord commencé par mettre le point sur l'importance de l'énergie solaire en Algérie. Puis, nous avons abordé l'analyse du générateur photovoltaïque GPV et le principe de génération photovoltaïque. Par la suite, nous avons effectué la modélisation mathématique du GPV qui est essentielle à l'analyse, en se basant sur le modèle de la cellule. Par la suite, nous avons élucidé le principe de conversion dans les systèmes photovoltaïques. Finalement, nous avons procédé à la simulation du GPV sous Matlab afin de montrer l'effet des changements climatiques sur l'énergie produite par le GPV.

Après avoir procédé à la présentation du principe de la poursuite du point de maximum de puissance (MPP) et la présentation des algorithmes les plus utilisés dans ce domaine, nous avons effectué la simulation du convertisseur MPPT sous Simulink en utilisant la boîte outil SimPowerSystems. Ceci nous a permis de constituer une bibliothèque de composants

correspondant à un système photovoltaïque, intégrant les modèles du GPV, du convertisseur de puissance, de l'algorithme MPPT Perturbation et Observation (Perturb & Observe) ainsi que celui dit Conductance Incrémentale (IndCond). Ces simulations ont permis de démontrer l'efficacité de l'algorithme MPPT à travers les résultats de la simulation.

Pour cela, nous nous sommes contentés d'un test pour mettre l'algorithme à l'épreuve dans le cas de conditions climatiques de l'irradiation progressivement variable. Nous avons constaté, la suffisance des résultats de test de l'algorithme P&O.

CHAPITRE III:

Entraînements du moteur à aimants permanents sans collecteur alimentés avec des courants à onde carrée

III.1 Introduction

Le moteur à aimants permanents sans collecteur à courant continu est représenté dans sa forme la plus habituelle dans la figure 3.1. La figure 3.2 représente un exemple de PM BLDC moteur. La structure du stator est similaire à celle d'un moteur à induction polyphasé. La fonction de l'aimant est la même à la fois dans le moteur sans balais à courant continu et le moteur à collecteur. Dans les deux cas, le flux d'entrefer est idéalement fixé par l'aimant et peu affecté par le courant induit.

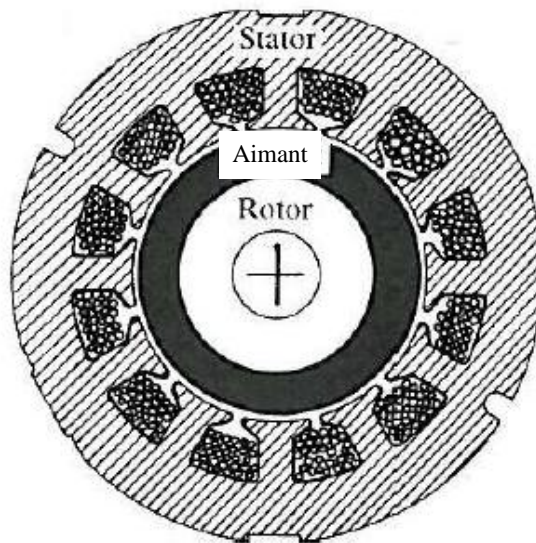


Fig.3.1: PM BLDC moteur

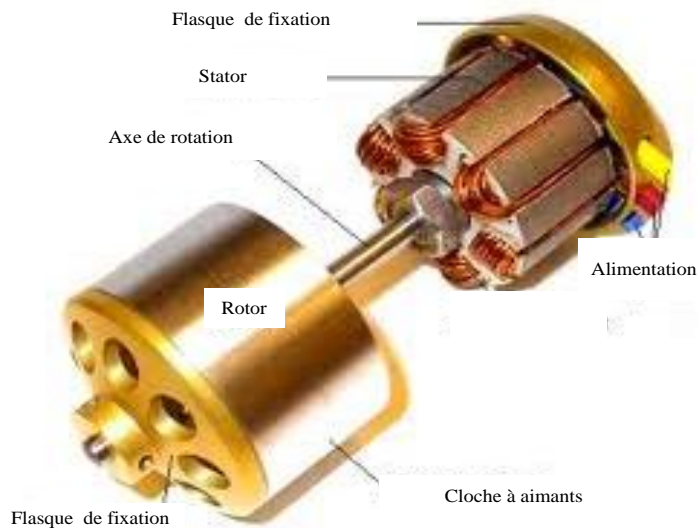


Fig.3.2: Constitution du PM BLDC moteur

L'avantage le plus évident de la configuration sans collecteur est la suppression des balais. L'entretien de ce dernier n'est plus nécessaire, et de nombreux problèmes liés aux balais sont éliminés. Par exemple, ils ont tendance à produire des interférences radio

fréquence (RFI) et les étincelles qui leur sont associés sont une source potentielle d'inflammation dans les atmosphères inflammables. En effet, les PM BLDC moteurs sont assez couramment immergés dans des réservoirs d'essence des automobiles pour entraîner la pompe à carburant. Cela montre qu'ils ne sont pas automatiquement exclus des environnements «dangereux». Ces problèmes ne doivent cependant pas, être surestimés [2].

Les problèmes qui se posent aux moteurs à collecteur ne sont parfois pas si évident. Dans certaines applications, l'accumulation de débris de balais ou de la poussière est un problème, en particulier si elle pénètre dans les roulements ou si elle constitue une piste conductrice qui conduit à un embrasement général. Le fonctionnement et la durée de vie des balais dépendent de facteurs tels que les conditions atmosphériques, qui peuvent nécessiter l'utilisation de différentes nuances de balais dans le même moteur fonctionnant sous différents climats.

L'absence de collecteur et équipements des balais réduit la longueur utile du moteur est non seulement comme un gain d'espace simple, mais aussi une réduction de la longueur entre les paliers, de sorte que pour une longueur donnée la rigidité latérale du rotor est supérieure, ce qui permet des vitesses plus élevées [12].

Tous les types de commutateurs sont soumis à des limites assez restrictives sur la vitesse périphérique. La vitesse maximale du PM BLDC moteur est limitée par le maintien des aimants contre la force centrifuge. Dans les petits moteurs à vitesse de rotation faible, les aimants peuvent être liés au noyau du rotor, qui est habituellement solide (non feuilleté). La liaison doit évidemment avoir une large plage de températures et de bonnes propriétés de vieillissement. Pour des vitesses périphériques du rotor élevées, il est nécessaire de prévoir une structure de fixation comme un acier inoxydable. Cela peut nécessiter une augmentation de l'entrefer mécanique, mais heureusement, la performance n'est pas trop sensible à l'entrefer, ce qui est souvent deux fois plus important que dans les moteurs à induction ou les moteurs à réluctance variable.

La configuration sans balais ne va pas sans quelques inconvénients. Les deux inconvénients principaux par rapport au moteur à collecteur sont (i) la nécessité d'une détection de la position de l'arbre et (ii) l'augmentation de la complexité de la commande électronique. En outre, le PM BLDC moteur n'est pas nécessairement moins coûteux à fabriquer que le moteur à collecteur, qui est peut-être légèrement plus favorable à la fabrication automatisée.

Il est important de peser les avantages et les inconvénients des PM BLDC moteurs par rapport aux moteurs à induction, qui ne sont pas seulement «brushless», mais qui sont devenus à usage standard. Dans les mêmes conditions, et avec le même refroidissement, le PM BLDC moteur aura de meilleurs rendement et facteur de puissance, et donc une puissance de sortie supérieure, la différence peut être de l'ordre de 20-50 pour cent [5], ce qui est loin d'être négligeable. D'autant plus que, le convertisseur électronique de puissance requis avec le PM BLDC moteur est similaire à la topologie de l'onduleur à PWM utilisés dans les entraînements à moteur à induction.

Le moteur à induction peut être contrôlé à peu de frais avec triacs ou des thyristors, mais la performance ainsi obtenue est inférieure à celle du PM BLDC moteur en termes d'efficacité, de stabilité de la réponse par rapport à la plage de vitesse contrôlée. Pour obtenir des performances comparables dans le sens de commande, le moteur à induction doit être alimenté à partir d'un onduleur à PWM, qui est sans doute plus complexe que le système d'entraînement à moteur sans collecteur. Cependant, le moteur à induction est capable de fonctionner dans le mode 'field weakening : defluxage', en offrant une capacité de puissance constante à grande vitesse. Cela est difficile à réaliser avec le PM BLDC moteur avec montage des aimants en surface du rotor.

Concernant les effets des dimensions des aimants permanents sur la longévité des excitations, l'excitation n'est viable que dans les petits moteurs, généralement bien en dessous de 20 kW, et est également soumise à certaines contraintes sur la plage de vitesse. En très grande puissance, l'excitation à aimants permanents n'a pas de sens parce que le poids de l'aimant et son coût deviennent excessifs, alors que l'alternative d'excitation électromagnétique soit directement (comme dans la machine synchrone) ou par induction (comme dans le moteur à induction) devient relativement plus rentable [12].

III.2 Analyse du circuit magnétique à circuit ouvert

L'analyse d'un circuit magnétique passe principalement par identifier les principaux trajets de flux et la reluctance qui lui est assigné. La figure. 3.3 montre le diagramme de flux et la figure 3.4 représente le circuit magnétique équivalent. Il est bien entendu permis de simplifier le circuit de cette façon seulement si les deux parties sont équilibrées. Si elles ne le sont pas, les flux et les potentiels magnétiques dans les deux moitiés seraient différents, et il pourrait y avoir un flux résiduel dans le sens axial, c'est à dire le long de l'arbre. En pratique,

le flux axial n'est pas souhaitable car il peut induire un courant de circulation dans les paliers; dans certains cas, cela se traduit par une usure accélérée [2].

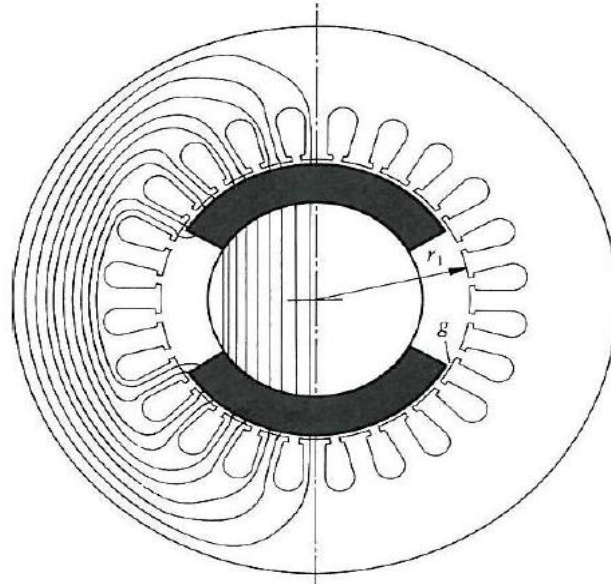


Fig.3.3: Représentation des lignes de champs Sur la section transversale d'un PM BLDC moteur

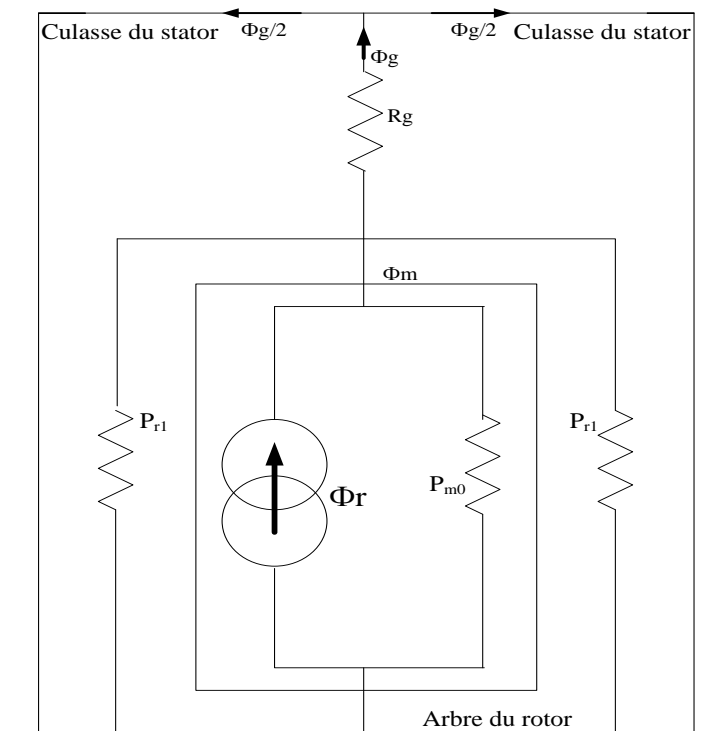


Fig.3.4: Circuit équivalent du circuit magnétique

Dans ce qui suit, l'acier du stator et l'arbre du rotor sont supposés être infiniment perméable.

Chaque aimant est représenté par un circuit équivalent constitué par un générateur de flux en parallèle avec une perméance de fuite interne (fig. 3.4):

$$\Phi_r = B_r A_m ; \quad (3.1)$$

$$P_{m0} = \frac{\mu_0 \mu_{rec} A_m}{l_m} \quad (3.2)$$

Où :

- A_m est l'aire du pôle de l'aimant ;
- l_m est la longueur de l'aimant dans la direction de l'aimantation (dans ce cas, son épaisseur radiale) ;
- B_r est l'induction radiale ;
- μ_{rec} est la perméabilité relative, qui est la pente de la courbe de désaimantation, divisé par μ_0 .

Dans ce cas, la zone de pôle extérieure est plus grande que la zone de pôle intérieur, mais pour la simplicité d'analyse on prendra la moyenne. Avec un arc d'aimant de 120° .

$$A_m = \frac{2}{3} (r_1 - g - \frac{l_m}{2}) l \quad (3.3)$$

Avec :

- r_1 : rayon interne du stator ;
- g : épaisseur de l'entrefer ;
- l : longueur du moteur.

La densité de flux dans l'entrefer à circuit ouvert est tracée dans la figure 3.5. Dans la pratique, en raison des effets de bords, la distribution n'est pas parfaitement rectangulaire, et il y'a des composantes périphériques ainsi que radiale de B sur les bords des aimants. En raison des rainures de l'alésage du stator, en général des ondulations se superposeront au signal calculé. L'analyse détaillée de tous ces effets nécessite une méthode numérique telle que la méthode des éléments finis.

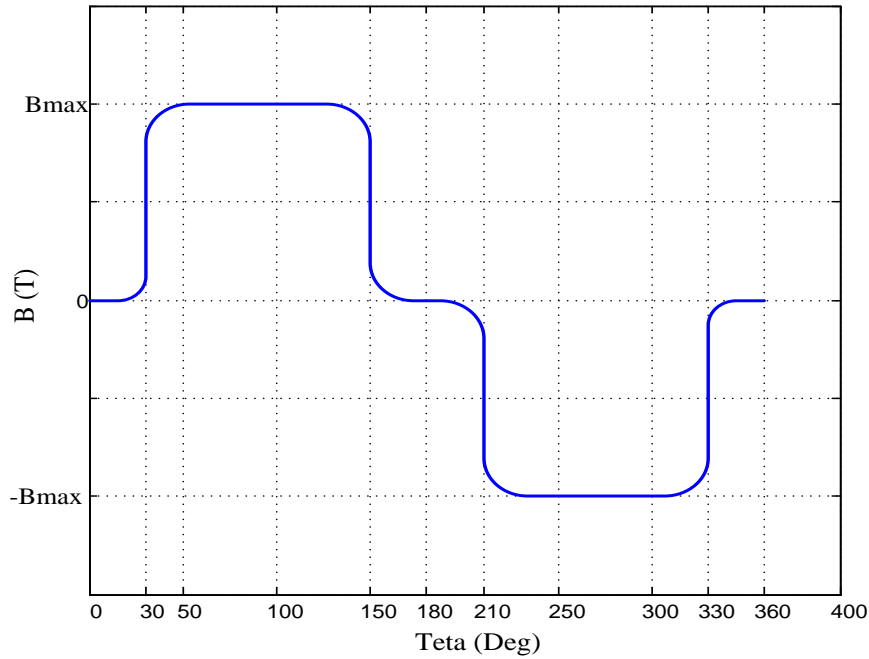


Fig.3.5: Répartition du champ magnétique à circuit ouvert

III.3 Equations des FEM et de couple d'un PM BLDC moteur

Les équations de couple et des f.e.m. de base du PM BLDC moteur sont assez simples, et ressemblent à ceux du moteur à courant continu. La dérivation suivante tente d'englober plusieurs aspects fondamentaux de ces équations, afin de comprendre les caractéristiques de contrôle, et les similitudes et les différences avec d'autres machines.

Le schéma le plus simple qui permet de comprendre la production de la f.e.m est celui indiqué dans la Figure 3.6. Notez que l'aimant à deux pôles a un arc polaire de 180°, au lieu des 120° différemment à l'analyse dans le paragraphe précédent. La forme d'onde surfacique dans l'entrefer est idéalement une onde carrée, comme indiqué dans la Figure 3.7. Dans la pratique, les bords provoque l'apparition de légers arrondis des coins. Les axes de coordonnées ont été choisis de telle sorte que le centre d'un pôle nord de l'aimant est aligné avec l'axe des x, c'est-à dire $\theta = 0$.

Considérons le flux ψ_1 de la bobine a_1A_1 lorsque le rotor tourne. Ceci est illustré dans la figure 3.7. Notez que θ représente maintenant le mouvement du rotor à partir de la position de référence. Le flux varie linéairement avec la position du rotor en raison de la densité de flux d'entrefer créé par l'aimant qui est constante sur chaque pas polaire du rotor. Le maximum flux positif se produit à $\theta=0$ et le maximum négatif de flux à $\theta=180^\circ$. En intégrant la densité de flux autour de l'entrefer, le flux maximum de la bobine peut être trouvé comme suit :

$$\begin{aligned}\psi_1 &= N_1 \int B(\theta) l r_1 d\theta \\ &= N_1 B_g \pi r_1\end{aligned}\quad (3.4)$$

et la variation de θ lorsque le rotor tourne de 0 à 180 ° est donnée par :

$$\psi_1 = \left(1 - \frac{\theta}{\pi/2}\right) \psi_{1max} \quad (3.5)$$

la f.e.m induite dans la bobine a₁A₁ est donnée par :

$$e_1 = -\frac{d\psi_1}{dt} = -\frac{d\psi_1}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega \frac{d\psi_1}{d\theta} \quad (3.6)$$

ce qui donne :

$$e_1 = 2N_1 B_g l r_1 \omega \quad [V] \quad (3.7)$$

Cela représente l'amplitude de la FEM onde carrée e_{a_1} (Figure 3.7(c)). Notez que la forme d'onde de f.e.m. dans cette bobine par rapport au temps est la réplique exacte de la forme d'onde de densité de flux par rapport à la position autour du rotor dans la Figure 3.7(a).

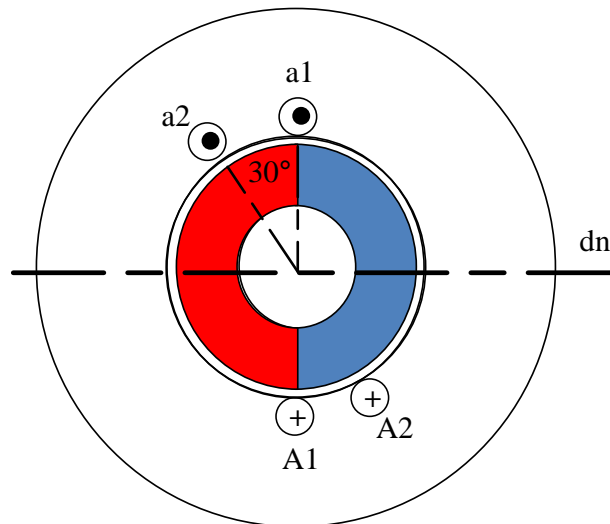


Fig.3.6: PM BLDC moteur avec 180° d'arc polaire

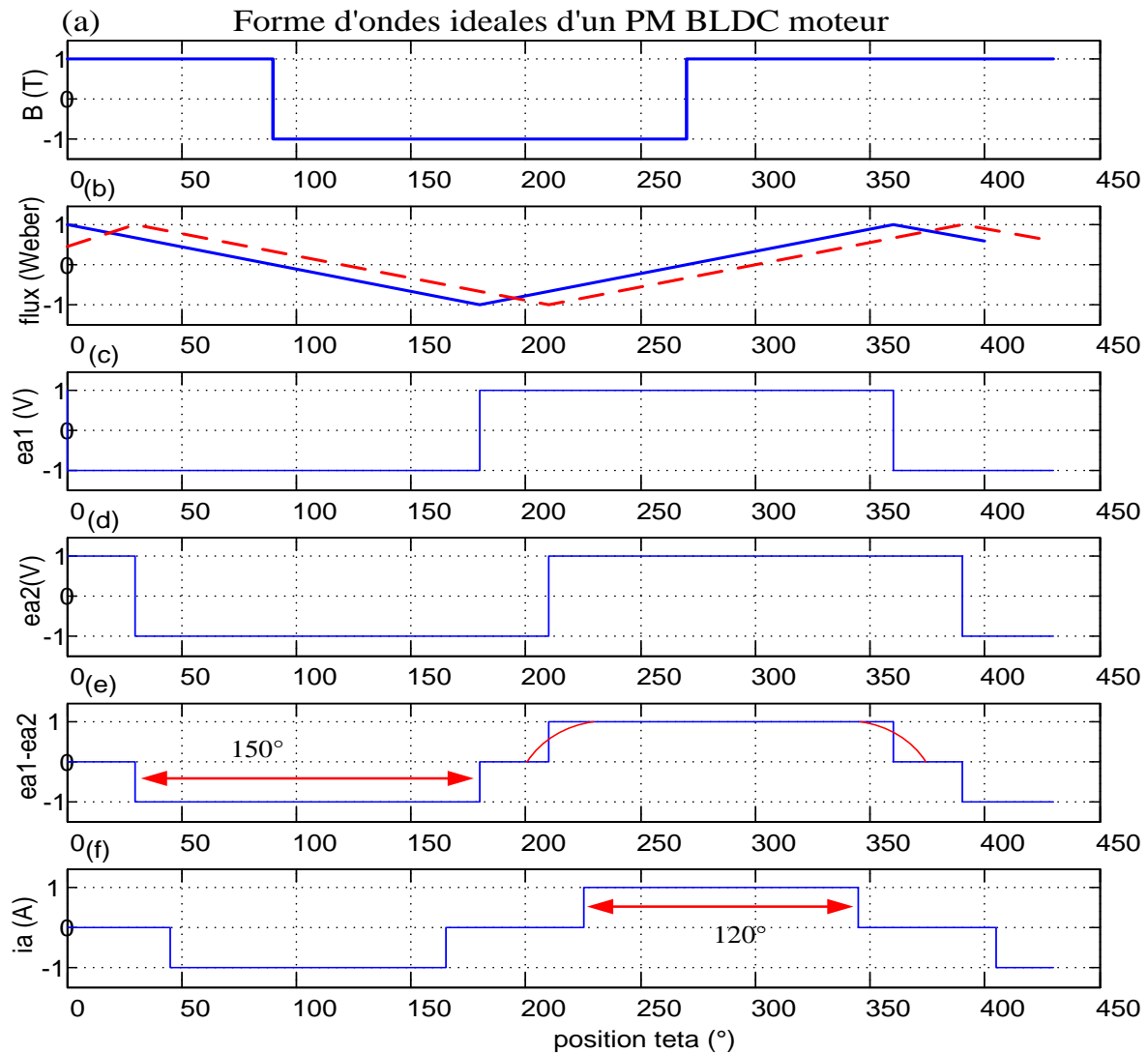


Fig.3.7: Formes d'ondes idéales d'un PM BLC moteur

Le f.e.m. induite dans la seconde bobine de la phase A est identique, mais retardée de 30° . Ceci est illustré dans la figure 3.7 (d). Si les deux bobines sont connectées en série, la tension de phase totale est la somme des deux tensions des bobines séparées, et ceci est montré dans la Figure 3.7 (e). L'effet de base de la distribution des enroulements en deux bobines est de produire une FEM de forme d'onde échelonnée [22]. Dans la pratique, l'effet des bords cause une forme des coins arrondis, comme indiqué en rouge sur la figure 3.7(e). La forme d'onde a alors la forme "trapézoïdale" qui est caractéristique du PM BLDC moteur. Avec 180° d'arcs magnétiques et deux encoches par pôle et par phase, le sommet plat de cette forme d'onde est idéalement 150° de large, mais dans la pratique, l'effet des bords réduit ce nombre à une valeur un peu plus petite (120°). L'amplitude de la f.e.m. est donnée par [12], [22] :

$$e = 2N_{ph}B_g l r_1 \omega \quad [V] \quad (3.8)$$

où N_{ph} est le nombre de spires en série par phase. Dans ce cas,

$$N_{ph}=2N_1$$

Parce que les deux bobines considérées sont supposées être en série, dans une machine à p paires de pôles, l'équation reste valable tant que N_{ph} est le nombre de spires en série par phase et ω est exprimé en radians par seconde mécaniques (angle mécanique).

LA figure 3.7 (g) montre une forme d'onde rectangulaire idéale du courant de phase, de 120° électriques de large et d'amplitude I . Les périodes de conduction des trois phases sont symétriques de manière à produire un système triphasé équilibré de déphasage 120° .

Si les enroulements de phase sont connectés en étoile, comme dans la figure 3.8, on peut déduire qu'à chaque moment il ya juste deux phases (deux transistors conducteurs) qui sont alimentées (figure 3.9).

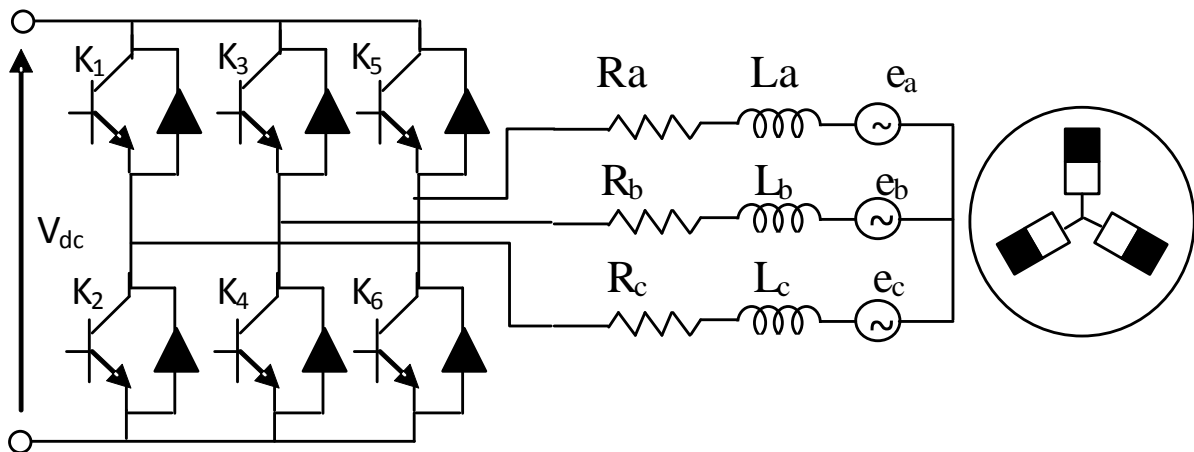


Fig3.8.: PM BLDC moteur avec onduleur d'alimentation

Pendant un intervalle de 120° la puissance électrique instantanée en cours de conversion en puissance mécanique est :

$$P = \omega T_e = 2eI \quad (3.9)$$

Le "coefficient 2" dans cette équation réside dans le fait que deux phases sont conductrices à la fois seulement. En utilisant l'expression (équation 3.8) ci-dessus pour l'expression de la force contre-électromotrice, le couple électromagnétique est donnée par :

$$T_e = 4N_{ph}B_g l r_1 I \quad [N.m] \quad (3.10)$$

Cette équation est valable pour n'importe quel nombre de paires de pôles. La similarité entre le PM BLDC moteur et le moteur à collecteur est maintenant visible. Ecrivons $E=2e$ pour représenter la f.e.m de deux phases en série, les équations de la force électromotrice et le couple peuvent être écrites sous la forme :

$$E = k\Phi\omega \text{ et } T = k\Phi I \tag{3.11}$$

Où $k= 4N_{ph}$ et $\Phi=B_g r_1 \pi l$.

Il est clair qu'avec des formes d'onde idéales et des commutations parfaites, ces équations sont vraies à tous les instants du temps. La commutation électronique des interrupteurs du convertisseur est donc supposée fonction du collecteur mécanique dans le moteur à collecteur, afin d'obtenir un PM BLDC moteur équivalent à celui à courant continu avec collecteur à couple constant, et sans ondulations.

En pratique, bien sûr, aucune des conditions idéales ne peut être parfaitement réalisée. Ceci a pour résultat l'introduction d'ondulation du couple, mais les relations fondamentales de la f.e.m proportionnelle à la vitesse et du couple proportionnel au courant restent inchangées.

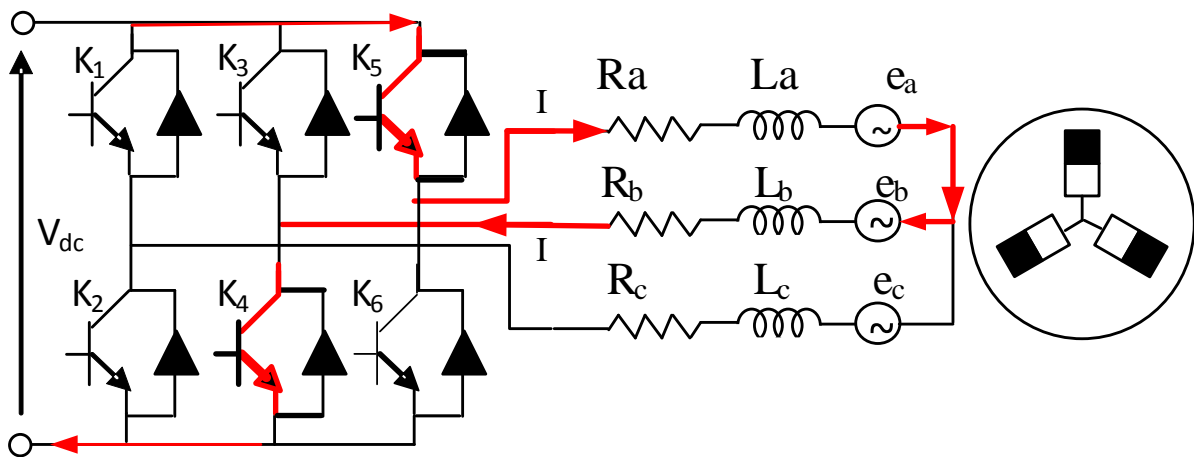


Fig3.9.: PM BLDC moteur avec onduleur d'alimentation (phase de fonctionnement pour une connexion étoile)

La figure 3.10 schématise le chemin emprunté par le courant lors d'une phase de fonctionnement pour une connexion triangle. Le courant de ligne ne se divise pas à parts égales entre les deux voies parallèles, parce que un chemin contient un seul enroulement de phase (B), tandis que l'autre contient deux en série (A et C). En pratique, bien sûr, cet

équilibre est légèrement imparfait en raison des résistances et des inductances des enroulements. Mais la préservation des courants équilibrés dans les deux voies parallèles pendant chaque période de 60° est important, parce que les courants circulant produiraient des ondulations de couple excessif et des pertes supplémentaires.

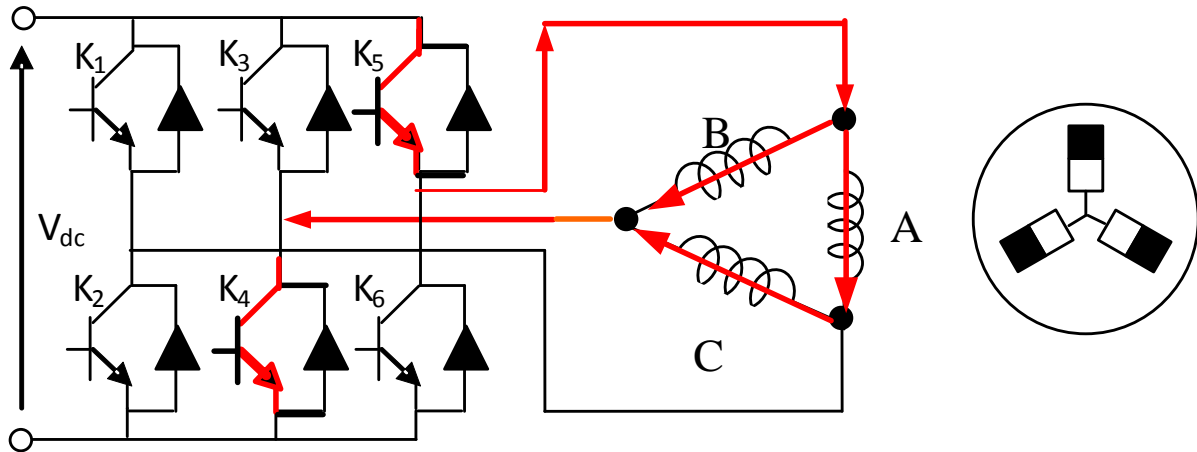


Fig.3.10: PM BLDC moteur avec onduleur d'alimentation (Phase de fonctionnement pour une connexion Δ)

III.4 Quel ouverture de pas polaire choisir pour le PM BLDC moteur

La section précédente, nous a permis de développer le concept de la machine PM BLDC idéal avec un aimant permanent à ouverture sur 180° et un courant rectangulaire 120° . Cette ouverture de 180° d'arcs, et qui couvre la moitié des enroulements du moteur, étaient supposées produire une distribution rectangulaire de densité de flux dans l'entrefer, comme dans la figure 3.7 (a). Les enroulements de phase sont supposés être connectés en étoile, comme dans la figure 3.9.

Cette configuration est représentée d'une manière différente dans la Figure 3.11 et 3.12. Les pôles magnétiques du rotor sont colorés pour distinguer le nord et le sud. Les phases couvrent chacune un secteur entier de 60° de l'alésage du stator. Dans le moteur idéal considéré dans cette section, chaque phase est constituée de deux encoches (voir Figure 3.6).

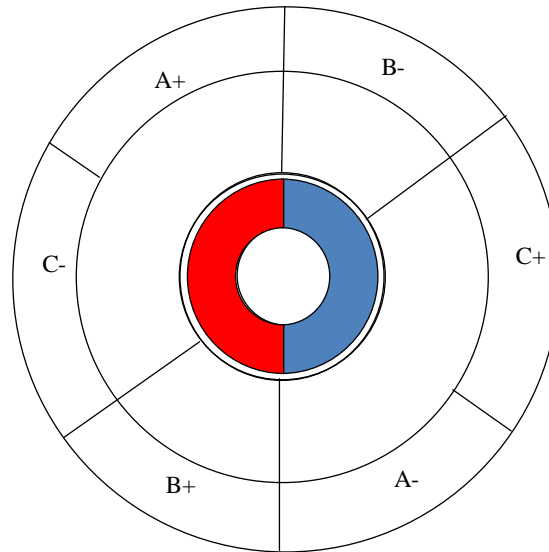


Fig.3.11: PM BLDC moteur avec 180° d'arc polaire

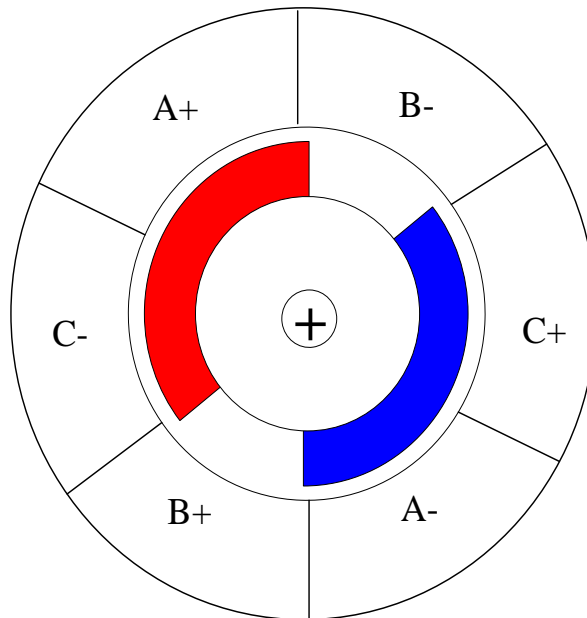


Fig.3.12: PM BLDC moteur avec 120° d'arc polaire

Avec un enroulement en étoile et deux phases conductrices, la distribution de la FMM (Force Magnéto-Motrice) est telle que, à tout instant, il existe deux secteurs de polarités opposées, chacun de largeur 120° électrique, séparées par deux secteurs 60° avec FMM nulle. A l'instant représenté, la phase A conduit un courant et est la phase positive, alors que la phase C est parcourue par un courant négatif. La distribution de la FMM résultante a la même polarité des aimants permanents du rotor N et S pour indiquer la génération de couple. Lorsque la FMM et l'aimant du rotor qui est en face sont de polarités identiques, un couple

positif est produit (supposé dans le sens horaire). Lorsqu'ils sont de polarités opposées, le couple produit est négatif. Lorsque l'une des deux grandeurs est nulle, aucun couple n'est produit. Le couple total est, bien sûr, la résultante de la contribution de tout le pourtour de l'entrefer.

Dans la position représentée à la figure 3.11, le couple positif est produit par la contribution des phases A et C. Seulement $2/3$ de l'arc de l'aimant et $2/3$ des conducteurs du stator contribuent à produire le couple à cet instant. Comme le rotor tourne dans le sens horaire, avec des courants rectangulaires constants dans les phases, et les FMM et le flux se chevauchent pendant 120° électriques, et sont supposées être rectangulaire, et donc le couple reste constant pour 60° de rotation. A ce stade, les bords de l'aimant du rotor commencent à ne plus couvrir la phase C, et la contribution de couple de la phase C commence à diminuer linéairement. Cependant, au cours de cette rotation de 60° l'aimant est couvert par la phase B avec un flux de même polarité, car le courant (négatif) est commuté à partir de la phase C à la phase B exactement au point 60° , alors le couple ne sera pas affecté et continuera à être constant pendant encore 60° . Arriver à cet instant, le rotor aura parcouru 120° de la position représentée à la figure 3.12, et le courant positif doit être commutés de la phase A à la phase C.

Un résultat inévitable est que seulement $2/3$ de l'aimant et $2/3$ des conducteurs du stator sont actifs à tout instant.

Les séquences de commutation des interrupteurs du convertisseur sont résumées dans les tableaux 3.1 et 3.2. Notons que chaque composant du convertisseur dans chaque branche est en position fermée (on) pendant 120° et en position ouverte (off) pendant 240° (dans un moteur à pôles multiples, ces mesures sont, bien entendu en degrés électriques).

Tableau 3.1: Table de commutation

- PM BLDC moteur étoile et 180° arc polaire
- Courant à onde carré de 120° de largeur

θ ($^\circ$ élect)	Ph A	Ph B	Ph C	K1	K2	K3	K4	K5	K6
$0 \div 60$	+1	0	-1	1	0	0	1	0	0
$60 \div 120$	+1	-1	0	1	0	0	0	0	0
$120 \div 180$	0	-1	+1	0	0	0	0	1	0
$180 \div 240$	-1	0	+1	0	1	0	0	1	1
$240 \div 300$	-1	+1	-0	0	1	1	0	0	1
$300 \div 360$	0	+1	-1	0	0	1	1	0	0

Tableau 3.2: Table de commutation

- PM BLDC moteur triangle et 120° arc polaire
- Courant à onde carré de 180° de largeur

θ (° élect)	Ph A	Ph B	Ph C	K1	K2	K3	K4	K5	K6
0 ÷ 60	+1	+1	-1	0	1	1	0	0	0
60 ÷ 120	+1	-1	-1	1	1	0	0	0	0
120 ÷ 180	+1	-1	+1	1	0	0	0	0	1
180 ÷ 240	-1	-1	+1	0	0	0	0	1	1
240 ÷ 300	-1	+1	+1	0	0	0	1	1	0
300 ÷ 360	-1	+1	-1	0	0	1	1	0	0

En pratique la distribution surfacique du flux des aimants ne peut pas être parfaitement rectangulaire, comme représenté dans la Figure 3.5. Même avec des aimants très coercitifs avec 180° d'arcs polaire, il y a une transition de l'ordre de 10-20° en largeur. Cet effet de bords est similaire à celui décrit plus haut (Figure 3.5). De même, du côté du stator, la FMM a une distribution qui n'est pas rectangulaire, mais une courbe à étages qui reflète la répartition des enroulements dans les encoches. Dans une certaine mesure ces deux effets s'annulent, de sorte que des résultats satisfaisants sont obtenus avec un arc polaire aussi court que 150° et deux encoches par pôle et par phase. Toutefois, le couple subit un pic raide, près des angles de commutation. Cette baisse de couple se reproduit tout les 60° électriques, ce qui donne naissance à une composante d'ondulation du couple avec une fréquence fondamentale égale à 6p de la fréquence de rotation, où p est le nombre de paires de pôles. L'amplitude et la largeur du creux de couple peuvent être exagérées en outre par le temps qu'il faut pour commuter le courant d'une phase à une autre; cette transition dépend de l'inductance de phase et de la tension disponible.

Une variante du moteur sans balais idéal est représentée sur la Figure 3.12. Dans ce cas, l'arc de l'aimant est à 120° (électrique). Afin de produire un couple lisse, sans ondulation en utilisant le principe du «chevauchement constant» le même que précédemment, la distribution de la FMM statorique doit maintenant être une onde carrée rectangulaire avec 180° de FMM positif et 180° de FMM négative dans l'entrefer.

Il ressort clairement de la figure 3.12 que tous les conducteurs du stator sont excités par un courant à tout instant, mais seulement 2/3 d'entre eux sont producteur de couple; ceux qui sont couverts par des lignes du champ de l'aimant du rotor. Comparé au moteur représenté à la Figure 3.11, si les ampères-conducteurs par encoche et la densité de flux de crête sont maintenus les mêmes, le moteur de la Figure 3.12 a 1,5 fois plus de pertes dans le cuivre,

mais produit le même couple avec seulement 2/3 de matériau de l'aimant. En outre, et en compensation à cet inconvénient, du fait que pour la même densité de flux magnétique, le flux total dans le moteur de la Figure 3.12 est seulement 2/3 que dans celui de la Figure 3.11, de sorte que seule 2/3 de l'épaisseur de la culasse du stator est requise.

Parce que les courants de ligne sont des ondes carrées de 120° dans les deux cas, le même convertisseur et bien la même logique de commutation peuvent être utilisées pour la configuration du moteur.

III.5 Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure 3.13) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [16], [27]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent pas de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

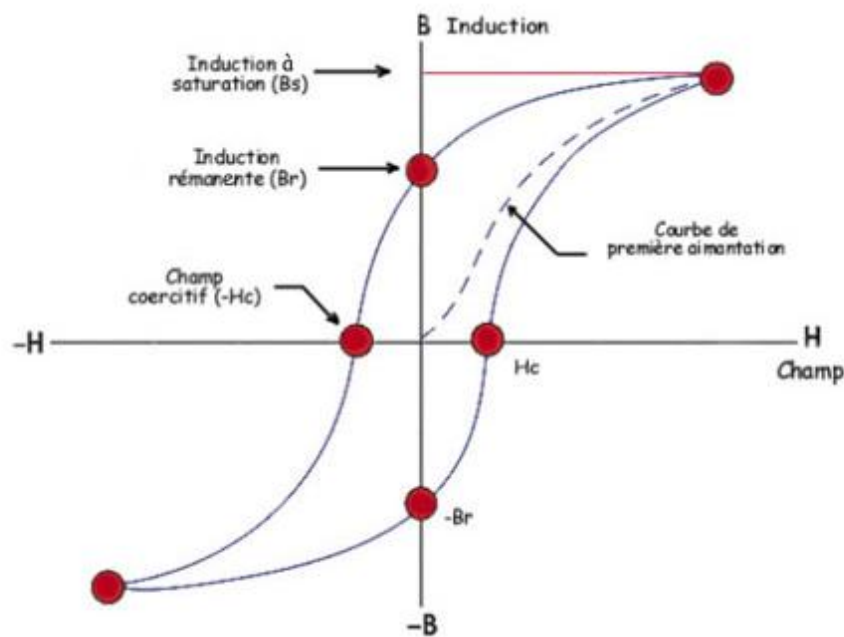


Fig.3.13: Cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique

III.5.1 Paramètres généraux des aimants permanents

La droite de fonctionnement d'un aimant permanent se situe dans le deuxième quadrant (B_a , $-H_a$) de son cycle d'hystérésis (voir figure 3.14).

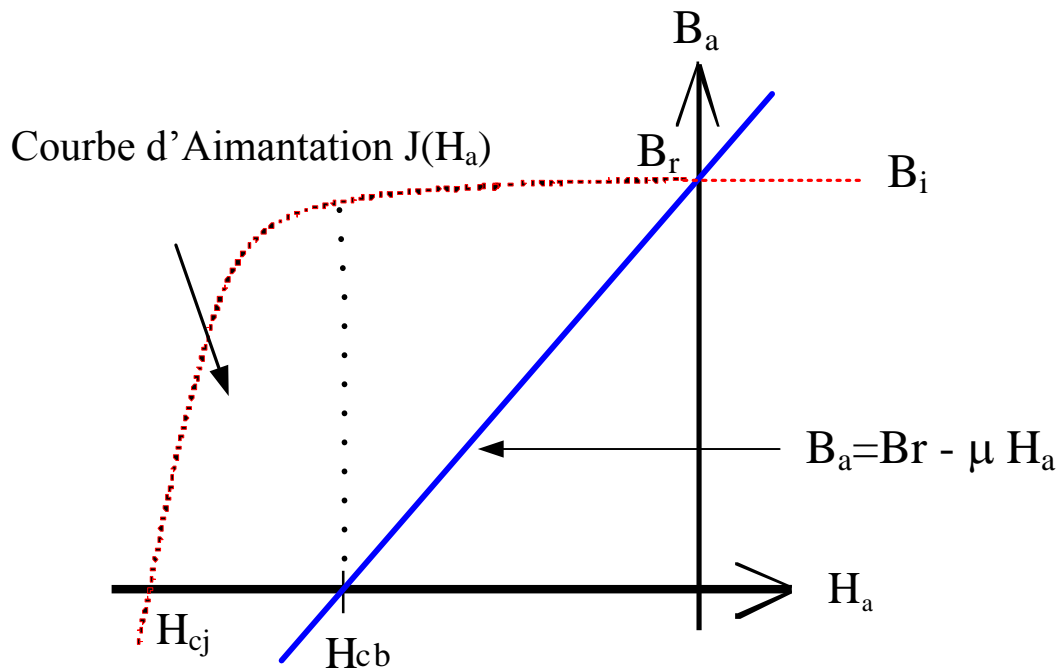


Fig.3.14: courbe de désaimantation d'un aimant permanent

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont:

- l'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{CJ} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie, $(B.H)_{max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques) [35].

III.5.2 Modélisation d'un aimant permanent

Une modélisation linéaire d'un aimant (B_r , H_{dem} , μ_a) est bien adaptée aux aimants modernes dits durs ou rigides (hors Alnico).

On considère que pour une variation de 0 à H_{dem} , l'aimantation J reste constante et égale à B_r .

Alors :

$$B_a = B_r - \mu_a \mu_0 H_a$$

Dans le cas des aimants durs de type ferrite et terres rares, H_{cb} correspond sensiblement à $B_a = 0$ (perméabilité relative proche de 1), mais il ne s'agit que de la valeur du champ pour laquelle l'induction s'annule, généralement la valeur limite, conduisant à une désaimantation irréversible significative, est bien plus élevée.

C'est la valeur H_{cj} correspondant à l'annulation de l'aimantation qu'il ne faut absolument pas atteindre sous peine de désaimantation irréversible.

Les caractéristiques $B(H)$ des aimants modernes est alors bien modélisée par une droite et on peut utiliser aisément un modèle magnétique avec une force magnétomotrice constante et une réluctance interne qui nous permettra de calculer simplement le flux généré [35].

Par exemple pour un aimant de section et d'épaisseur constantes S_a et e_a (figure 3.15):

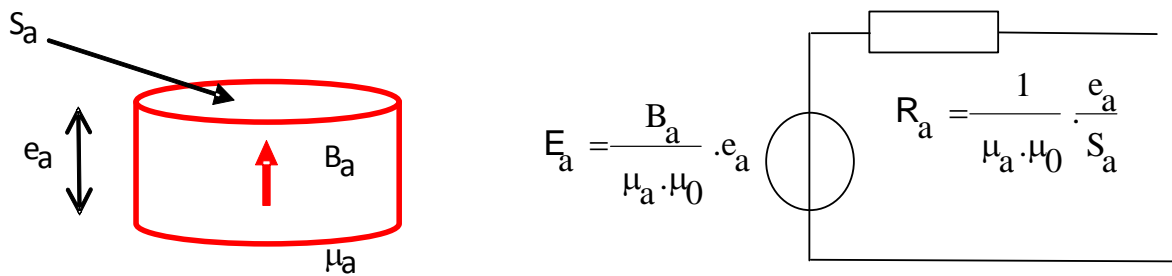


Fig.3.15: Modèle d'un aimant permanent

Bien sûr ce schéma peut être transformé en générateur de Norton avec source de flux ($B_a \cdot S_a$) et réluctance en parallèle.

Les aimants les plus performants peuvent subir des champs tels que B_a devient très négatif :

Exemple Vacodym 400 (NdFeB) :

à 20°C : $B_r = 1,05 \text{ T}$; $B = 0$ pour 760 kA/m et $H_{cj} = 2150 \text{ A/m}$, soit pour $B = -2,2 \text{ T}$.

Ce qui donne une excursion possible, en régime de désaimantation (réversible), de plus de 3 T, valeur plus significative des performances dans une machine électrique que la simple induction rémanente, car elle permet de prendre en compte le champ de réaction d'induit.

III.5.3 Aimant dans un circuit magnétique

La forme généralement utilisé est un circuit en fer à cheval, rarement rencontré dans les dispositifs de conversion électromécanique d'énergie, mais suffisamment représentatif de l'ensemble des circuits magnétiques (figure 3.16).

Les principales hypothèses effectuées sont :

- pas de fuites : tout le flux qui sort de l'aimant est canalisé vers la zone d'entrefer, supposée être la zone utile;
- la circulation du champ dans le fer est négligée devant celle dans l'entrefer (perméabilité infinie et matériau non saturable).
- Droite de charge ou d'entrefer et point de fonctionnement

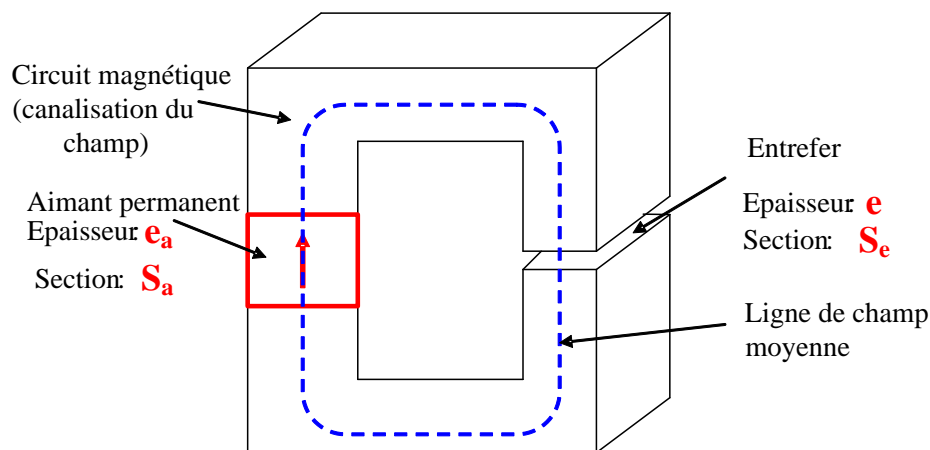


Fig.3.16: Circuit magnétique

III.5.3.1 Mise en équation en l'absence de bobinage dans le circuit magnétique

Soient H_a et B_a le champ et l'induction dans l'aimant compte tenu de la configuration magnétique globale et H_e et B_e le champ et l'induction dans l'entrefer.

L'application du théorème d'Ampère donne :

$$H_a e_a + H_e e_e = 0 \text{ (car } H_{\text{fer}} = 0) \quad (3.12)$$

Avec : $B_e = \mu_0 \cdot H_e$

Le principe de conservation du flux est valable et abouti à l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \varphi_a &= B_a S_a \\ \varphi_e &= B_e S_e \end{aligned} \quad (3.13)$$

Il en résulte que :

$$B_a = B_e \frac{S_e}{S} = \frac{H_e S_e}{\mu_0 S_a} = -\frac{H_a e_a S_e}{\mu_0 e S_a} \quad (3.14)$$

Cette fonction $B_a(H_a)$, qui dans ce contexte linéaire (non saturable) est une droite, et est appelée « droite de charge ».

Son intersection avec la caractéristique intrinsèque $B_a(H_a)$ de l'aimant donne le point de fonctionnement (figure 3.17) [16].

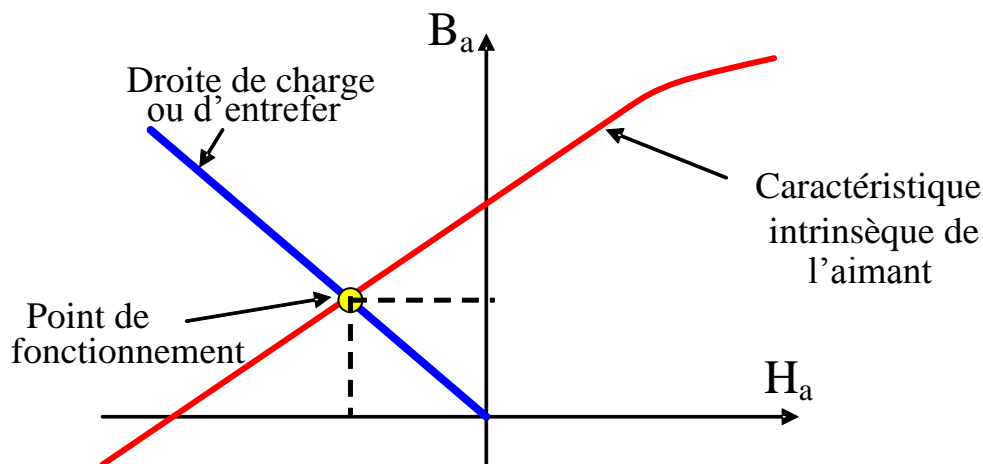


Fig.3.17:Droite de charge d'un aimant permanent (point de fonctionnement)

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant.

On parle d'aimant en court-circuit magnétique lorsque l'entrefer est nul : alors B_a est égale à B_r . En revanche, dans un circuit ouvert (entrefer infini), la droite de charge est horizontale et B_a est nulle, en réalité, les lignes de champ ne se referment pas à l'infini et la droite de charge équivalente n'est pas horizontale mais seulement très inclinée. Cela suffit à

désaimanter certains types d'aimants (aimants peu rigides). D'où la précaution de non démontage de certains dispositifs à aimants.

Notons que la présence d'un bobinage, entourant le circuit magnétique et alimenté par un courant, conduirait à un décalage horizontal de la droite de charge et contribuerait à réduire ou augmenter le champ selon son signe.

III.5.3.2 Aimants doux « peu rigides »

Il s'agit des aimants d'ancienne génération (Alnico par exemple) très peu utilisés aujourd'hui, sauf dans d'anciennes générations de moteurs (Axem de Parvex, certains moteurs pas à pas hybrides...) ou fonctionnant à haute température (400°C) ou encore dans des appareils de mesure (avantage de la plus faible dérive en température) [40].

Leurs caractéristiques sont non linéaires et les représentations associées, sont plus complexes que celles des aimants rigides. Cela contribue d'ailleurs à rendre difficilement accessible la modélisation des aimants (non linéarités, effets du passé...), car cela nécessite notamment des approches de résolution graphique (ou numérique) alors que les aimants durs, dont la caractéristique est modélisée par une simple droite où les deux paramètres (induction rémanente et champ de désaimantation) dépendent de la température, se prêtent très bien aux calculs analytiques dans des schémas reluctants.

III.5.4 Caractéristiques des différentes technologies

Les Caractéristiques des aimants permanents actuels et quelques chiffres B_{hmax} correspondant à l'énergie maximale utilisable sont regroupées dans le tableau 3.3 [16].

type	Année D'appar.	BH_{max} kJ/m ³	B_r à 25°C (T)	H_{cJ} kA/m	coeff B %/K	coeff H_{cJ} %/K	T_{max_op}	Coût
NdFeB	1983	200÷380	1,2 à 1,5	900 à 2000	-0,1	- 0,4 à - 0,6	140÷210	Elevé (x10)
SmCo ₅	1966	140÷200	1	2000	-0,04	-0,25	250	Très Elevé (x20)
Sm ₂ Co ₁₇		180÷240	1,05	2000	- 0,03		350	
Alnico	1932	50÷85	1,1 ÷ 1,3	130	-0,02	+0,01	500	Moyen (x5)
Ferrites strontium	1950	27÷35	0,3 ÷ 0,4	250	-0,2	+0,4	250	Bas (x1)
Ferrites barium		8 ÷ 30	0,2 ÷ 0,4	170	-0,2			

La figure 3.18 compare la variation de la droite de charge de certaines familles d'aimants permanents [40].

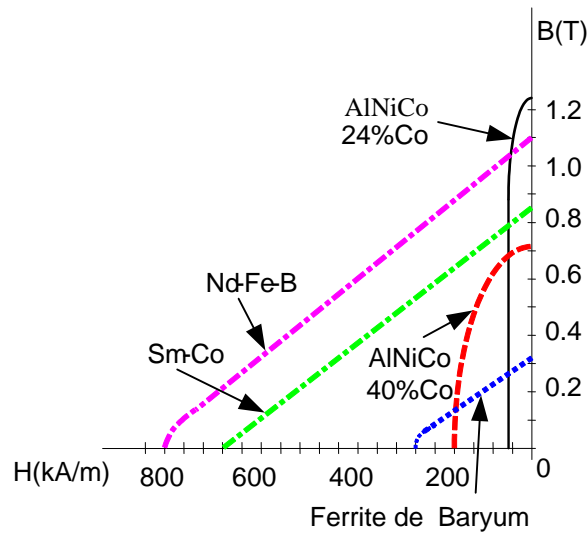


Fig.3.18: Droite de charge d'aimants permanents

L'industrie des aimants permanents a eu un succès durable dans l'élaboration des caractéristiques magnétiques améliorées. La plus récente avancée majeure est le néodyme-fer-bore, innové initialement par Sumitomo et General Motors. A température ambiante l'aimant permanent NdFeB a le produit énergétique le plus élevé de tous les aimants disponibles dans le commerce. Les aimants en céramique (ferrite) ont aussi été améliorés de façon constante.

III.5.5 Evolution de l'énergie spécifique des aimants permanents

La figure 3.19 compare l'évolution de l'énergie spécifique des aimants actuellement utilisés, les évolutions futures probables ainsi que les limites des perspectives projetées jusqu'à l'an 2100 [40].

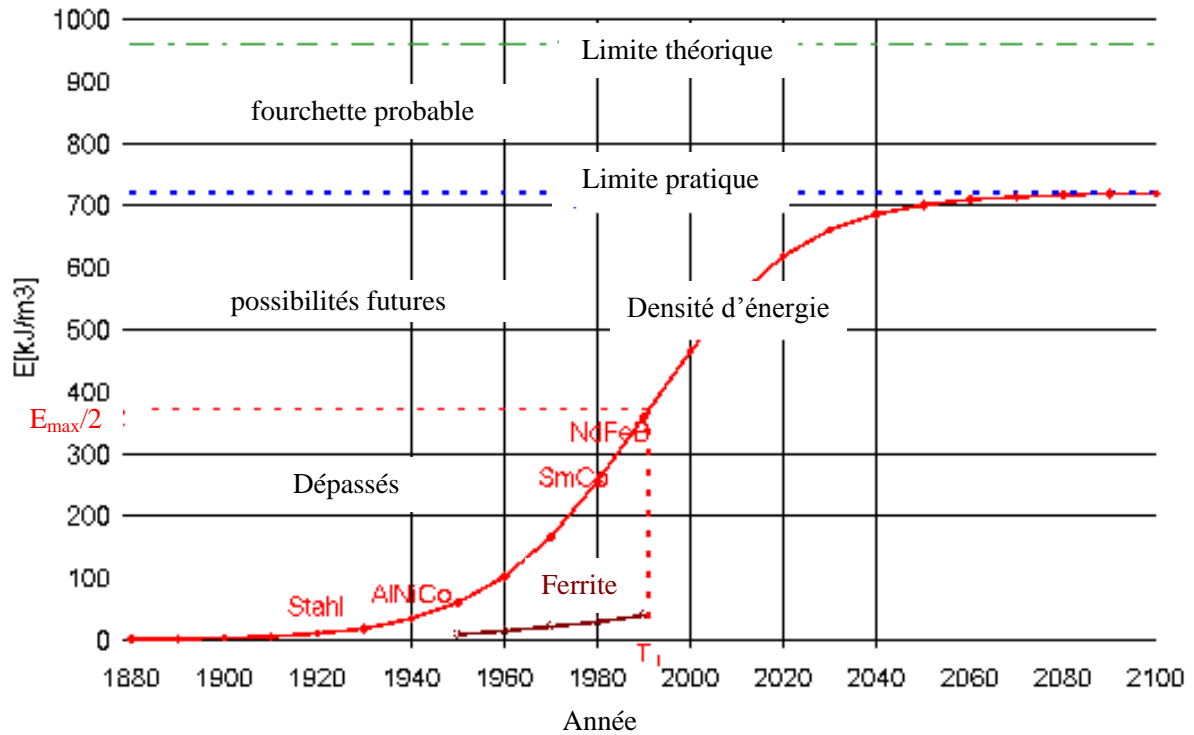


Fig.3.19: Evolution de l'énergie spécifique des aimants

III.6 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BLDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure 3.20.

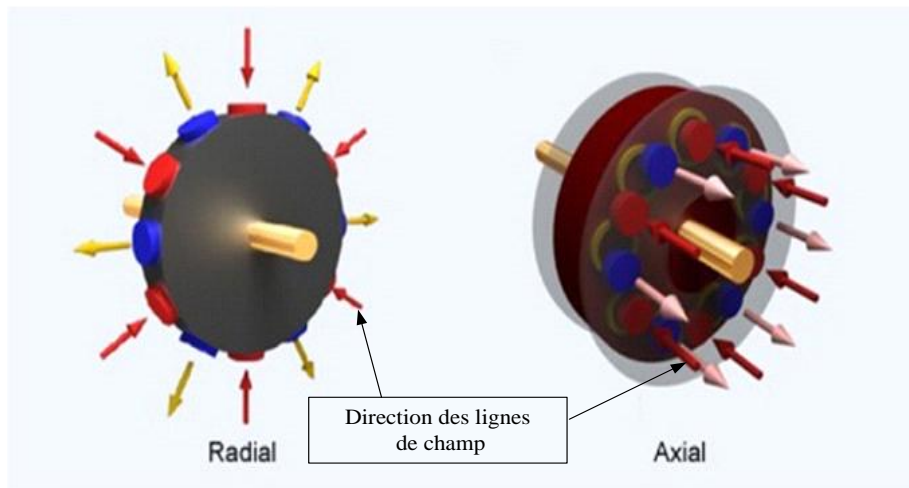


Fig.3.20: Structures à flux Axial et à flux Radial

III.6.1 Structures à flux radial (RFPM) :

Les machines à flux radial (RFPM) à aimants permanents sont les plus conventionnelles. Elles sont employées couramment pour l'entraînement direct. Dans ce type de machine, le stator est identique à celui d'une machine à induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur. Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés (figures 3.21, 3.22 et 3.23).

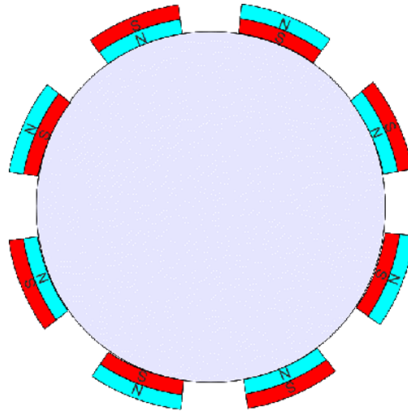


Fig.3.21: Rotor à aimant en surface

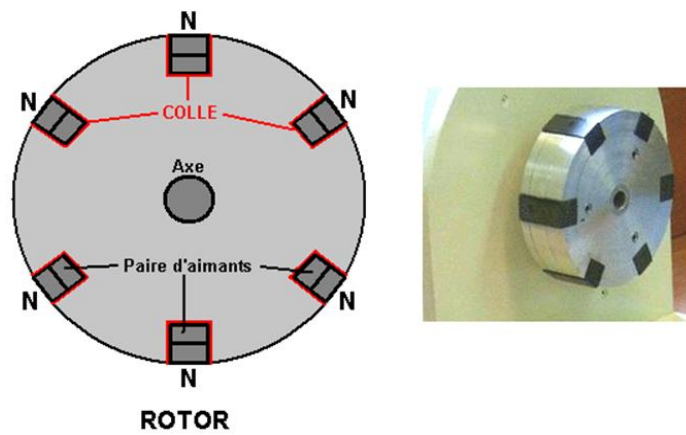


Fig.3.22: Rotor à aimants encastrés

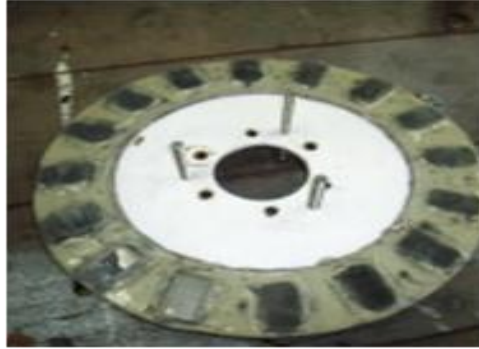


Fig.3.23: Aimants enterrés

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et de son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [2].

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique. L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [27].

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes.

III.6.2 Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents (figure 3.24). Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales[36].

Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte.

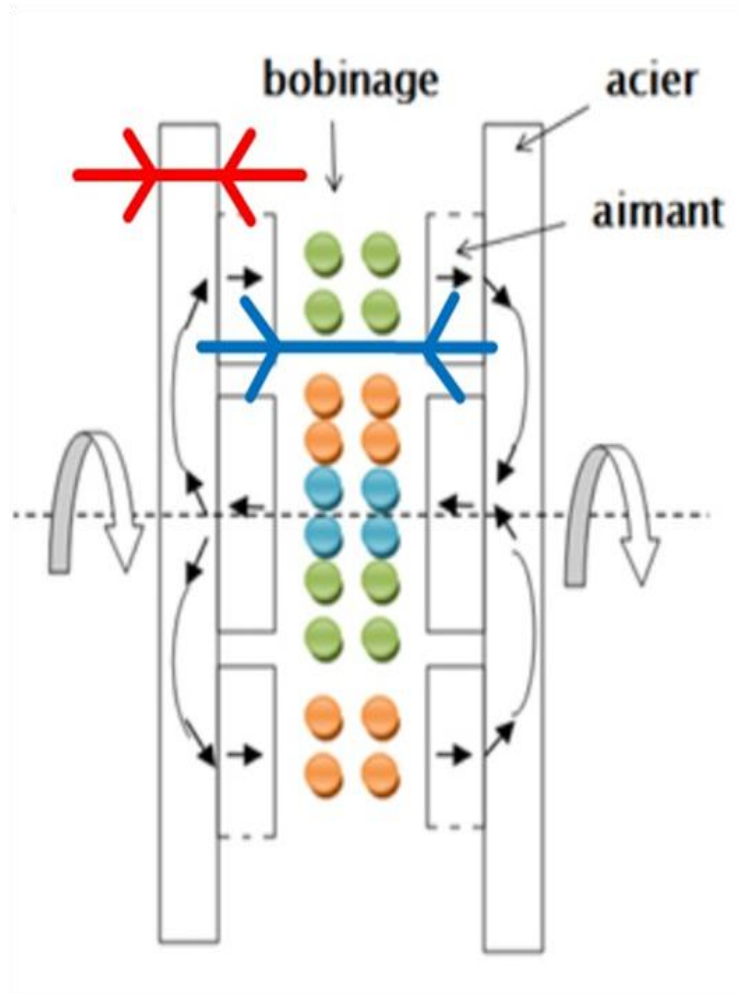


Fig.3.24: Structure à flux axial:
 - l'entre rotor (bleu)
 -l'épaisseur de l'acier (rouge)

III.7 Configuration des machines PMSM et BLDCM

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension.

Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories:

1. celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale, appelées communément PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), alimentées par des courants sinusoïdaux.
2. celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, appelées communément BDCM ou BLDCM (Brushless Direct Current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° .

Les PMSM sont généralement utilisées pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui de la machine [22]. Cette machine développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des machines outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, ect...

Les BLDCM nécessitent un capteur de position et une commande plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, il suffit de connaître la position du rotor à chaque 60° , c'est à dire 6 fois par période électrique. Les BLDCM présentent un couple élevé mais comportent des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances.

Ces ondulations sont essentiellement dues à l'effet des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants [23], [25].

III.8 Conclusion

Ce chapitre, nous a permis de survoler sommairement les différentes structures de machines à aimants permanents. En outre, il a été souligné, que la classification de ces machines en deux types de catégories, (APFR : RFPM ou APFA : AFPM) et (PMSM ou BDCM), peut se faire, respectivement, selon la direction du flux (axiale ou radiale) et selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux). Une comparaison entre les machines de type PMSM et celles de type BDCM comportant leurs avantages et leurs limitations a été rapportée. Le présent statut de ces machines montre qu'elles possèdent beaucoup d'atouts qui font d'elles un bon candidat pour une plus large utilisation dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Le moteur à aimants permanents à flux radial (RFPM), à aimants (NeFeB) déposés en surface et alimenté par des créneaux de courant fera l'objet de la suite de notre étude (PM BLDC moteur).

CHAPITRE IV:

Modélisation du moteur brushless à aimants permanents à FEM trapézoïdales en vue de sa commande

IV.1 Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents et en particulier ceux qui sont connus comme sans collecteur (brushless) ont connu une utilisation de plus en plus importante. Cette évolution est due à leur rendement élevé, densité de puissance élevée et un rapport couple-inertie important [22].

La considération des exigences et des contraintes principalement en termes d'ondulations de couple, nous ont conduit à choisir de traiter le problème à la fois par le choix d'une structure de machine optimisée (PM BLDC moteur), objet du chapitre précédent, et par la conception d'une commande adaptée permettant de réduire les ondulations de couple résiduelles. Cette méthode que nous décrivons dans ce chapitre, consiste à modifier la forme des courants d'alimentation.

Afin de réaliser l'étude de ces lois de commande, il est nécessaire de modéliser l'ensemble convertisseur (alimentation)–moteur. Dans ce but, des modèles de simulation intégrant les ondulations de couple définis à partir des calculs de champs ont été développés. Ainsi, la première partie du chapitre est dédiée à la modélisation de l'ensemble convertisseur - commande - moteur.

Nous dressons ensuite un état de l'art des techniques actuelles permettant de réduire les ondulations de couple, puis nous présentons les différentes simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

La dernière partie de ce chapitre concerne la suppression du capteur de position. Nous rappelons que la suppression du capteur de position fait l'objet principal de notre thèse. Cette étude a pour objet d'étudier la commande tout en supprimant le synchro-résolveur. Nous présentons donc une structure originale basée sur la détection de la position à partir de l'exploitation des tensions de phases facilement mesurables.

IV.2 Exigences de la commande d'un PM BLDC moteur

Dans la pratique, la commande d'un moteur est une commande en couple définie par des lois assistées par des calculs en fonction de diverses informations telles que la vitesse désirée, le couple mesuré par le capteur de couple intégré à l'application (tel que un système de

pompage d'eau, assistance de direction d'une voiture, etc...). Afin d'illustrer ces lois, dans nos simulations, nous donnons le profil de couple de référence et celui de la vitesse de l'arbre d'entraînement. Les valeurs et les lois des références choisies sont données à titre démonstratif et ne sont pas représentatives d'un système réel (Figure IV.1).

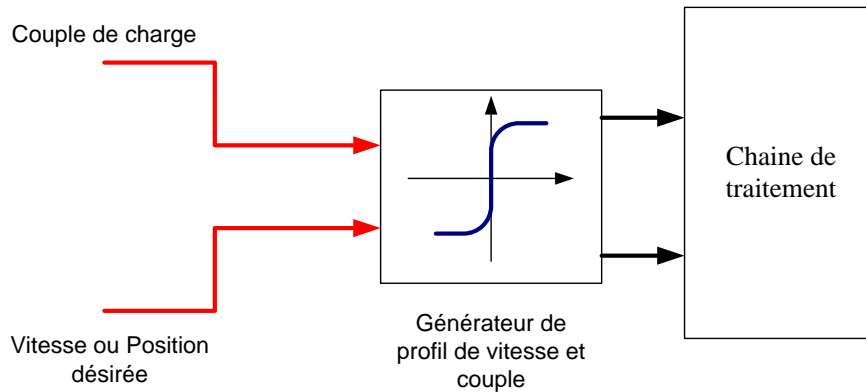


Fig.IV.1: Générateur de profils de commande

Le schéma général de la commande d'un moteur synchrone est donné en Figure IV-2. Le contrôle des courants s'effectue à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue issue d'une batterie chargée à partir d'une source photovoltaïque, supposée sans fluctuations. La séquence des commutations des interrupteurs est fonction de la position rotorique, mais aussi des valeurs instantanées des courants dans les trois phases du moteur et des valeurs de référence pour ces mêmes courants. Les sorties des régulateurs de courant sont les tensions instantanées de référence de chaque phase de l'onduleur. A partir de ces tensions, les signaux de commande pour les interrupteurs sont déterminés par MLI.

La compensation des ondulations de couple consiste à modifier la forme des courants d'alimentation par ajout d'harmoniques de courant liés à la périodicité des ondulations de couple. La boucle de vitesse en amont de la régulation de courant est assimilée à un générateur de couple.

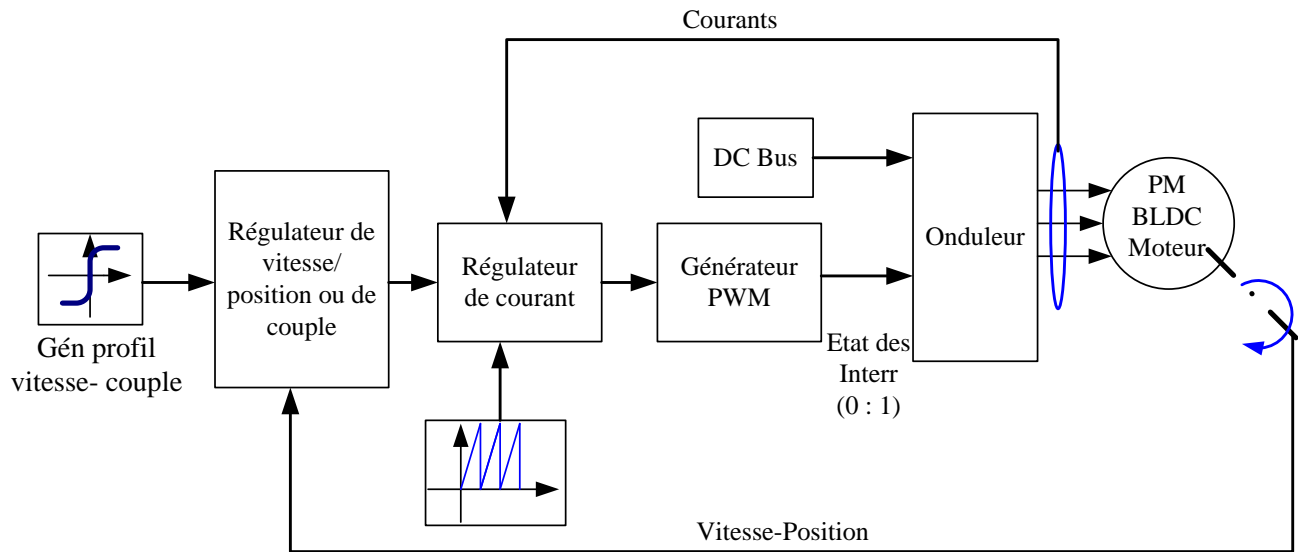


Fig.IV.2: Structure générale de commande

IV.3 MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR – COMMANDE – PM BLDC MOTEUR

Nous présentons ici les modèles de simulation de chaque partie constituant le fonctionnement d'un PM BLDC moteur.

IV.3.1 Modélisation des PM BLDC moteurs

Afin d'étudier la commande, nous établissons des modèles à paramètres localisés. Un calcul de champ était beaucoup trop lourd et sortait du cadre de cette étude.

Globalement nous souhaitons obtenir des équations différentielles qui s'apprêtent à la transformation sous forme d'état. Cependant, ceci nécessite des hypothèses simplificatrices qu'il est bon de rappeler.

La perméabilité des aimants étant voisine de celle de l'air, on peut considérer que les moteurs à aimants permanents sans pièces polaires à aimants montés en surface, comme des moteurs à entrefer large et constant (machine à pôles lisses). L'inductance de l'induit est donc constante et présente en général une faible valeur. De plus, compte tenu de la largeur de l'entrefer, les flux propres induits par les courants circulant dans les bobinages seront faibles par comparaison aux flux induits par les aimants du rotor. On peut donc négliger, comme il

est classique, les effets de la réaction d'induit sur la saturation des matériaux magnétiques. De même, on ne tient pas compte de l'incidence de la température sur la valeur des résistances ainsi que de l'effet de peau. On néglige également l'influence du point de fonctionnement de la machine sur la répartition des flux que l'on supposera d'ailleurs rectangulaire [22], [26] et [30].

A partir de ces hypothèses, on peut déduire le modèle analytique du moteur considéré [32], [23].

L'enroulement statorique comporte trois phases identiques décalées entre elles d'un angle de $2\pi/3$ électrique et appelées respectivement a , b , c ainsi que l'illustre la figure IV.3. On notera ω la pulsation des courants statoriques, Ω la vitesse angulaire du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$).

La figure IV.3 présente le diagramme des enroulements pour une machine sans collecteur à aimants permanents (PM BLDCM). L'axe d'aimantation rotorique est noté d : axe direct ou longitudinal. L'axe interpolaire est noté q : axe en quadrature ou transversal.

Les hypothèses usuellement adoptées consistent :

- d'une part, à considérer que la répartition du champ inducteur dans l'entrefer ainsi que les forces magnétomotrices sont sinusoïdales ;
- d'autre part, à considérer que le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation).

Les tensions aux bornes des trois phases V_j ($j=a, b, c$) s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ta} \\ \psi_{tb} \\ \psi_{tc} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

avec : R la résistance des enroulements statoriques, I_j les courants circulant dans ces enroulements et ψ_{tj} les flux totaux induits à travers chacun des bobinages.

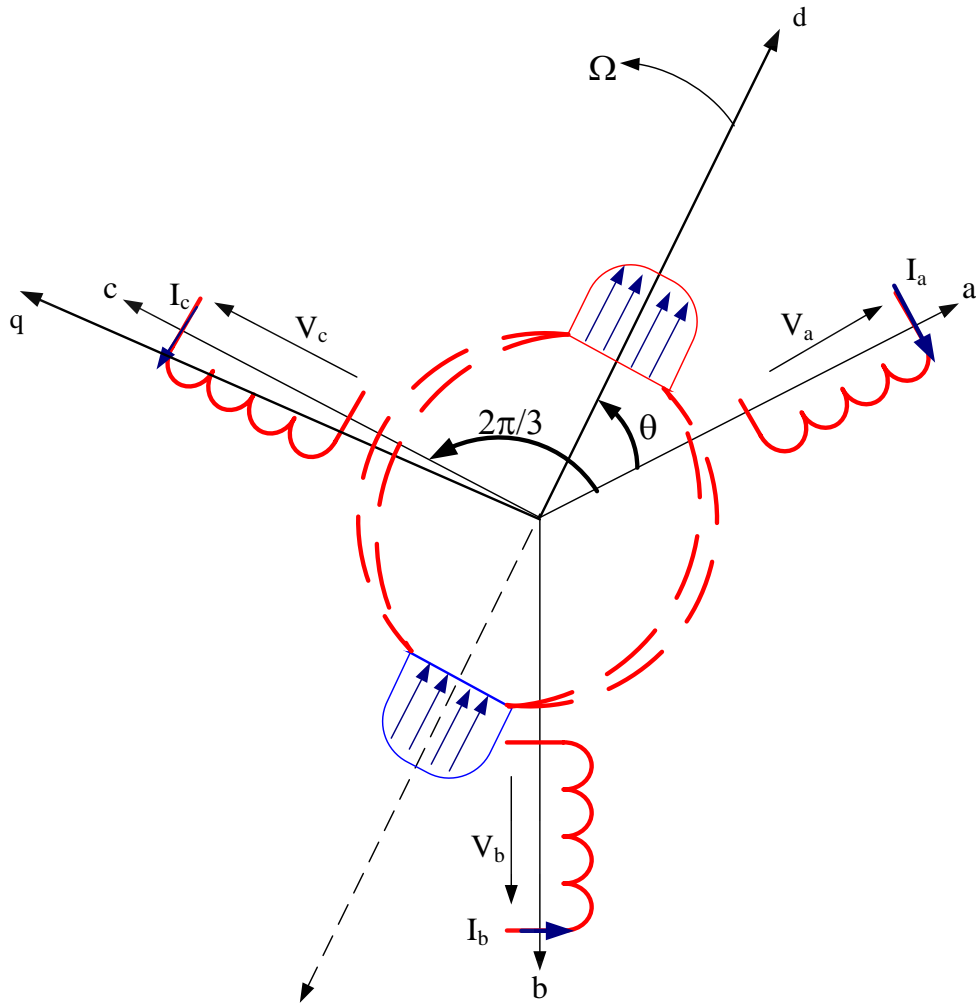


Fig.IV.3: Représentation d'un moteur brushless bipolaire.

Dans les conditions citées plus haut, on peut écrire les flux totaux ψ_{tj} induits à travers chacun des bobinages comme la somme des flux ϕ_j induits par les aimants du rotor et des flux produits par les courants circulant dans les phases du stator.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ta} \\ \psi_{tb} \\ \psi_{tc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = [L][I_j] + [\phi_j] \quad (4.2)$$

Avec $\begin{cases} M_{ab} = M_{ba} \\ M_{ac} = M_{ca} \\ M_{bc} = M_{cb} \end{cases}$ et $\begin{cases} M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M = cste \\ L_a = L_b = L_c = L = cste \end{cases}$

La symétrie de $[L]$ provient de la symétrie triphasée de la machine et comme on a une machine à pôles lisses non saturée, les paramètres L_i et M_{ij} sont constants.

Les tensions statoriques s'écrivent alors :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

avec : $e_j = \frac{d\phi_j}{dt} = \omega\phi'_j$ la force électromotrice.

Les variables ϕ'_j représentent la dérivée du flux induit par les aimants et peuvent être mesurées à partir d'un simple essai à vide. Ces variables sont égales aux forces contre-électromotrices mesurées à vide et divisées par la vitesse à laquelle ce relevé a été effectué. Dans le cas des machines à distribution de flux sinusoïdale, les flux induits par les aimants du rotor le seront également.

Il convient ici de noter que si le flux est sinusoïdal, la dérivée sera également sinusoïdale et ceci n'engendrera pas d'harmoniques de couple supplémentaire. Les seules ondulations de couple apparentes seront alors liées à une distorsion des courants ou à des harmoniques liés au couple de détente.

Pour le moteur brushless à aimants permanents les fem ont une forme trapézoïdale et sont représentées sur la figure IV.4.

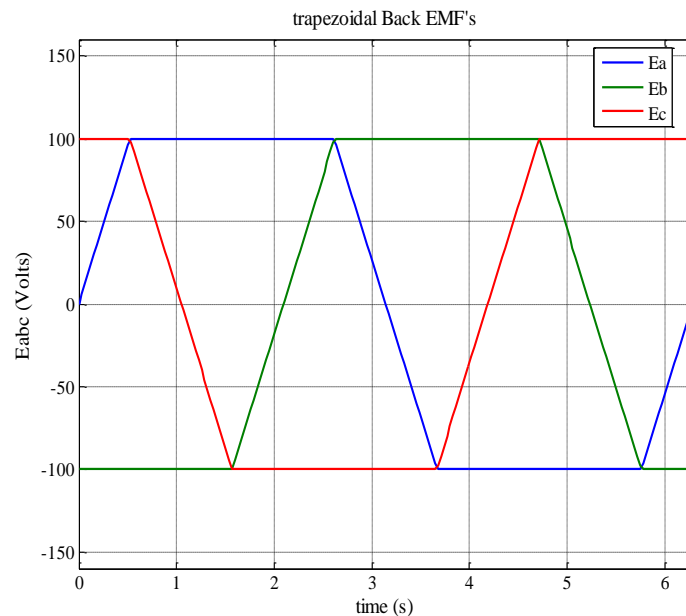


Fig.IV.4: FEM trapézoïdale d'un PM BLDC moteur

Dans le cas des machines à distribution de flux non sinusoïdale, la forme d'onde de la fem peut être décomposée en série de Fourier. A cause de ses symétries, elle ne contient aucun harmonique de rang pair et on peut écrire :

$$e_a(\theta_e) = \frac{24E}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n^2} \sin n \frac{\pi}{6} \sin n\theta_e$$

$$e_b(\theta_e) = \frac{12E}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n^2} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} - \sin n \frac{\pi}{2} \right) \sin n\theta_e - \cos n \frac{\pi}{6} \cos n\theta_e \right] \quad (4.4)$$

$$e_c(\theta_e) = \frac{12E}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n^2} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} - \sin n \frac{\pi}{2} \right) \sin n\theta_e + \cos n \frac{\pi}{6} \cos n\theta_e \right]$$

$$\text{Avec} \begin{cases} E = \omega_e \phi'_j \\ \omega_e = p\omega \\ \theta_e = p\theta \end{cases} \quad (4.5)$$

Sous une forme plus simple nous pouvons écrire:

$$\phi'_j = \sum_{n=1}^{\infty} \phi_{(2n-1)} \sin [(2n-1)p\theta] \quad (4.6)$$

avec : ϕ_{2n-1} l'amplitude de l'harmonique de rang $(2n-1)$ de la dérivée du flux induit par les aimants.

Cette relation fait apparaître les harmoniques de rang $2n-1$ qui pourront se combiner avec les harmoniques de courant pour générer des harmoniques de couple [12]. Cette interaction est mise en évidence par le tableau IV.1. Notons N_i le rang des harmoniques de courant et N_e le rang des harmoniques de la fem.

Tableau IV.1: Rangs des harmoniques

FEM (Rouge)

Courants (bleu)

Couple (Vert)

Ni	1	5	7	11	13	17	19
Ne							
1	0	6	6	12	12	18	18
5	6	0	12	6	18	12	24
7	6	12	0	18	6	24	12
11	12	6	18	0	24	6	30
13	12	18	6	24	0	30	6
17	18	12	24	6	30	0	36
19	18	24	12	30	6	36	0

L'équation mécanique est définie par la relation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \tag{4.7}$$

$$C_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \Omega$$

avec :

- J l'inertie des parties tournantes [N.m/rad/s²],
- p nombre de paires de pôles
- f le frottement visqueux [N.m/rad/s],
- C_r le couple de charge [N.m],
- C_e le couple électromagnétique [N.m] et
- Ω la vitesse rotorique [rad/s].

L'ensemble des équations analytiques permet de modéliser le moteur synchrone à aimants permanents dans le repère 'abc'. Les caractéristiques électriques et mécaniques nécessaires à la simulation du fonctionnement en charge du moteur telles que l'inductance, la résistance, le flux induit par les aimants, la constante de couple sont données en annexe 1.

A partir des expressions définies précédemment, nous pouvons établir le schéma bloc du PM BLDC moteur en grandeurs triphasées (figure IV.5).

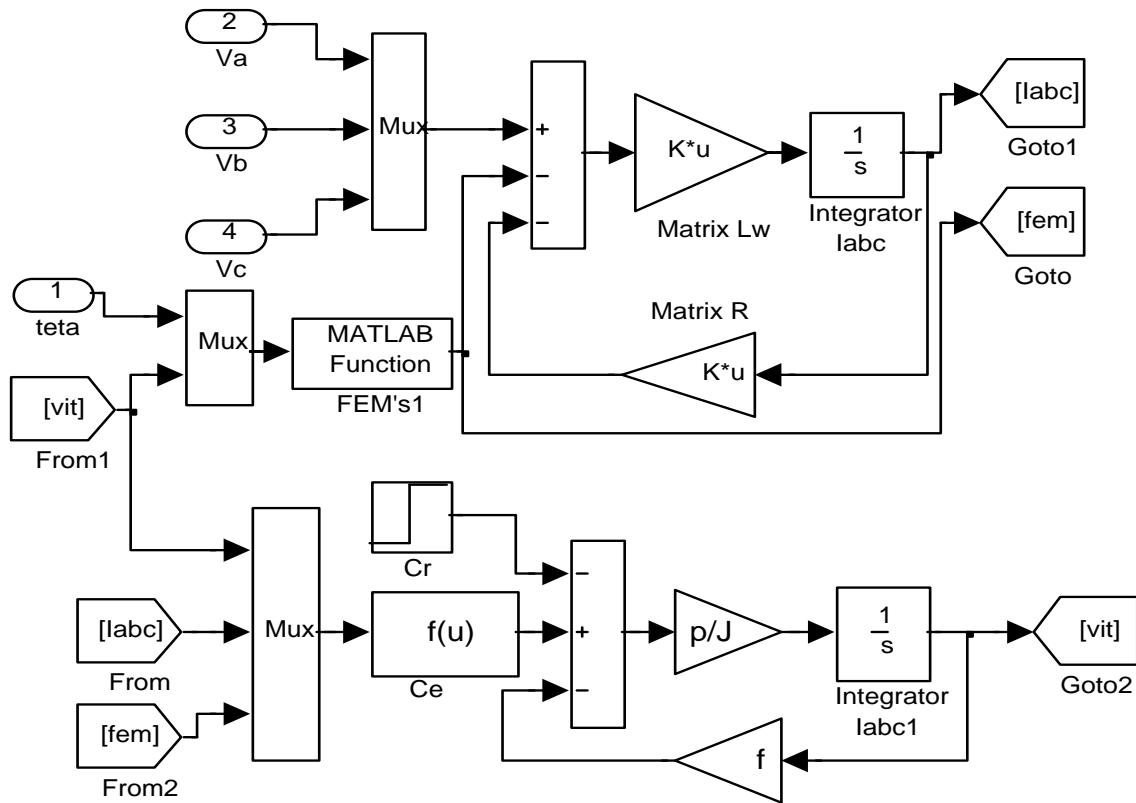


Fig.IV.5: Shéma bloc simulink du PM BLDC moteur

IV.3. 2 Modélisation de la commande de l'onduleur

Les onduleurs sont devenus l'un des éléments principaux des entrainements électriques. Le principe consiste à faire fonctionner l'onduleur à fréquence fixe en modulant le rapport cyclique au moyen d'un régulateur. La MLI a fait l'objet de nombreuses publications depuis déjà fort longtemps et on trouvera une présentation des différents aspects notamment dans [42]. La MLI présente plusieurs degrés de liberté utilisables dans le choix de la forme d'onde de tension à appliquer à la machine. Ces degrés de liberté agissent soit au niveau de la période de la MLI, soit au niveau de la fréquence de la modulante et ceci dans le but d'étendre la zone de linéarité de l'onduleur, ou de réduire les pertes onduleur. Suivant les besoins de l'application, différentes MLI peuvent être mises en œuvre. Dans le cadre de cette étude, nous utiliserons la MLI régulière : dans ce cas, trois ondes modulantes de référence sont échantillonnées à des instants réguliers de période de découpage, puis comparées à une onde porteuse triangulaire de même fréquence et d'amplitude $(E/2)$. La période d'échantillonnage des tensions de références est considérée égale à celle de la porteuse. De ce

fait, les ordres de commutation découlant de la comparaison de ces deux ondes sont symétriquement répartis par rapport à la demi-période de découpage.

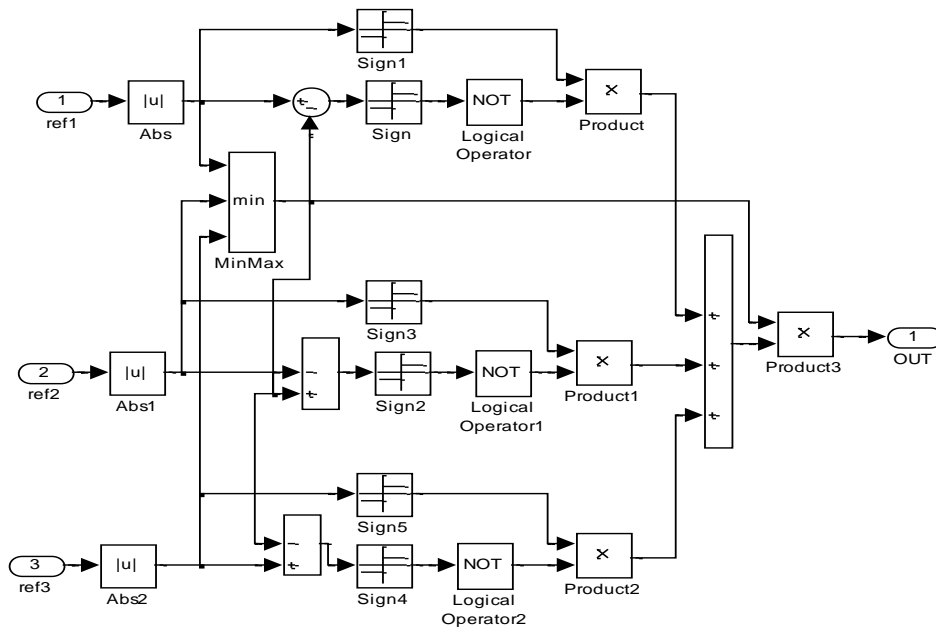
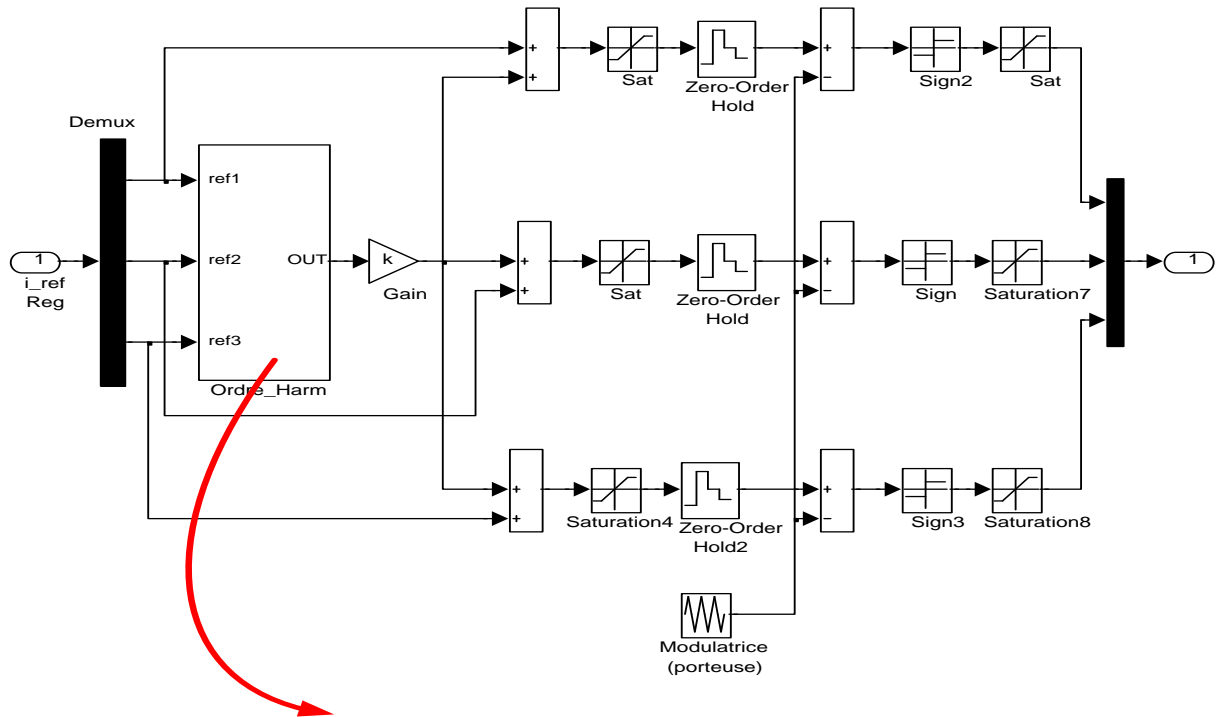


Fig.IV.6: Générateur PWM triphasé

Les intersections de ces deux signaux génèrent directement les ordres de commande des bras de l'onduleur. Cette méthode se base sur l de trois systèmes monophasés. Nous savons

qu'il en est autrement et que nous pouvons tirer un meilleur parti de l'onduleur à l'aide d'un raisonnement global. Cette méthode obéit au même principe que la MLI régulière mais nécessite le classement des ondes modulantes de références pour la prise en compte de l'aspect triphasé. Un signal résultant d'amplitude moitié par rapport à l'amplitude des modulantes de référence et de fréquence trois fois supérieure est généré à partir de ces dernières (figure IV.6).

La figure IV.7 illustre un exemple de signaux MLI triphasé générés à partir du circuit de la figure IV.6 (fréquence de la porteuse $F_p=1600$ Hz).

Une fois la fréquence de modulation déterminée, l'injection de ce signal au niveau des modulantes, cette méthode établit un lien entre les bras de l'onduleur, on obtient ainsi un fondamental de la tension de référence (modulante) correspondant à une amplitude de modulation maximale. Le module du vecteur tension augmente linéairement en valeur instantanée de $E/2$ à $3E$. Plus l'indice de modulation est grand, plus la commande du moteur est performante, car nous pouvons lui appliquer plus de tension en survitesse.

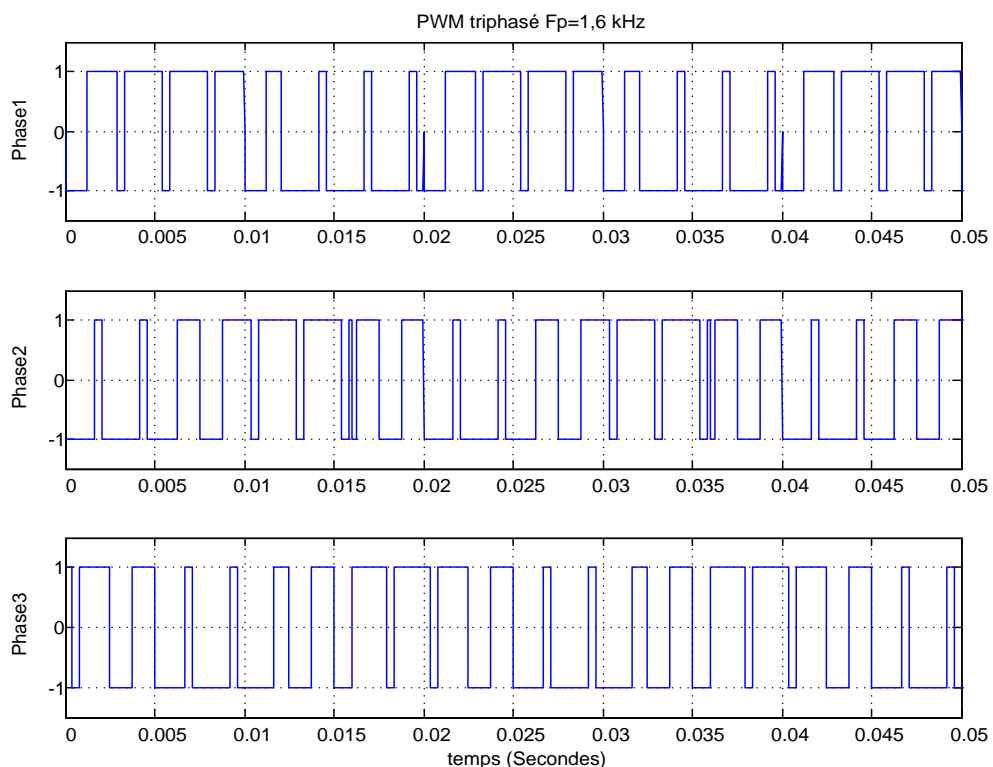


Fig.IV.7: Générateur PWM triphasé pour $F_p=1600$ Hz

IV.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Un modèle non linéaire est adopté pour le convertisseur, il consiste en un circuit ouvert idéal lorsque les transistors et diodes sont à l'état bloqué (off) et un circuit fermé à résistance nulle à l'état conducteur (on). Ainsi, les tensions entre phases appliquées à la BDCM (tensions de sortie du convertisseur) ne peuvent être égales qu'à $(+V_{dc}/2)$, (0) ou $(-V_{dc}/2)$.

Nous avons adopté un modèle de commutation de 60° où deux phases sont alimentées simultanément. Ce choix s'avère approprié pour la configuration de la machine étudiée [12], [42]. Suivant la topologie choisie, il apparaît que le fonctionnement du convertisseur peut être réduit aux deux périodes de commutation et de conduction.

La structure classique d'un onduleur de tension alimenté par une source continue d'amplitude supposée constante E est rappelée par la figure IV-8. Nous notons K_1, K_3, K_5 les interrupteurs 'hauts', et K_2, K_4, K_6 les interrupteurs 'bas'. Les commandes d'un même bras sont supposées complémentaires et nous négligeons les temps morts ; dans ces conditions les états des interrupteurs sont imposés par la commande.

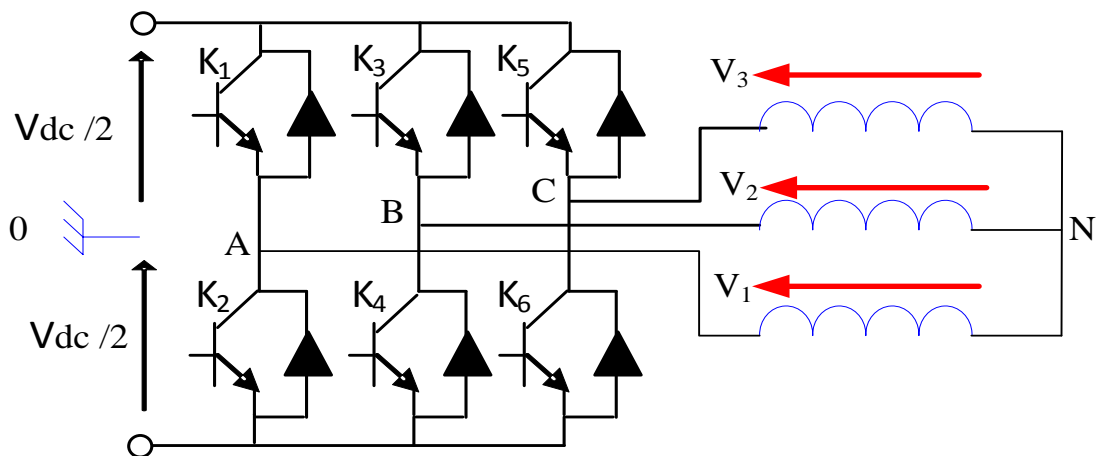


Fig.IV.8: Structure d'un onduleur triphasé

L'analyse de fonctionnement de l'onduleur permet de déduire l'expression des tensions par rapport au point milieu fictif O en fonction des tensions statoriques et du potentiel du neutre V_{N0} par rapport au point milieu de la source, soit :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} = \frac{E}{3} \left(u_1 + u_2 + u_3 - \frac{3}{2} \right) = V_1 + V_2 + V_3 + 3V_{N0} \quad (4.8)$$

Lorsque le signal de référence dépasse le signal triangulaire, le signal modulé est 1. Dans ce cas, $u_1=1$, sinon le signal modulé est 0. A tout instant, la tension modulée s'écrit :

$$\begin{aligned} V_{AO} &= \frac{E}{2}(2u_1 - 1) \\ V_{BO} &= \frac{E}{2}(2u_2 - 1) \\ V_{CO} &= \frac{E}{2}(2u_3 - 1) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Avec

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{AO} - V_{NO} \\ V_2 &= V_{BO} - V_{NO} \\ V_3 &= V_{CO} - V_{NO} \end{aligned}$$

Avec cette configuration on parle d'une modulation bipolaire, V_{iO} peut prendre deux valeurs $E/2$ ou $-E/2$.

Pour la machine synchrone triphasée, les tensions statoriques sont définies par la relation :

$$V_j = [R]I_j + [L] \frac{d}{dt} I_j + e_j \quad (4.10)$$

avec : V_j la tension appliquée par l'onduleur à la phase j .

Le neutre n'étant pas relié, la somme des courants est nulle ($\sum_{j=1}^3 I_j = 0$) ainsi que la somme de la dérivée des courants $\sum_{j=1}^3 \frac{dI_j}{dt} = 0$.

Dans le cas où les fem ne sont pas sinusoïdales:

$$\sum_{j=1}^3 e_j \neq 0$$

soit

$$\sum_{j=1}^3 V_j = \sum_{j=1}^3 e_j \quad (4.11)$$

La tension du neutre s'écrit alors:

$$V_{NO} = \frac{E}{3} \left(u_1 + u_2 + u_3 - \frac{3}{2} \right) - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \quad (4.12)$$

Les équations des tensions de phases prennent alors la forme:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{E}{2}(2u_1 - u_2 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\
 V_2 &= \frac{E}{2}(-u_1 + 2u_2 - u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j \\
 V_3 &= \frac{E}{2}(-u_1 - u_2 + 2u_3) + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_j
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

L'utilisation de la MLI génère des problèmes liés à la forme d'onde du courant, ce qui constitue une source d'ondulation de couple qui nécessitent d'être compensées. Dans cette optique de compensation des ondulations de couple par la commande afin de réduire les ondulations de courant, plusieurs possibilités sont envisageables :

1. Augmentation de l'inductance : il est courant d'utiliser des pièces polaires, ces dernières permettent de réduire l'entrefer magnétique et donc d'augmenter l'inductance synchrone. Cependant, l'insertion de pièces polaires génère un couple de réluctance ce qui peut compliquer la commande pour la compensation active des ondulations de couple dans le cas où les deux approches sont menées de front.
2. Ajout d'inductance en série sur chaque phase : ceci permet d'augmenter artificiellement l'inductance synchrone. Cependant, pour un encombrement réduit, cette solution n'est pas envisageable.
3. Augmentation de la fréquence de découpage : la nature de la source d'énergie disponible (tension continue de faible valeur 14 ou 42 V, comme c'est le cas des générateurs photovoltaïques) et la fréquence de modulation imposée conduisent à utiliser des interrupteurs de type MOSFET (dans une gamme d'utilisation basse tension, fort courant) dont les temps de stockage très réduits autorisent une fréquence de commutation pouvant aller jusqu'à 50 kHz.

Les tensions de la figure IV.9 illustrent uniquement les formes des tensions simples et ne tiennent pas compte des FEM. Ces grandeurs seront intégrées aux calculs par la suite.

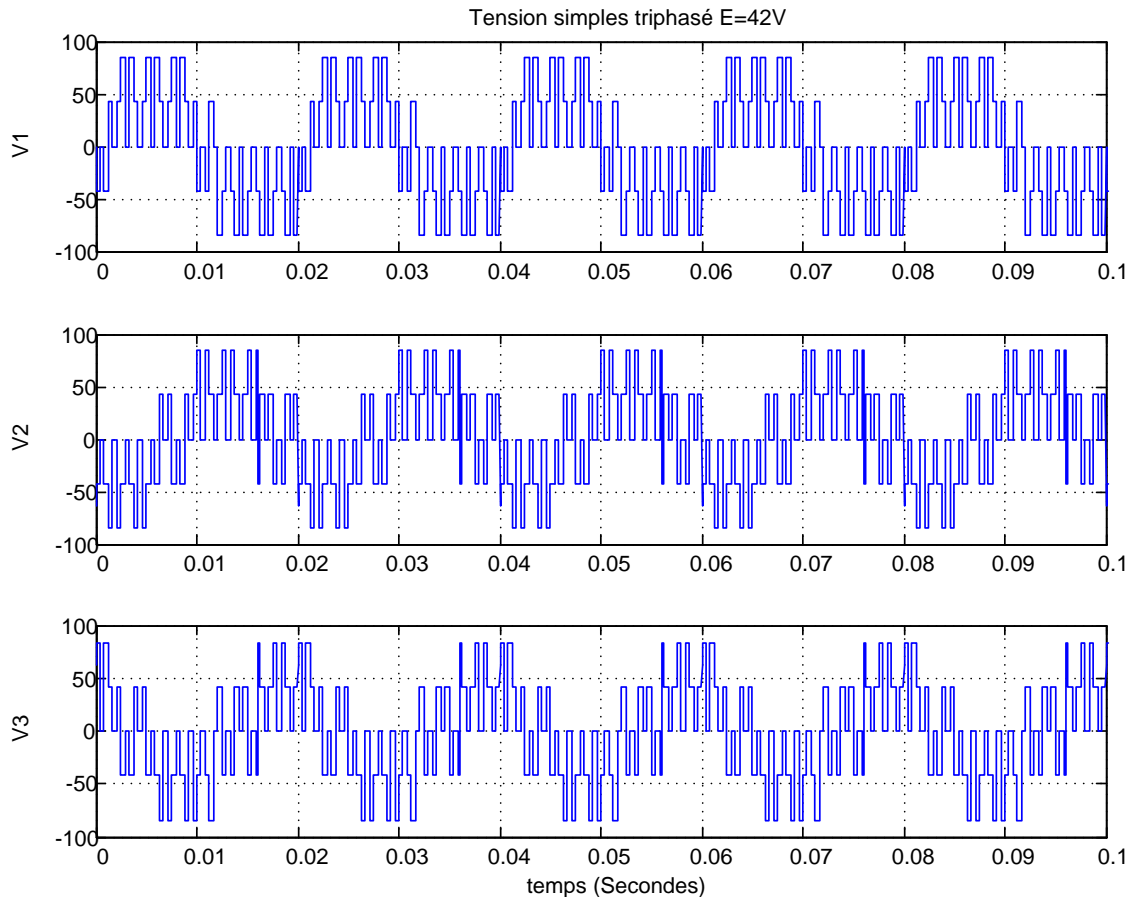


Fig.IV.9: Formes des tension de sortie de l'onduleur de tension

IV.3.4 Autre structures de convertisseur

Les structures de convertisseur qui existent dans les littératures permettent de réduire les ondulations de courant dues à la MLI dans des rapports différents suivant la structure mise en œuvre. Parmi ces convertisseurs nous citons:

1. Deux onduleurs à pont déphasé [2];
2. Onduleur multi-niveaux de type multicellulaire [12],
3. Onduleur clampé par le neutre

Hormis une commande des interrupteurs plus compliquées par rapport à un onduleur triphasé classique, le principal inconvénient vient de l'augmentation du nombre de cellules de commutation et donc de l'augmentation du nombre de semi-conducteurs. Compte tenu des contraintes de l'industrie (moindre coût), un compromis doit être trouvé entre le rapport d'atténuation recherché et le coût généré par l'augmentation du nombre de semi-conducteurs nécessaire suivant la structure. Cependant, dans le cadre de notre étude, nous avons privilégié l'emploi d'un onduleur triphasé classique.

IV.4 Modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position

Les différents modèles (de la machine, de l'onduleur) développés aux sections précédentes sont rassemblés afin de constituer le modèle de simulation de l'ensemble BDCM-Convertisseur, piloté par un capteur de position à trois sondes à effet Hall.

Le modèle de simulation de l'ensemble machine-convertisseur est implémenté sous l'environnement Matlab Simulink selon l'organigramme suivant (figure IV.10) :

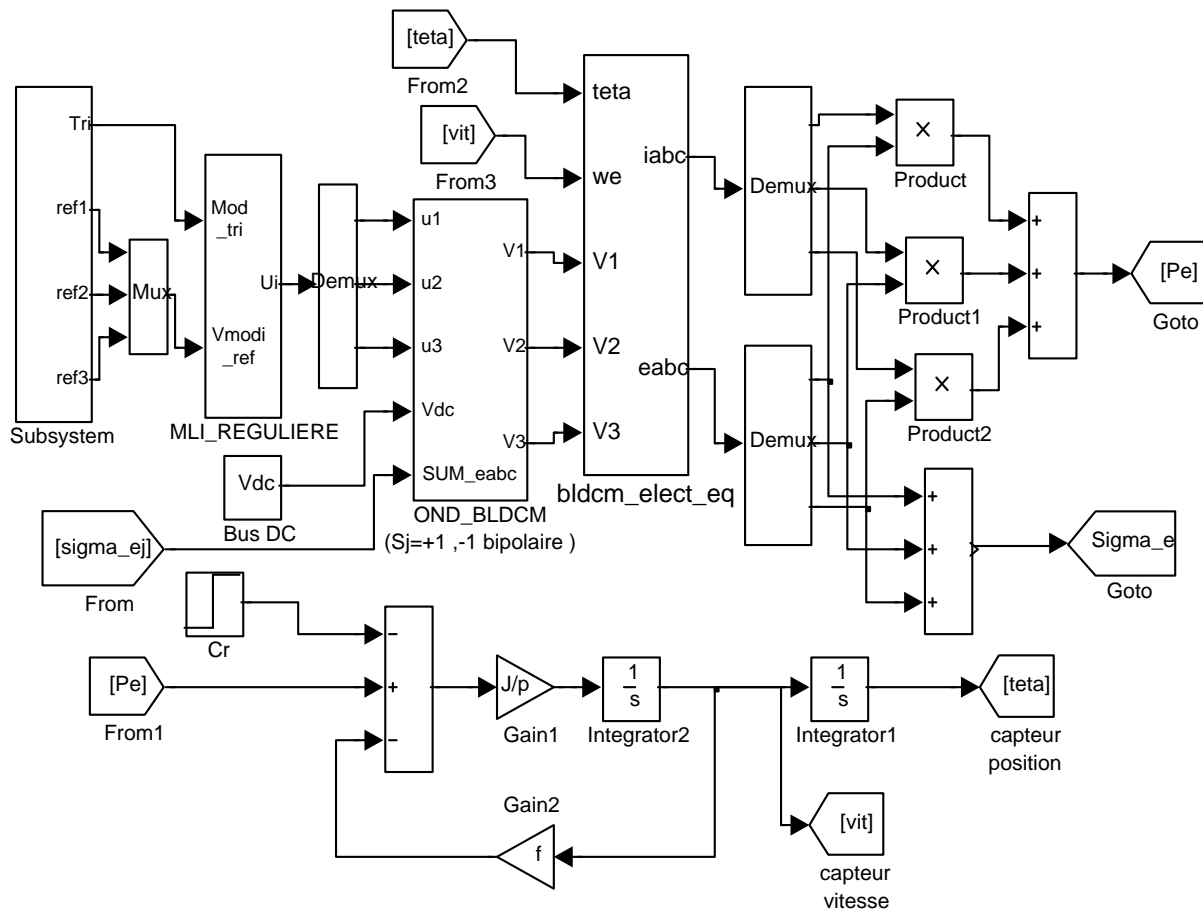


Fig.IV.10: Schéma simulink du système BLDCM-Convertisseur

Les entrées du modèle sont la tension du bus continu V_{dc} à l'entrée de l'onduleur et le couple de charge C_r appliqué sur l'arbre du moteur.

Les sorties sont le couples électromagnétique C_{em} , la vitesse de rotation du moteur ω_r (et ω_e), les courants et les tensions de phase de la machine.

Les paramètres R , J et f_r ainsi que les valeurs des inductances propre et mutuelle L et M sont généralement connus ou mesurables et supposés constants. Cependant, les allures des f.e.m (e_a , e_b et e_c), sont importées d'un programme séparé qui effectue les calculs en fonction de la valeur de la position de l'arbre.

Afin d'introduire les allures des f.e.m dans le modèle du système, celle-ci sont décomposées en somme d'harmoniques par un développement en séries de Fourier. Les f.e.m par unité de vitesse en fonction de la position du rotor s'expriment par les relations données plus haut par l'équation 4.3.

IV.5 Simulation de l'ensemble BDCM - Convertisseur

Le modèle associant la machine et le convertisseur élaboré dans la section précédente est implémenté sous l'environnement Matlab/Simulink afin de déterminer les caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur. Ce modèle tient compte des spécificités géométriques, de la nature des matériaux de la machine ainsi que de l'effet de la commutation des courants dans les phases. Plusieurs essais de simulation seront menés pour prédire les allures des différentes caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur en boucle ouverte. Les résultats concernant le fonctionnement en régime statique et en régime dynamique seront illustrés. Les paramètres de la machine étudiée sont donnés en annexe 01.

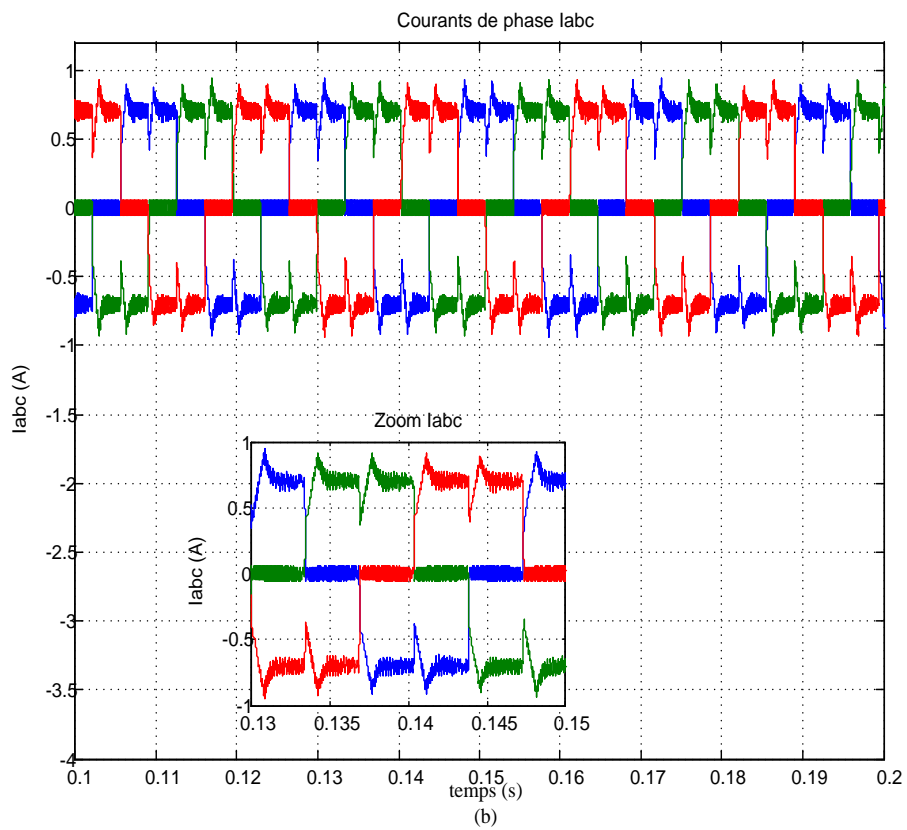
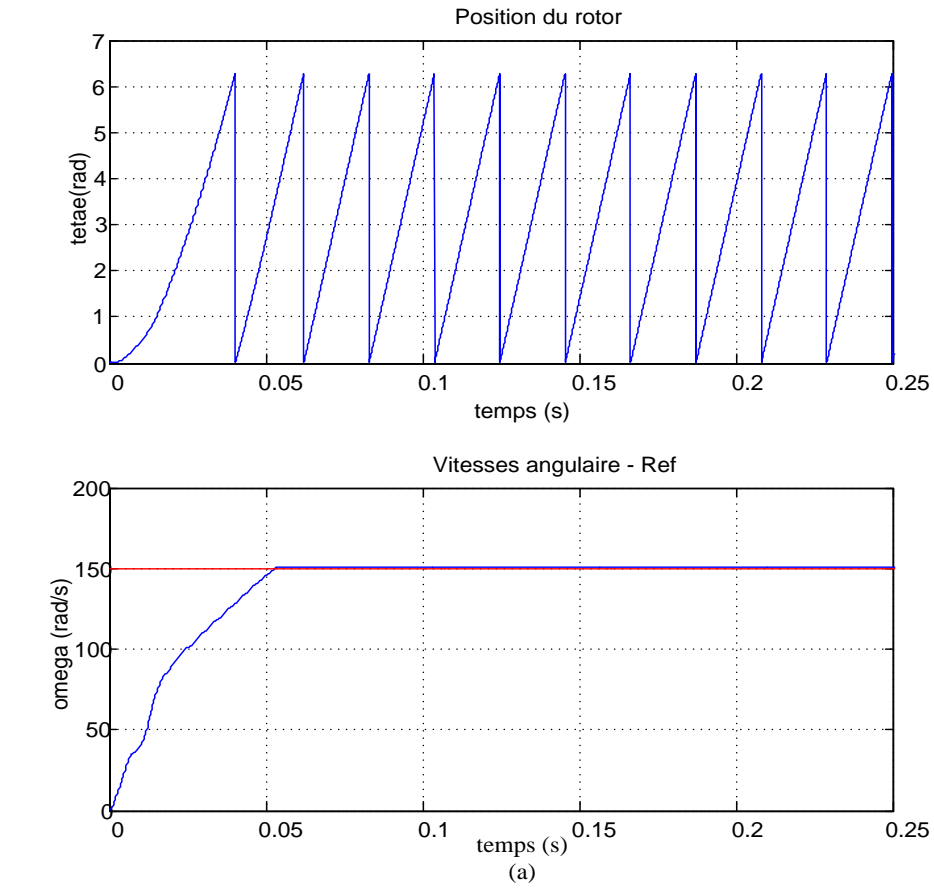
IV.5.1 Simulation de la machine en régime permanent

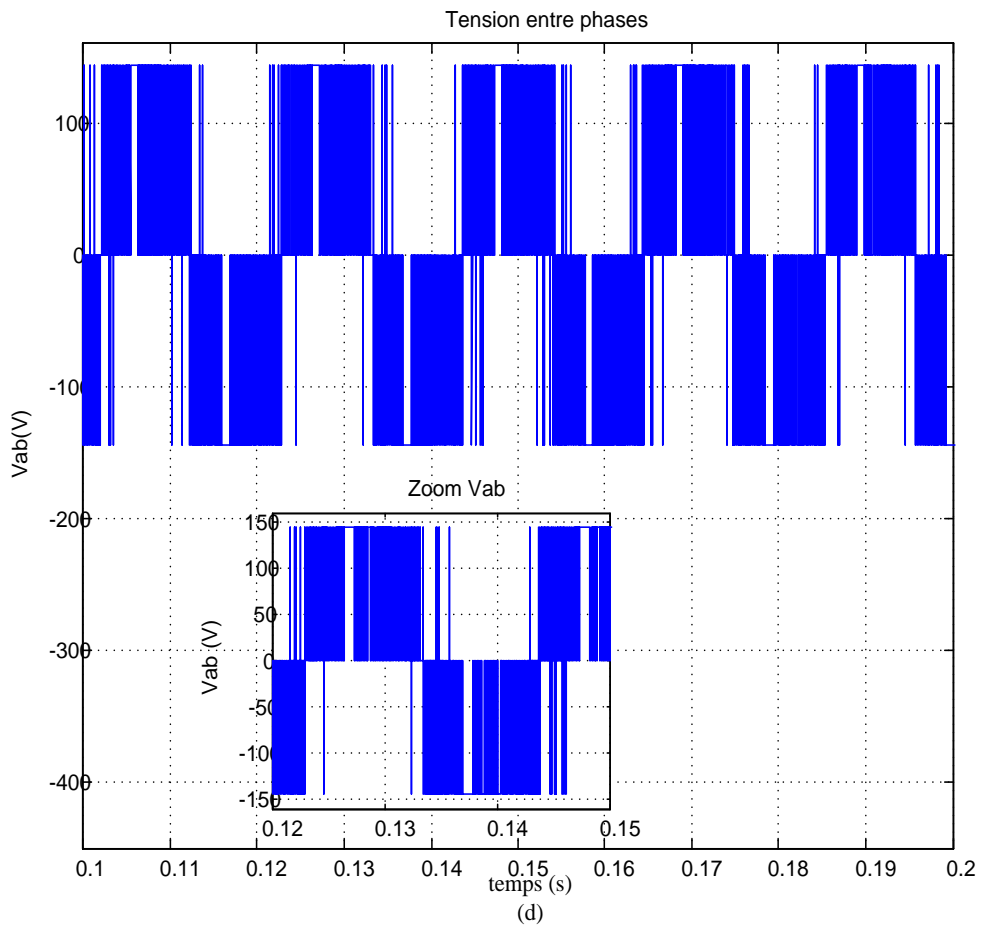
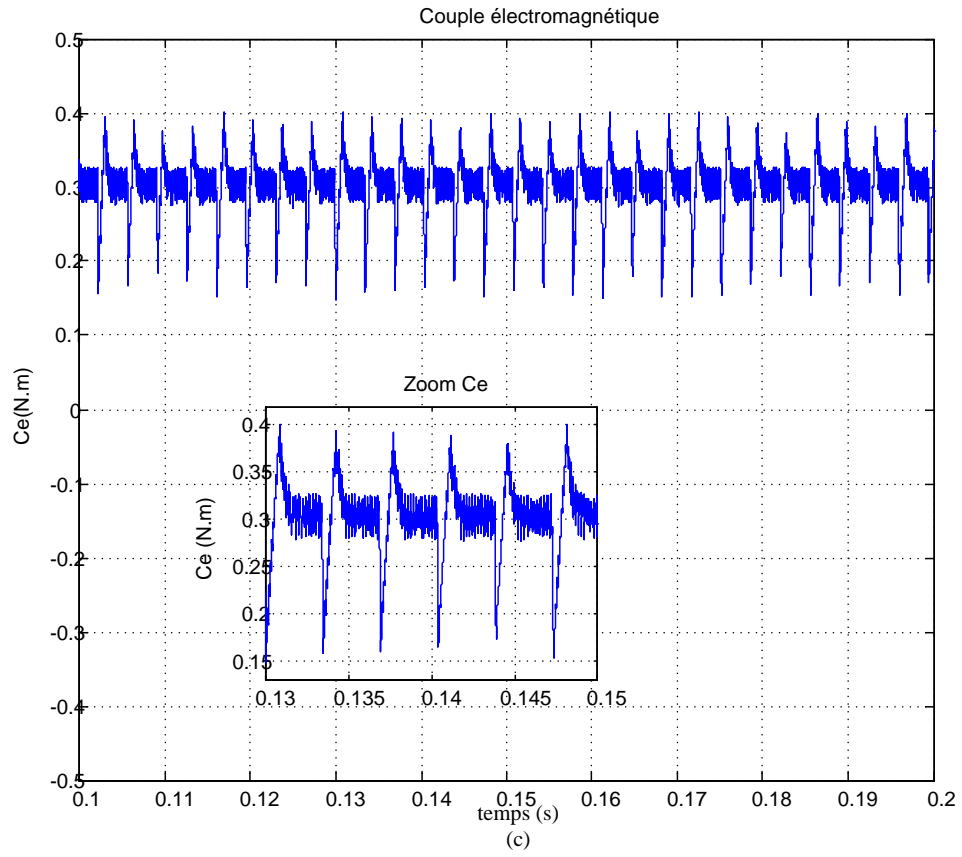
Plusieurs essais de simulation, à vide et en charge, seront effectués. Les résultats en régime permanent seront présentés afin d'analyser l'allure des différentes grandeurs du système.

IV.5.1.1 Simulation de l'essai à vide

Un essai à vide a été effectué pour une valeur de la tension du bus continu de l'onduleur V_{dc} de 72V et une vitesse de 150 rad/s. La figure IV.11 illustre l'allure des différentes grandeurs du système.

Le courant de phase de la machine (figure IV.11 (a)) présente des durées de conduction de 120° électrique alternées par des interruptions de 60° électrique. Sa valeur maximale est de 0.75A. Son allure est différente de celle en créneaux idéaux. En effet, il présente des creux qui sont dues à l'effet retardataire des inductances de la machine lors de la commutation d'une phase à une autre.





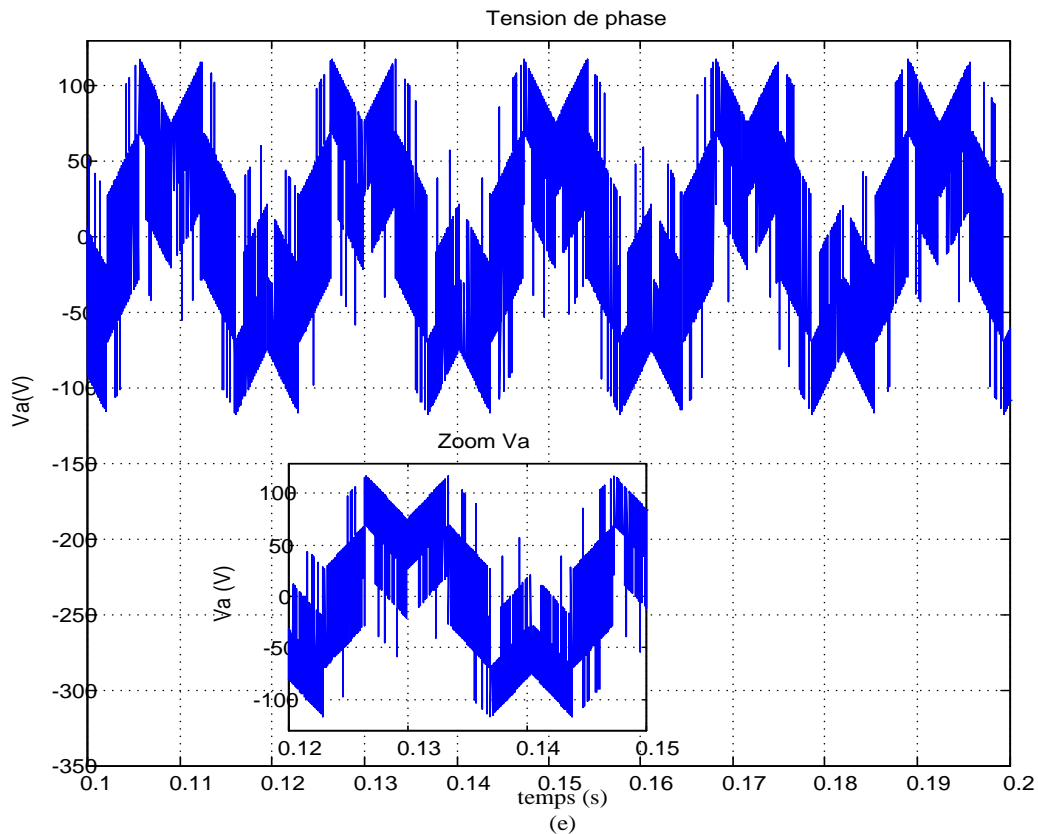
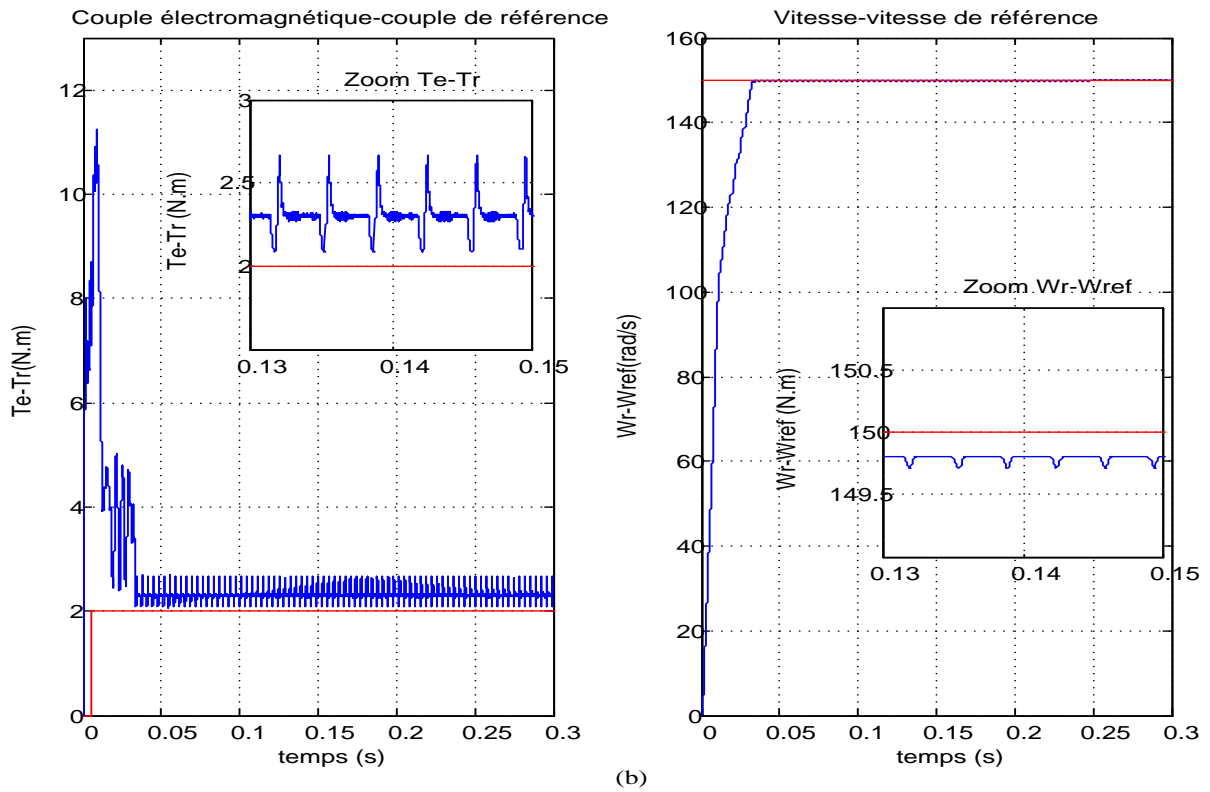
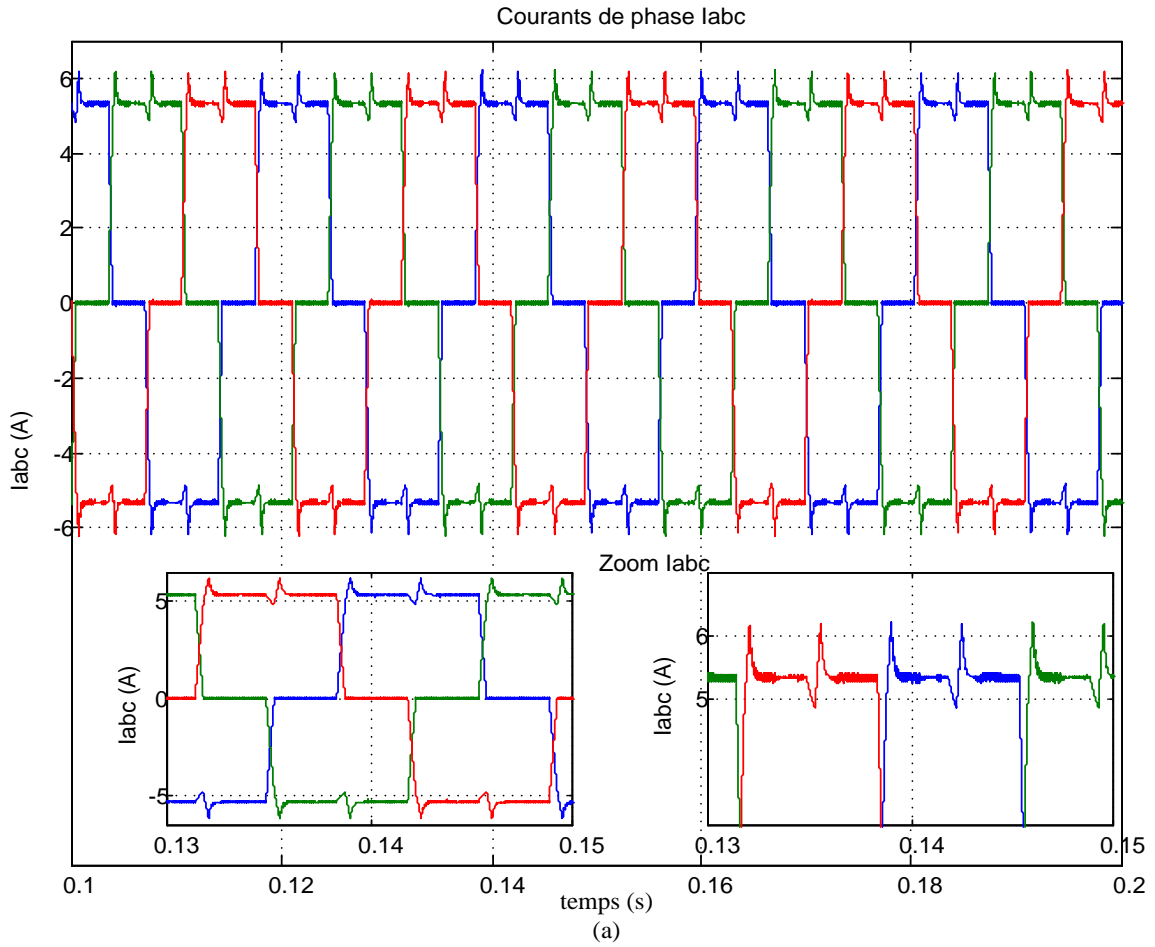


Fig.IV.11: Essai à vide, (a) θ - vitesse-vitesse ref, (b) courants I_{abc} , (c) couple électromagnétique, (d) tension composée et \hat{e} tension simple

L'allure de la tension simple (figure IV.1 (e)) montre clairement l'influence de la valeur non nulle de la somme des FEM, et qui disparaît dans la forme la tension composée (figure IV.11(d)). La figure IV.11(b) illustre l'allure des courants I_{abc} , sa valeur maximale est 0.75A. La durée de conduction de chaque interrupteur est de 120° électrique. Nous distinguons facilement le pic au milieu de chaque séquence de conduction dû à la commutation. Le couple électromagnétique (figure IV.11 (c)) présente une allure très proche de celle du courant, avec la même fréquence. Il reproduit les ondulations des courants. Sa valeur moyenne est de 0.3 N.m, celle-ci est due à la présence du couple de frottements.

IV.5.1.2 Simulation de l'essai en charge (essai sous conditions nominales)

En appliquant un couple de charge constant de valeur nominale ($C_r = 2$ N.m), sous une tension nominale du bus continu V_{dc} de 120 V et une vitesse de 150 rad/s, un essai de simulation en régime nominal du moteur est effectué. Les résultats des allures, du courant de phase, de la tension et composée et du couple électromagnétique en fonction du temps sont donnés par la figure IV.12.



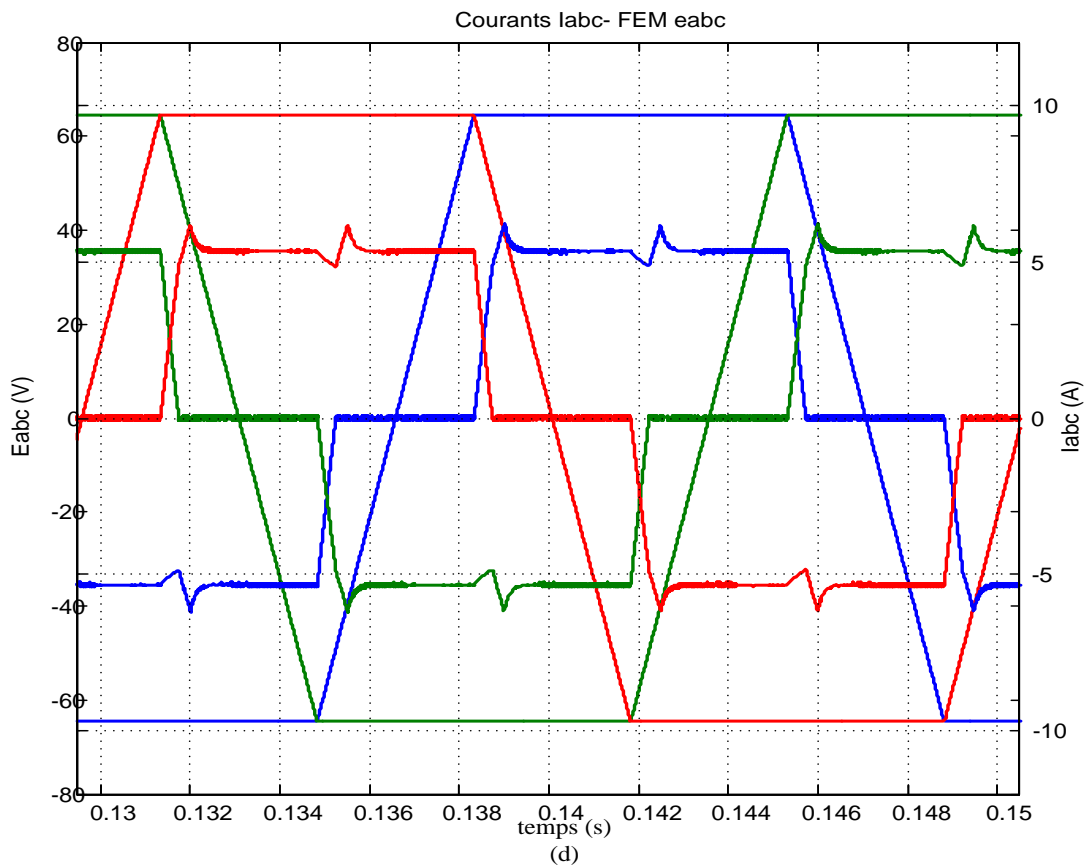
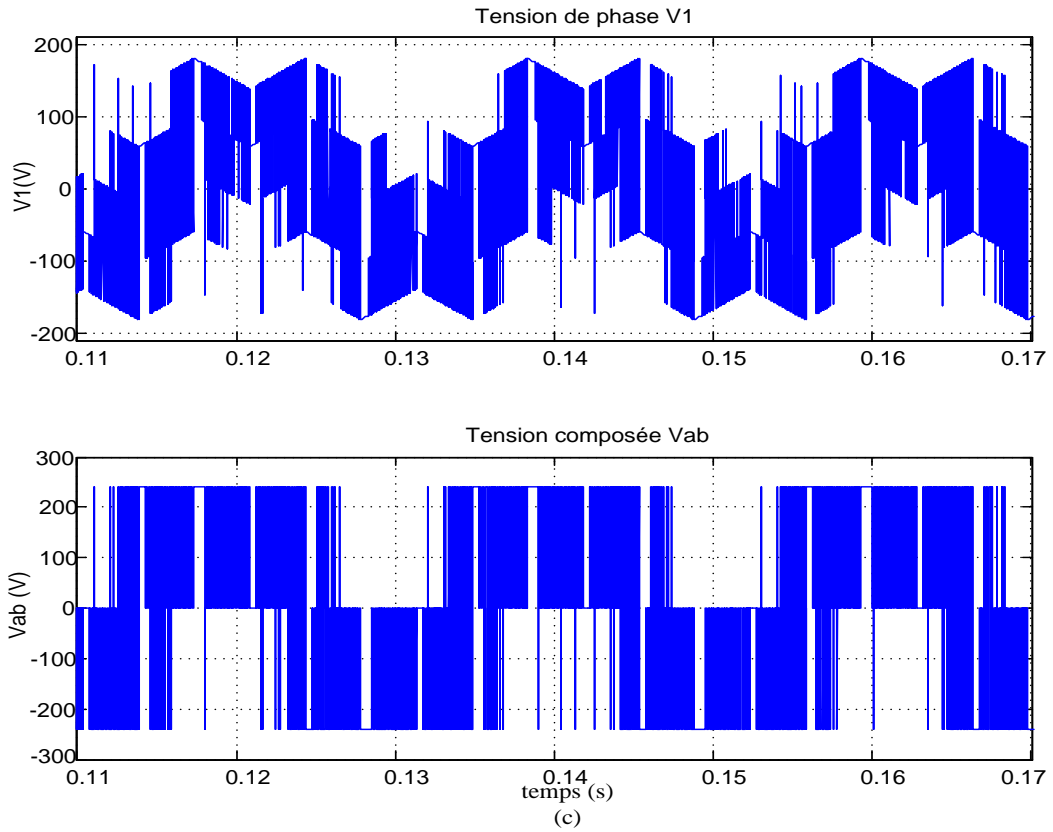


Fig.IV.12: Essai en charge (Nominale): (a)courants Iabc, (b) W_r - W_{ref} et C_e - C_{ref} , (c) tensions $V1 - V_{ab}$, (d) FEM eabc – Courants Iabc

La figure IV.12 (a) montre que les courants des trois phases alternent à la même fréquence que l'essai à vide. Son allure est légèrement différente de celle du courant à vide mais présente la même durée de conduction, de 120° . Sa valeur moyenne est de 5.3 A alors que sa valeur maximale est de 6 A. Le fonctionnement en charge impose un taux d'ondulation plus élevé.

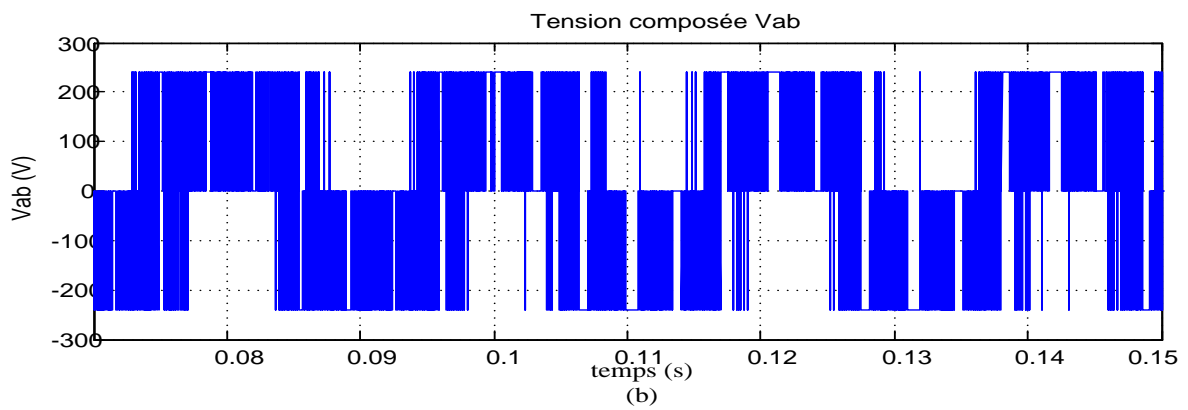
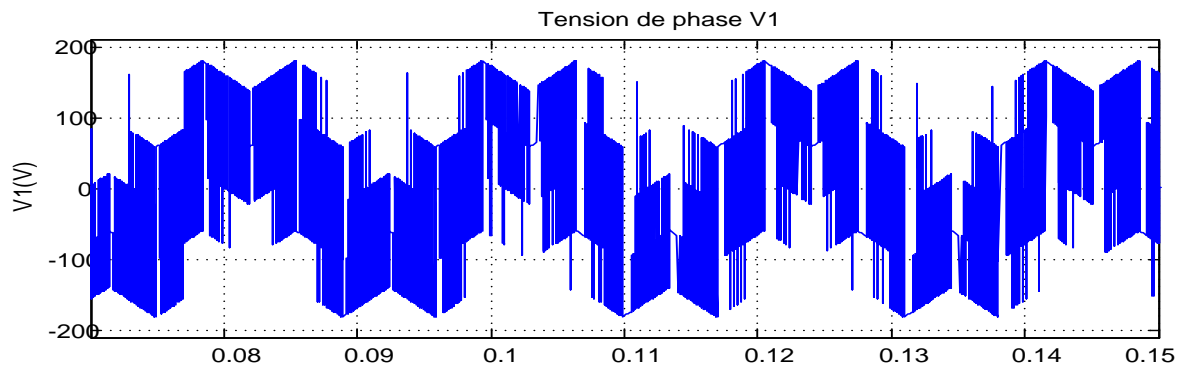
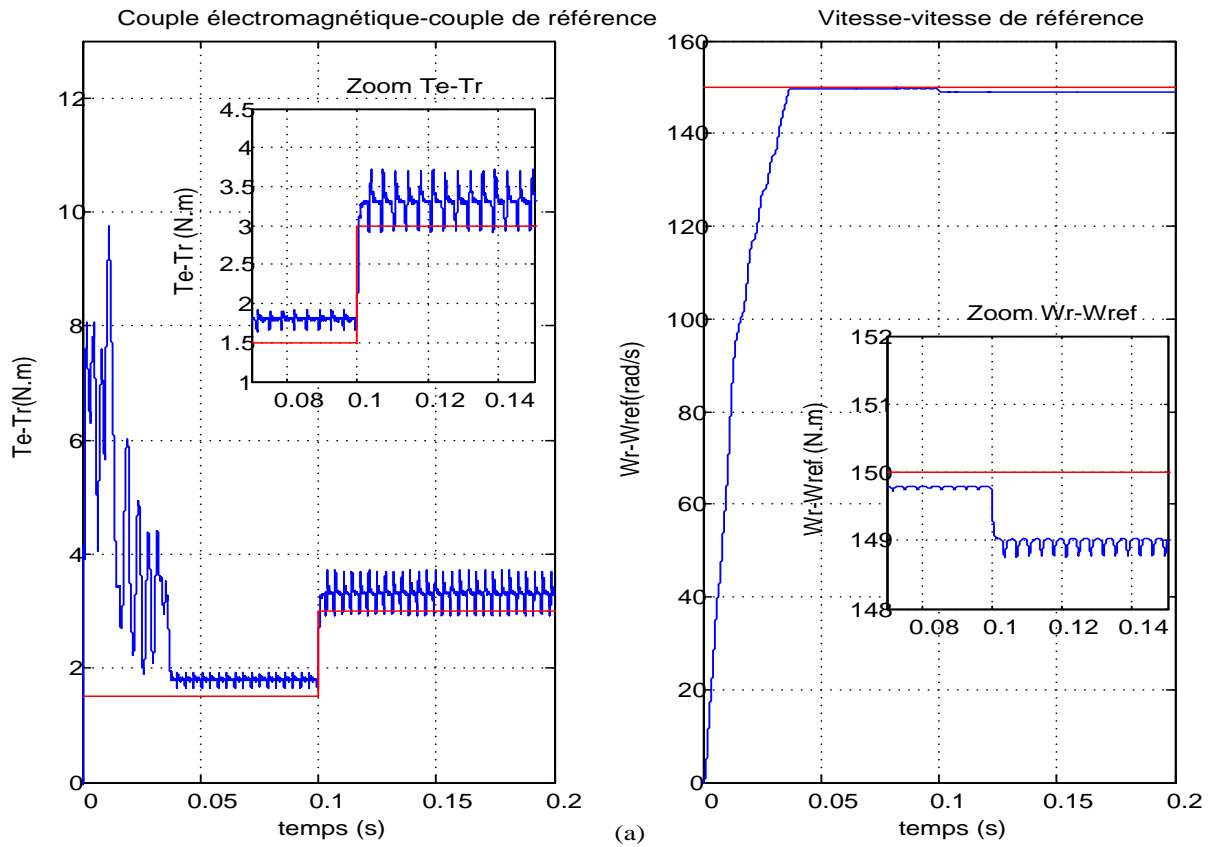
Les tensions simple et composée de la (figure IV.12 (c)) présentent une allure similaire à celle de l'essai à vide, en effet celle-ci prend des valeurs +190V, 0V et -190V et montre qu'on peut bien distinguer les deux périodes de conduction et de commutation. En effet, le temps de commutation t_{com} est de 1.05 ms. Quant au temps t_{cond} correspondant à 8.5 ms. Cependant la constante de temps électrique τ_e de la machine a pour valeur 6.95 ms. Cette dernière est suffisamment inférieure aux deux périodes de commutation et de conduction ($\tau_e < t_{cond} + t_{com}$), ce qui indique que le courant peut atteindre sa valeur maximale durant ces deux périodes.

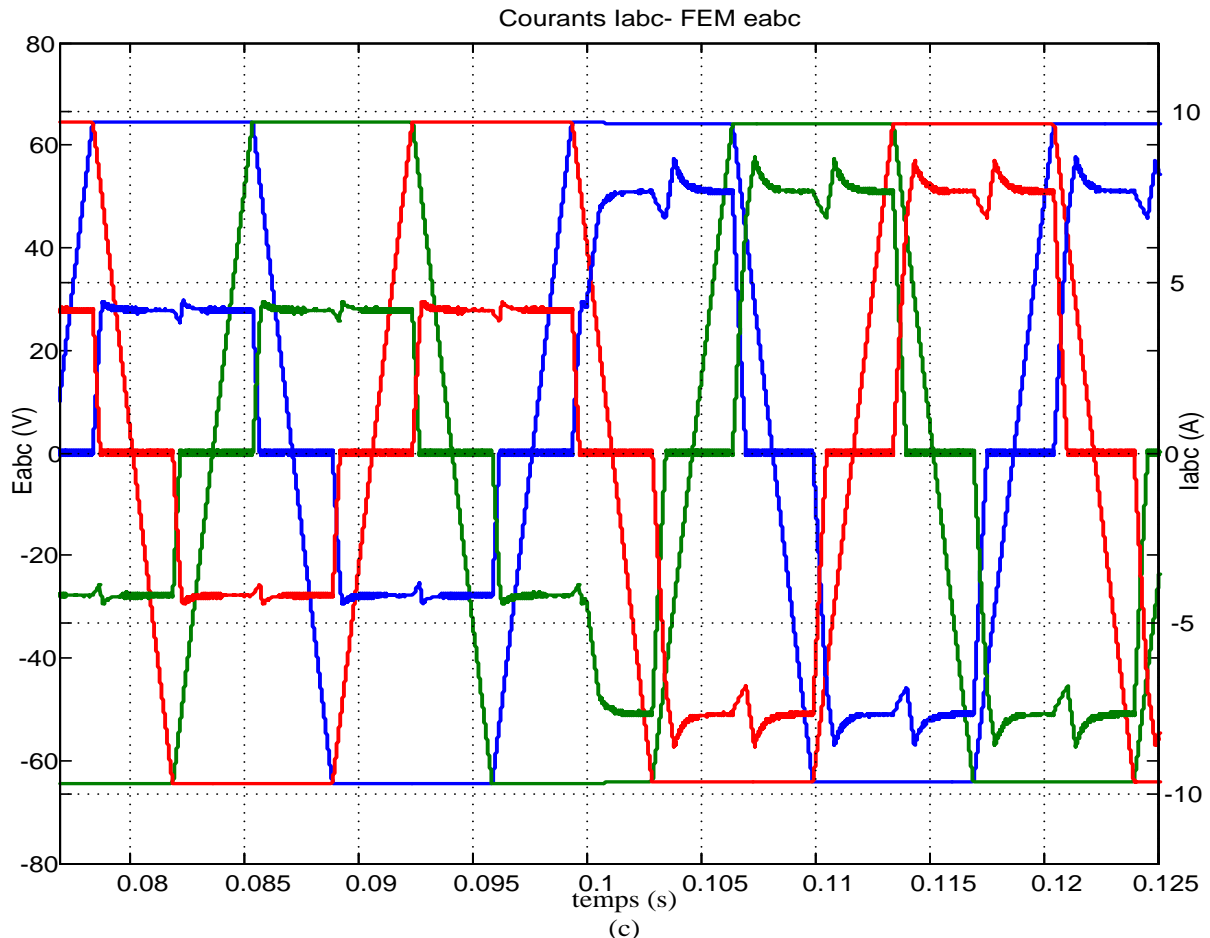
Quant à la figure IV.12 (b), elle illustre les variations du couple et celles de la vitesse. Nous pouvons observer, à l'aide des zooms présentés sur les mêmes figures, les conséquences des pics de courants dont l'effet apparait nettement sur le couple. Le couple électromagnétique développé par la machine a une valeur moyenne sensiblement supérieure au couple résistant imposé. Sa forme n'est pas lisse, elle présente des ondulations importantes et varie de 2.1 à 2.65 N.m. Sa fréquence correspond à six fois celles des grandeurs de sortie de l'onduleur (courant et tension).

La superposition des e_{abc} et les courants de phase I_{abc} de la machine (figure IV (d)), montre que les courants sont bien synchronisés avec les FEM. Le produit des courants de phase par les FEM homologues, donne l'image du couple électromagnétique de la machine illustré par la figure IV.12 (b). Du fait que ces FEM présentent des plateaux presque lisses, nous pouvons déduire que les ondulations du couple sont dues en grande partie à la déformation de la forme des courants durant la période de commutation.

IV.5.1.3 Simulation de l'essai en régime dynamique

Les essais qui vont suivre ont pour objectif de tester la dynamique du système. Le premier essai concerne un démarrage direct de la machine en charge puis nous appliquons une augmentation brusque en échelon du couple résistant, lorsque la machine fonctionne en régime établi. Dans le dernier essai, la machine fonctionnant en régime permanent, une chute brusque en échelon de la tension du bus continu de l'onduleur est appliquée.



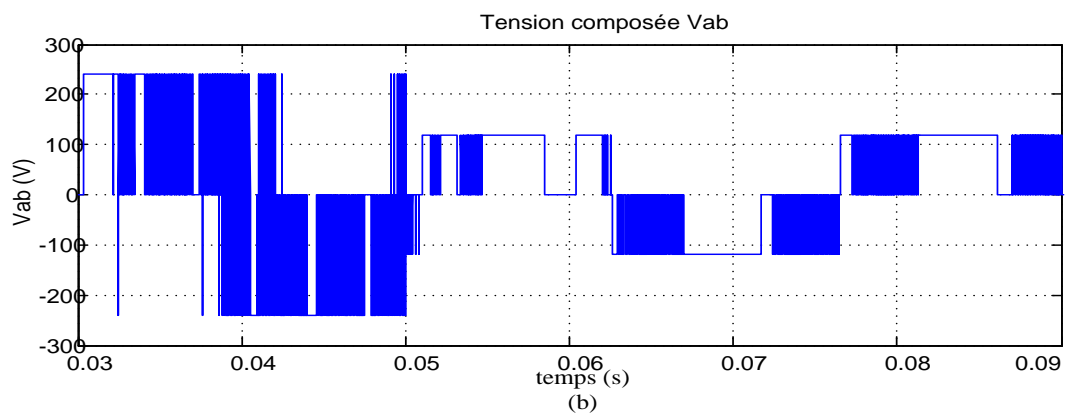
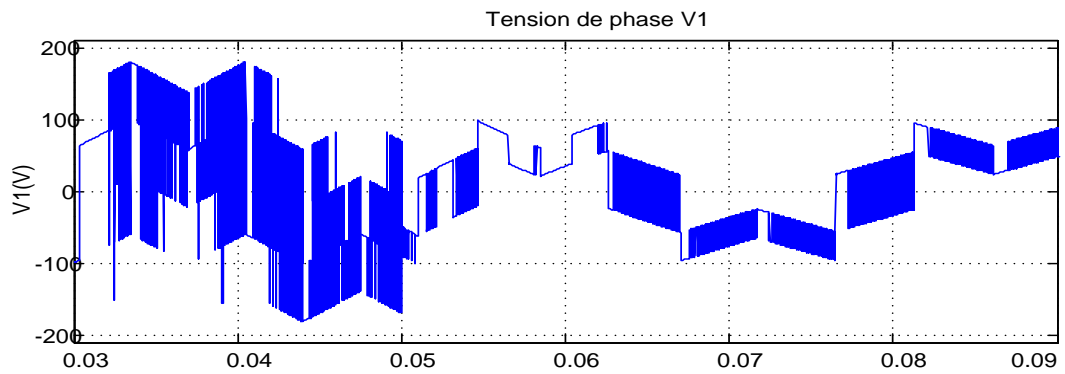
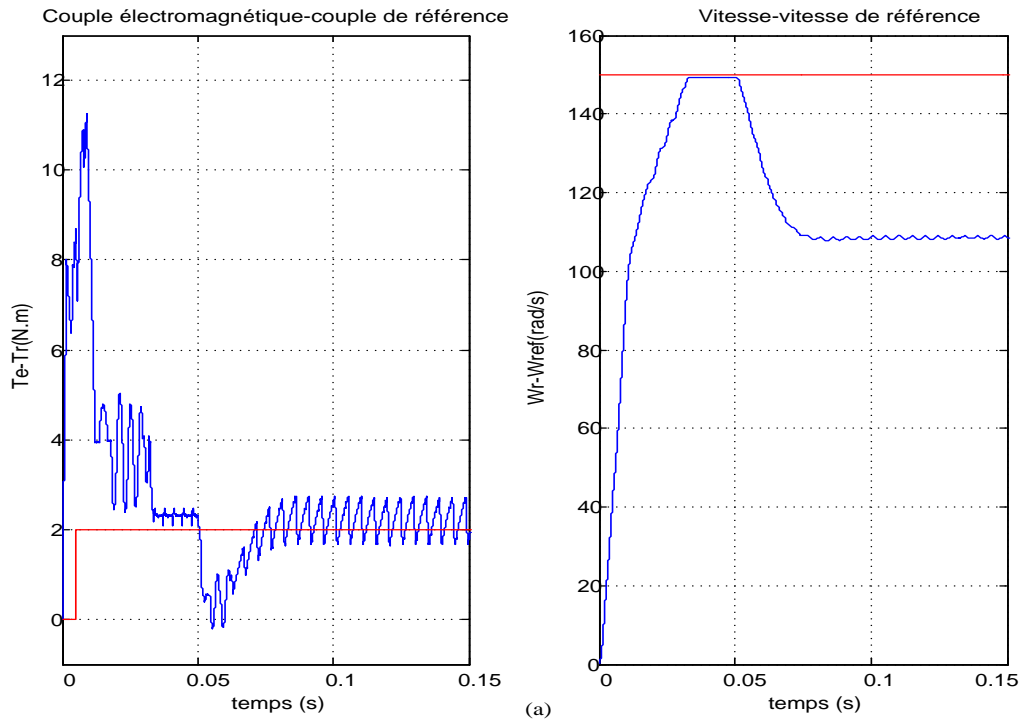


(c)
 Fig.IV.13: Essai dynamique (variation brusque du couple de charge)
 (a) variations vitesse-couple (b) Tensions simple et composée
 (c) FEM - Iabc

Le démarrage direct en charge de la BLDCM avec un couple de charge de 1.5 N.m puis l'application d'une augmentation de ce couple jusqu'à deux fois sa valeur initiale est illustré par la figure IV.13 (a, b et c). L'échelon de couple de charge est appliqué à $t = 0.1$ s, le couple électromagnétique suit cette variation brusque, et subit des ondulations plus importantes (de 2.9 à 3.7 N.m) et sa valeur moyenne est de l'ordre de 3.3 N.m.

La vitesse de rotation (figure IV.13 (b)) subit une diminution pas très significative mais qui reste sensible. Les courants de phase figure IV.13 (c) suivent l'augmentation du couple.

La figure IV.12 (a, b, c) illustre l'effet remarquable d'une baisse de la tension du bus continu (bus DC). En effet, la vitesse subit une chute considérable de l'ordre de 26% (elle passe de 150 à 109 rad/s). Cette perte de vitesse est une conséquence de la baisse de tension d'alimentation due à la diminution du bus DC (V_{dc} passe de 120V à 60V).



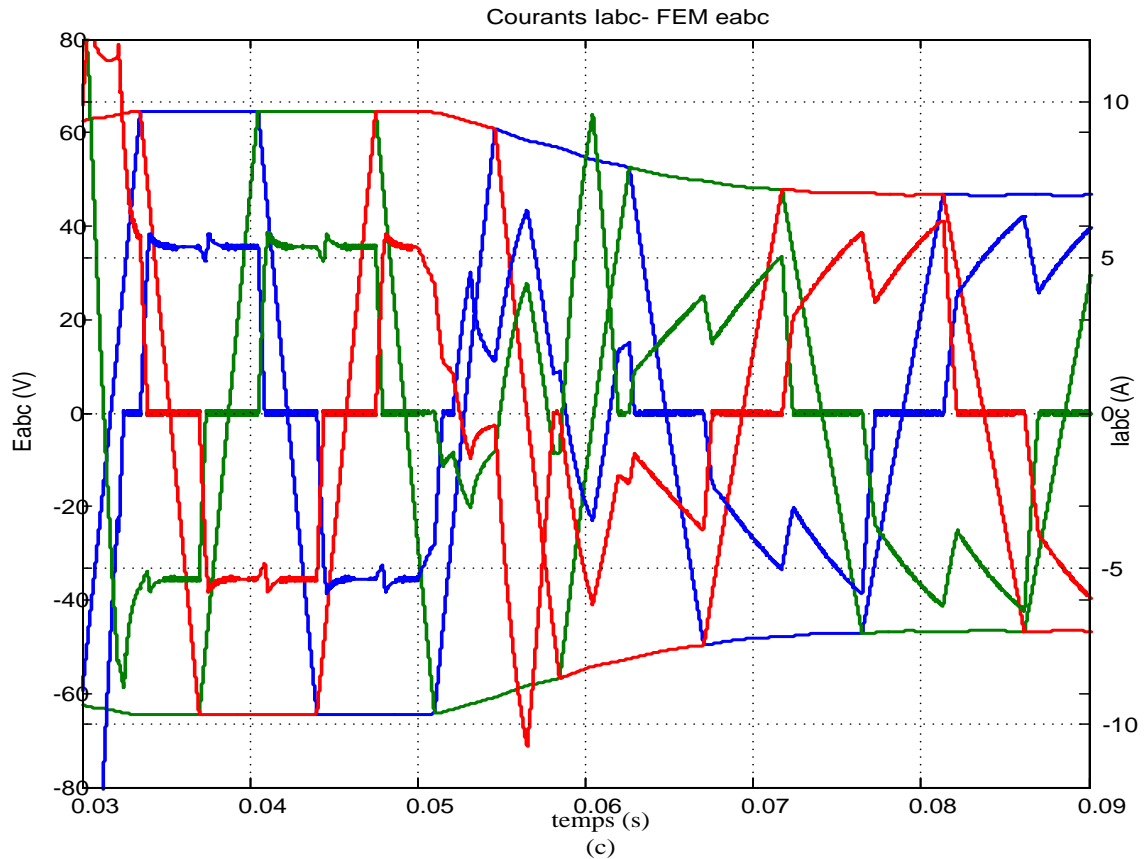


Fig.IV.14: Simulation d'une baisse brusque de tension V_{dc} (120V à 60V)
 (a) Couple – Vitesse (b) Tensions simple et composée (c) FEM - i_{abc}

VI.6 Conclusion

Le présent chapitre, a été consacré en premier lieu à la modélisation de l'ensemble moteur BLDC à aimants permanents à FEM trapézoïdale et son alimentation. Le modèle de simulation, élaboré à partir des équations électriques et mécaniques de la machine moyennant des hypothèses simplificatrices, a pris en compte que l'alimentation s'effectue avec des courants rectangulaires. Le modèle obtenu a permis de réaliser des essais de simulations sous l'environnement Matlab- Simulink.

Nous avons choisi de réaliser différents essais de simulation, à savoir en régime statique et dynamique de la machine. Des essais sous différentes conditions de charge et d'alimentation ont également été effectués. Les résultats des essais ont permis la validation des modèles élaborés et de les adopter pour la suite du travail. Les résultats obtenus montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante le comportement proche de la réalité de la machine et celle de son convertisseur. De plus, les résultats de simulation en régime permanent montrent que la machine présente un couple avec des ondulations importantes. En régime nominal, son taux d'ondulation est de l'ordre de 35% (selon les essais). Ces ondulations de couple sont surtout dues à la déformation des courants

de phase durant les périodes de commutation. Les techniques permettant de réduire ces ondulations du couple n'ont pas fait l'objet du présent travail et seront présentées en annexe.

D'une autre part, il importe de souligner la dépendance du fonctionnement de la machine de la connaissance de la position de l'arbre ou du moins des instants de commutation des courants afin d'obtenir un couple maximal.

Dans la suite de ce travail, nous proposons une solution pour le calcul des instants de commutation en n'utilisant que des grandeurs facilement mesurable en l'occurrence les tensions d'alimentation de la machine.

CHAPITRE V:

Commande sans capteur de position du moteur BLDC à aimants permanents

V.1 Introduction

Dans toutes les commandes dont les structures ont été présentées au premier chapitre, il est toujours nécessaire de disposer d'un résolveur (pour la détection de la position du rotor) et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux; nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande en position ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques.

Le moteur BLDC à courant continu est un type de moteur synchrone à aimants permanents, ayant une forme trapézoïdale des FEM. Le moteur BLDC est alimenté en courant continu commuté sur les phases du stator du moteur par des dispositifs de commutation, les séquences de commutation étant déterminées à partir de la position du rotor. Le courant de phase du moteur BLDC, en forme généralement rectangulaire, est synchronisé avec la forme de la FEM pour produire un couple constant à une vitesse constante. Le collecteur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par des interrupteurs électroniques, qui fournissent du courant aux bobinages du moteur en fonction de la position du rotor. Ce type de moteur à courant alternatif est appelé moteur à courant continu sans balais, étant donné que son rendement est similaire au moteur à courant continu traditionnel avec des commutateurs électroniques.

Ces moteurs BLDC à aimants permanents sont généralement contrôlés au moyen d'un onduleur triphasé, nécessitant un capteur de position du rotor pour le démarrage et pour assurer la commutation correcte pour commander l'onduleur [46], [47].

Ces capteurs de position peuvent être des capteurs Hall, résolveurs, ou des capteurs de position absolue. Un système de commande de moteur BLDC typique avec des capteurs de position a été introduit au chapitre précédent. Ces capteurs vont augmenter le coût et la taille du moteur, et un dispositif mécanique spécial doit être conçu pour le montage des capteurs. Ces capteurs, en particulier ceux à effet Hall, sont sensibles à la température, ce qui limite le fonctionnement du moteur au dessus de 75° C [6]. D'un autre côté, ils pourraient réduire la fiabilité du système en raison des composants et des câblages. Dans certaines applications, il peut même ne pas être possible de monter n'importe quel capteur de position sur le moteur. Par conséquent, la commande sans capteur (sensorless) des moteurs BLDC à aimants permanents a reçu beaucoup d'intérêt ces dernières années.

Typiquement, un moteur BLDC est entraîné par un onduleur triphasé en six étapes de commutation. Le contrôle du moteur doit donc obligatoirement se faire grâce à un circuit

électronique auxiliaire. En effet, c'est le circuit de commande qui va exciter de façon successive les différentes bobines du stator. Pour créer un champ magnétique tournant, le circuit de commande devra exciter les bobines dans un ordre approprié (séquence de commutations) et cela au moment opportun.

L'intervalle conducteur pour chaque phase est 120° électrique. Pendant chaque séquence de commutation, seules deux phases conduisent le courant à tout moment, en laissant la troisième phase flottante. Afin de produire un couple maximal, la commande des interrupteurs doit être telle que tous les 60° de courant soit en phase avec la force contre-électromotrice. Le moment de commutation est déterminé par la position du rotor, qui peut être détectée par des capteurs à effet Hall ou estimée à partir de paramètres du moteur, c'est à dire, la force contre-électromotrice de l'enroulement flottant du moteur si on considère le cas d'un système de commande sans capteur de position [43], [37].

Fondamentalement, deux types de technique de commande sans capteur peuvent être trouvés dans la littérature [5,6]. Le premier type est la détection de la position à l'aide de la force contre-électromotrice du moteur, et le second est une estimation de position en utilisant les paramètres du moteur, la tension aux bornes, et les courants. Le deuxième schéma de type DSP doit généralement faire le calcul compliqué, et le coût du système est relativement élevé.

Les commandes sans capteur de moteur à courant continu sans collecteur sont bien implantées dans le monde industriel. La majeure partie des commandes utilisent un mode de pilotage 2-phases-ON ou 120° . Les commandes dites sinusoïdales imposent en permanence la tension aux bornes de toutes les phases, rendant la détection indirecte de la position délicate. Les solutions actuelles proposent souvent un dispositif lourd pour la réalisation de ces méthodes.

Ainsi, la détermination des instants de commutations sans capteur de position est la méthode la plus couramment utilisée, qui est le sujet de ce chapitre.

Dans les littératures, il existe plusieurs méthodes sans capteurs qui peuvent être appliquées aux différents moteurs (synchrone, asynchrone, CC,...). Le moteur Brushless a été conçu pour reproduire les caractéristiques des moteurs à courant continu et pallier les inconvénients des moteurs asynchrones. Avec l'arrivée des processeurs de signaux numériques très puissants et bon marché, les algorithmes de commande sans capteurs deviennent de plus en plus attractifs pour les industriels. La commande en boucle fermée sans capteur mécanique permet d'éviter les inconvénients de la commande en boucle ouverte et les inconvénients des capteurs

mécaniques. Ces méthodes sont classées en deux catégories : les méthodes à vitesse nulle qui permettent de détecter la position à l'arrêt et les méthodes à vitesse non nulle.

Dans ce chapitre, nous n'avons retenu que les méthodes les plus connues pouvant être appliquées au moteur de type BLDC à aimants permanents.

V.2 Méthodes de détection de la position à l'arrêt

Les algorithmes utilisés dans les commandes sans capteurs mécaniques, tels que le filtre de Kalman, ne fonctionnent pas quand le moteur est à l'arrêt ou à très faible vitesse puisque les grandeurs électriques appliquées à leurs entrées sont nulles ou très faibles. De même, la connaissance de la position initiale du rotor garantit un démarrage de notre moteur dans le sens désiré en alimentant les phases convenables du moteur.

L'utilisation d'un démarrage en déplaçant le rotor à une position connue n'est pas une solution pratique dans une application où une grande précision est exigée.

Les méthodes de détection de la position initiale sont toutes basées sur la variation de l'inductance en fonction de la position du rotor. En réalité, cette inductance varie en fonction de la position du rotor. Cet effet est utilisé dans plusieurs travaux de recherche pour l'estimation de la position du rotor. En général, ces méthodes sont basées sur le traitement du courant de phase pour calculer la position.

Il existe des méthodes qui sont valables seulement à l'arrêt, d'autres peuvent étendre l'estimation à basse vitesse en négligeant les f.é.m., et enfin d'autres peuvent détecter la position de l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale.

Dans cette section, le principe de base des méthodes les plus connues est exposé. Suivant la manière d'extraire la position, ces méthodes sont classées en plusieurs catégories.

V.2.1 Détection par l'ondulation du courant de phase

Cette technique consiste à traiter l'évolution du courant pendant le hachage. Elle a été proposée pour la première fois par les auteurs de [47], [41]. Son principe est basé sur l'équation de la tension de phase (chap4) qui peut s'écrire sous la forme suivante:

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5.1)$$

L'expression de la dérivée du courant en fonction du temps est donnée par :

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - Ri - \omega \frac{d\psi}{d\theta}}{L} \quad (5.2)$$

L'inductance incrémentale L qui apparaît dans le dénominateur de (5.2) est en fonction de la position du rotor. Par conséquent la variation du courant, contient l'information sur la position.

Pour extraire cette information, les auteurs [47] ont utilisé le temps de montée et de descente du courant pendant le hachage.

Si on suppose que le courant varie dans une bande ΔI très faible devant le courant nominal, le courant instantané peut varier linéairement durant le hachage et le temps de montée (t_m) peut s'écrire comme suit:

$$t_m = \frac{L\Delta I}{u - Ri - \omega \frac{d\psi}{d\theta}} \quad (5.3)$$

On remarque que la mesure de t_m est affectée par l'influence de la force électromotrice (f.é.m.) pendant le fonctionnement à haute vitesse. Mais quand la variation du flux en fonction de la position change de signe, la f.é.m. est nulle. A ces positions, t_m est indépendant de la vitesse. Avec une mesure continue de t_m , on peut estimer la position du rotor. Dans la pratique, t_m est comparé avec un temps de référence t^* qui correspond à une position θ^* . Le principe du calcul du temps de montée a été aussi appliqué au moteur à BLDC dans [15].

Les résultats obtenus dans ces travaux sont limités par les caractéristiques des composants électroniques utilisés pour la mesure des courants (CAN). Ces derniers doivent être très rapides afin de réaliser plusieurs mesures durant une seule période du signal MLI sans introduire de retard. A cause de ces inconvénients ces méthodes ne peuvent être utilisées qu'aux basses vitesses ou à l'arrêt du moteur.

V.2.2 Détection par injection d'un signal haute fréquence

Les méthodes d'estimation de la position du rotor basées sur la tension d'alimentation de la machine ne sont pas valables à l'arrêt. C'est pourquoi il est nécessaire d'injecter une tension supplémentaire indépendante de la tension de référence d'alimentation de la machine. Cette tension doit être faible de manière à éviter la rotation du rotor et d'engendrer le minimum de perturbations possibles (couple et pertes). En effet, cette tension à haute fréquence est sinusoïdale triphasée équilibrée. La gamme de fréquence est comprise entre quelques centaines de Hertz jusqu'à 3-4 KHz. La majorité des chercheurs utilisent une fréquence de 500Hz qui est devenue standard dans ce domaine [15]. Les composantes des courants suivant l'axe d et q sont faibles et ayant des amplitudes proportionnelles à la moyenne des inductances

d'axe direct et d'axe transversal sont fonctions de la position initiale du rotor. Il suffit, ensuite, d'appliquer une boucle à verrouillage de phase (PLL) pour estimer cette position [Che-06]. Contrairement à la méthode précédente, une autre technique se focalise sur un autre aspect des équations électriques de la machine pour remonter jusqu'à la position initiale du rotor. Il s'agit d'utiliser la saillance "naturelle" due à la saturation vue du stator [21]. Cette saturation est due, en général, au flux principal de l'aimant permanent. L'estimation de cette saillance provoque la détermination de la position de l'axe d . L'interaction entre la tension injectée et la saillance produit des harmoniques dans les courants statoriques. Le traitement de signal du deuxième harmonique de courant permet d'extraire la position initiale du rotor [21], [17].

Les inconvénients des méthodes de l'injection d'un signal de haute fréquence sont:

- L'utilisation, dans certains cas, d'un circuit auxiliaire pour l'injection du signal.
- Le couple du moteur peut être perturbé par ce signal.
- Le choix de la fréquence de ce signal peut poser des problèmes.

V.2.3 Méthode des impulsions

Cette technique des impulsions a été proposée pour la première fois dans [19]. Le principe de base de cette technique consiste à appliquer des impulsions de tension, puis à mesurer les pics du courant correspondant et déduire ainsi la position initiale du rotor.

Le BLDC moteur à aimants permanents utilise le mode de pilotage 2-phases-ON ou 120° . L'application d'une impulsion de tension positive aux bornes de la phase A du moteur permet de mesurer un pic de courant i_{a+} . Une autre impulsion négative, de même durée, appliquée aussi à la phase A, permet de mesurer un autre pic de courant négatif i_{a-} .

A partir de la différence (en module) entre ces deux pics de courant, on peut déduire la moitié de la période électrique qui contient la position électrique du rotor.

Afin d'expliquer le fonctionnement de cette méthode, reprenons l'équation électrique de la phase A:

$$V_a = RI_a + \frac{d\psi_{ta}}{dt} \quad (5.4)$$

$$\text{Avec } \psi_{ta} = \psi_{aa} + \phi_a, \psi_{aa} = LI_a$$

Si le pic de courant i_{a+} est grand, les deux flux ψ_{aa} et ψ_a ont le même sens. Dans ce cas le flux total ψ_{ta} augmente et sature le circuit magnétique. Par conséquent l'inductance de la phase diminue. En utilisant l'équation (5.4), avec une f.é.m. nulle, i_{a+} peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_a^+ = \frac{V_a}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}T}) \quad (5.5)$$

On remarque que i_a^+ dépend de l'inductance L , donc de la position du rotor.

Dans le cas contraire, les deux flux ψ_{aa} et ψ_a sont de sens opposés, le flux total diminue, ce qui permet de donner un pic de courant i_a^+ plus faible.

La même procédure est appliquée à la phase B avec deux autres impulsions de tension. Enfin, on obtient les différences de courants suivantes :

$$\begin{aligned} \Delta I_a^+ &= I_a^+ - |I_a^-| \\ \Delta I_b^+ &= I_b^+ - |I_b^-| \end{aligned} \quad (5.6)$$

Si on suppose que les différences Δi_a et Δi_b varient d'une manière sinusoïdale pour les différentes positions électriques, la position initiale du rotor peut être obtenue avec une fonction trigonométrique.

La mise en œuvre de cet algorithme est divisée en deux parties :

La 1^{ère} partie consiste à envoyer 4 impulsions successives à travers les sorties MLI. Dans le cas de la phase A, la 1^{ère} impulsion est appliquée aux transistors K_1 et K'_1 (complémentaire de K_1), le courant mesuré à la forme d'un pic (i_a^+).

La 2^{ème} impulsion est appliquée aux transistors K_3 et K'_3 (complémentaire de K_3), ce qui donne un pic de courant négatif (i_a^-). La même procédure est appliquée à la 2^{ème} phase.

La durée des impulsions ne doit pas être trop grande pour que le moteur ne bouge pas pendant cette procédure. D'autre part elle ne doit pas être très faible pour que le pic de courant généré soit en fonction de la position du rotor.

La 2^{ème} partie de l'algorithme, consiste à calculer la position initiale à partir des pics de courant mesurés.

La procédure de mise en œuvre est la suivante :

1. Envoyer une large impulsion pour générer un grand pic de courant positif dans la phase A. Dans ce cas, le rotor se déplace et s'aligne avec la phase A ($\theta = 0$).
2. A la position $\theta = 0$, envoyer les 4 impulsions de durée égale chacune. Dans ce cas, le flux créé par l'aimant est maximal et on obtient un grand pic de courant i_a^+ par rapport à $|i_a^-|$ et la différence entre eux est maximale. Par contre les deux pôles de la phase B sont créés par des impulsions décalées en quadrature i_b^+ et $|i_b^-|$.
3. La procédure précédente (point 2) est répétée avec des pas égaux (dans le sens positif) jusqu'à l'obtention des courbes représentatives de ΔI_a et ΔI_b .

Etant donné que les impulsions ont une forme triangulaire de très courte durée les courbes ΔI_a et ΔI_b auront la forme des impulsions qui les ont générés et peuvent être considérés presque sinusoïdales. Donc, on peut les approximer par des relations trigonométriques et déduire directement la position initiale du rotor en fonction de ΔI_a et ΔI_b par :

$$\theta_0 = \arctan \left(\frac{\Delta I_b}{\Delta I_a} \right) \quad (5.7)$$

V.2.4 Méthode INFORM

La méthode INFORM (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) a été développée par M. Schroedl [49]. Cette méthode consiste à appliquer des tensions déphasées dans les différentes configurations de phases et de mesurer les variations des courants qui en résultent. A l'arrêt, les auteurs négligent la f.é.m. et la tension aux bornes de la résistance. En effet, cette méthode est basée sur la variation du vecteur courant par rapport au vecteur tension. Par conséquent, cette variation dépend de la position du rotor. Ainsi, la variation de l'inductance de l'enroulement statorique est due à la variation du courant. Enfin, la position du rotor à l'arrêt peut être estimée en utilisant une relation de correspondance entre l'inductance et le courant [49].

$$L(i, \theta) = \frac{V - RI}{\frac{dI}{dt}} = \frac{V}{\frac{dI}{dt}} \quad V \gg RI \quad (5.8)$$

V.3 Méthodes de détection à vitesse non nulle

V.3.1 Méthodes basées sur la tension induite

La tension induite ou la force électromotrice (f.é.m.) du moteur est liée à la vitesse et à la position du rotor comme le montre l'équation (2.5). Il existe plusieurs techniques [22] [KimC-05] pour extraire cette position. Les méthodes basées sur la tension induite peuvent être classées en 3 catégories:

- (1) détection des passages par zéro,
- (2) extinction des courants de phase et
- (3) reconstruction de la f.é.m.

V.3.1.1 Méthode de détection des passages par zéro

Cette méthode consiste à mesurer la f.é.m. aux bornes de la phase non conductrice. Elle peut être appliquée surtout pour les moteurs qui sont alimentés par une méthode de 2-phases-ON. Dans ce cas, quand 2 phases du moteur sont alimentées, la 3^{ème} phase reste flottante.

Afin d'illustrer le principe de fonctionnement de cette méthode, on considère l'équation de la tension aux bornes de la phase A (équation (2.5)):

$$V_a = RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + e_a \text{ avec } e_a = KE \sin(N\theta) \text{ et } E = \omega \phi'_a \quad (5.9)$$

$$\phi'_j = \sum_{n=1}^{\infty} \phi_{(2n-1)} \sin [(2n-1)p\theta]$$

Si on suppose que le courant de la phase A est nul pendant un certain moment,

$$I_a = \frac{dI_a}{dt} = 0$$

la tension aux bornes de la phase A ne représente que la tension induite.

Dans l'équation (5.9), on remarque que l'information sur la position du rotor peut être obtenue par le passage par zéro de la tension induite. Cette méthode peut être implantée en utilisant un simple comparateur.

Par exemple, lorsque la phase A et la phase B conduisent le courant, la phase C est flottante. pour une durée de 60 degrés électriques.

Si le passage par zéro de la FEM peut être mesuré, nous saurons quand commuter le courant.

La tension aux bornes de l'enroulement flottant est mesurée. Ce régime a besoin du neutre du moteur pour obtenir le passage par zéro de la FEM. La tension aux bornes est comparée à celle du point neutre, puis le passage par zéro de la force contre-électromotrice peut être obtenu.

Dans la plupart des cas, le point neutre du moteur n'est pas disponible. Dans la pratique, la méthode la plus commune qui est utilisée consiste à construire un point neutre virtuel qui, théoriquement, porté au même potentiel que le point neutre d'un moteur connecté en Y et qui permet de détecter la différence entre le neutre virtuel et la tension à la borne flottante. Le point neutre virtuel est construit par des résistances, ce qui est représenté sur la figure 5.1. Ce système est assez simple. Il a été utilisé pendant une longue période depuis son invention [6]. Toutefois, ce système a ses inconvénients.

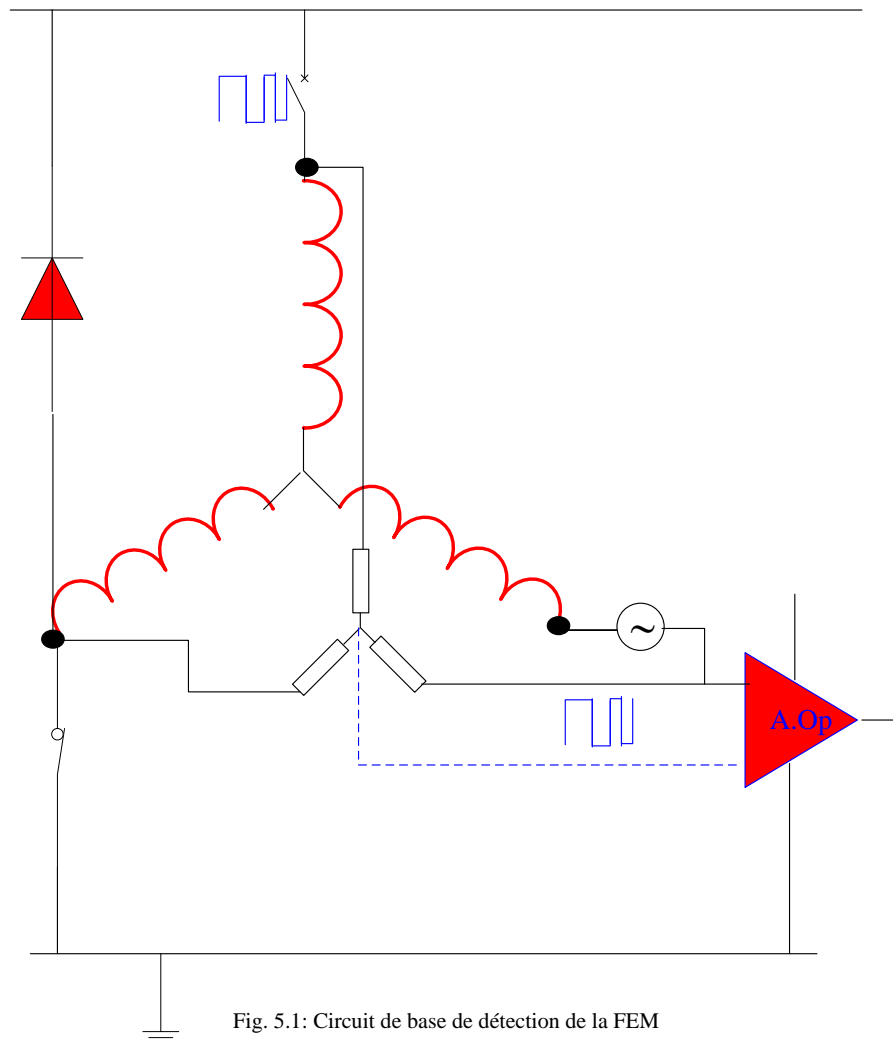


Fig. 5.1: Circuit de base de détection de la FEM

En raison de l'unité de PWM, le point neutre n'est pas porté à un potentiel constant. Le potentiel de ce point change de signe entre deux niveaux haut et bas. Il génère une très haute tension de mode commun et un bruit de mesure à haute fréquence. Il nous faut donc des diviseurs de tension et filtres passe-bas pour réduire la tension de mode commun et lisser le bruit à haute fréquence. Par exemple, si la tension du bus à courant continu est de 300 V, le potentiel du point neutre peut varier de zéro à 300V.

La tension de mode commun admissible pour un comparateur est typiquement de quelques volts, c'est à dire 5 V.

Nous savons de combien devrait être l'atténuation. De toute évidence, le diviseur de tension servira à réduire la sensibilité du signal à faible vitesse, surtout au démarrage où il est le plus nécessaire.

D'autre part, le filtre passe-bas nécessaire va induire un retard fixe indépendamment de la vitesse du rotor. Comme la vitesse du rotor augmente, le pourcentage de contribution du retard à la période globale augmente. Ce retard va perturber l'alignement actuel avec la FEM

et peut causer des problèmes graves pour la commutation à grande vitesse. Par conséquent, cette méthode est valable dans une plage de vitesse faible.

Une autre variante de cette méthode est basée sur le fait que la position du rotor peut être déterminée à partir de la troisième harmonique de la tension [43]. Le principal inconvénient est la valeur relativement faible de la troisième harmonique de la tension à basse vitesse.

Dans [11], les informations de position du rotor est déterminée sur la base de l'état de conduction de la diode de roue libre dans la phase excitée. Le circuit de détection est relativement compliqué et le fonctionnement à vitesse basse est toujours un problème.

V.3.1.2 Méthode d'extinction des courants de phase

Cette technique a été proposée pour remédier aux inconvénients de la méthode des passages par zéro (paragraphe précédent). Elle permet de mesurer les f.é.m. même dans les phases conductrices. Son principe consiste à interrompre le courant dans toutes les phases, pendant un certain temps, mesurer les différentes f.é.m. puis calculer la position du rotor. Ce temps de mesure doit être très faible par rapport à la constante de temps mécanique pour ne pas créer des oscillations et pour ne pas perturber le couple du moteur.

Cette méthode a été appliquée à un moteur à courant continu sans collecteur dans [13] et les résultats obtenus montrent que cette méthode ne fonctionne pas bien en grande vitesse. En effet, si la vitesse augmente, le nombre de mesure par période électrique diminue et le bruit au niveau des courants augmente, ce qui introduit de fortes perturbations de couple.

V.3.1.3 Méthode de reconstruction de la f.é.m.

Cette technique peut résoudre les inconvénients des deux méthodes précédentes. Elle n'est basée ni sur une phase non conductrice, ni sur l'interruption du courant pour mesurer les f.é.m. Elle consiste à reconstruire la f.é.m. en utilisant les équations des tensions de phase.

Pour un moteur brushless, comme dans notre cas, les f.é.m. peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} e_a &= V_a - RI_a - L \frac{I_a}{dt} \\ e_b &= V_b - RI_b - L \frac{I_b}{dt} \\ e_c &= V_c - RI_c - L \frac{I_c}{dt} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Nous remarquons facilement que le système d'équations (5.10), permet le calcul des f.é.m. à partir des mesures des tensions (V_a et V_b) et des courants (I_a et I_b).

Cette technique présente un inconvénient majeur causé par le calcul de la dérivée des courants qui génère des bruits. Cet inconvénient est lié aux méthodes d'implantation classique utilisant des circuits électroniques analogiques. Il existe aussi des solutions basées sur l'échantillonnage des courants pour le calcul des f.e.m.

Mais avec la nouvelle génération de processeur de signaux (DSP), ce problème ne se pose plus. Il faut noter que la sensibilité de cette technique dépend des paramètres du moteur (R et L). Aux basses vitesses où les f.é.m. sont faibles, une petite variation de la résistance peut entraîner une erreur importante sur la position.

Généralement, les méthodes basées sur la tension induite sont faciles à implanter mais elles ne sont pas fonctionnelles aux basses vitesses.

V.3.2 Estimation basée sur les observateurs

Avec l'arrivée de nouveaux processeurs de signaux (DSP) bon marché, les observateurs comme le filtre de Kalman sont devenus plus attractifs pour la commande sans capteur. Ils sont basés sur le modèle discret du moteur avec une représentation dans l'espace d'état. Ils permettent de reconstruire des variables d'états qui ne sont pas mesurables ou que l'on évite de mesurer afin de réduire le nombre de capteurs.

Dans la littérature, plusieurs approches de la commande sans capteur mécanique de la MSAP basée sur les observateurs d'états ont été proposées. Nous distinguons les catégories suivantes: le filtre de Kalman [2], [12], [13], [32], [47], l'observateur de Luenberger [47], les Systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) [32], [28], l'observateur de Matsui [32], les observateurs non linéaires tels que les observateurs par modes glissants [12].

V.3.2.1 Estimation basée sur le principe de l'observateur

Pour donner le principe de l'observateur [47], on suppose que le modèle du système est linéaire. Dans ce cas, il peut être représenté par l'équation d'état suivante:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A\underline{x} + B\underline{u} \\ \underline{y} = C\underline{x} \end{cases} \quad (5.11)$$

Avec x : Vecteur d'état, y : Vecteur de sortie
 u : Vecteur d'entrée, A : Matrice d'état
 B : Matrice d'entrée, C : Matrice de sortie

Le schéma structurel de (5.11) est donné par la figure 5.2.

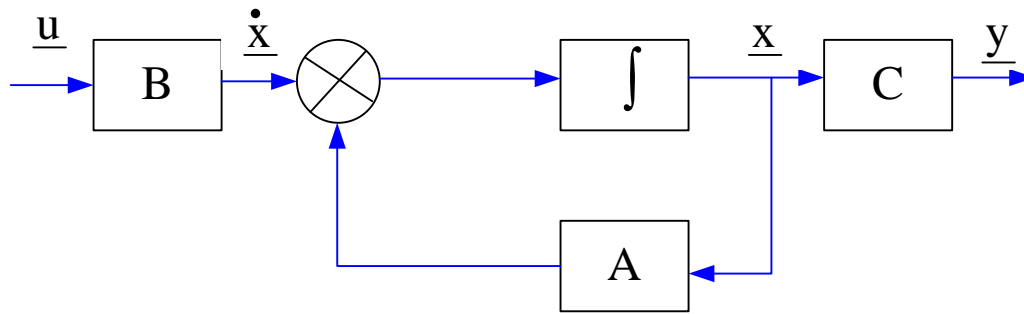


Fig. 5.2: Structure du système d'équations d'état

Si le système est observable et si les matrices A , B , C et le vecteur d'état initial x_0 sont connus, on peut appliquer le vecteur d'entrée \underline{u} à l'entrée d'un observateur, mis en parallèle avec le système, afin de reconstruire toutes les variables d'état (Figure 5.3).

Dans la figure 5.3, l'erreur entre le vecteur de sortie du système \underline{y} et le vecteur de sortie estimé $\underline{\hat{y}}$ est multiplié par la matrice de gain L afin de corriger les variables d'état estimées.

Dans ce cas, l'équation d'état de l'observateur s'écrit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\underline{\hat{x}}} = (A - LC)\underline{\hat{x}} + B\underline{u} + L\underline{\hat{y}} \\ \underline{\hat{y}} = C\underline{\hat{x}} \end{cases} \quad (5.12)$$

Le symbole « ^ » indique qu'il s'agit d'une variable estimée.

La matrice L doit être calculée pour que l'erreur entre le vecteur d'état mesuré et celui estimé tend vers zéro. Dans ce cas, il suffit que les valeurs propres de la matrice $(A - LC)$ soient situées dans le demi-plan complexe gauche.

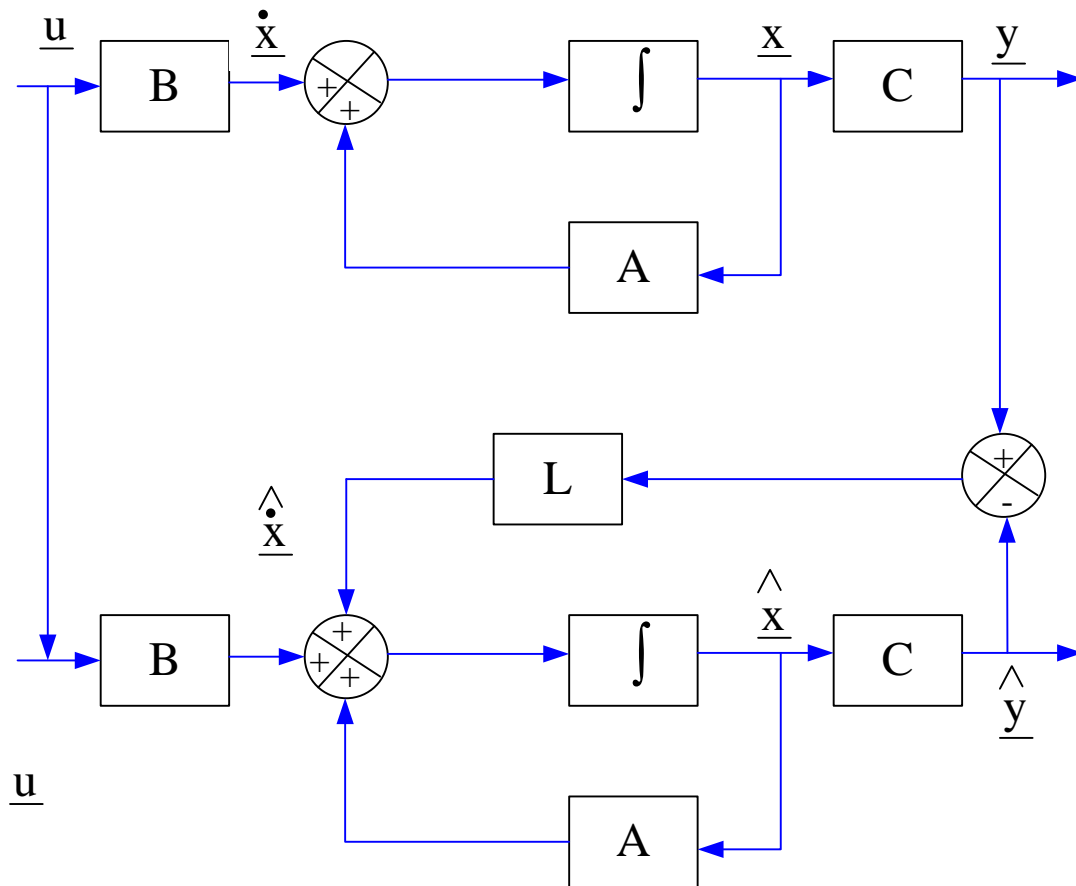


Fig. 5.2: Schéma de principe de l'observateur

Dans les travaux de Zeng [51] l'observateur a été appliqué à la machine asynchrone pour l'estimation de la vitesse et du flux rotorique. Les résultats de la simulation obtenus dans ce travail montrent que :

1. Le choix des pôles est une étape délicate. Si les pôles sont rapides, ils améliorent l'estimation à haute vitesse. En contrepartie, ils peuvent dégrader l'estimation à basse vitesse.
2. L'observateur est sensible aux faibles perturbations des tensions mesurées, ce qui peut aggraver la situation avec des variateurs industriels qui ne disposent pas de capteurs de tensions.

Pour pallier certains problèmes de l'observateur liés aux incertitudes dans la connaissance des paramètres du système (A,B,C) et le bruit sur les mesures du vecteur de sortie \underline{y} , le Filtre de Kalman a été introduit. Il s'avère mieux adapté au milieu stochastique que l'observateur.

V.3.2.2 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman récursif est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, ainsi que de son modèle dynamique échantillonné. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel. Le filtre de Kalman est un observateur donnant la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, c'est un observateur performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible. Nous nous situons ici dans le contexte d'un estimateur, nous estimerons donc à partir des mesures disponibles ($y_{(k)}$) à l'instant k et les commandes précédentes $u_{(k-1)}$.

Dans le filtre de Kalman, on cherche à minimiser la trace de la matrice de covariance du vecteur d'état $X_{(k)}$ engendré par l'équation de commande.

$$X_{(k+1)} = F_{(k)}X_{(k)} + G_{(k)}u_{(k)} + w_{(k)} \quad (5.13)$$

avec : X le vecteur d'état à estimer, $F_{(k)}$ la matrice de transition, la commande $u_{(k)}$ est entachée d'un bruit d'état $w_{(k)}$ de moyenne nulle et de covariance connue. On mesure le vecteur $y_{(k)}$.

$$y_{(k)} = C_{(k)}X_{(k)} + v_{(k)} \quad (5.14)$$

avec : $C_{(k)}$ la matrice de mesure et $v_{(k)}$ un bruit de mesure de moyenne nulle et de covariance connue.

Dans les équations du filtre de Kalman, on suppose que les perturbations vectorielles $w_{(k)}$ et $v_{(k)}$ sont des bruits blancs Gaussiens non corrélés, caractérisés par une moyenne nulle et des matrices de covariance $Q_{(k)}$ et $R_{(k)}$. La détermination des matrices Q et R s'avère très délicate puisque les caractéristiques stochastiques des bruits ne sont généralement pas connues. Nous noterons $\hat{X}_{(k+1/k)}$ l'estimation 'à priori' du vecteur $\hat{X}_{(k)}$ à partir des informations dont on dispose à l'instant k . La mise en œuvre du filtre de Kalman discret se décompose en deux étapes.

Une première étape de prédiction où l'on estime d'abord l'état à l'instant $(k+1)T$ en fonction de l'état et des mesures effectuées à l'instant kT . Les équations récurrentes qui permettent de réaliser cette prédiction sont les équations du modèle déterministe.

$$\hat{X}_{(k+1/k)} = F_k \hat{X}_{(k/k)} + G_{(k)} u_{(k)} \quad (5.15)$$

avec : $\hat{X}_{(k+1/k)}$ l'estimation à priori de l'état puisqu'à l'instant où elle est calculée (kTe), on ne connaît pas encore la mesure $y_{(k+1)}$. Le vecteur $\hat{X}_{(k/k)}$ représente l'estimation de X à l'instant (kTe) après la prise en compte des mesures au même instant. C'est donc une estimation 'à posteriori' de l'état. On définit aussi les matrices de covariance des erreurs d'observation, associées aux vecteurs $\hat{X}_{(k+1/k)}$ et $\hat{X}_{(k/k)}$ par :

$$\begin{aligned} P_{(k/k-1)} &= E\{(\hat{X}_{(k/k-1)} - X_{(k)})(\hat{X}_{(k/k-1)} - \hat{X}_{(k)})^T\} \\ P_{(k/k)} &= E\{(\hat{X}_{(k/k)} - X_{(k)})(\hat{X}_{(k/k)} - \hat{X}_{(k)})^T\} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Où $P_{(k/k-1)}$ et $P_{(k)}$ sont des matrices définies positives. Elles donnent une indication sur la précision des estimations.

La projection de la matrice $P_{(k+1/k)}$ est donnée par :

$$P_{(k+1/k)} = F(k)P(k)F^T(k) + Q(k) \quad (5.17)$$

Ces équations récurrentes sont exécutées à chaque période d'échantillonnage. Les matrices de covariances peuvent perdre leur symétrie et conduire à une instabilité du filtre. Ce problème est évité si on utilise dans les calculs uniquement leurs parties triangulaires supérieures ou inférieures.

La phase de correction consiste à mettre à jour l'estimation de l'état $\hat{X}_{(k/k)}$ à partir de la nouvelle mesure à cet instant et de l'estimation a priori $\hat{X}_{(k/k-1)}$.

$$\hat{X}_{(k/k)} = \hat{X}_{(k/k-1)} + K_k [y_k - C_k \hat{X}_{(k/k-1)}] \quad (5.18)$$

Le gain $K_{(k)}$ optimal au sens de la minimisation de la variance à priori de l'erreur d'estimation est calculé à partir des algorithmes suivants :

La matrice de covariance doit être aussi mise à jour, on trouve donc :

$$P_{k/k} = ([I] - K_k C_k) P_{(k/k-1)} \text{ ou } P_{k/k} \text{ est la matrice de covariance de l'estimation à posteriori.} \quad (5.19)$$

$$K_k = P_{k/k} C_k^T (C_k P_{(k/k-1)} C_k^T + R_k)^{-1}$$

Dans les observateurs déterministes classiques, les gains de contre-réaction sont déterminés de façon à imposer la dynamique de convergence souhaitée. Dans le filtre de Kalman, la matrice \mathbf{K} est déterminée de façon à minimiser la moyenne de l'erreur de l'estimation quadratique.

L'étape de correction consiste à mettre à jour les estimations 'a priori' et la covariance d'erreur d'estimation correspondante à partir de la nouvelle mesure à cet instant. Cette correction est basée sur le calcul de qui doit être effectué en premier. A partir des variables d'état et de la matrice de covariance mises à jour à l'instant k , l'étape de prédiction consiste à les projeter à l'instant $k+1$ par l'utilisation du modèle de connaissance du système.

La formulation discrète du modèle d'état est obtenue par discrétisation de la solution continue entre deux instants d'échantillonnage, en posant $T_{(k+1)} - T_{(k)} = T$ et $T_{(k)} = kT$ ($k \in N$).

i) Application du filtre de Kalman au moteur BLDC à aimants permanents

Le système d'état du moteur dans le repère a,b,c (équations 3.1-3.6) peuvent s'exprimer par les équations :

$$\begin{aligned} \frac{dI_a}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} - RI_a - k_e \omega (a_{11} + a_{12}(\theta - \theta_{kcom})) \right] \\ \frac{dI_b}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} - RI_b - k_e \omega (a_{21} + a_{22}(\theta - \theta_{kcom})) \right] \\ \frac{dI_c}{dt} &= \frac{1}{L} \left[\frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} - RI_c - k_e \omega (a_{31} + a_{32}(\theta - \theta_{kcom})) \right] \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} (C_e - C_r) \text{ si on néglige } f \text{ (coef. de frottements)} \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Les coefficients a_{11} - a_{32} et les angles de commutations (θ_{kcom}) pour un moteur à FEM trapézoïdale (comme décrites figure VI.4), varient en fonction de la position et sont données dans le tableau V-1.

Tableau V-1: Positions de commutations et coefficients des FEM

θ	θ_{kcom}	a_{11}	a_{12}	a_{21}	a_{22}	a_{31}	a_{32}
$0 \leq \theta < \pi/3$	0	-2/3	4/π	4/3	-2/π	-2/3	-2/π
$\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$	π/3	2/3	2/π	2/3	-4/π	-4/3	2/π
$2\pi/3 \leq \theta < \pi$	2π/3	4/3	-2/π	-2/3	-2/π	-2/3	4/π
$\pi \leq \theta < 4\pi/3$	π	2/3	-4/π	-4/3	2/π	2/3	2/π
$4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3$	4π/3	-2/3	-2/π	-2/3	4/π	4/3	-2/π
$5\pi/3 \leq \theta < 2\pi$	5π/3	-4/3	2/π	2/3	2/π	2/3	-4/π

Le système (5.20) est non linéaire et se présente sous la forme générale suivante :

$$\dot{\underline{x}} = f(\underline{x}, \underline{u}) \quad (5.21)$$

Avec $\underline{x}_k = [I_a \ I_b \ I_c \ \omega \ \theta]^T_k$, $\underline{u}_k = [u_{ab} \ u_{bc} \ u_{ca}]^T_k$

$$\underline{y}_k = C_k \underline{x}_k = H_k \underline{x}_k = [I_a \ I_b \ I_c]^T_k$$

La discrétisation de (5.21) par l'approximation d'Euler du premier ordre donne:

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{x}_k + T f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \quad (5.21)$$

Où T est la période d'échantillonnage qui doit être très petite devant la constante de temps électrique du moteur.

L'intervalle d'échantillonnage étant beaucoup plus court que la constante d'inertie du moteur, la vitesse peut être supposée constante pendant un intervalle d'échantillonnage, ce qui se traduit par l'équation mécanique du mouvement:

$$\omega_{k+1} = \omega_k \quad (5.22)$$

L'application de l'équation de discrétisation (5.21) au système (5.20-5.22), nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}_{k+1} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L}T & 0 & 0 & -\frac{k_e T(a_{11} + a_{12}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R}{L}T & 0 & -\frac{k_e T(a_{21} + a_{22}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R}{L}T & -\frac{k_e T(a_{31} + a_{32}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}_k \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{T}{3L} & 0 & -\frac{T}{3L} \\ -\frac{T}{3L} & \frac{T}{3L} & 0 \\ 0 & -\frac{T}{3L} & \frac{T}{3L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix}_k
 \end{aligned} \quad (5.23)$$

L'équation de sortie s'exprime sous la forme suivante:

$$y_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_k x_k \quad (5.24)$$

ii) Equations du filtre de Kalman

Rappelons les équations générales sous forme d'état considéré (équation 5.11):

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A\underline{x} + B\underline{u} \\ \underline{y} = C\underline{x} \end{cases}$$

La discrétisation par l'utilisation de l'approximation d'Euler permet de déduire:

$$X_{(k+1)} = F_{(k)}X_{(k)} + G_{(k)}u_{(k)} \quad (5.25)$$

Sachant que la période d'échantillonnage T est au moins dix fois inférieure à la constante de temps électrique du moteur (L/R), les coefficients de l'équation (5.25) peuvent être écrite comme suit:

$$\begin{aligned}
 F_k &= I + AT \\
 G_k &= BT
 \end{aligned} \quad (5.26)$$

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L}T & 0 & 0 & -\frac{k_e T(a_{11} + a_{12}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R}{L}T & 0 & -\frac{k_e T(a_{21} + a_{22}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R}{L}T & -\frac{k_e T(a_{31} + a_{32}(\theta - \theta_{kcom}))}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_k$$

$$G_k = \begin{bmatrix} \frac{T}{3L} & 0 & -\frac{T}{3L} \\ -\frac{T}{3L} & \frac{T}{3L} & 0 \\ 0 & -\frac{T}{3L} & \frac{T}{3L} \end{bmatrix}_k \quad (5.27)$$

$$C_k = H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_k$$

Pour lancer les calculs, il est nécessaire de définir l'état initial du système (x_0, P_0) et les matrices de covariance. Assumant que les trois courants ont la même erreur de mesure, les matrices de covariance R et Q ont une structure diagonale:

$$R_k = \text{diag}[\sigma_{im}^2 \ \sigma_{im}^2 \ \sigma_{im}^2]$$

$$Q_k = \text{diag}[q_{11}q_{22}q_{33}q_{44}q_{55}] \quad (5.28)$$

V.4 Méthode proposée pour la commande du moteur BLDC sans capteur de position

Avant d'aborder la simulation de la commande trapézoïdale du moteur BLDC à aimants permanents, nous allons présentés la méthode proposée destinée à la commande sans capteur de position. Cette nouvelle méthode permet de calculer les instants de commutation des courants de phase avec une grande précision sans avoir recours aux capteurs à effet hall ou les résolveurs mécaniques. La mise en œuvre de cette méthode se base sur le calcul de la fonction dérivée seconde de la somme des tensions de phase ou celles entre lignes si la machine et à neutre inaccessible. L'implantation de ces détecteurs est plus facile et bon marché [12]. Cette méthode est assez robuste face aux variations de la résistance du stator en raison de changements de température ou de la fréquence. Toutefois, il est nécessaire d'employer un procédé de démarrage depuis l'arrêt par la détection de la position initiale.

La méthode proposée est basée sur la décomposition de courants de phase et de force contre-électromotrice par la transformation de Fourier.

La décomposition des formes rectangulaires des courants donne:

$$\begin{aligned}
 I_a(\theta) &= \frac{4I_m}{\pi} \sum_n \frac{1}{n} \cos n \frac{\pi}{6} \sin n\theta \\
 I_b(\theta) &= -\frac{2I_m}{\pi} \sum_n \frac{1}{n} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} + \sin n \frac{\pi}{2} \right) \cos n\theta + \cos n \frac{\pi}{6} \sin n\theta \right] \\
 i_c(\theta) &= \frac{2I_m}{\pi} \sum_n \frac{1}{n} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} + \sin n \frac{\pi}{2} \right) \cos n\theta - \cos n \frac{\pi}{6} \sin n\theta \right]
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

Avec $n= 1,5,7,11\dots$ (n impair sauf les multiples de 3)

Un calcul plus détaillé permet de trouver que les trois courants, pour différentes n ($n=1,5,7,11,13,17\dots$), forment un système triphasé équilibré.

Ceci nous conduit à conclure que :

$$\sum_{n=1,5,7..} I_{abc} = 0$$

Nous avons également besoin de décomposer les équations des FEM trapézoïdales, ce qui donne le résultat suivant:

$$\begin{aligned}
 e_a(\theta_e) &= \frac{E_m}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{2}{n^2} \sin n \frac{\pi}{6} \sin n\theta_e \\
 e_b(\theta_e) &= \frac{E_m}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5..} \frac{1}{n^2} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} - \sin n \frac{\pi}{2} \right) \sin n\theta_e - \cos n \frac{\pi}{6} \cos n\theta_e \right] \\
 e_c(\theta_e) &= \frac{E_m}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n^2} \left[\left(\sin n \frac{\pi}{6} - \sin n \frac{\pi}{2} \right) \sin n\theta_e + \cos n \frac{\pi}{6} \cos n\theta_e \right]
 \end{aligned} \tag{5.30}$$

Avec $n= 1,3,5,7\dots$

où $E=\phi' \omega$ et ϕ' - flux des aimants permanents

Afin d'estimer la position du rotor, il est nécessaire d'utiliser le système (3.3), ce qui donne:

$$\sum_{k=a,b,c} V_k = R \sum_{k=a,b,c} I_k + L \frac{d}{dt} \sum_{k=a,b,c} I_k + \sum_{k=a,b,c} e_k \tag{5.31}$$

Or nous avons trouvé que :

$$\sum_{a,b,c} I_k = 0$$

Cette égalité est valable à tout instant.

Donc, la combinaison de l'équation (5.3) à la condition sur la somme des courants nous donne :

$$\sum_{k=a,b,c} V_k = \sum_{k=a,b,c} e_k \quad (5.32)$$

Le système d'équations (5.30) peut être écrit sous la forme suivante:

$$\sum_{k=a,b,c} e_k = \begin{cases} 0 & \text{for } n = 1,5,7,11,13,17, \dots \\ 0,81E_m \sin 3\theta & \text{for } n = 3 \\ -0,09E_m \sin 9\theta & \text{for } n = 9 \\ 0,0324E_m \sin 15\theta & \text{for } n = 15 \end{cases} \quad (5.33)$$

Afin de vérifier la validité de cette relation (5.32), la figure 3 illustre la décomposition de la somme de force contre-électromotrice qui est nettement différente de zéro.

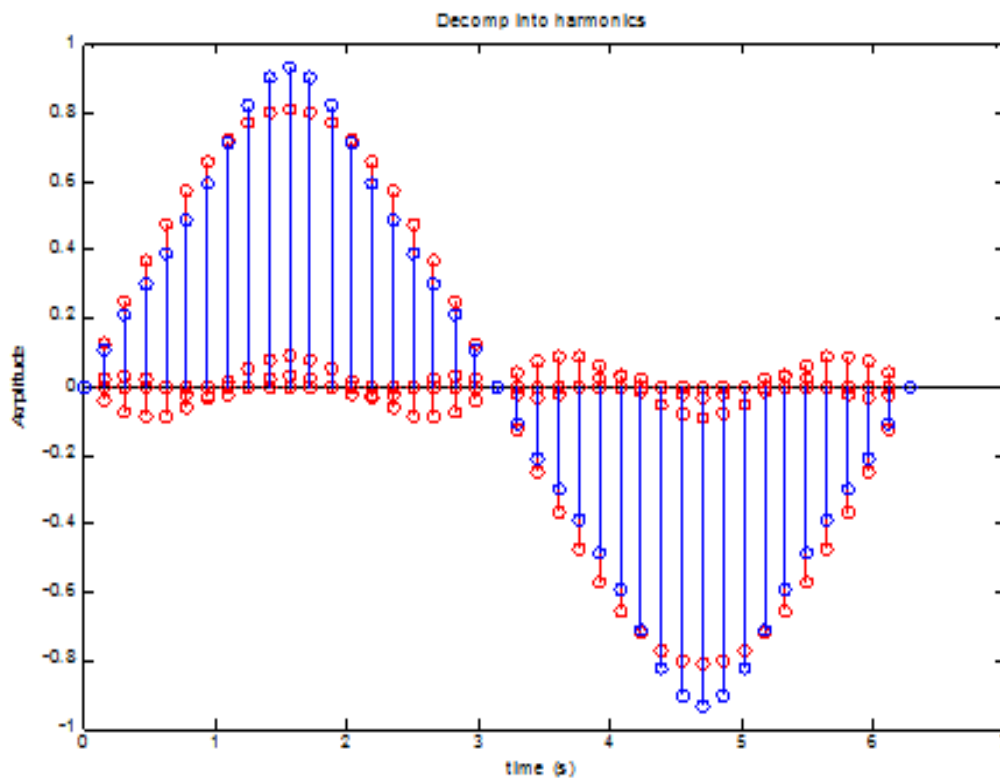


Fig. 5.3: Représentation de la décomposition de la somme des FEM

Le système (5.33) permet de conclure que la somme des forces contre-électromotrices contient l'information relative à la position du rotor. En effet, la figure 5.4 trace l'erreur entre la somme des tensions et la somme des FEM ($Err = \sum_{k=a,b,c} V_k - \sum_{k=a,b,c} e_k$) qui est très proche de zéro.

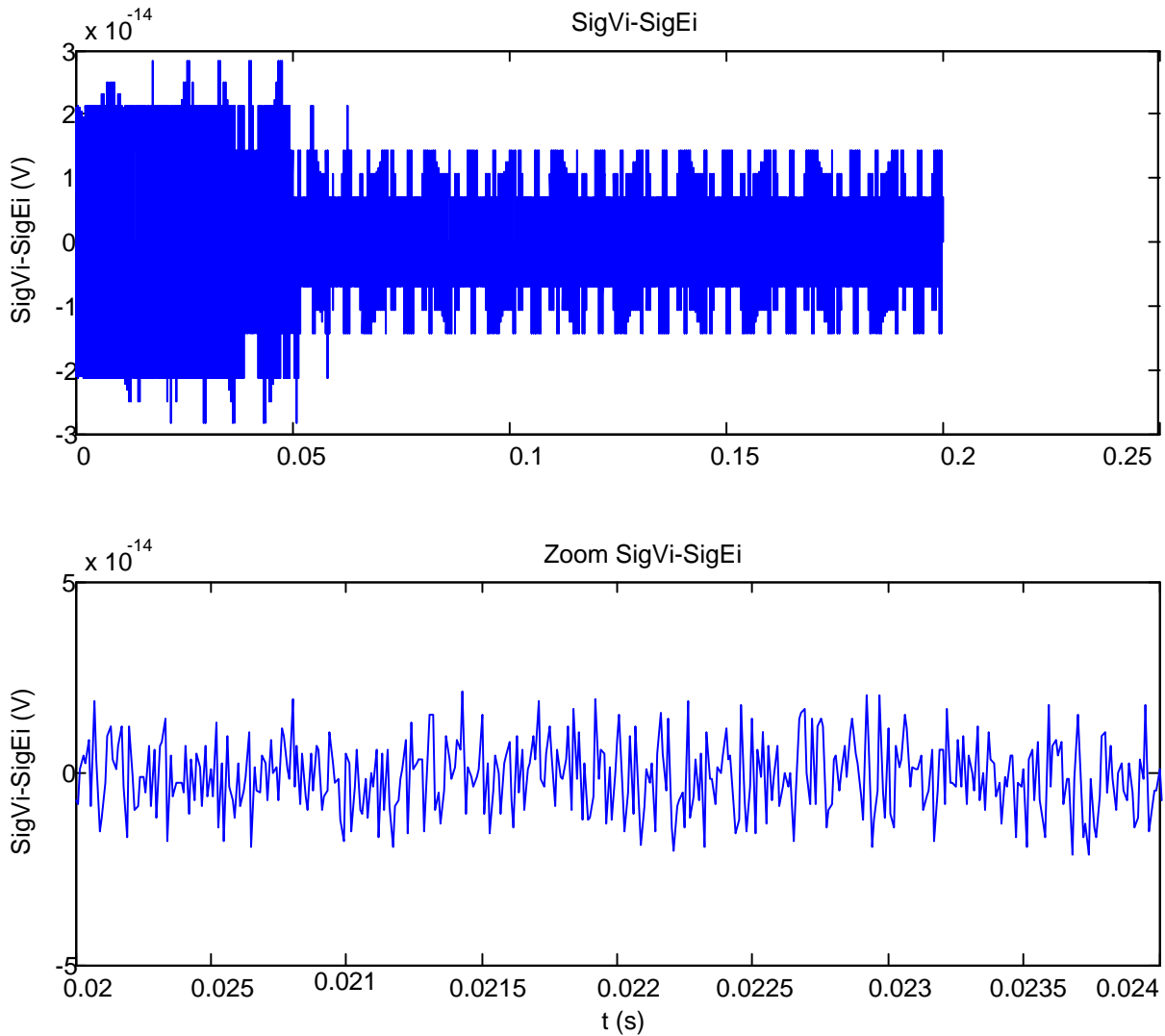


Fig. 5.4: Illustration de l'égalité SigVi et SigEi

Ainsi, nous pouvons utiliser les tensions aux bornes de la machine, dont la somme (notée $SigV_i$) est exactement égale à la somme des force contre-électromotrice, pour estimer la position du rotor. La méthode proposée est basée sur la dérivée seconde de la fonction somme des tensions aux bornes ($\frac{d^2 SigV_i}{dt^2}$). La figure 5.5 montre la structure du diagramme-bloc donnant le principe du calcul des instants de commutation pour le contrôle du moteur BLDC sans capteur.

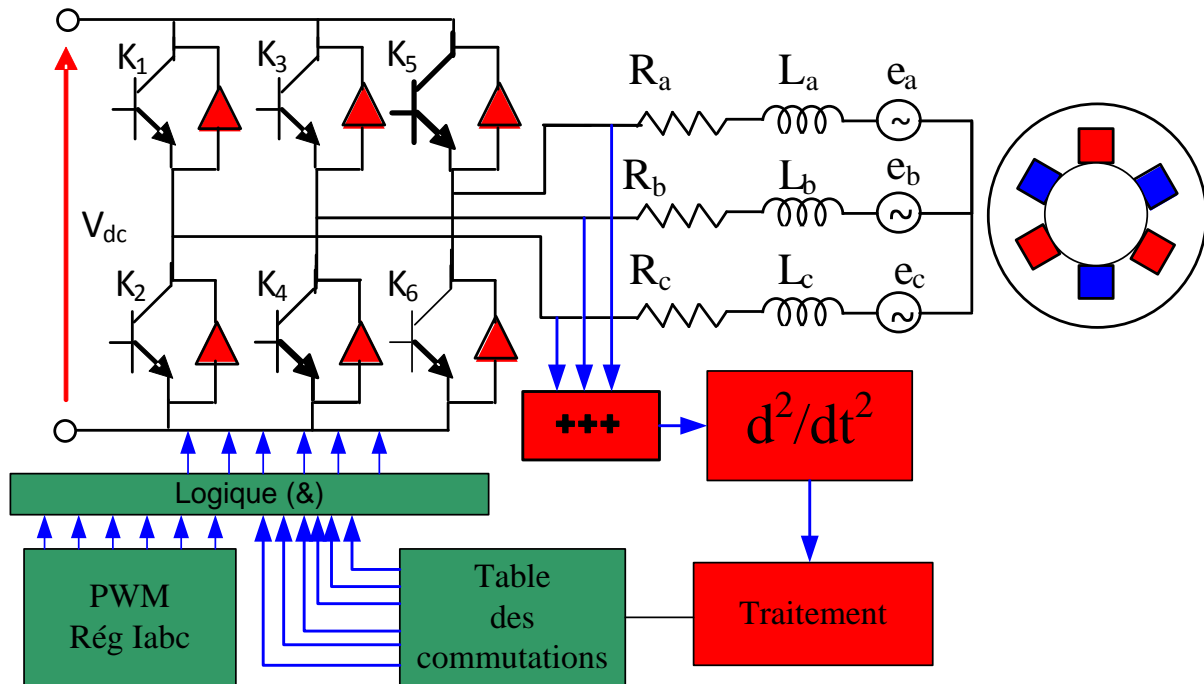


Fig. 5.5: Schéma structurelle de la commande sans capteur

Sur la figure 5.5 représentant la structure de la commande sans capteurs de position, se base sur la mesure uniquement des trois tensions. Nous pouvons remarquer la présence du bloc "traitement" qui permet de filtrer et réduire les pics liés à l'opération de dérivation. Le bloc "table des commutations" procède à la détermination des instants de commutations des courants de phases. Le bloc PWM provient du régulateur par hystérésis. Enfin, une commande logique permet de combiner les impulsions provenant des deux blocs précédents et génère les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

Les opérations permettant le traitement de la fonction dérivée seconde SigmaVi, consiste, tout d'abord à réduire l'amplitude de cette fonction qui est relativement grande, puis à éliminer les ondulations résiduelles par comparaison et finalement le maintien du niveau des impulsions obtenues au moyen d'un "Bloqueur d'ordre zéro: zero-order-hold" de la bibliothèque simulink. Le schéma de simulation est donné par la figure 5.6.

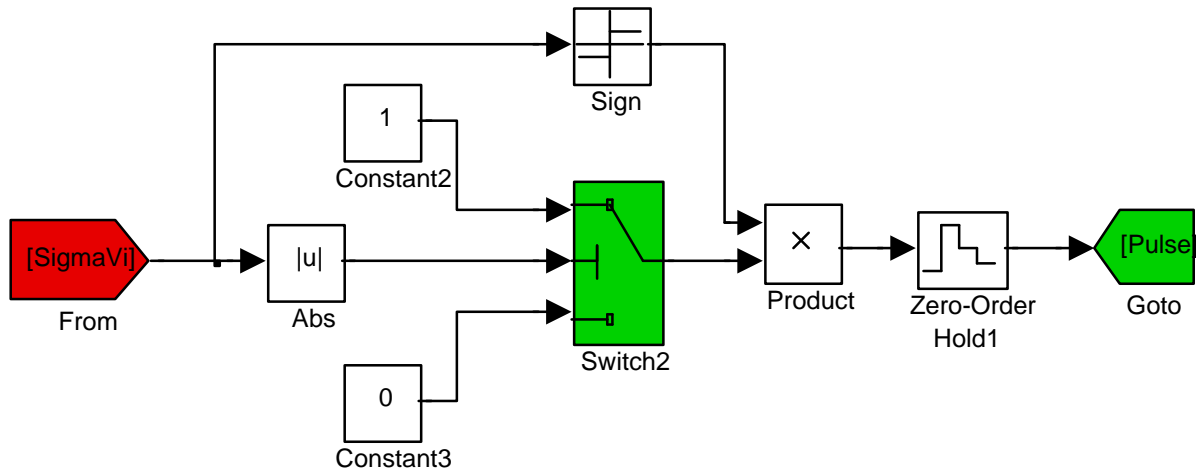


Fig.5.6: Schéma de simulation du bloc de la fonction $d^2\Sigma Vi/dt^2$

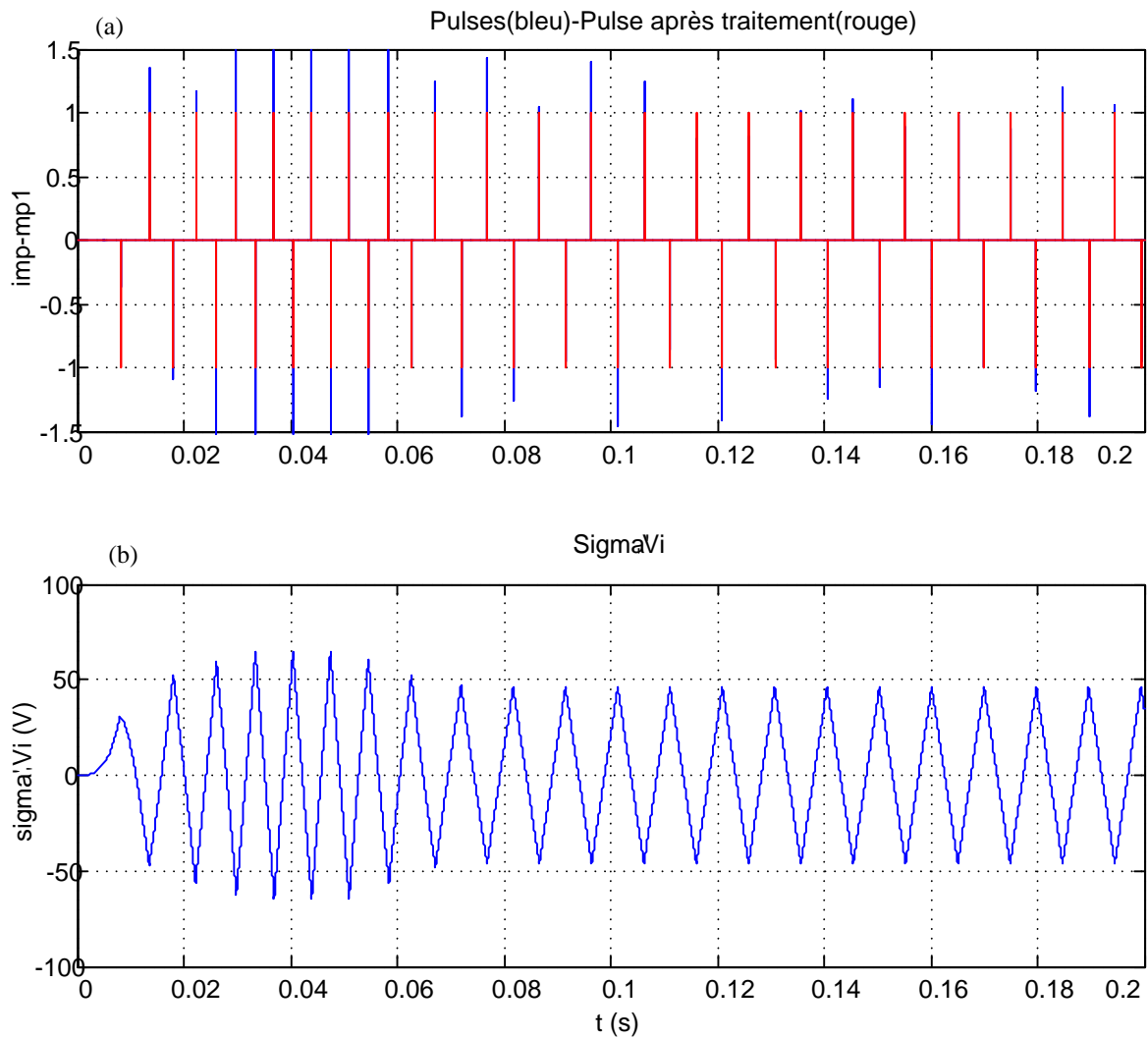


Fig. 5.7: (a) Impulsions de commutation (Sans traitement **bleu**, après traitement **rouge**), (b) somme des tensions

Dans la figure 5.7 nous avons représenté la somme des tensions de phases (V_a , V_b et V_c) qui est une tension non nulle (fig. 5.7 (b)), et les impulsions qui résultent de l'opération de dérivation seconde (fig. 5.7(a) en rouge les impulsions ayant subi le traitement par le circuit de la figure 5.6).

V.5 Commande trapézoïdale du PM BLDC moteur à aimants permanent

Dans cette partie, nous allons développer puis tester, par des simulations, une commande trapézoïdale dans un repère a,b,c. Le principe de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC consiste à générer un courant de référence, obtenu lui même par une boucle de régulation de vitesse, et de comparer à l'amplitude du courant mesurée. Nous avons donc, deux boucles de régulation à étudier. La référence pour le courant est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (IP) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle. Dans cette commande, nous avons utilisé les régulateurs à hystérésis pour la boucle de régulation des courants qui sont préférés aux régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI) tant que ces courants ont une forme rectangulaire et restent constants sauf aux moments de commutations. Ces régulateurs donnent des résultats très satisfaisant.

V.5.1 Simulation de la commande du moteur BLDC sans capteur de position

Avant de passer à la validation par simulation, il est nécessaire d'abord de commencer par la détermination des structures de régulation. En effet nous avons deux boucles de régulation, la première concerne la boucle des courants électriques et la seconde celle de la vitesse du rotor. Notre objectif est la validation de l'algorithme de commande sans capteur mécanique proposé. Nous présenterons ensuite des essais de robustesse de la commande lors de la variation de certains paramètres de la machine et particulièrement la résistance statorique.

V.5.1.1 Etude du régulateur des courants à hystérésis

Les performances des systèmes de commande dépendent essentiellement de la technique d'asservissement en courant utilisée. Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un courant à un courant de référence donné. La technique dite MLI utilise des régulateurs en général à structure linéaire (type PID, RST) ou non linéaire (glissant...) [4]. La sortie de ces régulateurs est alors comparée à un signal porteur; on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence du signal porteur fixe donc la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sortie des régulateurs évoluent

lentement sur une période du signal porteur. Cette technique facile d'utilisation assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de part sa structure, des propriétés dynamiques limitées.

Pour augmenter les propriétés dynamiques des régulateurs de courant, il est possible d'utiliser une autre classe de régulateur de courant dont la sortie cette fois-ci discrète, permet de piloter directement les interrupteurs de puissance. Parmi ces régulateurs, le plus couramment utilisé, à la fois simple d'utilisation et robuste, est le régulateur dit "à hystérésis". En fait, ce régulateur assure un bon contrôle du courant sans exiger une connaissance parfaite du modèle ou de ses paramètres.

Sa faiblesse réside dans le fait que la fréquence de commutation est variable, ce qui se traduit par la génération de nombreux harmoniques dans la forme d'onde de courant.

De nombreux travaux ont été réalisés pour fixer la fréquence de commutation de ce régulateur via des modifications mineures de sa structure. Quelques auteurs proposent d'utiliser un régulateur à hystérésis avec une largeur de bande variable [22]. Dans [Com 94], les auteurs proposent d'ajouter un signal porteur à une structure de type hystérésis pour assurer le fonctionnement à fréquence fixe. Dans ce chapitre nous étudions le régulateur à hystérésis classique.

Ce régulateur peut être utilisé aussi bien pour le contrôle du courant dans les éléments inductifs d'un hacheur DC/DC que pour le contrôle du courant de charge d'un convertisseur DC/AC (Figure 5.8 (a)). Son principe de fonctionnement est détaillé sur la Figure 5.8(b). A la référence de courant i_{ref} est additionné un signal porteur de forme triangulaire d'amplitude A et de période T . La référence de courant obtenue après modulation est notée $i_{ref,m}$. Ce nouveau signal de référence est alors comparé à la mesure du courant i . Le signal d'erreur obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande $2Bh$ dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance [4].

Le régulateur à hystérésis s'applique aux convertisseurs DC/AC pour lesquels la source continue est supposée constante. Il est alors possible pour étudier le comportement du courant de ne considérer qu'une seule équation différentielle prenant en compte tous les types de convertisseur pouvant être utilisé avec ce régulateur. Il vient pour une phase quelconque :

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - (1 - u)v_2 + uv_1 - e \quad (5.34)$$

Où :

- v_1 et v_2 représentent les tensions appliquées aux bornes de l'élément inductif quand l'interrupteur principal est respectivement à l'état passant ($u=1$) ou bloqué ($u=0$).
- e représente une force contre électromotrice en série avec l'inductance de charge.

Les expressions des tensions v_1 , v_2 et e dépendent de la structure de puissance utilisée. Pour un onduleur (convertisseur DC/AC) $v_1 = ve$, $v_2 = e$ (avec $e < ve$ et ve est la tension d'entrée du convertisseur).

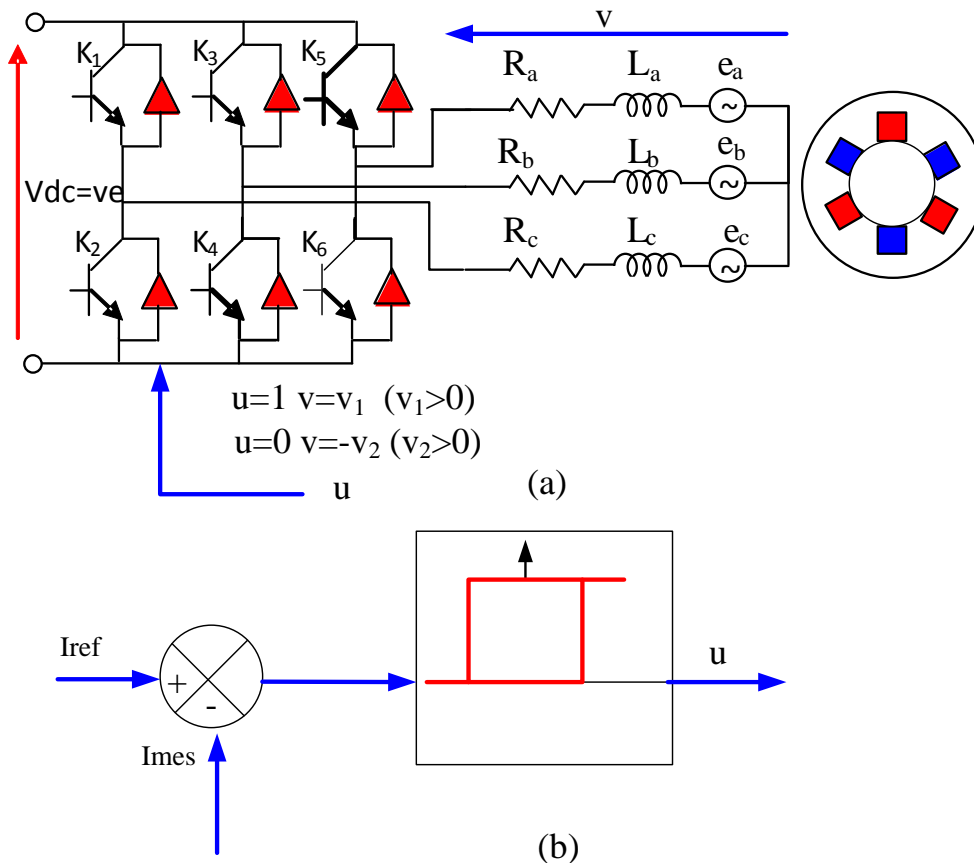


Fig. 5.8: Schéma de principe du régulateur à hystérésis avec l'onduleur
(a) Onduleur avec le moteur BLDC
(b) schéma de principe du régulateur à hystérésis

Pour une fréquence du signal porteur donnée, les paramètres de contrôleur de ce régulateur sont l'amplitude du signal triangulaire (A) et la largeur de bande d'hystérésis (B_h). Si ces paramètres ne sont pas bien dimensionnés, la fréquence de commutation sera supérieure ou inférieure à la fréquence souhaitée à savoir la fréquence du signal porteur.

Lors d'une séquence de fonctionnement deux phases sont alimentées en série et l'équation s'écrit comme suit:

$$V_a = RI_a + L \frac{I_a}{dt} + e_a \quad (5.35)$$

$$\text{Et } V_a = \frac{V_{dc}}{2}$$

Cependant, si le courant de référence i_a^* circule dans la charge, donc la tension V_a^* qui correspond à ce courant est donnée par:

$$V_a^* = RI_a^* + L \frac{dI_a^*}{dt} + e_a \quad (5.36)$$

La différence entre le courant de charge et le courant de référence peut être définie comme ε_a dont:

$$\varepsilon_a = I_a^* - I_a \quad (5.37)$$

On soustrait (5.35) de (5.36), et en substituant dans (5.37):

$$\begin{aligned} V_a^* - V_a &= R(I_a^* - I_a) + L \frac{d(I_a^* - I_a)}{dt} \\ V_a^* - V_a &= R\varepsilon_a + L \frac{d\varepsilon_a}{dt} \end{aligned} \quad (5.38)$$

Pour une fréquence de commutation raisonnablement élevée on peut négliger l'effet de la résistance, donc (5.38) devient:

$$V_a^* - V_a = L \frac{d\varepsilon_a}{dt} \quad (5.39)$$

Le terme $V_a^* - V_a$ peut être considéré constant pendant une période de modulation, donc l'erreur $\varepsilon_a(t)$ a une forme triangulaire.

L'équation (5.39) peut être exprimée comme:

$$\begin{aligned} V_a^* - \frac{V_{dc}}{2} &= L \left(\frac{\frac{B_h}{2} + \frac{B_h}{2}}{t_p} \right) \\ V_a^* + \frac{V_{dc}}{2} &= L \left(\frac{-\frac{B_h}{2} - \frac{B_h}{2}}{T - t_p} \right) \end{aligned} \quad (5.40)$$

De (5.39) et (5.40), la période de commutation est donnée par:

$$T = \frac{4LB_h}{V_{dc}[1 - (V_n)^2]} \text{ avec } V_n = \frac{V_a^*}{\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)} \quad (5.41)$$

$$t_p = T \frac{1 - V_n}{2} \text{ et } t_n = T \frac{1 + V_n}{2}$$

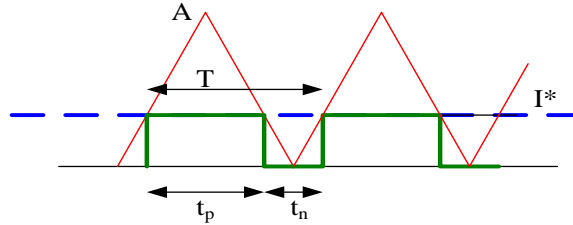


Fig. 5.9: Définition des paramètres

L'équation (5.41) montre que la période de commutation est exprimée en fonction de la largeur de la bande B_h et de la tension normalisée V_n .

Si B_h est constante et V_n varie d'une période à l'autre, donc la période de commutation T est variable.

Dans le cas du moteur BLDC à FEM trapézoïdale, la tension ne varie pas sinusoïdalement, comme dans le cas des moteurs synchrones ou asynchrones. De ce fait, nous pouvons adopter ce type de régulateur pour notre commande.

Si nous choisissons une période de commutation dix fois inférieure à la constante de temps électrique du moteur nous obtenons:

$$T = \frac{\tau_e}{10} = \frac{L}{10R} = \frac{9,4 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 1,43} = 657 \mu s$$

V.5.1.2 Etude du régulateur de la vitesse rotorique

Dans notre système de commande le temps de réponse de la boucle interne de courant est très faible par rapport à la dynamique de la boucle externe de vitesse. En effet, on suppose que la réponse des courants est quasi-instantanée par rapport à la partie mécanique. Le contrôle de la vitesse est assuré par un régulateur de type IP dont les gains sont respectivement K_p et K_I . La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

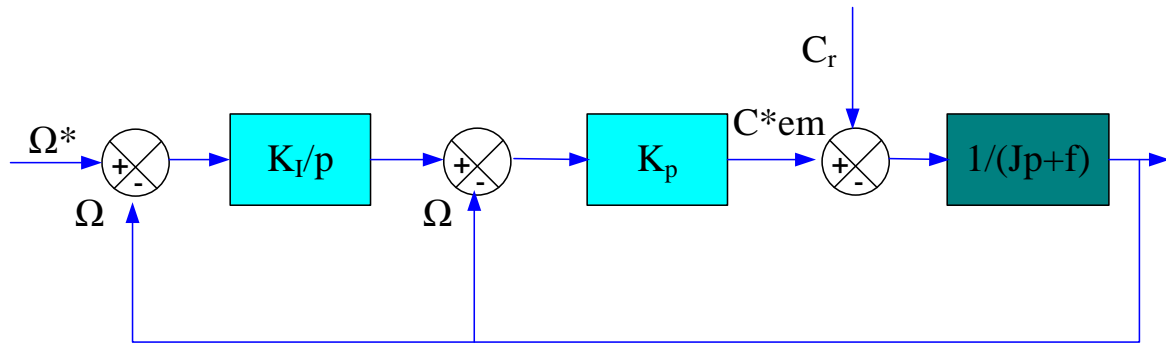


Fig. 5.10: Schéma structurelle de la boucle de régulation de la vitesse

D'après le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Jp + f} (C_{em}^* - C_r) \quad (5.42)$$

Dans le cas d'utilisation d'un régulateur IP, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{1}{\frac{J}{K_I} p^2 + \frac{1}{K_I K_p} (K_I + f)p + 1} \quad (5.43)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre :

$$G_{BF} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{0\Omega}^2} p^2 + \frac{2\xi}{\omega_{0\Omega}} p + 1} \quad (5.44)$$

Après avoir identifié le dénominateur à la forme canonique, il est nécessaire de résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_I} = \frac{1}{\omega_{0\Omega}^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_{0\Omega}} = \frac{1}{K_I K_p} (K_p + f) \end{cases} \quad (5.44)$$

Afin d'obtenir une réponse sans dépassement ($\xi = 1$), on doit respecter la relation suivante :

$\omega_{0\Omega} \cdot t_{rep\Omega} \approx 4,75$ (A partir des abaques d'un système de second ordre (présentés dans l'annexe)), où $t_{rep\Omega}$ représente le temps de réponse en vitesse du système. Les paramètres du régulateur de vitesse sont les suivants :

$$\begin{cases} K_I = J \left(\frac{4,75}{t_{rep5\%}} \right)^2 \\ K_p = \frac{J\omega_0^2 + f}{2J\omega_0} \end{cases} \quad (5.45)$$

Après avoir déterminé les paramètres des régulateurs des courants et de vitesse, nous présentons dans la section qui suit les résultats de simulation.

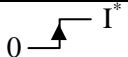

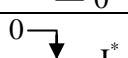
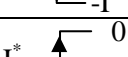
V.6 Présentation des résultats de simulation

Pour les résultats de simulation, nous avons choisi d'étudier le comportement de la commande associée à la méthode de calcul des instants de commutation (commande sans capteurs de position) pour une régulation de vitesse.

La méthode proposée a été simulée avec succès sur des moteurs BLDC dont les paramètres sont présentés en annexe 01.

Dans cette section, l'efficacité de la méthode proposée de commande sans capteur pour le moteur BLDC à aimants permanents est vérifiée par la simulation sous l'environnement Matlab-Simulink. Plusieurs essais ont été effectués pour vérifier les performances de la méthode proposée. Le tableau VI-2 résume la procédure de commutation des courants combinée aux commandes issues de la PWM obtenues des régulateurs de courant à hystérésis.

Tableau V-2: Procédure de commutation issue de commande sans capteur $FG = \frac{d^2 SigVi}{dt^2}$

	FG	I_k	Then I_k (k=a,b,c)
If	> 0	0	
If	> 0	> 0	
If	< 0	0	
If	< 0	< 0	
If	> 0	< 0	I^*
If	< 0	> 0	I^*

Comme décrit dans le schéma fonctionnel (Fig. 5.11), la régulation de vitesse donne le module du courant de phase.

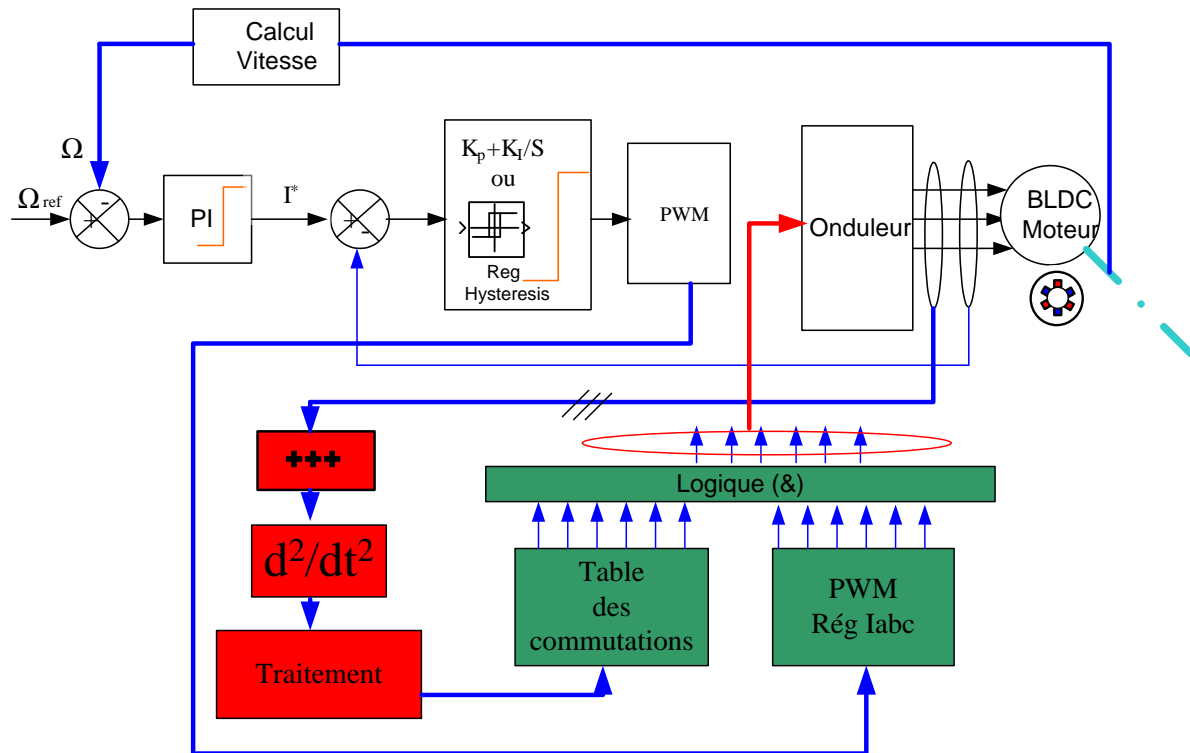
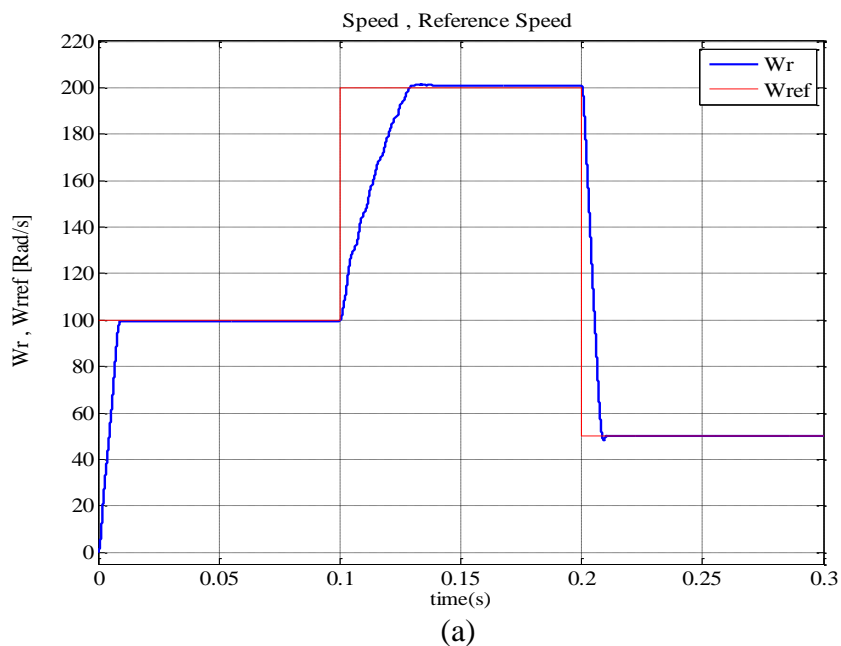


Fig. 5.11: Schéma globale de la commande sans capteur

V.6.1 Variation de la vitesse et application d'un couple de charge

Nous allons maintenant présenter les résultats de simulation. Dans un premier temps, nous avons testé la commande sous une variation de la vitesse qui suit un profil variant brusquement. Puis application d'un couple de charge nominale entre les instants 0.1s et 0.15s. Les figures (5.12 5.13 et 5.14) représentent les formes des grandeurs obtenues et finalement un test sous vitesse constante qui permet de distinguer les impulsions de commutation générés par la commande sans capteur.



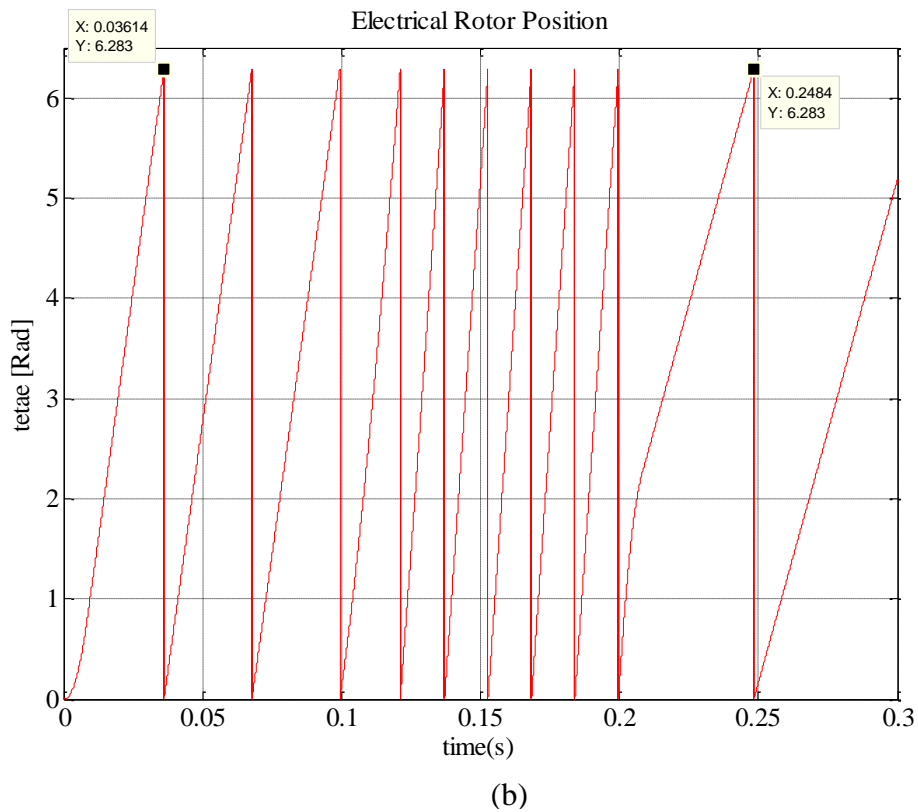


Fig. 5.12 - Réponses obtenues pour un profil de vitesse variable.
(a) Vitesse, (b) position.

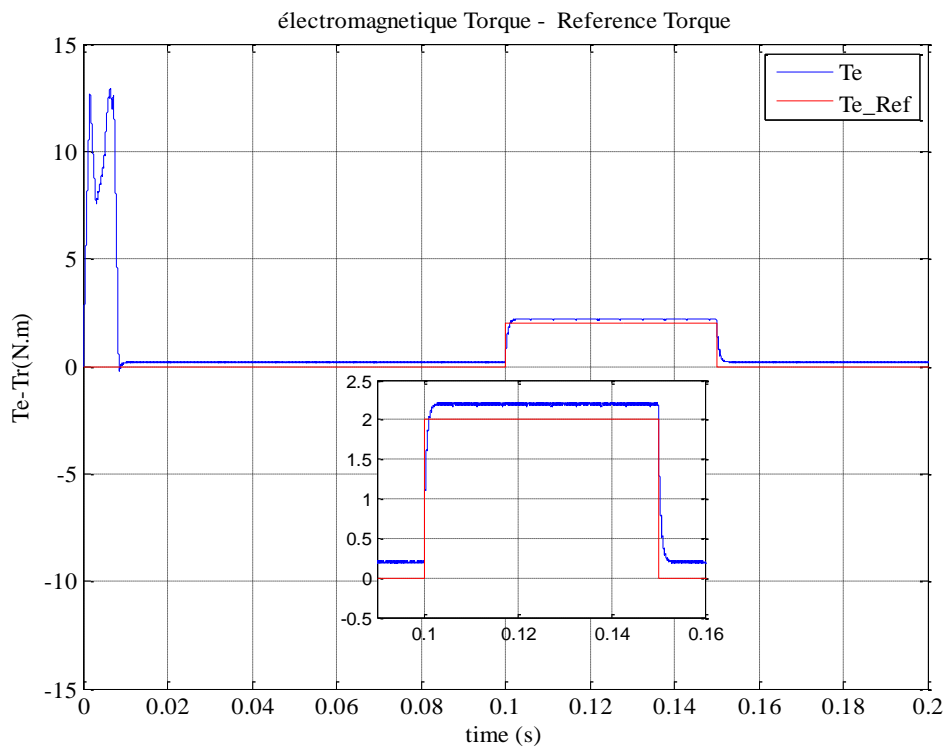
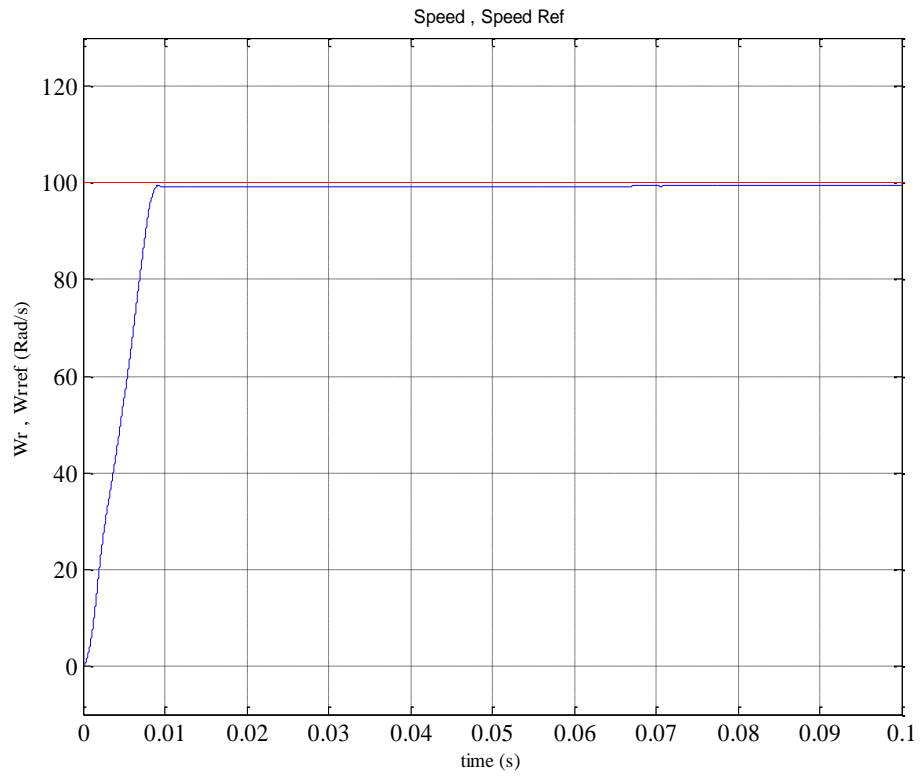
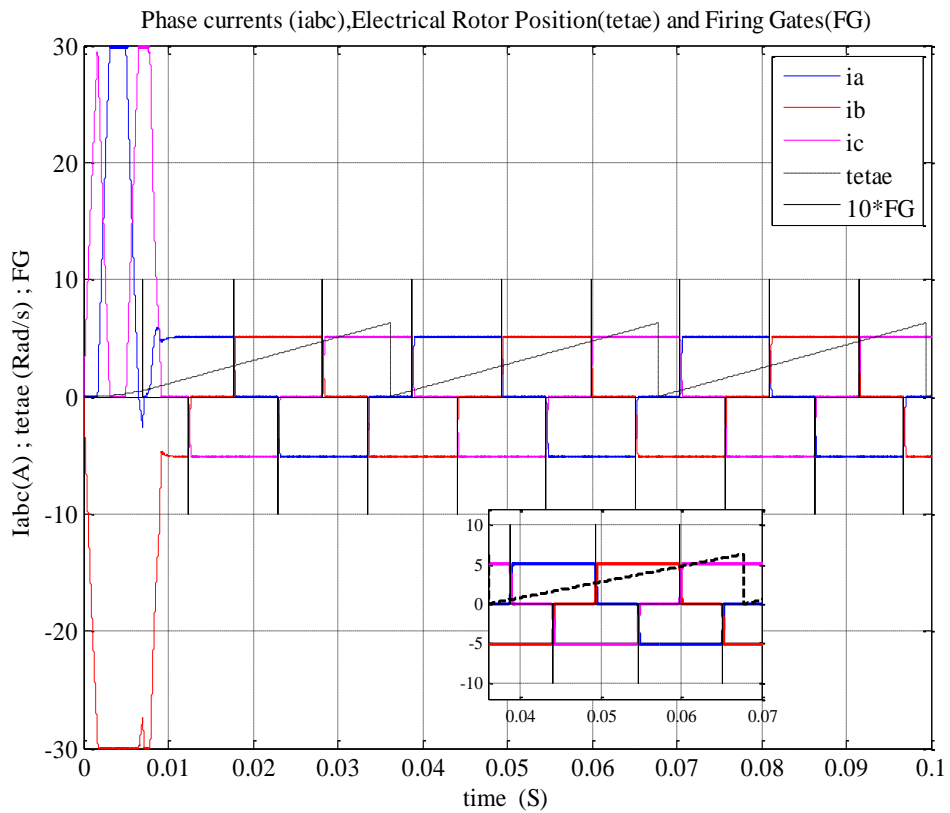


Fig. 5.13: Couple électromagnétique après application
d'un couple de charge



(a)



(b)

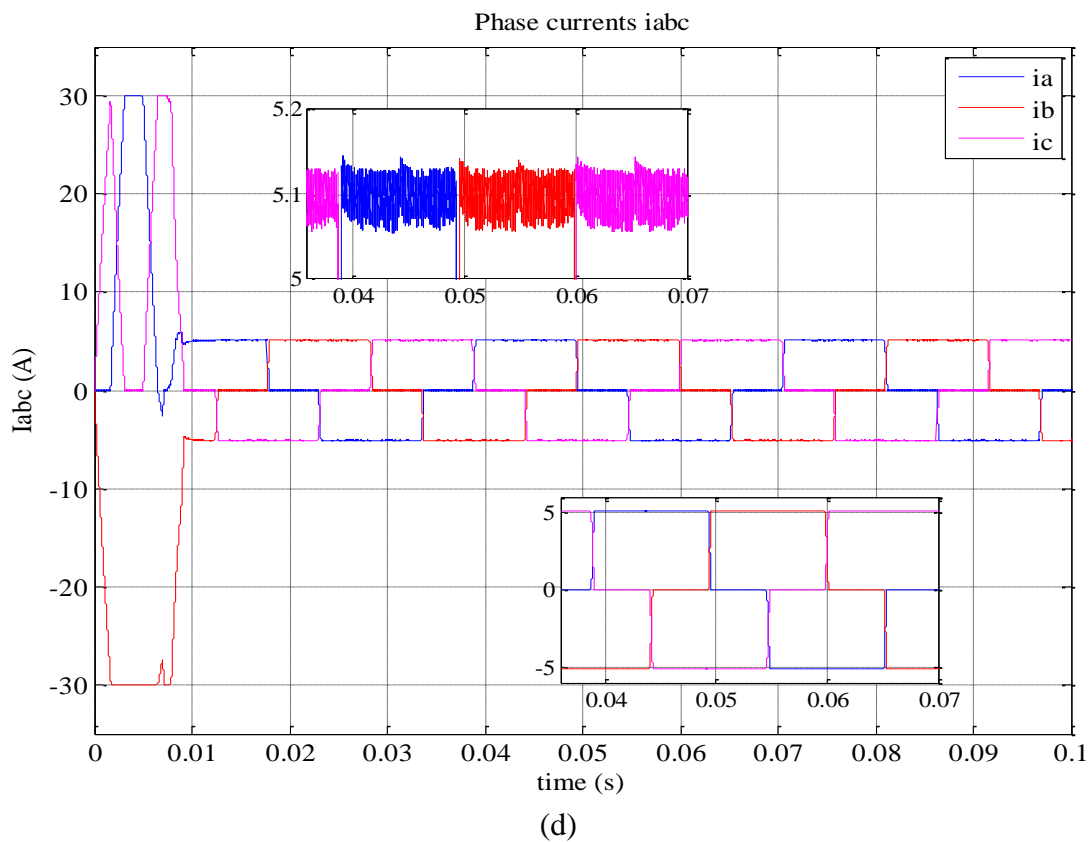
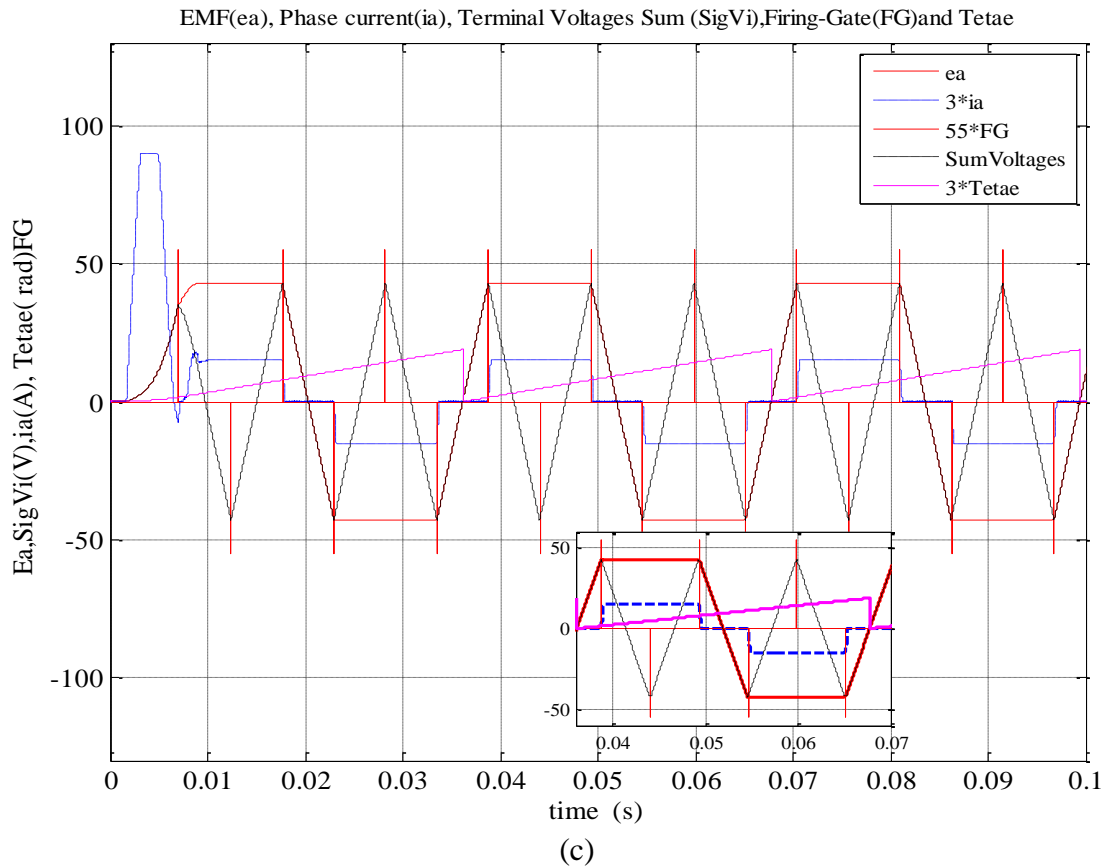


Fig. 5.14: Réponses sous vitesse constante (avec agrandissement)

(a) Vitesse et profil de vitesse, (b) i_{abc} , teta et impulsions FG,
(c) i_a , teta, SigmaVi et FG, (d) i_{abc}

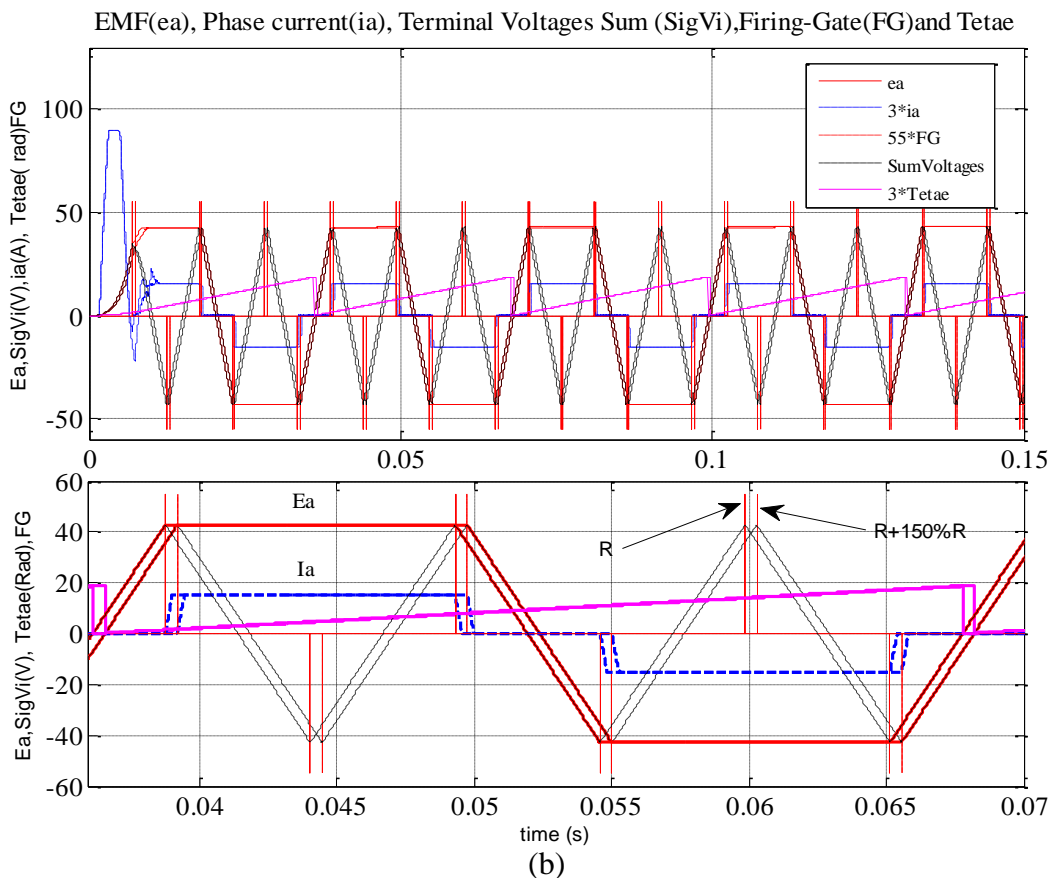
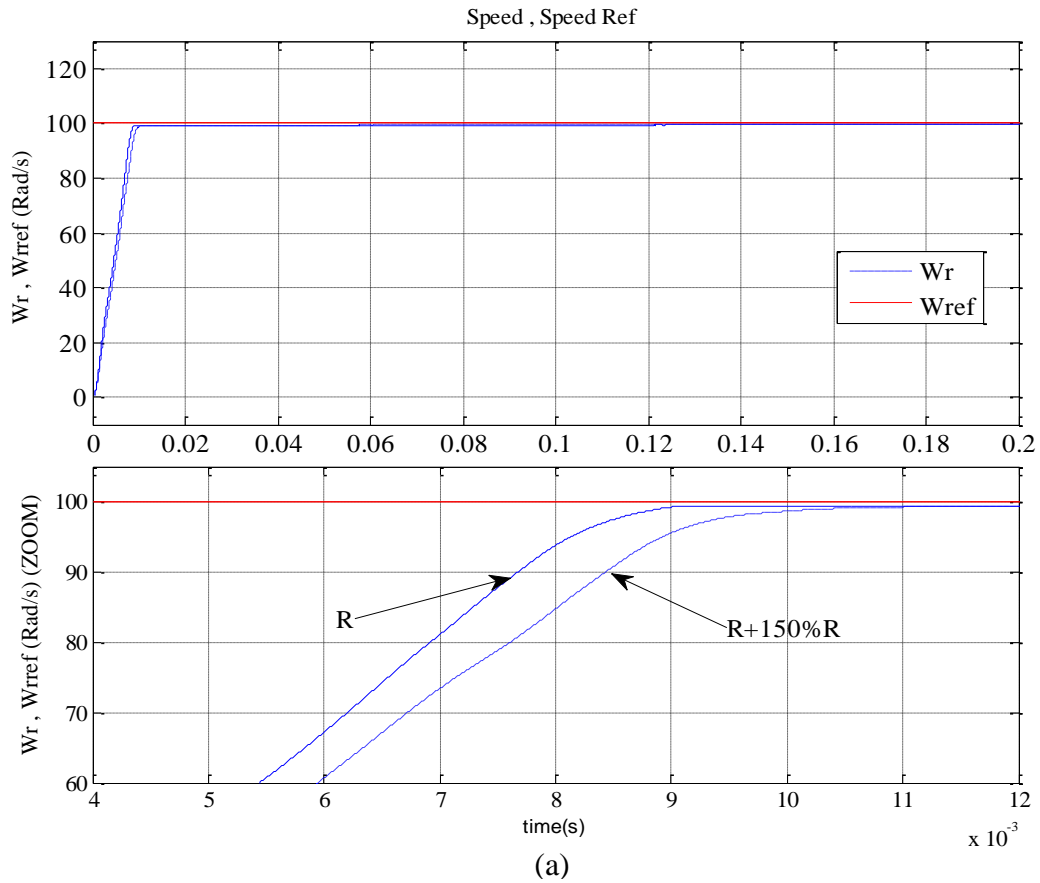
Les résultats de simulation de la figure 5.12-5.13 et 5.14 montrent le bon fonctionnement de la méthode de calcul des instants de commutation. Dans la figure V.12(a), on constate que la réponse de la vitesse est confondue avec le profil imposé avec une dynamique relativement rapide sauf lors de la phase de survitesse. Pendant le régime permanent, l'erreur de vitesse est pratiquement nulle. La présence du bruit est due seulement à la correction de la vitesse par l'action du régulateur PI. Dans la figure V.13 nous avons représenté la réponse du couple électromagnétique lors de l'application d'un couple de charge. Nous constatons la présence d'un couple de frottement non nul. Néanmoins nous pouvons remarquer l'amélioration des amplitudes des ondulations. Toutefois ces ondulations persistent et restent importantes et nécessitent l'intégration d'un algorithme de réduction des ondulations.

Sur la figure 5.14 (d) nous observons l'action du régulateur PI qui a réduit considérablement ses oscillations avec un ajustement judicieux des paramètres du régulateur. Cependant, le pic de courant au milieu de l'onde carré du courant, correspondant au instants de commutation, apparaît clairement. Les figures 5.14(b) et (c) permettent de voir l'apparition des impulsions de commutation exactement aux instants désirés.

V.6.2 Simulation du test de robustesse de la commande (variation de la résistance)

Par la suite, nous avons réalisé plusieurs tests de simulation afin de vérifier la robustesse de l'ensemble du système vis-à-vis des incertitudes paramétriques et particulièrement la résistance statorique, puisque elle est plus sensible à la température.

L'effet des variations de résistance du stator sur la nouvelle méthode est inspecté. Fig. 5.15 (a,b et c) décrivent les performances de la nouvelle méthode face à de grandes variations de la résistance de stator et illustrent les résultats de la simulation avec la vitesse de référence égale à 100 rad / s, le couple de charge égale à 2 Nm pour deux valeurs de résistance de stator ($R = R_n$ et $R = R_n + 150\% R_n$).



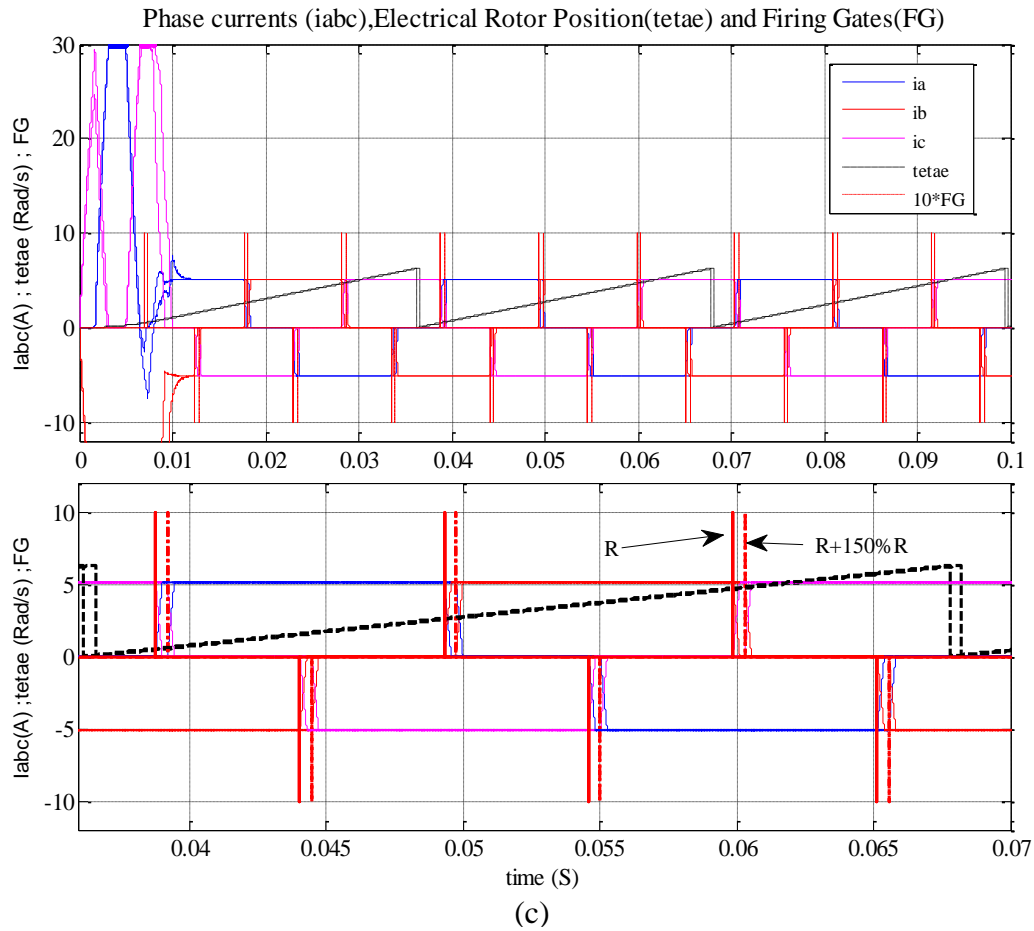


Fig. 5.15: Test de robustesse vis à vis à R ($R=R_n$ et $R=R_n+150\%R_n$)
 (a) Vitesse-Vitesse ref, (b) e_a, i_a , impulsion FG (avec agrandissement),
 (c) i_{abc} , teta et impulsions FG (avec agrandissement)

Cette variation de la résistance n'a pas affectée de manière significative les performances de cette nouvelle méthode. nous avons déterminé un temps de retard égal à $400 \mu s$ (la constante de temps électrique du moteur étant $\tau_e=657\mu s$). Les résultats de simulations montrent que cette commande est robuste et peut avoir les mêmes performances comparable à ceux d'une commande avec capteurs.

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord décrit l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la BLDCM. En effet, nous avons débuté par une représentation succincte de l'ensemble des domaines d'application de la machine BLDC et sa commande avec capteur de position afin de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que les différents avantages et inconvénients de l'emploi des capteurs. Ensuite, nous avons présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection de la position initiale du rotor des BLDC ou MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur l'estimation de la position initiale de la BLDCM et MSAP que nous avons détaillé, l'utilisation des impulsions de tension dans les différentes configurations de phases et la mesure des courants qui en résultent, semble être la technique la plus attractive car elle offre la possibilité de détecter cette position avec des erreurs acceptables. Ensuite, nous sommes passés à la présentation de la méthode que nous avons proposé pour la détermination des instants de commutation des courants dans les phases. La méthode proposée est basée uniquement sur la mesure des tensions de phase, puis, après calcul de la somme de ces tensions, nous procédons à la dérivation de cette somme, par la suite il est nécessaire de réaliser un traitement et une mise à niveau destinés à rendre les impulsions obtenus exploitable. Enfin, nous avons terminé avec la présentation des résultats de simulation qui se sont montrés concluant.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Notre travail a consisté à étudier une commande sans capteurs de position destiné au pilotage d'un moteur BLDC alimenté à partir d'une source photovoltaïque. L'environnement thermique et les contraintes liées à l'application pour laquelle le moteur sera destiné tel que les applications exigeantes en terme de précision ou en terme de qualité de couple, peuvent peser pour le dimensionnement de ce moteur. La minimisation des ondulations de couple, par exemple, passe par un choix judicieux de la structure du moteur mais aussi par la mise en œuvre de lois de commande adéquates. Pour certaines applications nécessitant de petits moteurs (voir miniatures) la commande sans capteurs s'impose. Suite à l'analyse des différentes solutions pour l'association convertisseur – machine, existantes, notre choix s'est orientés vers un moteur à aimants permanents alimenté par des courants de forme rectangulaires (non sinusoïdale). L'alimentation par des courants rectangulaire rend possible de se rapprocher plus des caractéristiques d'un moteur à courant continu sans les inconvénients du dispositif de commutation mécanique ainsi que l'obtention de lois de commande plus facile à mettre en œuvre.

La première étape, après le choix du type de moteur, a consisté à adopter une méthode de commande suite à l'exposition d'une panoplie de méthodes. A l'issu de l'étude comparative des méthodes qui se présentent, nous avons pris en considération que notre commande est sans capteur. En effet, la commande sans capteurs de position impose l'intégration d'algorithme de calcul des instants de commutation qui peut rendre le système plus complexe, notamment si l'on considère les applications destinées au grand publique.

Dans la suite de cette étape et dans le contexte d'alimenter le moteur à partir d'une source photovoltaïque, notre présentation a porté sur l'analyse d'une modélisation et simulation du fonctionnement électrique d'un système photovoltaïque (PV) adapté par une commande numérique (commande MPPT) assurant la poursuite de la puissance maximale fournie par le générateur PV ainsi que quelques types de convertisseurs DC-DC, utilisés dans les systèmes photovoltaïques. Comme l'hacheur dévolteur, l'hacheur survolteur et l'hacheur mixte (dévolteur-survolteur). Nous avons également, décrie le mécanisme de la poursuite pour l'extraction de la puissance maximale sous différentes conditions de fonctionnement. On a présenté les méthodes MPPT basées sur contre réaction de puissance, comme l'algorithme d'incrément de l'inductance et la méthode de perturbation et observation. Cette dernière

méthode est utilisée dans ce travail à cause de sa simplicité, et son exigence seulement des mesures de tension et du courant du panneau photovoltaïque.

La modélisation de la BLDC machine triphasée a été présentée dans un repère a,b,c en vue de sa commande. Le choix de la commande dite trapézoïdale simplifie le calcul des régulateurs. En effet, En négligeant l'effet des convertisseurs, on calcul les paramètres du régulateur de vitesse afin d'obtenir le comportement dynamique souhaité. L'utilisation de la commande trapézoïdale permet également de réduire la régulation des courants à une simple boucle de régulation de l'amplitude du courant et par conséquent donne la possibilité d'employer un régulateur à hystérésis. Ces régulateurs sont simple pour asservir le courant à sa référence notamment lors des commutations et aussi pour poursuivre des références rectangulaires.

Nous avons choisi de réaliser différents essais de simulation, à savoir en régime statique et dynamique de la machine. Des essais sous différentes conditions de charge et d'alimentation ont également été effectués. Les résultats des essais ont permis la validation des modèles élaborés et de les adopter pour la suite du travail. Les résultats obtenus montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante le comportement proche de la réalité de la machine et celle de son convertisseur. De plus, les résultats de simulation en régime permanent montrent que la machine présente un couple avec des ondulations importantes. En régime nominal, son taux d'ondulation est de l'ordre de 35% (selon les essais). Ces ondulations de couple sont surtout dues à la déformation des courants de phase durant les périodes de commutation.

Le souci de la dépendance du fonctionnement de la machine de la connaissance de la position de l'arbre, ou du moins des instants de commutation des courants, afin d'obtenir un couple maximal, a fait l'objet de la suite du travail.

En effet, nous avons décrit l'état de l'art de la commande sans capteur mécanique de la BLDCM. Tout d'abord, nous avons débuté par une représentation succincte de l'ensemble des domaines d'application de la machine BLDC et sa commande avec capteur de position afin de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que les différents avantages et inconvénients de l'emploi des capteurs qui n'est plus à démontrer. Ensuite, nous avons présenté les différentes méthodes développées dans la littérature pour la détection de la position initiale du rotor des BLDC ou MSAP. Bien que les méthodes soient nombreuses sur l'estimation de la position initiale de la BLDC et MSAP que nous avons détaillé, l'utilisation des impulsions de tension dans les différentes configurations de phases et la mesure des courants qui en résultent, semble être la technique la plus attractive car elle offre la possibilité de détecter cette position avec des erreurs

acceptables. Ensuite, nous sommes passés à la présentation de la méthode que nous avons proposée pour la détermination des instants de commutation des courants dans les phases. La méthode proposée est basée uniquement sur la mesure des tensions de phase, puis, après calcul de la somme de ces tensions, nous procédons à la dérivation de cette somme, par la suite il est nécessaire de réaliser un traitement et une mise à niveau destinés à rendre les impulsions obtenus exploitable. Enfin, nous avons terminé avec la présentation des résultats de simulation qui se sont montrés concluant.

Dans la continuité des travaux relatifs à la commande du moteur BLDC, plusieurs points peuvent être développés. En ce qui concerne la commande, et pour les applications exigeants un taux d'ondulations réduit, il serait bien sûr intéressant d'une part, d'implanter les stratégies de compensation des ondulations de couple ce qui permettrait ainsi l'amélioration des performances de l'actionneur. En ce qui concerne le filtre de Kalman, son implantation serait très bénéfique pour l'estimation des paramètres et des grandeurs non mesurables permettant ainsi l'amélioration des performances de la commande.

Références Bibliographiques

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M. ARROUF, "Optimisation de l'ensemble onduleur, moteur et pompe branche sur un générateur photovoltaïque", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [2] B. Boukais, "Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)", Thèse de doctorat de l'université Mouloud MAMMERI TIZI-OUZOU, 2012.
- [3] C. S. Berendsen, G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation strategies for brushless DC motors: Influence on instant torque," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 2, pp. 231–236, Apr. 1993.
- [4] H. Bühler, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Lausanne, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2006.
- [5] L. Cardoletti, A. Cassat, M. Jufer, "Sensorless position and speed control of a brushless DC motor from start-up to nominal speed", EPE Journal, Vol. 2, No 1, March 1992, pp. 25-34.
- [6] K. Cheng, Y. Tzou : "Design of a Sensorless Commutation IC for BLDC Motors". In: IEEE Transactions on Industrial Electronics (2003), Vol. 18, No. 6, November 2003, p. 1365-1375.
- [7] I. Colak, M. Sahin : "Sensorless control of a brushless DC motor using a Self-Tuning PID". In: proceedings of International symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation And Motion (SPEEDAM 2012), June 20-22, 2012, Sorrento, Italy, p. 1057-1062.
- [8] J.W. Dixon, I.A. Leal: "Current Control Strategy for Brushless DC Motors Based on a Common DC Signal". In: IEEE Transactions Industrial Electronics (2002), Vol. 17, No. 2, March 2002, p. 232-239.
- [9] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, Sep./Oct. 1996.
- [10] T. Furuhashi, S. Sangwongwanich, S. Okuma, 'A position and velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer, IEEE Transaction IES, Vol. 36, N° 3, pp. 89-95, 1992.
- [11] D. Gambetta , A. Ahfock : "New sensorless commutation technique for brushless DC motors", IET Electr. Power Appl., 2009, 3, (1), pp. 40–49

- [12] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande". Thèse de l'Istitut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [13] D. Grenier, R. Mende, J-P Louis, "Comparaison of several Control Strategies for D.C. Brushless Drives", 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON '94, Vol. 1, pp. 26-31, 1994.
- [14] J.F. Igueroa, J.C. Brocart, J.C. Ros, P.V. Iarouge : "Simplified Simulation Methods for Polyphase Brushless DC Motors" . In: ELSEVIER Mathematics and computers in Simulation 63 (2003), 2003, p. 209-224.
- [15] G.H. Jang, J.H. Park, J.H. Chang : "Position Detection and Start-up Algorithm of a Rotor in a Sensorless DLDC Motor Using Inductance Variation". In: IEE Proc.-Electric. Power Appl. (2002),Vol. 149, No.2, March 2002, p. 137-142.
- [16] M. Jufer, 'Circuits magnétiques', Techniques de l'ingénieur, D1050.
- [17] M Jug, B. Hribernik, A. Hamler, M. Trlep, B. Kreca, "Investigation of reluctance torque of brushless DC motor", In Proc Int Conf Elec Machines, pp. 132-137, 1990.
- [18] S. J. Kang and S. K. Sul, "Direct torque control of brushless dc motor with nonideal trapezoidal back-emf," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 6, pp. 796–802, Nov. 1995.
- [19] C-G. Kim, J-H. Lee, H-W. Kim, M-J. Youn, "Study on maximum torque generation for sensorless controlled brushless DC motor with trapezoidal back EMF". IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 152, No 2, March 2005, pp. 277-291.
- [20] D. K. Kim, K. W. Lee, and B. I. Kwon, "Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless dc motor drive," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 6, pp. 1762–1768, Nov. 2006.
- [21] T. Kim, M. Ehsani : "Sensorless Control of the BLDC Motors From Near-Zero to High Speeds". In: IEEE Transactions Industrial Electronics (2004),Vol. 19, No. 6, November 2004, p. 1635-1645.
- [22] M. Labraga, 'Contribution à la conception d'actionneurs à aimants permanents et commutation électronique fonctionnant à basse vitesse', Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.
- [23] D. Lahmar, L. Loron 'Compensation des ondulations de couple d'un moteur synchrone autopilotée', Revue d'Automatique et de Productique Appliquées, Vol. 8, No. 6, pp. 839-857, 1995.
- [24] B.K. Lee, M. Ehsani : Advanced BLDC Motor Drive for Cost and High Performance Propulsion System in Electric and Hybrid Vehicles. In: Proceedings of the 4th Electric Machines and Drives Conference, 2001, IEMDC '2001, IEEE International, June 17-20, 2001, Cambridge, MA, USA, p.246-251.

- [25] G-H. Lee, S-I. Kim, J-P. Hong, J-H. Bahn: 'Torque ripple reduction of interior permanent magnet synchronous motor using harmonic injected current', IEEE Trans. Magn., vol.44, no.6, pp. 1582–1585, 2008.
- [26] H. Le Huy, F. Piriou, A. Razek, and R. Perret, "Torque characteristics of brushless dc motors with imposed current waveform," IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Con. Rec, 1986.
- [27] F. Leprince-Ringuet, "Aimants permanents - Matériaux et applications", Techniques de l'ingénieur D2100.
- [28] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Instantaneous torque estimation in sensorless direct torque-controlled brushless dc motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1275–1283, Sep./Oct. 2006.
- [29] Y. Liu, Z-Q. Zhu, D. Howe, "Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives", IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 43, (4), pp. 1012–1021.
- [30] T. S. Low, T. H. Lee, K. J. Tseng, and K. S. Lock, "Servo Performance of a BLDC Drive with instantaneous torque control". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, pp 455-462, March-April 1992
- [31] D. Makiela : Sensorless control of high-speed PM BLDC motor. In: proceedings of IEEE International symposium on Industrial Electronics (ISIE 2011), June 27-30, 2011, Gdansk, Poland, p. 722-727.
- [32] N. Matsui: Sensorless PM Brushless DC Motor Drives. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics (1996), Vol. 43, No. 2, April 1996, p. 300-308.
- [33] D. Meekhun, "Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fils autonomes pour l'application aéronautique", Université de Toulouse, 2008.
- [34] J. Moerschell, M. Tursini, "A new vector control for inverted-fed permanent magnet synchronous motor using DSP", Conference proceeding EPE, Vol. 4, pp. 683-688, 1991.
- [35] B. Multon, "Application des aimants aux machines électriques", notes de cours version 2009. Ecole normale supérieure de Cachan.
<http://e-mecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>
- [36] B. Nahid-Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification « en ligne » des Paramètres", Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 2001.

- [37] F. Parasiliti, R. Petrella, M. Tursini : Initial Rotor Estimation Method for PM Motors. In: IEEE Transactions on Industry Applications (2003), Vol. 39, No. 6, November/December 2003, p. 1630-1640.
- [38] P.M. Pelczewski, U.H. Kunz : The Optimal Control of a Drive System with Brushless DC Motor. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics (1990), Vol. 37, No. 5, October 1990, p. 342-348.
- [39] C.L. Putta, B. Singh, B.P. Singh : Dynamic Performance of a Permanent Magnet Brushless DC Motor Powered by PV Array For Water Pumping. In: ELSEVIER Solar Energy Materials and Sollar Cells (1995), Vol. 36, 1995, p. 187-200.
- [40] J.F. Reynaud, "Recherches d'optimums d'énergies pour charge/décharge d'une batterie à technologie avancée dédiée à des applications photovoltaïques". Université de Toulouse, 2011.
- [41] T Sebastian, V Gangla, 'Analysis of induced EMF and torque waveforms in a Brushless permanent magnet machine', IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 1, January - February 1996.
- [42] G. Segulier, F. Notelet, 'Electrotechnique Industrielle', Edition Lavoisier.
- [43] J.X. Shen, Z.Q. Zhu, D. Howe : Sensorless Flux-Weakening Brushless Machines Using Third Harmonic Back EMF. In: IEEE Transactions on Industry Applications (2004), Vol. 40, No. 6, November/December 2004, p. 1629-1636.
- [44] B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines" IE(I) Journal-EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.
- [45] A. Stone, M. Buckley "Novel design and control of a trapezoidal back EMF motor", in Proc. MOTOR-CON'S5, Hannover, Germany, 1985.
- [46] G. Terorde, K. Hameyer, R. Belmans, "Sensorless control of a permanent magnet synchronous motor for PV-powered water pump systems using the extended Kalman filter. IEEE-ICEMD'99, Conf. Publ. No. 468, Canterbury, 1999, pp. 366-370.
- [47] B. Terzic, M. Jadric: Design and Implementation of the extended Kalman Filter for the Speed Rotor Position Estimation of Brushless DC Motor. In: IEEE Transactions Industrial Electronics (2001), Vol. 48, No. 6, Dec 2001, p. 1065-1073.
- [48] C. Tzuen-Lie, C. Ping-Lun, T. Der-Min : Sensorless speed control of BLDC motor using six step square wave and rotor position detection. In: proceedings of The 5th IEEE conference on Industrial Electronics and Application (ICIEA 2010. June 15-17, 2010, Taichung, Taiwan, p. 1358-1362.

- [49] J-M. Vinassa, "Contribution à la conception d'un actionneur à aimants permanents et commutation électronique destiné à l'assistance électrique de direction pour automobile", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.
- [50] M.T. Wishart, R.G. Harley, G. Diana : " The application of field oriented control to the brushless DC machine". In: Proceedings of the 4th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '91, September 3-6, 1991, Firenze, Italy, Vol. 3, p.629-634.
- [51] Z. Zheng, Y. Li, M. Fadel : Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter. In: Proceedings of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '2007, September 2-5, 2007, Aalborg, Denmark.

Annexes

Paramètres du moteur BLDC (Bosch SE-B2.040.060)

Parameters of BDCM used in simulations are all in real units [12]:

$R = 1.43 \Omega$	Résistance des enroulements statoriques;
$L_w = 9.4 * 10^{-3} \text{ H}$	Inductance cyclique des enroulements statoriques;
$\phi_f = 0.2158 \text{ Wb}$	Flux des aimants;
$J = 1.5 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$	Inertie du rotor
$f = 2 * 10^{-3} \text{ N.s/rad}$	Coefficient de frottement;
$p = 2 \text{ pole pairs}$	Nombre de paires de pôles;
$K_t = 0.41 \text{ N.m/A}$	Constante de couple;
Rated current = 9.7 A	Courant nominal;
Rated voltage = 380 V	Tension entre phases nominale
Peak current = 58 A	Courant maximum.

TECHNIQUES DE MINIMISATION DES ONDULATIONS DE COUPLE

Les machines synchrones, quelle que soit la forme de leurs forces électromotrices, sont sujettes à des ondulations de couple. Nous nous intéressons ici aux différentes commandes pouvant être mises en œuvre pour minimiser les ondulations. La littérature propose deux approches distinctes pour déterminer les formes de courant d'alimentation idéales. Une première démarche, qui s'avère être la plus répandue, consiste à mener une étude analytique au préalable. Les références en courant ainsi obtenues sont mémorisées dans des tables qui seront indexées en temps réel par la position rotorique. Une deuxième méthode consiste à calculer en temps réel les harmoniques de courant à ajouter au fondamental du courant de référence pour annuler les harmoniques de couple.

La plupart de ces techniques propose d'injecter des composantes harmoniques au courant fondamental afin de produire un couple d'ondulation de même amplitude et en opposition de phase par rapport au couple d'ondulation initial.

Injection d'harmoniques de courant

Cette méthode est basée sur l'analyse harmonique de la force électromotrice dans le but de déterminer les harmoniques de courants permettant de réduire les ondulations de couple [12], [20] et [25]. Un moteur comportant des harmoniques de fem. et alimenté par des courants parfaitement sinusoïdaux ou rectangulaires génère des ondulations de couple, ces harmoniques sont régis par les relations suivantes :

$$\tau = \tau_0 + \tau_6 \cos 6\theta + \tau_{12} \cos 12\theta$$
$$\tau_0 = A(\omega)E_1 I_1, \tau_6 = A(\omega)(E_5 + E_7)I_1, \tau_{12} = A(\omega)(E_{11} + E_{13})I_1$$

avec : E_k l'amplitude de l'harmonique de la fem. de rang k , I_i l'amplitude de l'harmonique du courant de rang k .

L'interaction des harmoniques de courant avec les harmoniques de la fem. a été mise en évidence au tableau IV-1. L'harmonique 5 du courant interagit avec les harmoniques de rang 1 et 11 de la fem. On peut donc éliminer l'harmonique d'ordre 6 du couple par l'injection de cet harmonique de courant.

Dans toutes les commandes présentées, il est toujours nécessaire de disposer d'un résolveur (pour la détection de la position du rotor) et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux et sensibles à la température (au-delà de 75°C), nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques.

Ces moteurs BLDC à aimants permanents sont généralement contrôlés au moyen d'un onduleur triphasé, nécessitant un capteur de position de rotor pour le démarrage et pour assurer la commutation correcte pour commander l'onduleur.

La commande sans capteur (sensorless) des moteurs BLDC à aimants permanents a reçu beaucoup d'intérêt ces dernières années. Fondamentalement, deux types de technique de commande sans capteur peuvent être trouvés dans la littérature. Le premier type est la détection de la position à l'aide de la force contre-électromotrice du moteur, et la seconde est une estimation de la position en utilisant les paramètres du moteur, la tension aux bornes, et les courants. Ainsi, la détermination des instants de commutations sans capteur de position est la méthode la plus couramment utilisée, Cet objectif, a fait l'objet de notre présent travail.

Cette technique de commande sans capteur calcule les instants de commutations de en dérivant la somme des tensions aux bornes du moteur (SigVi). Cette méthode est assez robuste face aux variations de la résistance du stator en raison de changements de la température ou de la fréquence.

In all controls presented, it is always necessary to have a resolver (for detection of the rotor position) and a velocity sensor according to the adopted structure torque observer. Position sensors are expensive and sensitive to temperature (Hereafter 75°C), so we wanted a structure to control the motor from the only measure currents and stator voltages. The BLDC motors with permanent magnets are generally controlled by means of a three-phase inverter, requiring a rotor position sensor for the boot time and to ensure proper switching for controlling the inverter. The sensorless control (sensorless) BLDC motors with permanent magnet has received much interest in recent years. Basically, two types of sensorless control technique can be found in the literature. The first type is the detection of the position using back EMF's, and the second is a position estimate using the motor parameters, the voltage across, and the currents. Thus, the determination of the instants of switching without position sensor is the method most commonly used, this goal has been the subject of our present work.

This sensorless drive technique calculates commutations instants (duration of commutation) by deriving the sum of terminal voltages of the motor (SigVi). This Method is quite robust across from variations of stator resistance due to changes in temperature or frequency.