Étude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants - redresseur commandé : application à un véhicule hybride

Alexandre De Bernardinis

▶ **To cite this version:**

Alexandre De Bernardinis. Étude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants - redresseur commandé : application à un véhicule hybride. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2000. Français. NNT : 2000INPL130N . tel-01750399

HAL Id: tel-01750399
https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01750399

Submitted on 29 Mar 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

00IN PL 130N

Institut National Polytechnique de Lorraine
ECOLE DOCTORALE **IAEM-Lorraine** « Informatique-Automatique-Electronique-Electrotechnique et Mathématiques » de Lorraine

THESE

présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

en vue de l'obtention du titre de

DOCTORAT de l'I.N.P.L.

spécialité : Génie Electrique

par

DE BERNARDINIS Alexandre

Ingénieur ESA IGELEC Saint-Nazaire
Département de Génie électrique de l'Ecole Polytechnique de l'Université de NANTES

Service Commun de la Documentation
INPL
Nancy-Brabois

ETUDE ET OPTIMISATION D'UN ENSEMBLE ALTERNATEUR A AIMANTS / REDRESSEUR COMMANDE. APPLICATION A UN VEHICULE HYBRIDE

Soutenue publiquement le 19 décembre 2000 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président :	J-M. KAUFFMANN
Rapporteurs :	J-M. KAUFFMANN
	M. LAJOIE-MAZENC
rs :	G. ABBA
	M. AMIET
	G. COQUERY
	B. DAVAT
	B. LAPORTE
	F. MEIBODY-TABAR

D 136 025517 2

136025172

00INPL130N

Institut National Polytechnique de Lorraine
ECOLE DOCTORALE **IAEM-Lorraine** « Informatique-Automatique-Electronique-Electrotechnique et Mathématiques » de Lorraine

---

THESE

[M]2000 DE BERNARDINIS, A -

présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

en vue de l'obtention du titre de

DOCTORAT de l'I.N.P.L.

spécialité : Génie Electrique

par

DE BERNARDINIS Alexandre

Ingénieur ESA IGELEC Saint-Nazaire
Département de Génie électrique de l'Ecole Polytechnique de l'Université de NANTES

----------◇----------

ETUDE ET OPTIMISATION D'UN ENSEMBLE ALTERNATEUR A AIMANTS / REDRESSEUR COMMANDE. APPLICATION A UN VEHICULE HYBRIDE

----------◇----------

Soutenue publiquement le 19 décembre 2000 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président :	J-M. KAUFFMANN
Rapporteurs :	J-M. KAUFFMANN
	M. LAJOIE-MAZENC
Examinateurs :	G. ABBA
	M. AMIET
	G. COQUERY
	B. DAVAT
	B. LAPORTE
	F. MEIBODY-TABAR

Service Commun de la Documentation
INPL
Nancy-Brabois

REMERCIEMENTS

J'adresse tout d'abord mes plus vifs remerciements à Monsieur Bernard Laporte, Professeur à l'I.N.P.L., pour avoir encadré et dirigé ces travaux mais aussi pour m'avoir fait profiter de sa très grande expérience dans le calcul des machines électriques et de l'électrotechnique plus généralement.

Je remercie très chaleureusement Monsieur Farid Meibody-Tabar, Professeur à l'I.N.P.L., pour avoir bien voulu co-diriger ces travaux, y faire sans cesse ressortir leur caractère original et pour m'avoir guidé, de longues heures durant, par ses précieux conseils, dans la rédaction de ce mémoire.

Je remercie Monsieur Jean-Marie Kauffmann, Professeur à l'Université de Franche-Comté, pour avoir accepté de juger ce travail et présider le jury.

Je remercie également Monsieur Michel Lajoie-Mazenc, Directeur de recherche émérite au CNRS, LEEI-ENSEEIHT Toulouse, pour avoir accepté de rapporter sur ce travail et pour l'intérêt qu'il y a porté.

Je remercie particulièrement Monsieur Michel Amiet, de la DGA (Délégation générale pour l'armement), pour l'intérêt qu'il a bien voulu manifester pour ces travaux en participant au jury.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Bernard Davat, Professeur à l'I.N.P.L., pour sa présence dans le jury, l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail et la confiance qu'il m'a toujours faite durant ces trois années de recherche.

Je tiens à remercier Monsieur Gabriel Abba, Professeur à l'Université de Metz, pour sa présence dans le jury de thèse et pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail.

Je remercie Monsieur Gérard Coquery, Directeur de recherche à l'INRETS, pour sa présence dans le jury de thèse et aussi pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ces recherches.

Je remercie particulièrement Monsieur Gérard Vinsard, Maître de conférences HDR à l'I.N.P.L., pour avoir mis à ma disposition les outils de calcul numérique indispensables pour conduire au dimensionnement définitif de la machine et aussi pour ses nombreux conseils, sa très grande expérience du calcul numérique et pour sa disponibilité.

J'adresse des remerciements tout particuliers à Monsieur N. Takorabet, Maître de conférences à l'I.N.P.L., pour son aide significative en calcul numérique et son implication dans une partie fondamentale du travail ; ainsi qu'à Monsieur Serge Pierfederici, Maître de conférences à l'I.N.P.L., pour son aide très précieuse dans la mise en œuvre et la réalisation de la partie expérimentale.

J'exprime enfin ma gratitude au personnel administratif, aux secrétaires, aux techniciens et à l'ensemble des chercheurs du GREEN pour leur aide, leur gentillesse, les bons moments passés ensemble et pour tout ce qu'ils ont pu m'apporter durant ces années.

INTRODUCTION 4

***CHAPITRE I* – Généralités – Choix de la structure de la machine et de celle du convertisseur électronique associé** *7*

Introduction 8

I.1. Différentes structures de véhicules hybrides (VH) 8

I.1.1. Principes et caractéristiques de la transmission hybride parallèle 9

I.1.2. Principe et caractéristiques de la transmission hybride série 10

I.2. Présentation de l'application spécifique étudiée 10

I.3. Choix d'une machine adaptée au fonctionnement alternateur – modélisation 11

I.4. Choix de la structure du redresseur commandé 14

I.4.1. Pont redresseur triphasé à thyristors 15

I.4.2. Pont redresseur triphasé à diodes avec un hacheur dévolteur 15

I.4.3. Pont redresseur commandé à transistors IGBT de *structure courant* 16

I.4.4. Pont redresseur commandé à transistors IGBT de *structure tension* 17

I.5. Modèle électrique de la batterie 18

Conclusion 20

***CHAPITRE II* – Optimisation combinée de l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé en fonction des contraintes imposées par le fonctionnement du système** *21*

Introduction 22

II.1.Condition de « contrôlabilité » des courants de la machine à f.é.m sinusoïdale ou trapézoïdale 23

II.1.1. Cas d'une machine à force électromotrice *trapézoïdale* 24

II.1.2. Cas d'une machine à force électromotrice *sinusoïdale* 27

II.2. Comparaison des deux types de machines avec leur stratégie de commande 30

II.2.1. Comparaison des pertes Joule des deux machines à puissance transmise donnée 30

II.2.2. Comparaison du point de vue des pertes fer au stator et dans les aimants 31

II.2.3. Comparaison du point de vue de la commande 31

II.3. Influence de l'inductance cyclique sur les performances d'une machine à f.é.m trapézoïdale 32

II.3.1. Influence de la polarité de la machine 32

II.3.2. Choix d'une machine à 6 pôles – optimisation de l'inductance cyclique 34

II.4. Différentes stratégies de contrôle des courants par *hystérésis* et leur influence sur la qualité de la conversion électromécanique de l'énergie 35

II.4.1. Rappel - Principe de la commande à 120° 36

II.4.2. Principe des différents modes de hachage pour le contrôle du courant 37

II.4.3. Différentes méthodes d'observation du courant 37

II.4.4. Méthode du « *simple* » hachage en fonctionnement alternateur 39

II.4.5. Méthode du « *double* » hachage 42

II.5. Comparaison de deux méthodes de découpage à fréquence variable « hystérésis » et à fréquence fixe « hystérésis *modulée* » 44

Conclusion 50

CHAPITRE III* - Dimensionnement de l'alternateur à aimants permanents - Simulations numériques de l'ensemble alternateur – redresseur commandé** ***51

Introduction 52

III.1. Les caractéristiques de la machine 52

III.2. Premier dimensionnement de l'alternateur 53

III.2.1. Estimation du nombre d'encoches de la machine 53
III.2.2. Choix de la polarité de la machine 54
III.2.3. Type d'enroulement pour la machine 55
III.2.4. Les formules du dimensionnement de la machine 55
III.2.5. Calcul analytique des pertes estimées dans la machine 57
III.2.6. Dimensionnement par une méthode semi-analytique 58
III.2.7. Résultats obtenus par les formules analytiques du dimensionnement 60

III.3. Dimensionnement définitif par une méthode d'éléments finis 61

III.3.1. Structure externe du programme 61

III.3.2. Structure interne du programme 62

III.3.3. Hypothèses et méthode de calcul des paramètres fondamentaux 63

III.3.4. Détermination de la force électromotrice et du couple 63

III.3.5. Calcul de l'inductance cyclique 69

III.3.6. Calcul du champ démagnétisant (en l'absence de saturation) 70

III.4. Modifications introduites par la saturation 75

III.5. Conclusion sur le dimensionnement de l'alternateur – perspectives 77

III.6. Simulations numériques de l'ensemble alternateur – redresseur commandé en régime établi et transitoire 79

III.6.1. Fonctionnement du système en régime nominal établi 79

III.6.2. Comportement du système lors d'une perturbation du courant de charge 81

III.6.3. Comportement du système lors d'un transitoire de la vitesse d'entraînement sous la tension minimale de la batterie 82

III.6.4. Comportement de l'ensemble machine – convertisseur en fonctionnement moteur à très basse vitesse 83

III.6.4.1. Mode « simple hachage » en fonctionnement moteur 83

III.6.4.2. Mode « double hachage » en fonctionnement moteur 84

Conclusion 85

CHAPITRE IV* - Validations expérimentales** ***86

Introduction 87

IV.1. Présentation et description du banc expérimental 87

IV.1.1. Présentation générale du banc de tests 87

IV.1.2. Structure du programme assembleur DSP 88

IV.1.3. Description rapide des cartes de commande des convertisseurs 91

IV.1.4. Commande de l'ensemble [OND-M] de la PARTIE 1 93

IV.1.5. Commande de l'ensemble [AL-RED] de la PARTIE 2 94

IV.2. Résultats expérimentaux de la commande en fonctionnement moteur 94

IV.2.1. Méthode de l'hystérésis classique avec « double hachage » 94

IV.2.2. Méthode de l'hystérésis classique avec « simple hachage » 95

IV.3. Résultats expérimentaux de la commande en fonctionnement alternateur 96

Conclusion du chapitre IV 100

CONCLUSION ***101***

BIBLIOGRAPHIE ***103***

INTRODUCTION

Le travail que nous présentons a été effectué au GREEN (Groupe de Recherches en Electronique et Electrotechnique de Nancy) dans le cadre d'un projet contractuel piloté par la DGA (Délégation générale pour l'armement).
Il s'agit de l'évaluation des constituants d'une chaîne électrique (projet « **ECCE** ») en réalisant une plate-forme mobile expérimentale qui met en œuvre des techniques et des technologies innovantes dans le domaine de la propulsion électrique. Les objectifs vont de la réduction des volumes et des masses embarquées à l'amélioration des performances [36].
La production d'énergie électrique est assurée par deux moteurs diesel entraînant deux alternateurs. La distribution de l'énergie électrique est faite en courant continu sous tension relativement élevée (430 V à 610 V), une batterie d'accumulateurs servant de tampon.
Les deux systèmes de production d'énergie électrique doivent assurer les fournitures du courant, malgré une variation éventuelle de la tension batterie ou de la vitesse des moteurs diesel. Deux systèmes sont envisagés :

- Une solution où la régulation du courant fourni vers la batterie est effectuée au niveau de l'alimentation des courants rotoriques de la machine. Cette dernière débite via un pont redresseur à diodes sur le bus continu.
- Une solution utilisant un alternateur à aimants et un redresseur commandé, où c'est l'électronique de puissance qui doit assurer les régulations du courant fourni vers la batterie.

C'est cette dernière solution qui fait l'objet de notre étude. On examine par ailleurs la possibilité de démarrer le moteur diesel par la machine électrique en utilisant une telle structure.

Le travail portera plus particulièrement sur l'étude et l'optimisation coordonnée de la machine à aimants et du redresseur associé avec sa commande, en fonction des différentes contraintes imposées au système dans les diverses phases de fonctionnement.

Le système global ayant la structure d'un véhicule hybride, nous présenterons tout d'abord dans le premier chapitre une étude bibliographique sur les deux structures de véhicules hybrides existantes (hybride parallèle et hybride série), puis nous poursuivrons par une présentation plus particulière de l'application qui nous intéresse, composée d'un alternateur associé à un redresseur qui fournit le courant nécessaire aux différentes conditions de charge du véhicule sous la tension de batterie. Pour choisir le type de machine et la structure du redresseur qui lui est associé, nous allons considérer d'une part les contraintes imposées de manière générale aux systèmes embarqués et d'autre part celles qui sont plus spécifiques au véhicule étudié. En ce qui concerne l'alternateur, nous nous intéresserons plus particulièrement aux machines synchrones à aimants, qui à l'heure actuelle, sont celles qui répondent le mieux aux exigences des systèmes embarqués (compacité, réduction de l'entretien, fiabilité, rendement élevé, performances accrues, minimisation du coût) par rapport à d'autres types de machines. Pour le choix du redresseur, nous envisagerons quatre types de structures d'alimentation par convertisseurs statiques. L'une d'entre elles sera retenue pour le système sur la base des critères suivants : assurer un contrôle correct du courant de phase de la machine et du courant continu fourni à la batterie, permettre d'imposer des formes de courants acceptables pour la machine, minimiser les pertes et l'encombrement. Le but étant d'arriver à une solution performante et suffisamment économique pour l'ensemble alternateur – redresseur.

Dans le deuxième chapitre, nous analyserons les conditions de contrôlabilité du courant de phase pour deux types de machines à aimants : une machine à aimants à f.é.m trapézoïdale et une autre à f.é.m sinusoïdale. Ces conditions sont liées à la valeur de l'amplitude de la f.é.m pour la vitesse maximale du moteur diesel et pour la tension minimale de la batterie, qui constituent le cas le plus défavorable pour le fonctionnement du système. Ensuite, sur la base d'une étude comparative multicritères des deux types de machines, nous choisirons celle qui sera en parfaite adéquation avec les critères mentionnés pour les systèmes embarqués et ceux plus spécifiques à notre application.

De plus, le choix de la forme de la f.é.m va conditionner le type de commande ; cette dernière devra être simple, robuste et surtout économique. Pour le type de commande qui sera finalement retenu, nous analyserons différentes stratégies de contrôle des courants ainsi que leur influence sur la qualité de la conversion électromécanique de l'énergie. Nous comparerons ensuite deux méthodes de contrôle : hystérésis (à fréquence variable) et « hystérésis modulée » (à fréquence imposée) du point de vue des performances dynamiques sur le courant et de la minimisation des pertes dans la machine et le convertisseur.
Les résultats de l'optimisation combinée alternateur – redresseur commandé vont constituer le point de départ pour le dimensionnement de l'alternateur.

Le troisième chapitre sera consacré d'une part au dimensionnement de l'alternateur à aimants en utilisant d'abord une méthode de calcul semi-analytique puis une méthode numérique par éléments finis qui conduira au dimensionnement définitif, et d'autre part à la présentation des résultats de simulation du système complet alternateur – redresseur commandé pour différentes conditions de fonctionnement (en régime établi et lors des régimes transitoires) et avec les paramètres de la machine calculés et optimisés. Il faudra alors s'assurer que les résultats obtenus ne sont pas trop différents de ceux obtenus avec des forces électromotrices idéales.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous démontrerons la fonctionnalité du redresseur commandé choisi pour le pilotage d'une machine à aimants en fonctionnement moteur/alternateur. Les résultats expérimentaux obtenus sur un banc de tests à puissance réduite du laboratoire seront confrontés aux simulations numériques pour les mêmes conditions de fonctionnement.

CHAPITRE I

Généralités – Choix de la structure de la machine et de celle du convertisseur électronique associé

Introduction

L'alimentation des véhicules électriques nécessite des éléments de stockage d'énergie (batteries, supercapacités, volant d'inertie,...). La charge des éléments de stockage peut être effectuée soit périodiquement et à l'arrêt à partir d'une source d'énergie électrique non embarquée, par exemple le secteur (véhicule tout électrique), soit de manière continue à partir d'une source d'énergie embarquée (véhicules hybrides). L'avantage de ces derniers est que l'élément de stockage est moins important, il s'agit d'un « tampon » dont la fonction principale est de permettre la gestion des flux d'énergie entre les générateurs d'électricité (alternateur, pile à combustible, turbine) et les moteurs de propulsion électrique du véhicule.

Comme notre travail concerne les véhicules hybrides, nous présentons tout d'abord une étude bibliographique sur les deux structures hybrides série et parallèle existantes et nous poursuivons par une présentation plus particulière de l'application qui nous intéresse, composée d'un alternateur associé à un redresseur qui fournit le courant nécessaire à la charge sous la tension de batterie. L'alternateur est entraîné par un moteur diesel dont la vitesse peut varier de manière limitée.

Afin de choisir le type de machine et la structure du redresseur qui lui est associée, nous nous sommes basés, d'une part sur les contraintes imposées de manière générale aux systèmes embarqués, et d'autre part sur les contraintes propres au véhicule étudié dans ses différentes phases de roulage.

En ce qui concerne l'alternateur, par rapport à d'autres types de machines, nous justifierons la supériorité des machines à aimants notamment celles pour lesquelles les aimants sont montés sur la surface du rotor dépourvu de pièces polaires.

Dans la chaîne de conversion d'énergie du véhicule hybride étudié, la batterie joue en fonctionnement normal, excepté au démarrage du véhicule, le rôle de tampon ; sa tension peut donc varier en fonction de son état de charge. Il faut alors contrôler le courant moyen fourni par le redresseur vers les différentes charges connectées sur le bus continu du véhicule. Pour cela, quatre structures d'alimentation par convertisseurs statiques (redresseurs) sont envisagées pour le système. L'une d'entre elles répondant le mieux aux contraintes imposées par le système, est retenue ; elle permet non seulement de contrôler le courant fourni par le redresseur vers la batterie mais également d'imposer la forme optimale des courants de phase de l'alternateur maximisant à puissance transmise donnée, le rendement de l'ensemble. De plus, la structure du convertisseur, jouant normalement le rôle du redresseur commandé, est bidirectionnelle en puissance et permet donc le démarrage du moteur diesel par la machine à aimants.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons de manière brève quelques modèles électriques de batterie au plomb couramment utilisés dans la littérature et nous retenons l'un de ces modèles pour l'étude par simulation numérique du système global.

I.1. Différentes structures de véhicules hybrides (VH)

Compte tenu de l'autonomie limitée des véhicules tout électriques, il a été imaginé de coupler deux sources d'énergies embarquées. On appelle ces véhicules des hybrides et il en existe deux principaux types : le véhicule hybride parallèle et le véhicule hybride série [9].

- ***Le VH parallèle*** : Un moteur thermique est couplé à un moteur électrique et ils fonctionnent soit simultanément, soit alternativement en fonction des différentes phases de roulage du véhicule. (Fig. I.1)

- ***Le VH série*** : En plus de la batterie qui joue le rôle d'élément de stockage (tampon), il y a un **générateur électrique** (ensemble moteur thermique – alternateur - redresseur). Pour cette structure, on peut envisager soit un seul moteur électrique entraînant le véhicule sans changer la transmission mécanique (Fig. I.1), soit deux ou quatre moteur-roues électriques sans liaisons mécaniques entre eux.

La figure (I.1) présente les structures de deux véhicules hybrides : l'un de type série et l'autre de type parallèle.

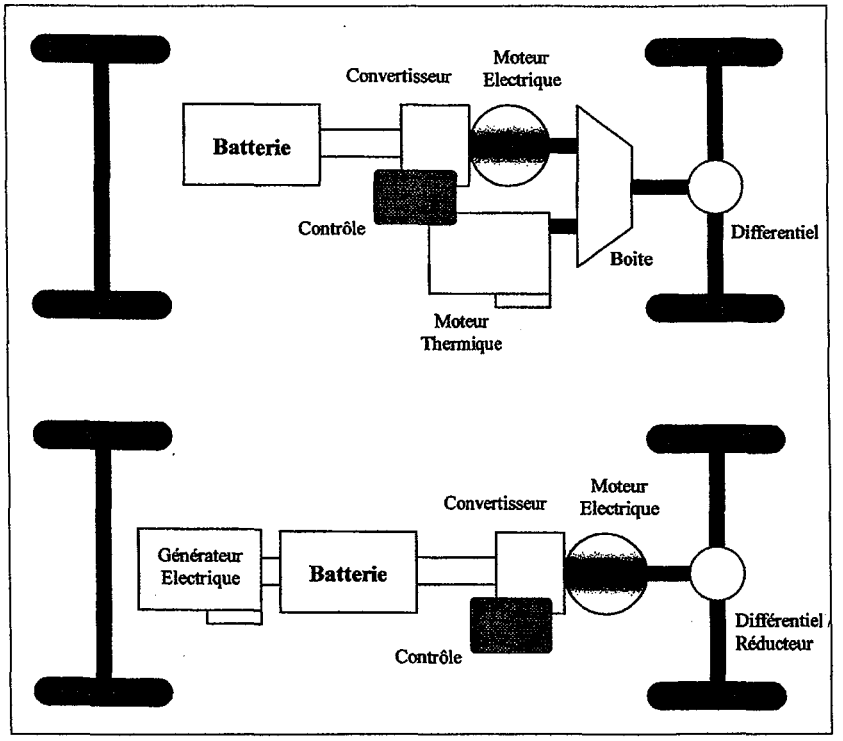


Fig. I.1. : Structures de deux véhicules hybrides : **parallèle** (en haut) et **série** (en bas) (repris de [9])

I.1.1. Principes et caractéristiques de la transmission hybride parallèle [9] ,[10]:

Dans cette configuration, le système de transmission mettra en œuvre de l'énergie mécanique, il y aura donc possibilité d'une liaison mécanique directe entre le moteur thermique et les roues motrices du véhicule. L'énergie électrique échangée avec la batterie d'accumulateurs devra alors être transformée en énergie mécanique.

Dans ce type de véhicule, on se rend vite compte qu'il faut gérer les flux d'énergie pour optimiser le fonctionnement et le rendement des différents organes. Par exemple, faire fonctionner le moteur électrique seul à bas régime ou bien encore récupérer l'énergie du freinage en utilisant le moteur électrique comme un alternateur. Le but est donc de tirer le meilleur parti de chaque système : le moteur thermique pour les grands trajets (extra-urbains par exemple) et le moteur électrique est plutôt sollicité lors des déplacements en ville et lors des accélérations et décélérations.

Cet enchaînement permet de diminuer la consommation et les émissions de gaz tout en augmentant l'agrément de conduite et le comportement du véhicule.
Le système de transmission sera constitué d'un moteur/générateur électrique assurant la conversion de l'énergie de la batterie et d'un ensemble mécanique permettant la liaison des deux chaînes de propulsion aux roues motrices du véhicule.

I.1.2. Principe et caractéristiques de la transmission hybride série [10] :

Dans cette configuration, le système de transmission mettra en œuvre de l'énergie électrique, il n'y aura donc pas de liaison mécanique directe entre le moteur thermique et les roues. La totalité de l'énergie mécanique fournie par le moteur thermique sera en conséquence transformée en énergie électrique, puis de nouveau en énergie mécanique afin d'entraîner les roues motrices du véhicule. Le système de transmission sera donc constitué d'une génératrice, d'un ou plusieurs moteurs électriques assurant la propulsion et la récupération d'énergie ainsi que d'un réseau électrique liant la génératrice et les moteurs électriques via leurs convertisseurs associés à la batterie.

Dans la transmission hybride série, la chaîne de propulsion électrique assure seule le déplacement du véhicule. La batterie constitue l'élément central de la transmission hybride série vers lequel convergent l'ensemble des contraintes de puissance, son fonctionnement en tampon permet de déconnecter la dynamique du moteur thermique de celle du véhicule.

Le principal avantage de la configuration hybride série concerne donc le fonctionnement du moteur thermique, pour lequel on pourra fixer *a priori* les éléments suivants :

- Vitesse de rotation
- Couple développé
- Puissance fournie
- Dynamique de fonctionnement

Ces propriétés permettent de réduire également la consommation et le rejet des émissions polluantes tout en améliorant l'agrément et les performances de conduite en tout terrain.

Le véhicule hybride série peut donc rendre les mêmes services qu'un véhicule conventionnel. Les niveaux de tensions et de puissance sont similaires au véhicule tout électrique (VE), la différence se faisant sur la capacité de la batterie qui est bien plus faible (dans le cas du VH), ce qui permet de minimiser le surcoût de ces véhicules.

I.2. Présentation de l'application spécifique étudiée

L'application étudiée est une chaîne de conversion d'énergie utilisée dans un véhicule hybride à quatre roues motrices. Un moteur diesel entraîne un alternateur. Ce dernier est susceptible, par le biais de son redresseur associé, de fournir sous la tension de batterie (fonctionnant en tampon) le courant nécessaire aux différents dispositifs électriques connectés au bus continu. Le schéma général du dispositif étudié est donné sur la figure (I.2).

Les différentes contraintes imposées par le fonctionnement du système sont les suivantes :

- La tension de la batterie peut varier de –20% à +12 % de sa tension nominale.
- Le dispositif doit pouvoir s'adapter à une variation de vitesse du moteur diesel de +/- 15% de sa vitesse nominale.
- Le dispositif doit pouvoir réagir rapidement en cas de variation brusque de la charge.
- Le dispositif retenu doit permettre de démarrer le moteur diesel.

La première partie de notre travail concernera le choix du type de la machine et sa modélisation puis la structure du redresseur associé.

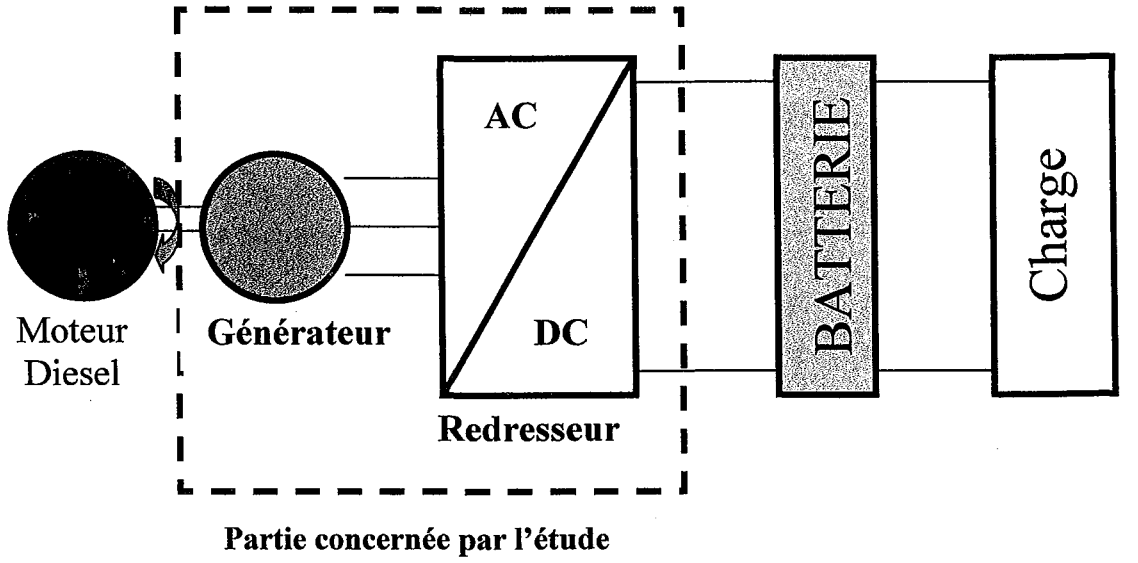


Fig. I.2 : Schéma général du dispositif « hybride série » étudié.

I.3. Choix d'une machine adaptée au fonctionnement alternateur - modélisation

Le domaine de la traction automobile est très contraignant vis-à-vis des machines électriques. Les exigences du secteur automobile sont en particulier les suivantes [8] :

- **Faibles coûts** (concurrence, grande série, implantation sur le marché du moteur thermique)
- **Bonnes performances** (larges plages de fonctionnement, impératifs de couple et puissance,...)
- **Fiabilité** (sollicitations diverses, environnement extérieur)
- **Compacité** (petits véhicules, emplacement dans un volume restreint,...)

Les machines électriques qui présentent actuellement les meilleures performances sont les machines synchrones à aimants. Elles peuvent fournir un couple massique très important. Elles ne posent pas de problèmes particuliers de refroidissement de la partie tournante (excitation au rotor par des aimants) contrairement aux autres machines (synchrone excitée par une bobine excitatrice ou asynchrone) et pour leur alimentation ne nécessitent qu'un seul convertisseur (redresseur) côté stator.

Les machines à aimants ont les **avantages** suivants :

- Couple volumique élevé et donc encombrement réduit.
- Faibles inductances, ce qui permet une réponse rapide du courant fourni vers la batterie et de ce fait sollicite moins la batterie.
- Fiabilité.
- L'obtention d'un couple dépourvu d'ondulations selon la stratégie de commande adoptée. (alimentation par des courants sinusoïdaux d'une machine à f.é.m sinusoïdales ou alimentation par des courants rectangulaires d'une machine à f.é.m trapézoïdales)

Cependant, on recherchera toujours à optimiser :

- La masse et le volume des aimants (compte tenu de leur prix élevé).
- La structure du rotor (simplicité du processus de fabrication, bonne tenue mécanique,...).
- Les performances maximales dans les différentes plages de fonctionnement.

Les machines à aimants montés sur la surface du rotor présentent l'avantage de la simplicité de montage. Pour maintenir les aimants, il est possible d'utiliser une frette en fibre de verre ou de les insérer entre les saillances rotoriques (ajout de dents entre deux aimants de polarité opposée). Ces dernières présentent, en plus du couple d'interaction aimant/induit, un couple supplémentaire dû à la réluctance variable du rotor.

La machine à aimants insérés présente l'avantage d'une réduction du volume des aimants et par conséquent de leur coût [8]. Cependant, on peut noter que les pertes Joule de cette machine sont supérieures à celles de la machine à aimants surfaciques pour les basses vitesses. En effet, la réduction du volume des aimants diminue la f.é.m. L'effet de réluctance n'est alors plus suffisant pour compenser la réduction du couple dû à la diminution du volume d'aimants. L'amplitude du courant doit donc être accrue pour les basses vitesses pour ce type de machine. A l'inverse, la machine à aimants insérés voit ses pertes Joule réduites pour les hautes vitesses.

De plus, pour la machine à aimants insérés, la présence de plots ferromagnétiques au rotor induit des ondulations de couple importantes et accroît l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer. La machine à aimants insérés voit par conséquent ses pertes fer augmenter comparativement à la machine à aimants surfaciques [8], [30], [31]. L'influence de l'accroissement de ces pertes sur le rendement est d'autant plus important que la vitesse est plus élevée.

Notre application, concerne un fonctionnement de la machine en alternateur à vitesse a peu près fixe et aussi un fonctionnement en moteur uniquement pour la phase de démarrage du diesel (basse vitesse). L'avantage de la machine à aimants insérés, en fonctionnement en survitesse ne sera donc pas utilisé ici. Par contre, il est à noter que l'augmentation du courant à puissance donnée du démarrage jusqu'à la vitesse nominale conduit à un accroissement des pertes dans la machine et dans le convertisseur associé comme cela a été mentionné ci-dessus.

Compte tenu des critères évoqués précédemment, nous proposons de choisir pour l'alternateur, une machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor. Pour tenir mécaniquement les aimants, une frette en fibre de verre est prévue.

La machine retenue est une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à pôles lisses. Pour établir le modèle de la machine, les hypothèses suivantes sont admises :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- La perméabilité des aimants est considérée comme proche de celle de l'air. Le rotor est donc « lisse » du point de vue magnétique et les inductances sont indépendantes de sa position.

Nous envisageons deux types d'alimentation ; l'une par des courants sinusoïdaux et l'autre par des courants rectangulaires à 120°. Dans le premier cas, les trois phases de la machine sont alimentées en permanence et dans le deuxième, deux phases sont alimentées à la fois.

- **Modèle utilisé pour la machine lorsque trois phases sont alimentées :**

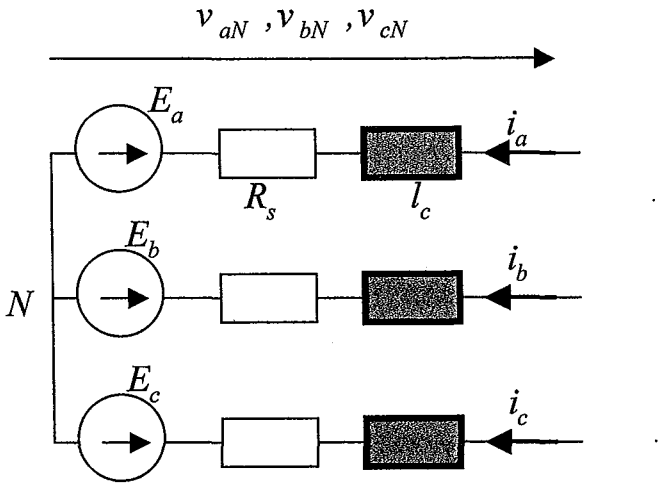


Fig. I.3 : Le modèle de la machine synchrone à aimants à pôles lisses.

Les équations des tensions (convention moteur) et du couple sont :

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + l_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix}$$

avec : $v_{aN}+v_{bN}+v_{cN}=E_a+E_b+E_c$

- $v_{abc,N}$ sont les tensions de phase par rapport au neutre N de la machine ;
- $i_{a,b,c}$ sont les courants de phase ;
- R_s est la résistance des bobines statoriques
- l_c est l'inductance cyclique ;
- $E_{a,b,c}$ sont les f.é.m induites dans les enroulements de phase du stator ;

Le couple électromagnétique est donné par : $\Gamma_{em}=\dfrac{E_a.i_a+E_b.i_b+E_c.i_c}{\Omega}=\dfrac{p}{\omega}.\left(E_a.i_a+E_b.i_b+E_c.i_c\right)$

où p est le nombre de paires de pôles, Ω la vitesse angulaire du rotor et $\omega=p.\Omega$.

Dans le référentiel (d,q) lié au rotor où l'axe (d) est l'axe de symétrie d'un aimant du rotor, les différentes grandeurs s'obtiennent par une transformation de Concordia suivie d'une rotation (transformation de Park).

Les équations des tensions et du couple deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega l_c \\ \omega l_c & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + l_c \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} ;$$

$$\Gamma_{em}=p\psi_f i_q$$

avec $E_d=0$ et $E_q=p\psi_f\omega$. ψ_f est le flux des aimants à travers les bobines du stator.

- **Modèle utilisé pour la machine lorsque deux phases sont alimentées :**

Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des phases alimentées (*a* et *b*) est U_{ab} et le courant qui les traverse est i. On aura l'équation suivante :

$$U_{ab} = (E_a - E_b) + 2R_s i + 2l_c \frac{d}{dt} i$$

Le courant dans la troisième phase étant nul, la tension de cette phase par rapport au neutre est $v_{cN}=E_c$.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma_{em} = \frac{(E_a - E_b)*i}{\Omega}$$

I.4. Choix de la structure du redresseur commandé

Le redresseur devant fournir sous la tension de batterie un courant variable en fonction de la charge et comme la tension de la batterie est susceptible de varier de –20% à +12% de sa valeur nominale, celui-ci doit être contrôlable en courant. De plus, le taux d'ondulation du courant fourni par le redresseur doit rester acceptable pour minimiser les pertes dans la batterie ou dans les condensateurs des différents onduleurs connectés sur le bus continu. En effet, la composante pulsatoire du courant est filtrée soit par la batterie soit par ces condensateurs. La batterie fonctionne dans ces conditions en tampon, son courant moyen en régime établi est nul.

Le premier critère de choix de la structure du redresseur se résume au fait que l'on puisse agir sur la valeur moyenne du courant fourni et sur son taux d'ondulation. A ce critère, on ajoute évidemment les critères fondamentaux liés aux dispositifs embarqués qui sont d'une part la compacité et d'autre part la fiabilité.

A ce stade, nous envisageons quatre types de redresseurs qui sont les suivants :

- Pont redresseur triphasé à thyristors.
- Pont redresseur triphasé à diodes muni d'un hacheur dévolteur.
- Pont redresseur commandé à transistors IGBT à structure courant.
- Pont redresseur commandé à transistors IGBT à structure tension.

Dans ce qui suit, nous analyserons brièvement ces solutions et nous les évaluerons sur la base des critères mentionnés précédemment. Ceci permettra de choisir la structure la plus adaptée à notre problème.

I.4.1. Pont redresseur triphasé à thyristors

Pour ce redresseur commandé à base de thyristors, donc très robuste, il est nécessaire que l'amplitude de la tension à vide entre phases de la machine à vitesse minimale soit supérieure ou égale à la tension maximale de la batterie. Le contrôle du courant fourni à la batterie, compte tenu des variations de la vitesse du moteur diesel (f.é.m de l'alternateur variable) et de la tension de la batterie, entraîne une variation non négligeable de l'angle de retard à l'allumage des thyristors dans certaines conditions de fonctionnement. Pour des valeurs élevées de l'angle de retard à l'allumage, le taux d'ondulation de la tension en sortie du pont conduirait ainsi à des valeurs importantes de l'ondulation du courant fourni à la batterie. Cela nécessite donc l'utilisation d'une inductance de lissage de valeur élevée pour que le taux d'ondulation du courant soit acceptable, ce qui augmente le volume du dispositif. De plus, le retard à l'allumage des thyristors entraîne la diminution du facteur de puissance interne de la machine, ce qui accroît ses pertes Joule.

Nous écartons donc cette solution pour notre application, malgré la robustesse de la structure du redresseur.

I.4.2. Pont redresseur triphasé à diodes avec un hacheur dévolteur

La figure (I.4) présente la structure d'un pont redresseur triphasé à diodes associé à un hacheur dévolteur à transistor [27].

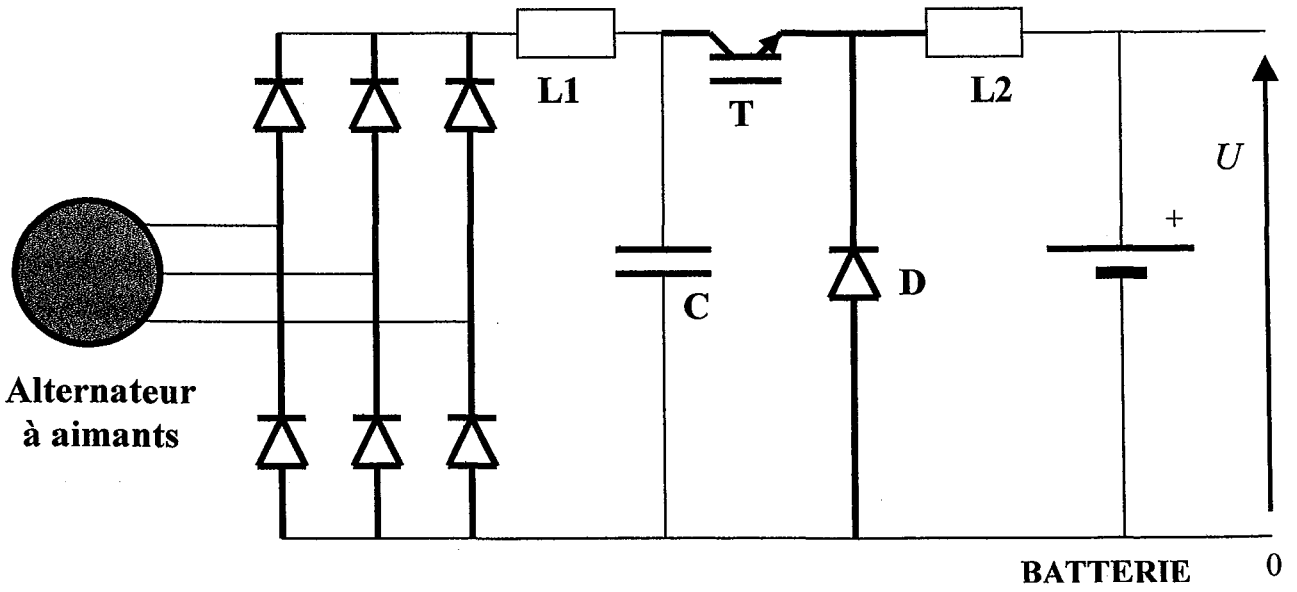


Fig. I.4 : Structure à pont à diodes triphasé associé à un hacheur dévolteur.

Cette structure absorbe des courants de forme rectangulaire presque en phase avec les f.é.m de la machine. Ce qui dans le cas d'une machine à f.é.m trapézoïdale conduit à une diminution des pertes Joule pour une puissance transmise donnée.

Compte tenu de la présence obligatoire d'un élément de stockage capacitif C pour le hacheur dévolteur, il est nécessaire d'utiliser une inductance de lissage (L1), de valeur assez grande. De même, une inductance (L2) de valeur élevée (supérieure à 1 mH) est nécessaire pour limiter la

fréquence de découpage du transistor (T) du hacheur dévolteur et limiter le taux d'ondulation du courant de sortie à une valeur raisonnable.

En plus de la nécessité des deux inductances de valeur élevée et donc volumineuses et de la présence de l'élément intermédiaire de stockage capacitif (C), le transistor T du hacheur est très fortement sollicité, diminuant par conséquent la fiabilité du dispositif et obligeant à utiliser des modes de refroidissement plus efficaces. De plus, la forme du courant dans la machine est presque imposée par la structure non commandable du pont à diodes, ce qui restreint par la suite le choix de la forme de la f.é.m. pour la machine.

Enfin, un autre inconvénient réside dans le fait que cette structure n'est pas réversible. Il ne peut donc être envisagé de démarrer le moteur diesel avec un tel dispositif.

I.4.3. Pont redresseur commandé à transistors IGBT de *structure courant*

La figure (I.5) présente le schéma d'un redresseur commandé de *structure courant*. Cette structure nécessite des condensateurs à l'entrée alternative du redresseur pour pallier les problèmes de surtension liés au découpage du courant côté alternatif. Cette structure permet un redressement à facteur de puissance unitaire diminuant ainsi les pertes Joule dans la machine. Cela avantage cette structure par rapport au pont à thyristors présenté précédemment.

De plus, ce montage permet d'imposer une tension moyenne en sortie variant de zéro jusqu'à une tension maximale liée à l'amplitude des f.é.m de l'alternateur. Il se comporte donc en abaisseur de tension. Cela conduit alors à des machines à f.é.m plus élevée et à courant plus faible pour une puissance transmise donnée qu'avec le redresseur commandé de structure tension présenté à la suite.

Cependant, pour l'étage continu, il est nécessaire de prévoir une inductance de lissage (L) relativement élevée pour atténuer les ondulations du courant fourni à la batterie avec des fréquences de découpage limitées.

Par ailleurs, les capacités d'entrée doivent être de valeur plus ou moins élevée selon la forme du courant imposé.

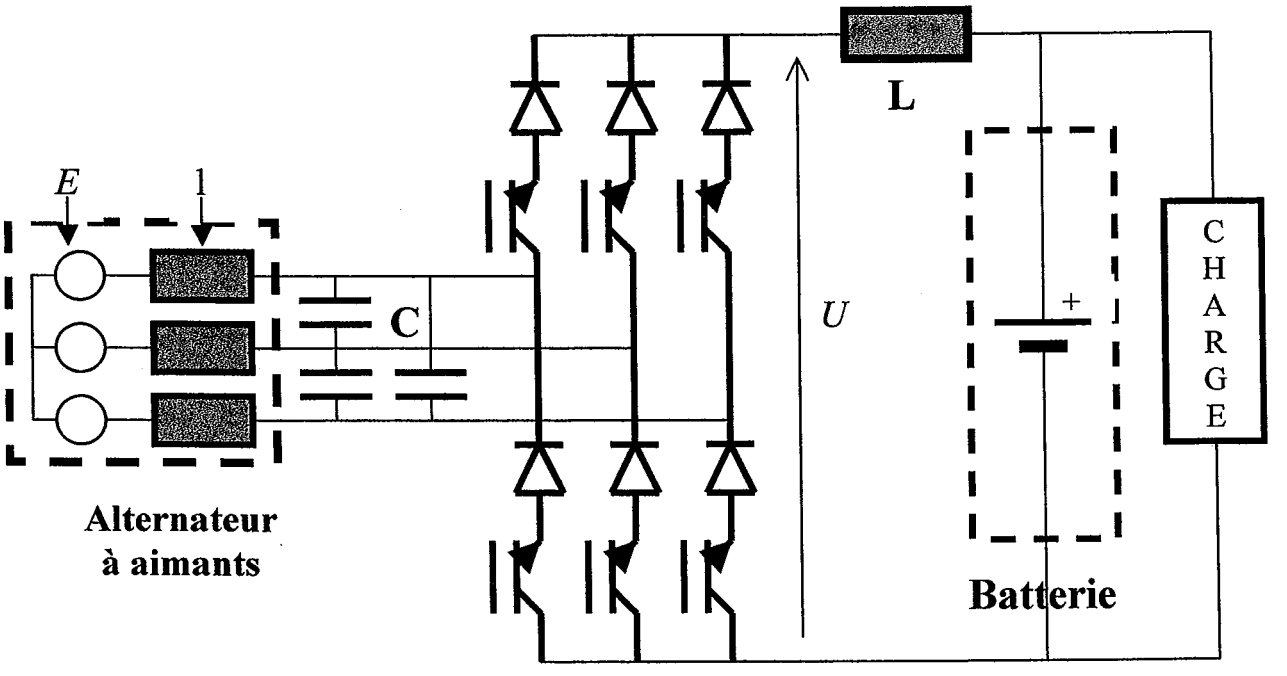


Fig. I.5 : Schéma du redresseur commandé à structure courant.

En ce qui concerne la commande de ce redresseur, pour assurer la continuité du courant dans l'étage continu, il est nécessaire qu'un interrupteur du « haut » conduise à chaque instant simultanément avec un autre interrupteur du « bas » et la conduction de plus de deux interrupteurs n'est pas admise par les capacités de l'étage alternatif. Les principes de commande les plus couramment rencontrés sont la modulation sinusoïdale (également appelée « **Ohnishi-Okitsu** ») [2], [11] mais aussi les modulations calculées et vectorielles [1], [12], [13].

Compte tenu de la présence des éléments inductifs et capacitifs et surtout du fait que l'échange de puissance est unidirectionnel, n'autorisant pas le fonctionnement moteur et donc le démarrage du diesel par ce même dispositif, nous avons écarté ce choix malgré ses avantages.
Une autre raison qui nous a conduit à écarter ce type de redresseur est la nécessité structurelle de la présence de l'inductance de lissage qui pourrait se mettre en résonance avec les condensateurs d'entrée des onduleurs connectés sur le bus continu.

I.4.4. Pont redresseur commandé à transistors IGBT de *structure tension*

La figure (I.6) présente le schéma d'un tel redresseur ([2], [3]) pouvant fournir le courant nécessaire demandé par la charge. Cette structure est composée de six transistors IGBT avec leur diode antiparallèle. Elle est donc bidirectionnelle en puissance et peut fonctionner en alternateur aussi bien qu'en moteur. Elle autorise par conséquent le démarrage du moteur diesel

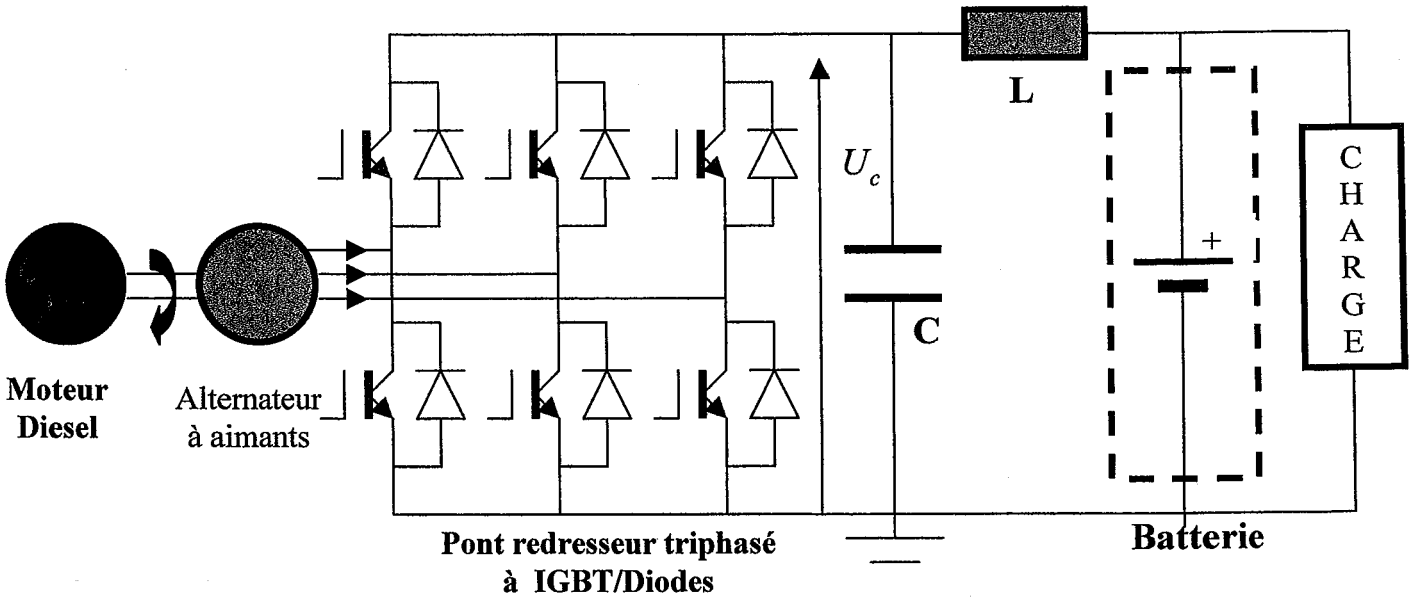


Fig. I.6 : Schéma du redresseur à IGBT/diodes antiparallèles de structure tension.

Comme nous le détaillerons au chapitre II, cette structure impose une amplitude de la f.é.m au moins inférieure à la moitié de la tension minimale de l'étage continu, imposée par la batterie. Cela conduit à des courants de phase de la machine d'amplitude plus élevée que le courant dans l'étage continu et nécessite des composants de calibre de courant supérieurs à ceux utilisés pour le redresseur commandé à structure de courant présenté précédemment.
Un avantage considérable de ce montage est le fait que toute forme de courant puisse être imposée aux phases de la machine et ainsi, quelle que soit la forme de la f.é.m, de minimiser les pertes Joule à puissance transmise donnée ([26]).

Ce dispositif tolère facilement toute stratégie de contrôle de courant qu'elle soit à fréquence fixe (M.L.I ou « hystérésis modulée ») ou à fréquence variable (hystérésis classique) et cela aussi bien en fonctionnement redresseur qu'en onduleur.

De plus, l'inductance cyclique de la machine suffit pour filtrer les tensions hachées imposées par le pont à IGBT et pour obtenir ainsi un taux d'ondulation des courants acceptable pour des fréquences de découpage non excessives.

La valeur de l'inductance (L sur la Fig. I.6) ajoutée du côté continu pour supprimer les faibles ondulations de courant est inférieure à 50 µH. Cette inductance de faible valeur a un volume raisonnable et ne constitue pas un inconvénient majeur pour ce dispositif. De plus, la réponse des courants de la machine et donc du courant côté continu, peut être très rapide si nécessaire.

Malgré les inconvénients liés d'une part au calibre de courant plus élevé des composants et d'autre part à la nécessité du rajout de capacités supplémentaires côté continu, nous avons opté pour le choix d'un redresseur commandé de structure tension compte tenu des avantages suivants :

- Facilité de la commande et de l'imposition de courants de forme optimale.
- Réversibilité en puissance de cette structure.
- Absence d'éléments inductifs de valeurs élevées à la fois encombrants et conduisant à des pertes supplémentaires.
- La structure du convertisseur étant classique et les composants IGBT à l'heure actuelle bien maîtrisés, ce qui est un gage de fiabilité.

Enfin, en utilisant la technique du câblage laminaire, on peut réduire les surtensions dues aux inductances de câblage et rendre cette structure encore plus fiable [14].

I.5. Modèle électrique de la batterie

Une batterie d'accumulateurs est un générateur électrique qui utilise généralement les propriétés électrochimiques d'un couple oxydant-réducteur. Les accumulateurs se distinguent des piles classiques par leur aptitude à la recharge. Les transformations chimiques, au cours de la charge et de la décharge d'un accumulateur sont presque réversibles. C'est pourquoi celui-ci peut être chargé et déchargé un grand nombre de fois. Malgré la concurrence de nombreux générateurs électrochimiques (générateurs alcalins **Lithium-ion**, batteries au **Ni/Cd**, **Ni/MH**), l'accumulateur au plomb, grâce à son faible prix, amélioré sans cesse dans sa technologie, reste toujours compétitif, que ce soit dans le domaine du démarrage des moteurs thermiques, de la traction électrique ou des réseaux continus. Il est à noter que pour la batterie au plomb, le nombre de Wattheures par kilogramme (Wh/kg) en stockage rapide a doublé en vingt ans [6].

La batterie utilisée dans notre application est du type à accumulateur au plomb. Nous ne détaillerons pas ici le principe de fonctionnement de l'accumulateur au plomb, il en est fait état assez abondamment dans la littérature sur le sujet ; par contre, nous avons besoin de le modéliser.

La détermination de l'état de charge de la batterie pose le problème de la connaissance de la capacité maximum réelle disponible en fonction des conditions réelles d'utilisation. On peut retenir en première approximation que les conditions de décharge et la température sont les facteurs principaux qui influent sur la capacité réelle. L'influence des conditions de décharge sur la capacité réelle de la batterie a été mise en œuvre dès 1897 par W. Peukert pour le cas des batteries au plomb.

La relation qu'il proposa lie un courant constant de décharge au temps de décharge [6]. Cette relation a été reprise par un grand nombre de logiciels et adaptée à d'autres couples électrochimiques, les coefficients étant déterminés à partir de calculs par régression effectués sur des résultats de bancs d'essais [10]. La détermination de la tension de batterie fait intervenir un terme représentant les conditions statiques, liées à la profondeur de décharge et la température, et un autre pour les conditions dynamiques, lié au courant.
Mayer [10] propose pour des éléments au plomb, une relation qui fait intervenir le potentiel du couple plomb acide, une décroissance de la tension avec la décharge ainsi que l'influence de la résistance interne, soit l'expression suivante :

$$U=E_0+K_e.ln\left[1-\frac{\int I_b.dt}{C_{I_b}}\right]-R_b.I_b$$

avec : K_e, le coefficient de tension (en V), positif en décharge et négatif en charge.
E_0 , le potentiel du couple plomb acide (en V).

Bumby [10], qui utilise la tension à vide et calcule une résistance de polarisation en fonction de la profondeur de décharge, soit :

$$U=U_0-R_b.I_b-R_p.I_b.\frac{C_{I_b}}{C_{I_b}-\int I_b.dt}$$

avec U_0, la tension à vide, R_p, la résistance de polarisation et R_b la résistance interne de la batterie (en Ω)

Le modèle de batterie implanté dans les programmes de simulations numériques s'inspire du modèle des batteries Ford [15].

Soit U la tension aux bornes de la batterie :

$$\boxed{U=E_0-K.\frac{\int I_b dt}{Q_0}-R_b.I_b}$$

- E_0 est la tension à vide de la batterie chargée.
- K est une constante qui dépend de la batterie.
- R_b est la résistance interne de la batterie.
- I_b est le courant de décharge (I_b>0).
- $\frac{\int I_b dt}{Q_0}$ indique l'état de décharge de la batterie.
- Q_0 est la capacité de la batterie en (Ah).

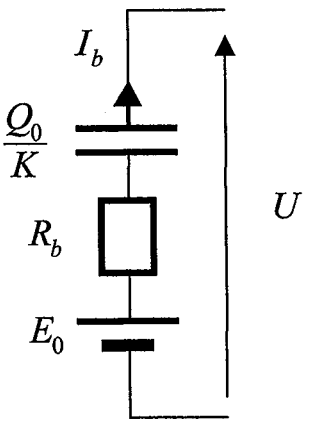


Fig. I.7 : Modèle électrique de la batterie

Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir présenté le véhicule hybride étudié, nous nous sommes attachés au choix du type de machine et de la structure du convertisseur associé pour l'ensemble alternateur – redresseur commandé qui constitue le thème de notre travail. Différentes contraintes propres au système étudié sont à prendre en compte : les variations de la vitesse d'entraînement de l'alternateur et de la tension de la batterie. Compacité et fiabilité ainsi que minimisation des pertes sont les critères fondamentaux du choix des composants de l'ensemble alternateur – redresseur commandé.

Compte tenu des critères et des contraintes énumérés, nous avons opté pour le choix d'une machine synchrone à aimants permanents. Deux types de machines à aimants montés sur la surface du rotor, l'une dépourvue de pièces polaires et l'autre à aimants insérés entre les saillances rotoriques ont été considérées. La machine à aimants insérés étant uniquement avantageuse en survitesse (possibilité de défluxage avec moindre perte de couple à pertes Joule données), nous l'avons écartée compte tenu de l'application qui concerne un fonctionnement en alternateur pour lequel la vitesse est peu variable. Nous avons par conséquent choisi la machine synchrone à aimants surfaciques sans pièces polaires pour laquelle les pertes Joule sont moindres dans le domaine de vitesses allant de zéro jusqu'à la vitesse nominale.

Nous avons ensuite présenté les quatre principales structures de redresseurs commandés autorisant le contrôle du courant fourni à la batterie. Nous les avons évaluées successivement selon les critères de compacité, fiabilité et minimisation des pertes ainsi que la possibilité du démarrage du moteur diesel par le même dispositif. Contrairement aux trois autres types de redresseurs commandés, celui en pont IGBT de structure tension n'a pas besoin structurellement d'une inductance supplémentaire pour son fonctionnement et, étant réversible en courant, il autorise le fonctionnement en moteur de la machine à aimants et donc le démarrage du moteur diesel. Nous avons donc opté pour le choix du redresseur commandé en pont à IGBT de structure tension.

Enfin, dans le but de pouvoir évaluer par simulation les performances du système dans les chapitres suivants, nous avons présenté un modèle électrique simple et réaliste pour la batterie qui est celui utilisé par le constructeur Ford. La batterie est ainsi modélisée par la mise en série d'une force électromotrice correspondant à sa tension à vide lorsqu'elle est chargée, sa résistance interne et un condensateur dont la tension aux bornes indique l'état de charge de la batterie.

CHAPITRE II

Optimisation combinée de l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé en fonction des contraintes imposées par le fonctionnement du système

Introduction

L'ensemble alternateur-redresseur commandé fait partie de la chaîne de conversion d'énergie et a pour rôle principal de convertir la puissance mécanique fournie par le moteur diesel tournant au voisinage d'une vitesse optimale en puissance électrique sous la tension de batterie pouvant varier dans une plage limitée autour de sa valeur nominale. Le fonctionnement normal du système étudié est conditionné par la variation de certaines grandeurs électriques et mécaniques en fonction des différentes phases de fonctionnement du véhicule. Ces dernières vont particulièrement solliciter la batterie et donc l'ensemble diesel – alternateur - redresseur.
Comme la batterie doit, dans la majorité des cas, jouer uniquement le rôle de « tampon », les appels de courant des différentes charges sont exprimés par un courant que doit fournir le redresseur commandé.

De manière à optimiser simultanément la machine à aimants et le redresseur commandé qui lui est associé, nous devrons tenir compte non seulement de la structure du système et de la stratégie de commande des différentes variables mais également considérer toutes les contraintes liées à la sûreté et au bon fonctionnement du système. En particulier, nous déterminerons les paramètres de la machine de manière à pouvoir contrôler correctement les courants de phase ainsi que le courant de l'étage continu fourni à la batterie. Parmi les critères de choix de ces paramètres, on doit aussi inclure la minimisation des contraintes imposées au convertisseur.

La conversion électromécanique d'énergie doit prendre en compte les remarques suivantes liées au cahier des charges.

Tout d'abord, comme nous l'avons mentionné, la batterie est utilisée en « tampon » dans le véhicule. Sa fonction principale est d'être une source d'énergie d'appoint et la tension à ses bornes peut varier selon les phases de charge ou de décharge, en fonction des besoins en courant de la charge. Nous supposerons que la tension de la batterie varie dans une plage allant de - 20 % jusqu'à +12% de sa tension nominale.

Ensuite, nous supposerons que la vitesse de rotation du moteur diesel est susceptible de varier de +/- 15% autour de son régime nominal.

Il faudra enfin dimensionner la machine et son convertisseur de manière à pouvoir envisager le démarrage du moteur diesel par le moteur électrique.

Ces remarques liées aux conditions de fonctionnement constituent les contraintes d'optimisation de l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé.

Le procédé d'optimisation de l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé commence par le choix de la forme (trapézoïdale ou sinusoïdale) et de l'amplitude maximale de la force électromotrice (f.é.m) de manière à ce que les courants de phase de la machine et par conséquent le courant fourni vers la batterie puissent être contrôlés, quelles que soient la tension de la batterie et la vitesse du moteur diesel dans les plages autorisées. La machine à aimants à f.é.m sinusoïdale ou trapézoïdale est supposée être non saturée et à rotor lisse (aimants de perméabilité très proche de celle de l'air et disposés sur la surface du rotor). Ces hypothèses autorisent un modèle relativement simple quelle que soit la forme de la f.é.m. (sinusoïdale ou trapézoïdale). Dans les deux cas, le modèle électrique externe de la machine peut se résumer à trois branches montées en étoile comportant chacune la résistance R_s de phase, l'inductance cyclique l_c et la f.é.m de phase.

Nous procèderons ensuite à une étude comparative multicritères des deux types de machines pour déterminer celle qui répondra le mieux aux exigences de compacité, fiabilité et minimisation du coût global, requises pour les systèmes embarqués.

Enfin, pour la machine qui sera retenue, nous étudierons l'influence des stratégies de commande sur les formes d'onde de courant et sur la minimisation des pertes par commutation dans le convertisseur. Le but recherché étant d'arriver finalement à une solution performante et suffisamment économique pour l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé.

La figure (II.1.) ci-dessous représente le système étudié avec ses conditions de fonctionnement.

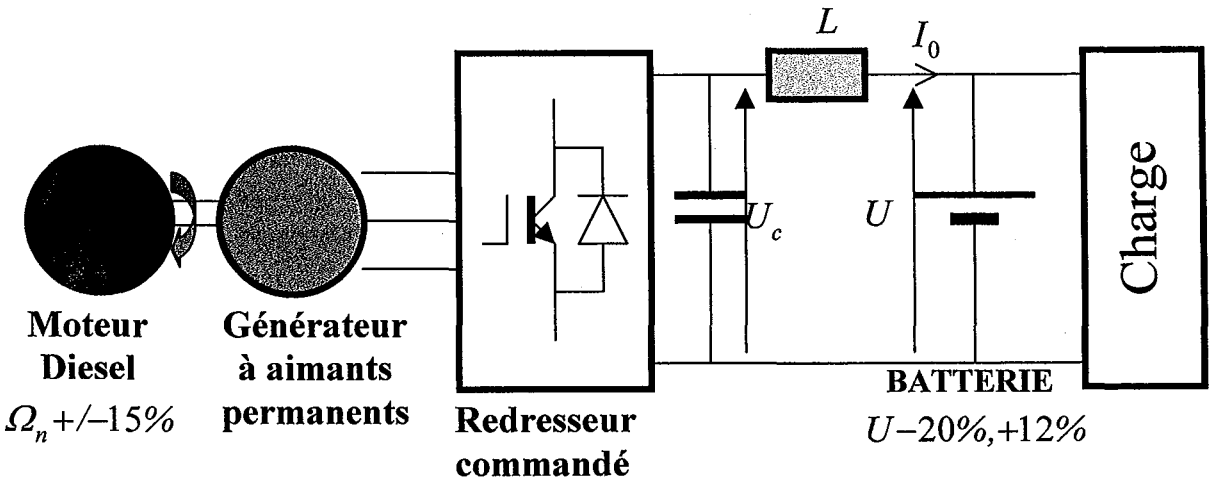


Fig. II.1. : Schéma du système étudié avec ses conditions de fonctionnement.

II.1. Condition de « contrôlabilité » des courants de la machine à f.é.m *sinusoïdale* ou *trapézoïdale*

Nous allons examiner deux machines à aimants avec deux différentes formes de f.é.m :

- Machine à force électromotrice *trapézoïdale*, alimentée par des courants rectangulaires et commandés en 120°.
- Machine à force électromotrice *sinusoïdale*, alimentée par des courants sinusoïdaux.

Dans les deux cas, pour que l'on puisse comparer dans les mêmes conditions les performances des deux machines, les courants rectangulaires ou sinusoïdaux seront contrôlés par la même méthode, en l'occurrence par la méthode d'hystérésis.

Quel que soit le type de machine à aimants qui sera retenu pour l'application étudiée (machine « trapèze » ou « sinus »), la « contrôlabilité » du courant de phase de l'alternateur est liée de manière simultanée aux deux variables suivantes :

- L'amplitude minimale de la tension de la batterie U_{min}, lorsque celle-ci est à sa charge minimale.
- L'amplitude maximale E_{max} des forces électromotrices (par phase) lorsque la vitesse du moteur diesel est maximale. Si l'on indique par E_n l'amplitude de la force électromotrice à la vitesse nominale (Ω_n), et comme la vitesse maximale du moteur diesel peut atteindre $1,15\,\Omega_n$ on aura : $\boxed{E_{max}=1,15\,E_n}$

Nous allons à présent déterminer la condition de « contrôlabilité » du courant de phase pour les deux types de machines étudiées.

II.1.1. Cas d'une machine à force électromotrice *trapézoïdale*

Nous allons considérer une machine à aimants à f.é.m trapézoïdale avec un plateau idéal de largeur 120° électriques. Les courants dans les phases du stator seront imposés avec une commande à 120° et contrôlés par hystérésis. Le retour du courant, maintenu dans une fourchette autour de sa valeur de référence, constitue le maximum des valeurs absolues des courants de phase.

Pour cette étude, nous choisissons une machine à trois paires de pôles, ceci résulte d'un compromis entre une fréquence fondamentale élevée pour des polarités supérieures et un plus grand encombrement des têtes de bobines pour des polarités inférieures. Nous justifierons *a posteriori* le choix définitif de la polarité de la machine dans le chapitre suivant spécifique au dimensionnement de la machine. Il est à noter que ce choix conditionne aussi la valeur de l'inductance cyclique l_c.

Lors de la commande à 120°, nous considérons non seulement le contrôle des courants lorsque deux phases sont en conduction , mais également durant la commutation du courant d'une phase à une autre. Dans cet intervalle particulier les trois phases conduisent simultanément.

II.1.1.1 – Cas où deux phases sont alimentées :

Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des deux phases actives est une fonction de la commande appliquée aux transistors du redresseur commandé et de la tension U_c de l'étage continu. En négligeant la chute de tension de la résistance statorique, nous avons l'équation :

$$\varepsilon U_c = 2E + 2l_c \frac{di}{dt} \;;$$

où l_c est l'inductance cyclique, E l'amplitude de la f.é.m et U_c la tension de l'étage continu.
ε peut prendre en fonction de la commande les trois valeurs suivantes : 0, +1 ou –1.

Pour que le courant i puisse être contrôlé, on doit pouvoir l'augmenter ($\frac{di}{dt}>0$) et le diminuer ($\frac{di}{dt}<0$).

$$\frac{di}{dt}=\frac{\varepsilon U_c-2E}{2l_c}\ ;$$

D'après cette relation, l'amplitude E de la f.é.m doit rester inférieure à la moitié de U_c dans tous les cas de figure. Le cas le plus contraignant étant :

$$E_{max}=\frac{U_{cmin}}{2}.$$

La condition de « contrôlabilité » du courant lorsque deux phases sont alimentées est donc :

$$\boxed{E_{max}\leq\frac{U_{cmin}}{2}}$$

II.1.1.2 – Cas où trois phases sont alimentées [23] :

Lorsque les trois phases conduisent, en négligeant la chute de tension ohmique, les courants évoluent d'après les relations ci-après :

$$l_c.\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}i_a\\i_b\\i_c\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}v_{aN}\\v_{bN}\\v_{cN}\end{pmatrix}-\begin{pmatrix}E_a\\E_b\\E_c\end{pmatrix}\quad\text{et}\quad\begin{pmatrix}v_{aN}\\v_{bN}\\v_{cN}\end{pmatrix}=\frac{1}{3}\begin{pmatrix}2&-1&-1\\-1&2&-1\\-1&-1&2\end{pmatrix}\begin{pmatrix}C_a\\C_b\\C_c\end{pmatrix}.U_c+\begin{pmatrix}E_0\\E_0\\E_0\end{pmatrix}$$

avec : $E_0=\frac{E_a+E_b+E_c}{3}$

C_a, C_b et C_c sont les variables binaires indiquant la commande des transistors du « haut » du redresseur. Les commandes des transistors du « bas » sont alors complémentaires à celles du « haut ».

Compte tenu de la commande appliquée, on peut montrer que lorsque les trois phases sont alimentées, v_{aN}, v_{bN} et v_{cN} ne prennent que les valeurs $(+/-\frac{2}{3}U_c+E_0)$ et $(+/-\frac{1}{3}U_c+E_0)$.

La condition nécessaire à la contrôlabilité des courants est liée à la valeur relative de E_{max} par rapport à U_{min} et comme dans le cas correspondant à 2 phases alimentées cette condition est $E_{max}\leq\frac{U_{cmin}}{2}$.

Cependant, comme le montrent les figures II.2, II.3 et II.4 il apparaît un décalage de plus en plus important entre l'onde du courant de phase et la f.é.m correspondante au fur et à mesure que E_{max} s'approche de $\frac{U_{cmin}}{2}$.

Ce phénomène conduirait, pour une puissance donnée, à l'augmentation de l'amplitude du courant de phase et donc à des pertes supplémentaires dans la machine et dans le convertisseur.

Par contre, si E_{max} est trop faible, la fréquence de hachage devient trop élevée (Fig. II.2), ce qui augmente les pertes par commutation dans le convertisseur.

La valeur la plus appropriée pour E_{max}, qui constitue un compromis entre un contrôle correct du courant et des pertes par commutation acceptables serait de **160 V** pour $U_{cmin} = \mathbf{430\ V}$.

Ce qui à vitesse nominale correspond à $E_n = \mathbf{140\ V}$ soit approximativement $\frac{U_{min}}{3}$.

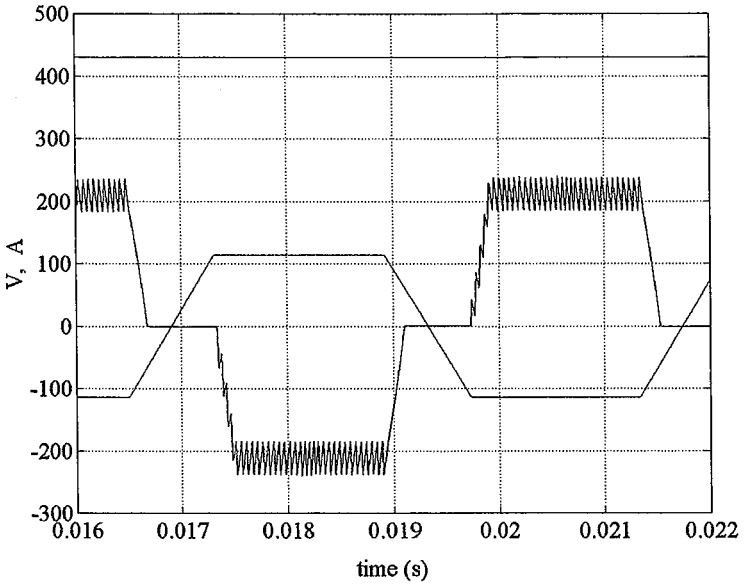


Fig. II.2 : F.é.m idéale et courant de phase de l'alternateur.
$E_{max} = \mathbf{115\ V}$, $f_{déc} = \mathbf{20.5\ kHz.}$

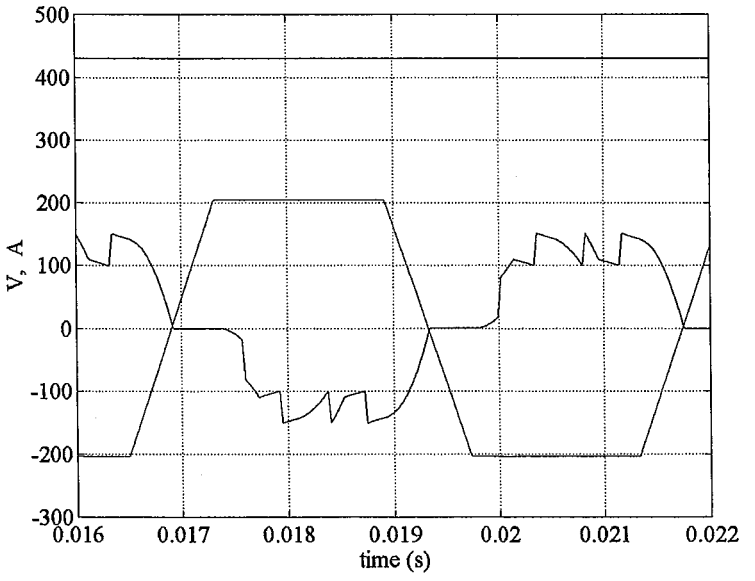


Fig. II.3 : F.é.m idéale et courant de phase de l'alternateur.
$E_{max} = \mathbf{205\ V}$, $f_{déc} = \mathbf{1.5\ kHz}$

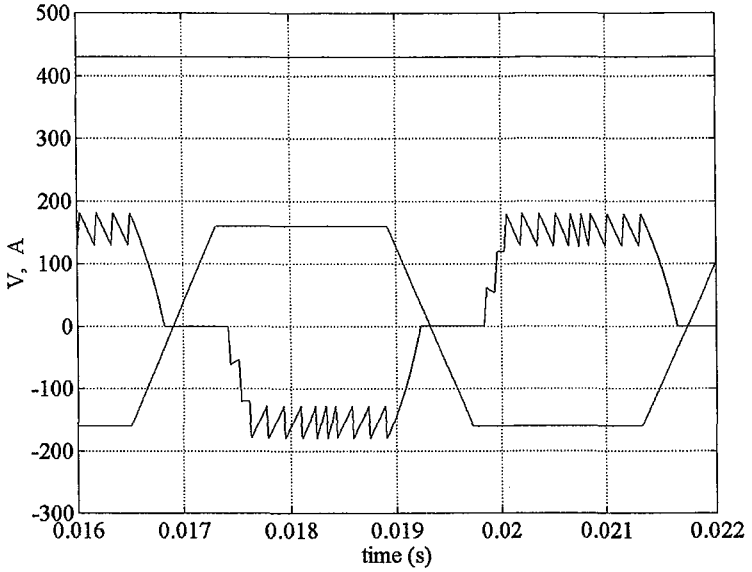


Fig. II.4 : F.é.m idéale et courant de phase de l'alternateur.
E_{max} **= 160 V.** $f_{déc}$ **= 6.5 kHz.**

La valeur de E_n = **140 V** permet ainsi d'assurer :

- Un contrôle correct du courant de phase pour la vitesse maximale de rotation du diesel.
- Une amplitude acceptable des courants de phase pour une puissance fournie côté continu.
- Une fréquence de découpage des transistors raisonnable qui permet entre autres de minimiser les pertes par commutation dans le redresseur.

E_n = 140 V sera désormais considérée comme la valeur de référence de l'amplitude des forces électromotrices par phase de l'alternateur pour la vitesse nominale de rotation Ω_n = 3600 t/mn.

II.1.2. Cas d'une machine à force électromotrice *sinusoïdale*

L'organigramme de simulation de la commande sinusoïdale par hystérésis classique est donné par la figure (II.5) ci-après. On régule le courant de l'étage continu I_0 à une valeur de consigne I_0^*. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine (i_q^*). Compte tenu de la convention moteur choisie pour les équations du modèle de la machine, i_q^* doit être négatif pour le fonctionnement alternateur. Afin de minimiser les pertes Joule, i_d^*=0 à couple donné. Par la transformation de Park, on obtient les valeurs de référence des courants de phases i_a^*, i_b^* et i_c^*. Chaque courant de phase mesuré i_a, i_b et i_c est contrôlé indépendamment par

un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l'onduleur.

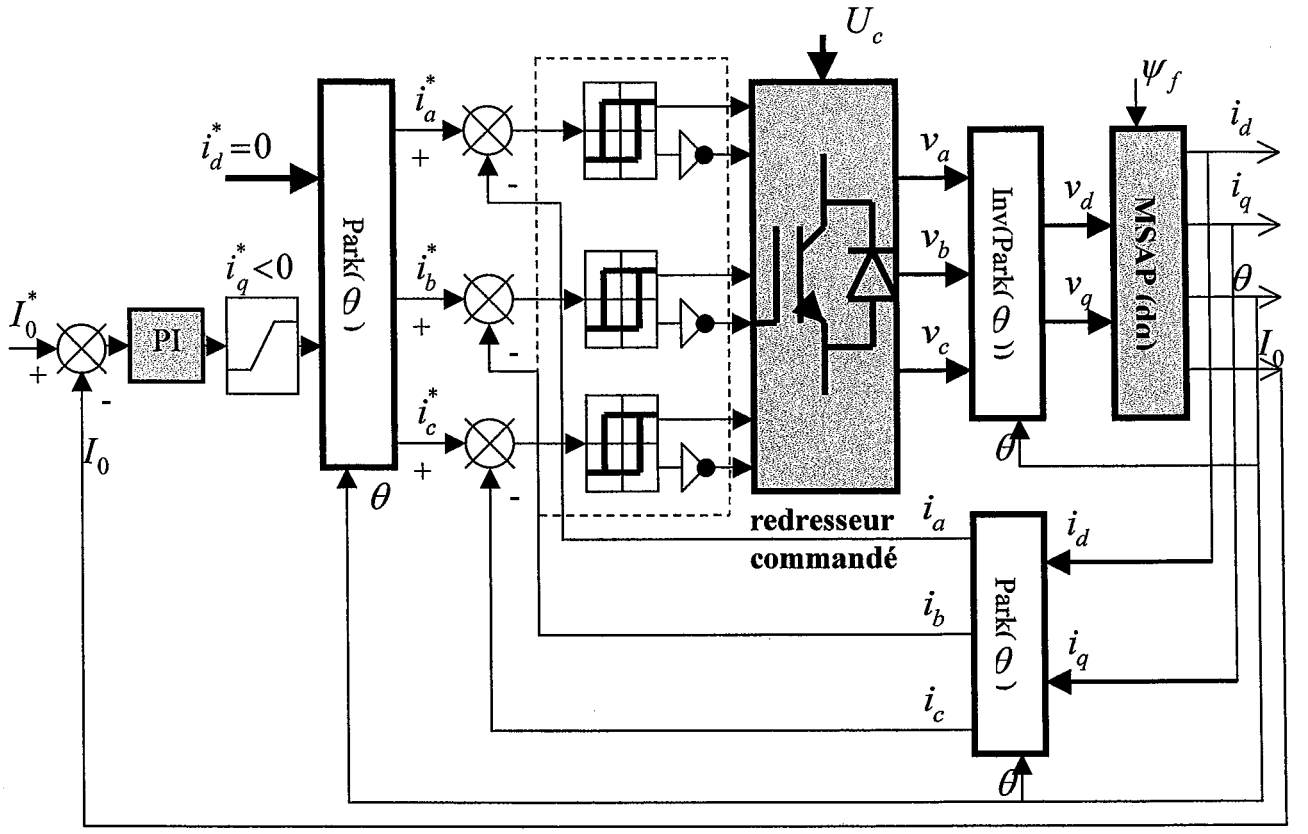


Fig II.5 : Synoptique de simulation numérique de la commande sinusoïdale par hystérésis classique.

Dans le cas de la commande sinusoïdale, les trois phases sont simultanément alimentées. La tension par phase est donnée par :

$$v_{jN} = E_j + l_c \frac{d}{dt} i_j + R i_j \qquad j = (a,b,c).$$

Lorsque la machine est connectée à un redresseur commandé de structure tension, les tensions de phase v_{jN} peuvent prendre uniquement les cinq valeurs suivantes : +/- $\frac{2}{3}U_{cmin}$, +/- $\frac{1}{3}U_{cmin}$ ou 0. Par conséquent, les six vecteurs tension de la machine diphasée équivalente, dans le plan (α,β), ont une amplitude égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{cmin}$. Comme le module du vecteur des f.é.m, dans le plan (α,β), vaut $\sqrt{\frac{3}{2}}E_{max}$, la condition de « contrôlabilité » théorique des courants de phase est dans ce cas : $\sqrt{\frac{3}{2}}E_{max} < \sqrt{\frac{2}{3}}U_{cmin}$. D'où : $\boxed{E_{max} < \frac{2}{3}U_{cmin}}$.

Les figures ci-dessous présentent les formes d'ondes du courant de phase d'une machine à f.é.m « sinus », à taux d'ondulation du courant imposé (bande d'hystérésis fixée), pour différentes valeurs de l'amplitude maximale de la f.é.m (E_{max}), sachant que la tension de batterie est fixée à sa valeur minimale (U_{cmin}=430 V).

Une valeur trop faible de E_{max} (115 V) conduit à une fréquence de découpage trop élevée des transistors, supérieure à 20 kHz (Fig. II.6). Des valeurs de E_{max} proches de $\frac{2}{3}U_{cmin}$ ne permettent plus d'assurer le contrôle des courants de phase (Fig. II.10. et Fig. II.11). Un compromis consisterait à choisir une valeur de E_{max} dans l'intervalle 160 V à 230 V (Fig. II.7, II.8 et II.9).

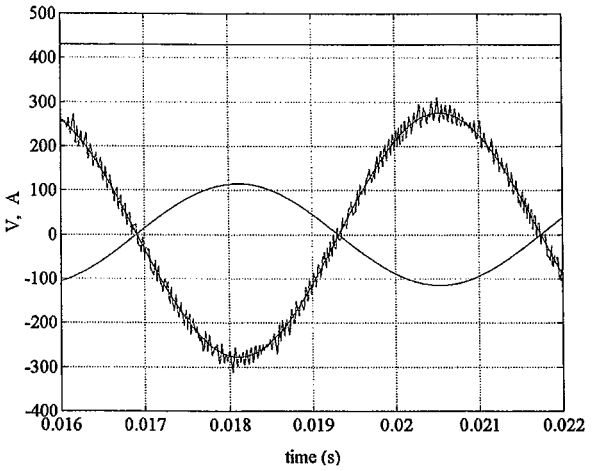


Fig. II.6 : E_{max} = 115 V.

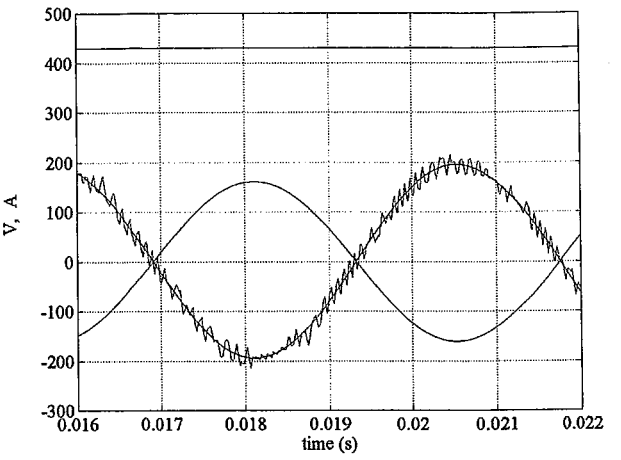


Fig. II.7. : E_{max} = 160 V.

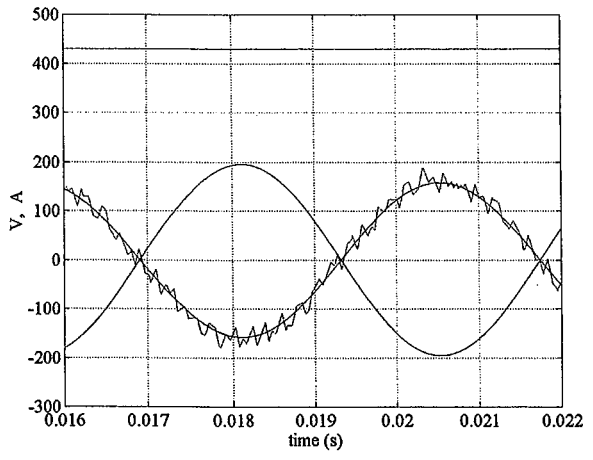


Fig. II.8. : E_{max} = 200 V.

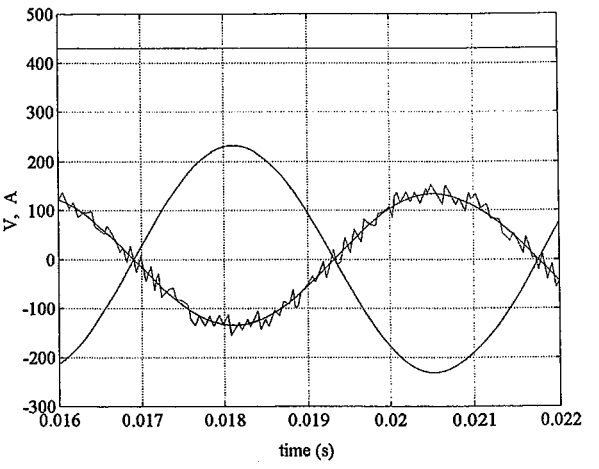


Fig. II.9. : E_{max} = 230 V.

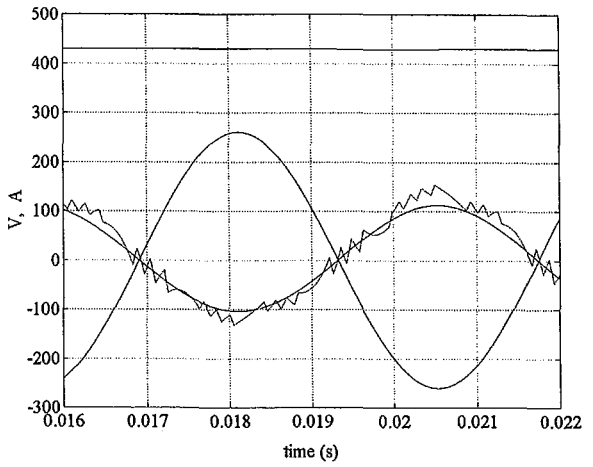


Fig. II.10. : $E_{max} = 260$ **V.**

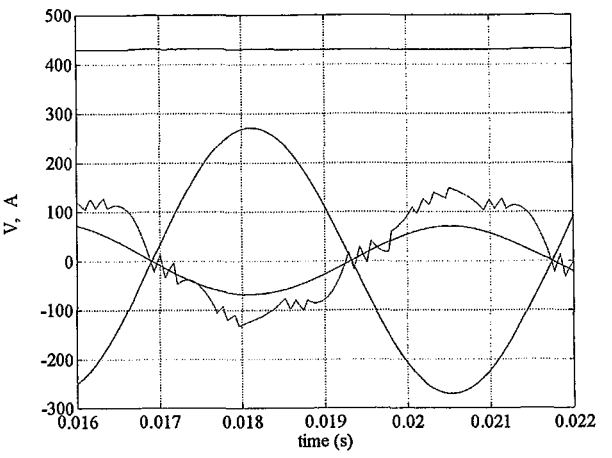


Fig. II.11. : $E_{max} = 270$ **V.**

II.2. Comparaison des deux types de machines avec leur stratégie de commande

II.2.1. Comparaison des pertes Joule des deux machines à puissance transmise donnée :

A puissance donnée, pour comparer les pertes Joule des machines « sinus » et « trapèze », il est nécessaire de connaître les valeurs efficaces des courants et des résistances de phases des deux machines. Pour cela, en se donnant le rapport des f.é.m des deux machines, on en déduit d'une part le rapport des nombres de spires et d'autre part celui des courants efficaces à puissance fixée.

Connaissant le nombre de spires par bobine pour chaque machine, on déduit le rapport des longueurs de leurs bobines. De plus, en connaissant le rapport des valeurs efficaces des courants, on peut obtenir celui des sections des conducteurs des bobines. Cela permet de calculer le rapport des résistances de phase et donc celui des pertes Joule pour les deux machines.

On pose : $E_{maxS} = kE_{maxT}$ (1)

Si on suppose que les deux machines ne différent que par le type de bobinage et le nombre de spires,

la relation (1) conduit à :

$N_S = k\frac{k_{bT}}{k_{bS}}N_T$,

N_S et N_T sont respectivement les nombres de spires des machines « sinus » et « trapèze ».

k_{bS} et k_{bT} sont respectivement les coefficients de bobinage des machines « sinus » et « trapèze ».

On pose par la suite : $k' = \frac{k_{bT}}{k_{bS}} \geq 1$

Les longueurs des bobines statoriques des machines « sinus » et « trapèze » sont donc presque proportionnelles au rapport des nombres de spires respectifs : $L_{cS} = k.k'.L_{cT}$

Pour la même puissance transmise P_t, nous avons $P_t = \frac{3}{2} E_{maxS}.I_{maxS}$ pour la machine « sinus » et $P_t = 2E_{maxT}.I_{maxT}$ pour la machine trapèze.

D'où : $\frac{I_{maxS}}{I_{maxT}} = \frac{4}{3.k}$ et $\frac{I_{effS}}{I_{effT}} = \frac{2}{\sqrt{3}.k}$

Pour la même densité de courant en (A/mm^2) dans le cuivre, les sections des conducteurs des deux machines sont dans le rapport des courants efficaces : $S_{cS} = \frac{2}{\sqrt{3}.k} S_{cT}$.

Connaissant le rapport des longueurs et des sections des conducteurs, on obtient la relation liant les résistances statoriques pour les deux types de machines : $R_S = R_T.\frac{k^2 k' \sqrt{3}}{2}$.

Les pertes Joule sont donc liées par : $\frac{P_{jS}}{P_{jT}} = \frac{3R_S I_{eff}^2}{3R_T I_{eff}^2} = k' \frac{2}{\sqrt{3}}$.

Ce rapport est indépendant de celui des amplitudes des f.é.m des deux machines (k) ; il ne dépend que de celui des coefficients de bobinage (k').

Quel que soit le rapport des amplitudes des f.é.m maximales sinus et trapèze, les pertes Joule de la machine « sinus » sont toujours supérieures à 15% de celles de la machine « trapèze ».

En contrepartie, la machine à f.é.m trapézoïdale aura plus de pertes fer au stator et de pertes dans les aimants compte tenu de la forme non sinusoïdale de la f.é.m.

II.2.2. Comparaison du point de vue des pertes fer au stator et dans les aimants :

Du point de vue de la minimisation des pertes fer au niveau du circuit magnétique du stator et des pertes dans les aimants, la machine « sinus » est la plus appropriée.

Cependant, pour une machine « trapèze », dans le but de minimiser les pertes dans les aimants dus aux harmoniques d'espace des courants induits, il est possible des segmenter les aimants en N_s tuiles, de manière à réduire l'importance des harmoniques d'espace des courants induits de rang inférieur à N_s. Nous détaillerons cette possibilité de segmentation des aimants dans le prochain chapitre.

II.2.3. Comparaison du point de vue de la commande :

L'autopilotage d'une machine synchrone à aimants consiste à pouvoir imposer la forme souhaitée du courant dans les phases de la machine en fonction de la position du rotor. Ceci peut être

réalisé soit de manière continue dans le cas de la commande sinusoïdale en utilisant un capteur de position absolu, soit de manière discontinue tous les 60° électriques dans le cas de la commande à 120° en utilisant un capteur de position à 6 secteurs [16].

La commande à 120° par hystérésis est une commande simple, robuste et économique ; deux capteurs de courant et un capteur de position à 6 secteurs suffisent pour imposer le courant.
En revanche, la commande sinusoïdale nécessite un capteur de position absolu, trois régulateurs à hystérésis pour contrôler indépendamment les courants de phase et des dispositifs électroniques sophistiqués. La mise en œuvre de cette commande revient donc beaucoup plus cher par rapport à la solution d'une commande à 120°.

Bien que la fréquence de découpage des transistors soit variable avec la méthode de contrôle par hystérésis, nous avons également envisagé de mettre au point la méthode de l'«hystérésis modulée», qui permet, tout comme la M.L.I (Modulation de Largeur des Impulsions), d'imposer la fréquence de hachage des transistors tout en gardant des performances semblables pour le courant de phase par rapport à une méthode de contrôle par hystérésis classique.

En conclusion, nous optons pour la solution d'une machine à force électromotrice trapézoïdale au plateau de largeur 120°, alimentée par des courants rectangulaires commandés en 120° et contrôlés par hystérésis. En effet, cette machine comporte les avantages suivants :

- Machine compacte.
- Commande simple, robuste et économique.
- Pertes Joule réduites à puissance transmise donnée.

II.3. Influence de l'inductance cyclique sur les performances d'une machine à f.é.m trapézoïdale.

Nous venons de montrer dans les paragraphes précédents que le bon choix de l'amplitude de la f.é.m à vitesse donnée suffit pour assurer le contrôle du courant de phase.
Cependant, il faut souligner que la valeur de l'inductance cyclique influe considérablement sur la forme des courants de phase notamment lors des commutations.
En effet, une inductance de trop faible valeur conduit à une fréquence de découpage des transistors élevée pour un taux d'ondulation du courant fixé, alors qu'une valeur trop élevée retarde l'établissement du courant lors des commutations entre phases. De plus, l'inductance cyclique est liée à la polarité de la machine.

II.3.1. Influence de la polarité de la machine :

Dans les exemples suivants (Fig. II.12, II.13 et II.14), la valeur de l'inductance cyclique dans chaque cas est choisie de sorte que le décalage entre ondes courant et f.é.m de même phase reste raisonnable pour la vitesse nominale.

Nous constatons que l'inductance optimale dans chaque cas diminue avec l'augmentation du nombre de paires de pôles (0.2 mH pour p =2, 0.15 mH pour p =3 et 0.1 mH pour p =4).
En effet, avec l'augmentation de la polarité, la période de courant diminue à vitesse donnée et le temps d'établissement du courant doit être réduit proportionnellement.

L'autre conséquence du choix d'une polarité plus élevée et donc d'une inductance optimisée plus faible réside dans le fait que la fréquence de découpage et donc les pertes par commutation du convertisseur augmentent.

On peut de cette dernière remarque déduire qu'il faudrait choisir un nombre de paires de pôles plus faible, mais cela entraîne une augmentation de la longueur des têtes de bobines.
Un assez bon compromis serait de choisir $\boldsymbol{p = 3}$.

- Cas d'une machine à 8 pôles (p =4), f =240 Hz pour 3600 t/mn.

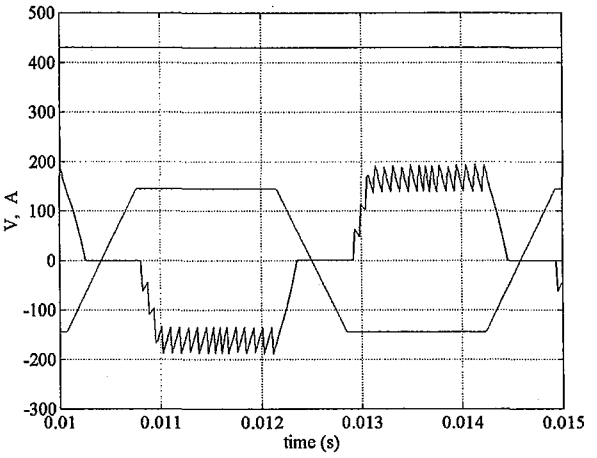


Fig. II.12 : Forme du courant pour une inductance cyclique de valeur **0.10 mH**.

- Cas d'une machine à 6 pôles (p =3), f =180 Hz pour 3600 t/mn.

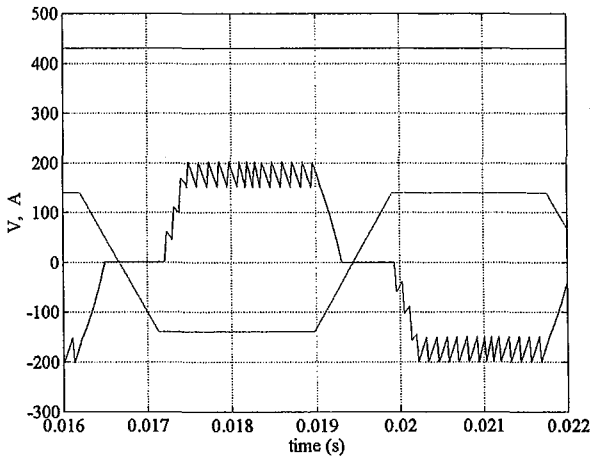


Fig. II.13 : Forme du courant pour une inductance cyclique de valeur **0.15 mH**.

- Cas d'une machine à 4 pôles (p =2), f =120 Hz pour 3600 t/mn.

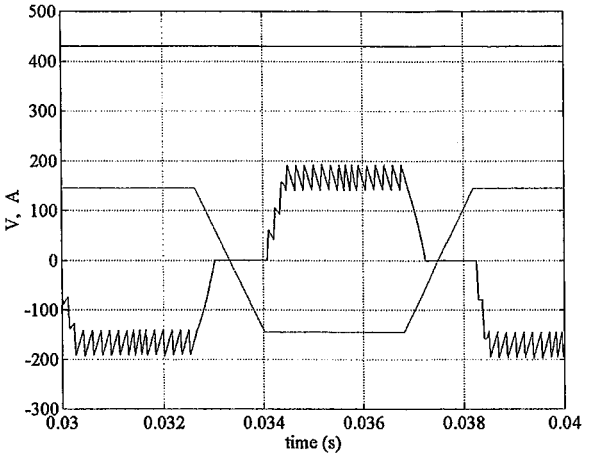


Fig. II.14 : Forme du courant pour une inductance cyclique de valeur **0.2 mH**.

II.3.2. Choix d'une machine à 6 pôles – optimisation de l'inductance cyclique :

Pour une machine à polarité fixée (6 pôles dans le cas présent), nous pouvons modifier légèrement les valeurs de l'inductance cyclique en agissant simultanément sur l'épaisseur de l'entrefer mécanique et sur celle des aimants sans pour autant modifier l'amplitude de la f.é.m. Cette dernière sera prise égale à 140V pour la vitesse nominale.

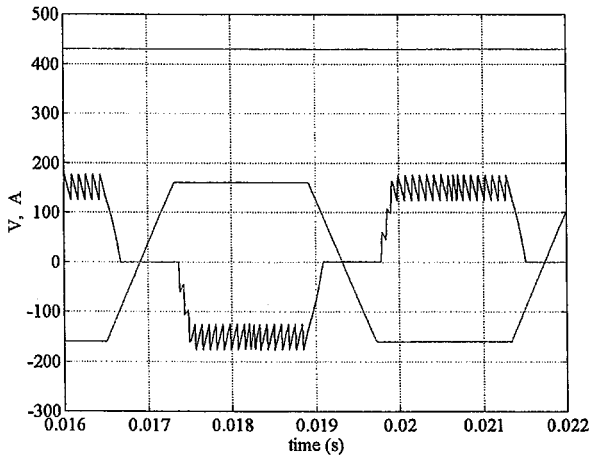


Fig. II.15.a : Forme d'onde du courant de phase pour une inductance cyclique l_c = 0.08 mH.

(f_{moy} = 15.5 kHz)

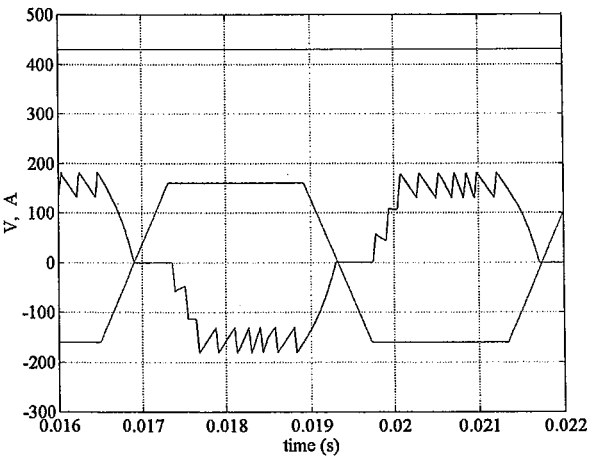


Fig. II.15.b : Forme d'onde du courant de phase pour une inductance cyclique l_c = 0.22 mH.

(f_{moy} = 6.2 kHz)

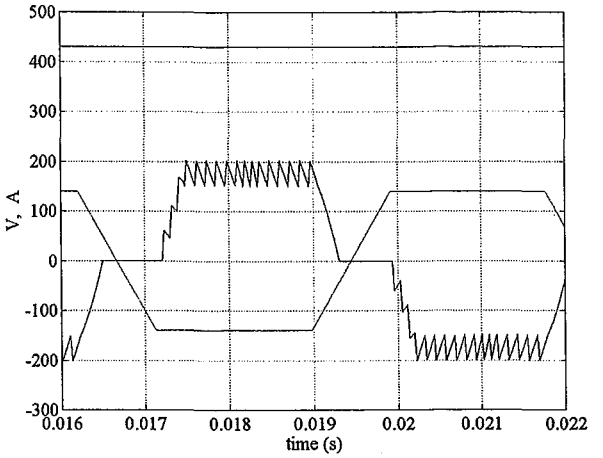


Fig. II.15.c : Forme d'onde du courant de phase
pour une inductance cyclique $l_c = 0.15$ mH ($f_{moy} = 8.2$ kHz).

A la suite des résultats de simulation, nous pouvons définir un intervalle de tolérance λ dans lequel les valeurs de l'inductance cyclique l_c résultent d'un compromis entre une fréquence de découpage élevée pour les valeurs les plus faibles de l'inductance et un retard à l'établissement du courant pour les valeurs les plus élevées.

De plus, en admettant qu'une fréquence de découpage comprise entre 6 kHz et 10 kHz reste acceptable, l'inductance cyclique doit donc être comprise entre 0.12 mH et 0.22 mH.
On notera : $\lambda = [0.12\,mH,\ldots,0.22mH]$.

Ces valeurs conduisent également à un décalage du courant par rapport à la f.é.m de phase tel que l'amplitude des courants à puissance électrique fournie à la batterie reste acceptable.

II.4. Différentes stratégies de contrôle des courants par hystérésis et leur influence sur la qualité de la conversion électromécanique de l'énergie.

Pour imposer des courants trapézoïdaux dans les enroulements de la machine, nous choisissons la commande à 120° utilisant un seul régulateur à hystérésis. Une bande d'hystérésis de largeur imposée entoure le courant de référence. La sortie du régulateur à hystérésis détermine les signaux de commande des transistors en fonction de l'intersection du courant réel mesuré avec les limites supérieures (=> signal de blocage) et inférieures (=> signal d'amorçage) de la bande d'hystérésis [17].

C'est une méthode de commande relativement simple et économique, qui ne nécessite qu'un capteur de position à 6 secteurs et un ou deux capteurs de courants, selon la technique de mesure du courant.

II.4.1. Rappel - Principe de la commande à 120° :

Le principe de cette méthode consiste à imposer des courants rectangulaires au plateau de largeur 120° électriques et d'amplitude i^* en phase avec les f.é.m de phase correspondantes (fonctionnement moteur) ou en opposition de phase (fonctionnement alternateur).

On distingue six intervalles de 60° électriques (appelés secteurs) de fonctionnement selon la position du rotor et détectés par les signaux fournis par le capteur à 6 secteurs. Dans chaque secteur uniquement deux phases de la machine sont alimentées, excepté durant les commutations.

La figure (II.16) présente le schéma global du contrôle du courant I_0 fourni à la batterie par le redresseur commandé ainsi que le contrôle des courants de phase de la machine.

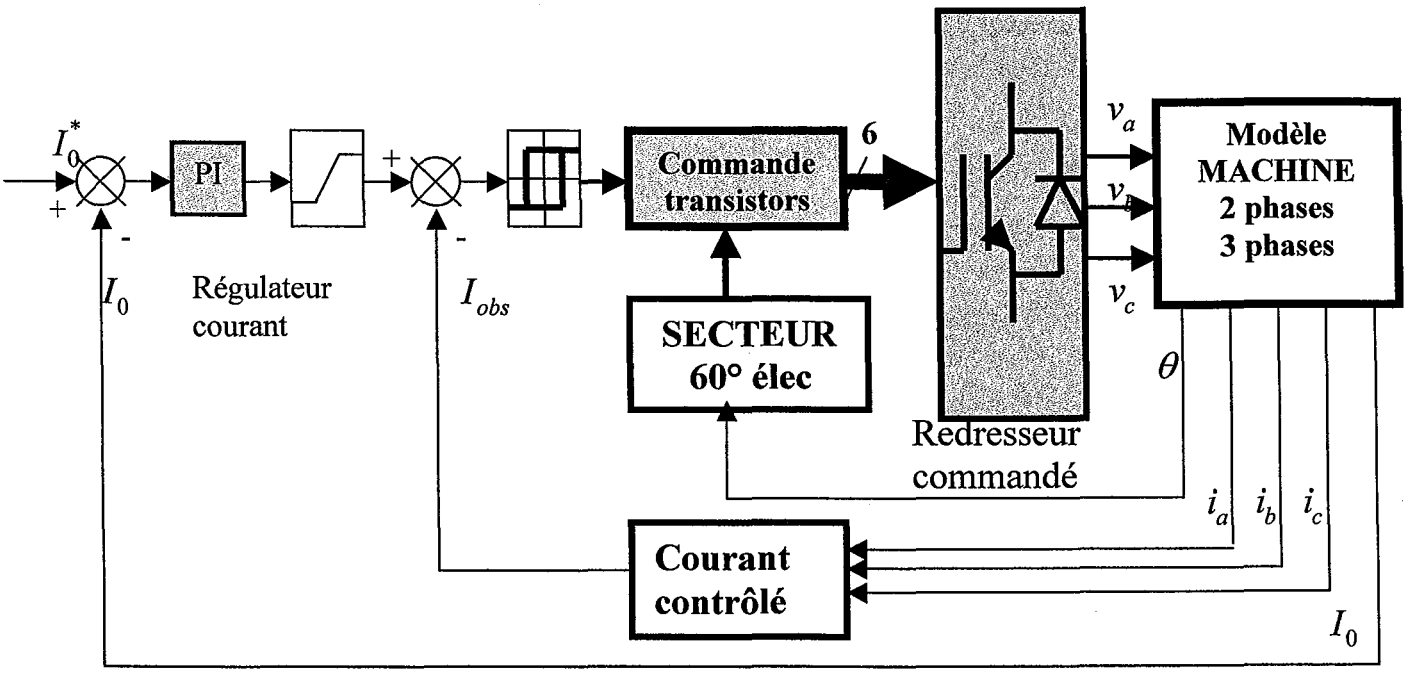


Fig. II.16. : Synoptique de simulation de la commande à 120° par hystérésis classique.

Le dispositif de commande comporte deux boucles de régulation :

- Une boucle de régulation externe qui permet de contrôler le courant de l'étage continu I_0 fourni à la batterie à une valeur de consigne reçue du cœur du système.
- Une boucle de régulation interne qui permet de contrôler l'amplitude des courants de phase de l'alternateur par un régulateur à hystérésis. La sortie du régulateur de la boucle externe constitue la référence de l'amplitude des courants de phase de la machine.

Une image du courant de phase est reconstituée à l'aide d'un ou de deux capteurs de courant placés respectivement sur le bus continu ou sur les phases de la machine. L'autopilotage est assuré par un capteur de position à 6 secteurs monté en bout d'arbre de la machine.

La reconstitution de l'image de l'amplitude du courant peut se faire à l'aide d'un ou de deux capteurs de courants. Ce choix est lié aux méthodes de hachage des transistors du redresseur.

II.4.2 Principe des différents modes de hachage pour le contrôle du courant :

Le schéma du redresseur avec les différentes notations est donné sur la figure (II.17) ci-après :

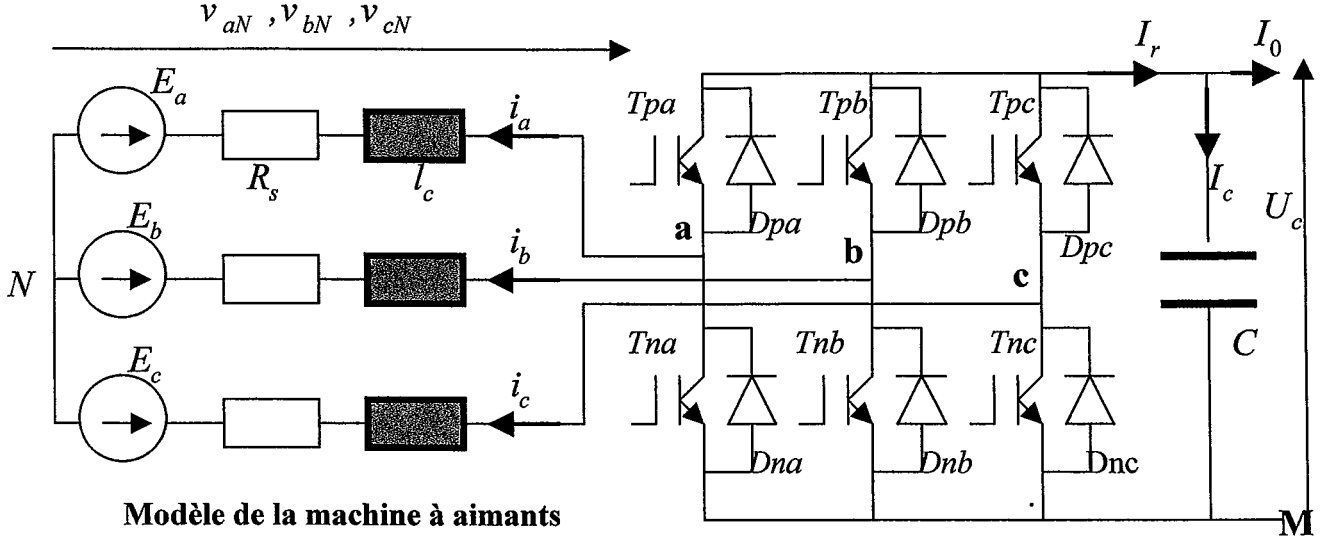


Fig. II.17 : Schéma de l'ensemble machine – redresseur commandé.

Pour maintenir le courant de phase mesuré à l'intérieur de la bande d'hystérésis autour du courant de référence, deux modes de hachage (ou découpage) sont habituellement utilisés [25], [33] :

- « **Simple hachage** » : Le hachage a lieu uniquement à l'aide de l'un des trois transistors du convertisseur (par exemple ceux du « haut » T_{pa}, T_{pb}, T_{pc}). Les trois autres (T_{na}, T_{nb}, T_{nc}) jouent le rôle d'aiguilleurs de courant en fonctionnement moteur et, comme nous le verrons plus loin, n'interviendrons même pas en fonctionnement alternateur.

- « **Double hachage** » : Dans ce cas, le contrôle du courant s'effectue à la fois avec les transistors « hauts » et « bas » du convertisseur.

II.4.3. Différentes méthodes d'observation du courant :

Ces méthodes utilisent soit **un**, soit **deux capteurs** de courant.

II.4.3.1 – Méthode conventionnelle de mesure du courant du bus continu par un seul capteur :

Cette méthode de mesure utilise le courant du bus continu pour reconstituer l'image du courant de phase de la machine. En effet, la valeur absolue du courant de l'étage continu, situé entre le convertisseur et les capacités de filtrage C (Fig. II.18), donne l'image du courant de phase en dehors des commutations [19].

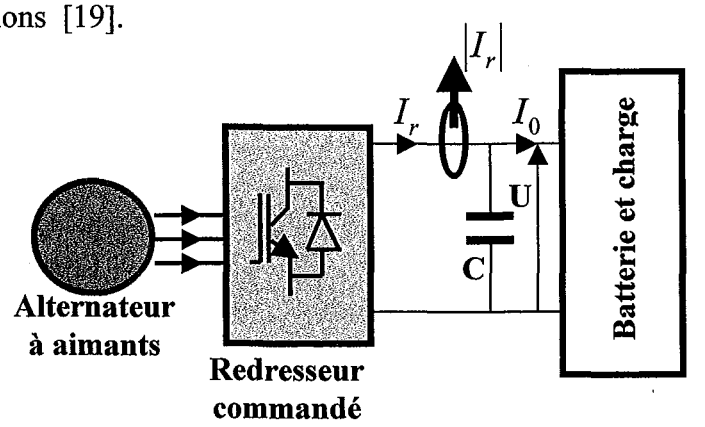


Fig. II.18. : Schéma de mesure classique du courant de l'étage continu pour la commande à 120°.

Bien que cette méthode soit très économique, son principal inconvénient réside dans le fait qu'elle ne permet pas d'assurer le contrôle du courant de phase de l'alternateur pendant les commutations des courants entre deux phases [20], [21].

En effet, durant l'intervalle de commutation, qui apparaît tous les 60° électriques, les trois phases de la machine sont simultanément alimentées. Le courant mesuré par le capteur à effet Hall, est en fait le courant dans la phase nouvellement mise en conduction, qui a une amplitude nulle au début de la commutation (Fig. II. 19.d). Avant que ce courant n'atteigne la valeur de référence puis la limite supérieure de la bande d'hystérésis, les deux autres courants de phase restent incontrôlés et des surintensités apparaissent sur l'onde de courant non-commuté, comme le montrent les figures (II.19.a) et (II.19.b). Ces surintensités peuvent atteindre des valeurs relativement élevées surtout pour le fonctionnement en alternateur [18], [20], [21].

De plus, ce capteur n'autorise que la technique du « double hachage ».

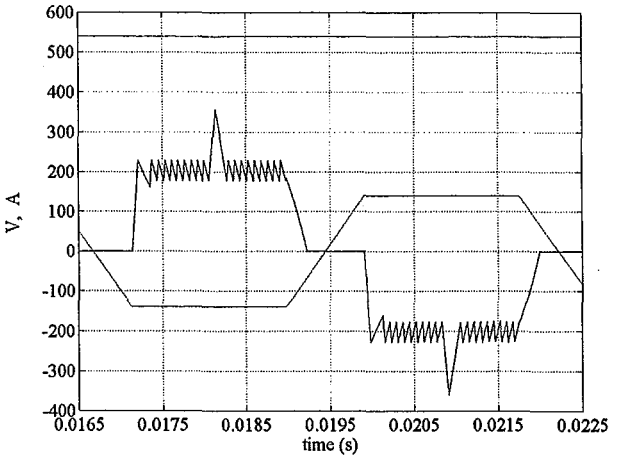


Fig. II.19.a : Courant de phase et f.é.m idéale.

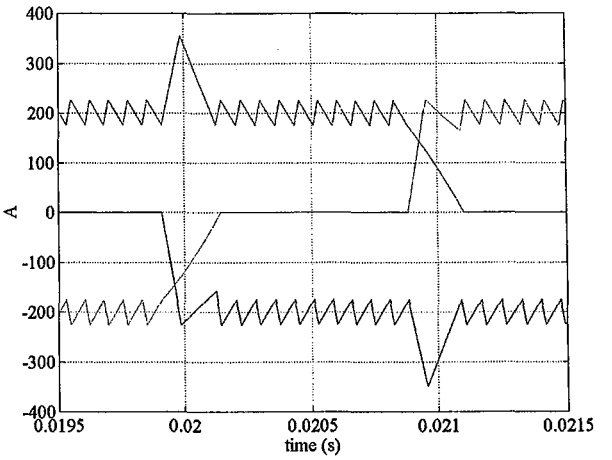


Fig. II.19.b : Zoom sur les courants de phase.

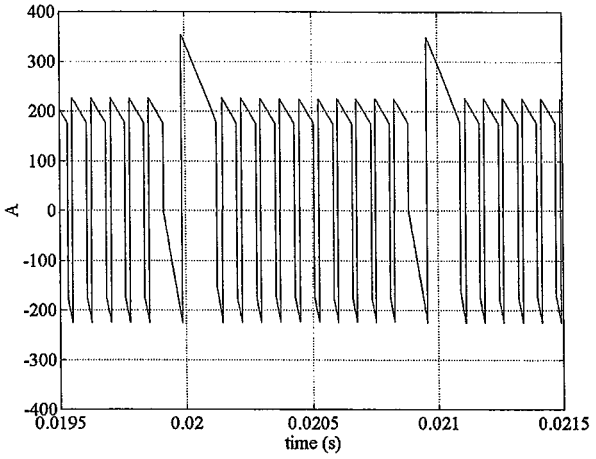


Fig. II.19.c : Courant vu par le capteur.

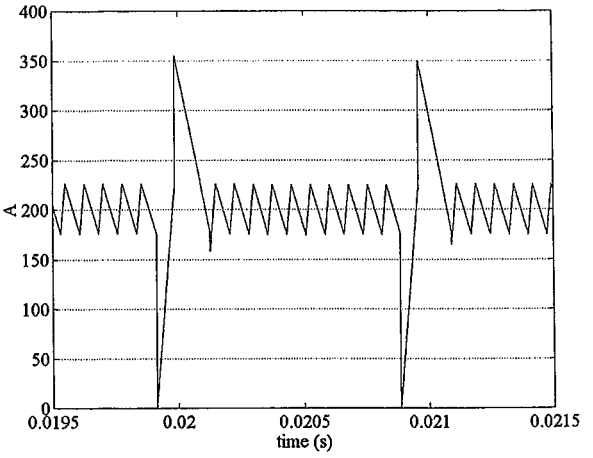


Fig. II.19.d : Courant observé $|I_r|$

II.4.3.2 – Méthode proposée pour la mesure du courant avec seulement deux capteurs par phase :

Pour éviter les inconvénients de la méthode classique de mesure du courant de l'étage continu (apparition des surintensités sur le courant non-commuté pendant les intervalles de commutation entre phases), nous proposons plutôt d'utiliser pour le retour de courant, le maximum des valeurs absolues des trois courants de phases ([20], [21], [22]).

Ce courant, noté I_{obs} est obtenu par :

$$I_{obs} = max\left(|I_a|, |I_b|, |I_c|\right)$$

Evidemment, la somme des trois courants de phase étant nulle, deux capteurs suffisent pour obtenir les images des trois courants de phase .

Nous testerons l'efficacité de cette méthode d'observation de courant pour le contrôle des courants par les deux modes de hachages (**simple** et **double**) en fonctionnement alternateur.

II.4.4 Méthode du « simple » hachage en fonctionnement alternateur

Dans notre cas, nous utiliserons les transistors « hauts » pour le hachage. Les transistors « bas » n'interviennent pas pour le fonctionnement alternateur. Les figures (II.20.a, II.20.b, II.20.c) montrent la technique du « simple hachage » pour une séquence particulière de conduction [25].

Dans ce mode de hachage, le courant de phase est augmenté lors de la séquence de court-circuit des deux phases de la machine à travers un transistor et une diode « haut » (Fig. II.20.a). Il est ensuite

diminué et renvoyé vers la batterie à travers une diode « haut » et une diode « bas ». La tension $-U$ est alors appliquée aux bornes des phases (Fig. 20.c).

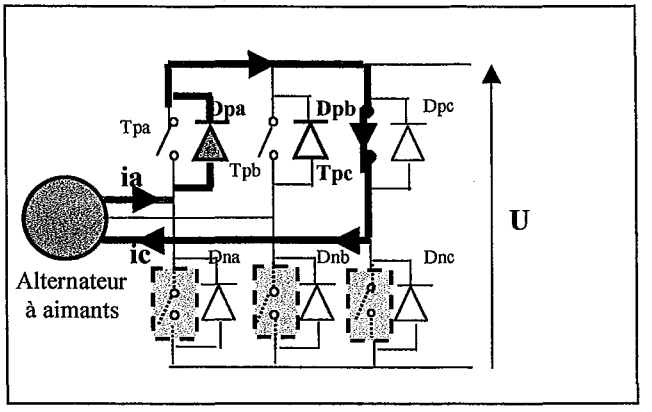


Fig. II.20.a : « Simple » hachage - mode « roue libre » pour (e_b <0).

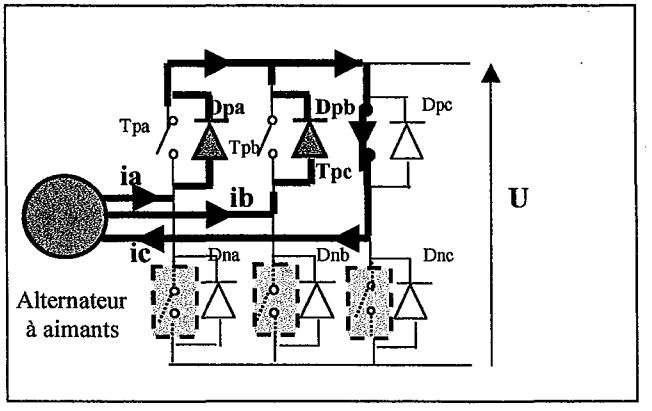


Fig. II.20.b : « Simple » hachage - mode « roue libre » pour (e_b >0).

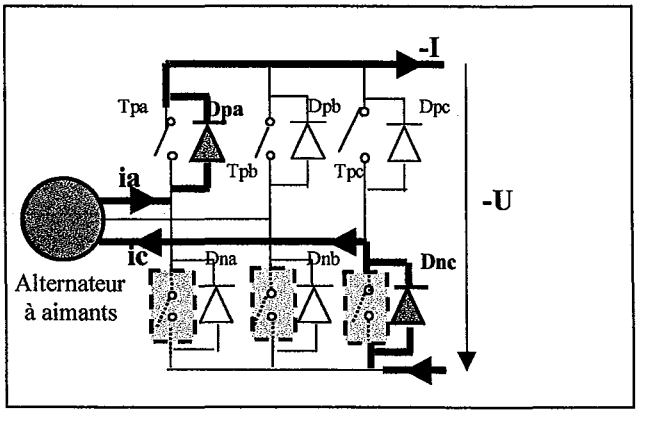
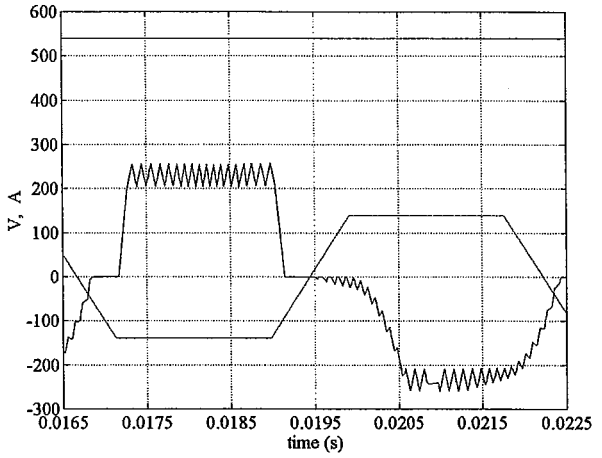


Fig. II.20.c : « Simple » hachage – séquence de récupération par les diodes.

Il est à noter que pendant que deux phases de la machine sont court-circuitées, une mise en conduction involontaire des diodes «haut» du bras du redresseur relié à la phase non-conductrice

provoque l'apparition d'un courant dans cette phase dès lors que la f.é.m de cette phase change de signe (mise en conduction de **Dpb** sur la Fig. II.20.b). Ceci a pour conséquence de rendre la forme du courant de phase dissymétrique (Fig. II.21.a et Fig. II.21.b) [25].



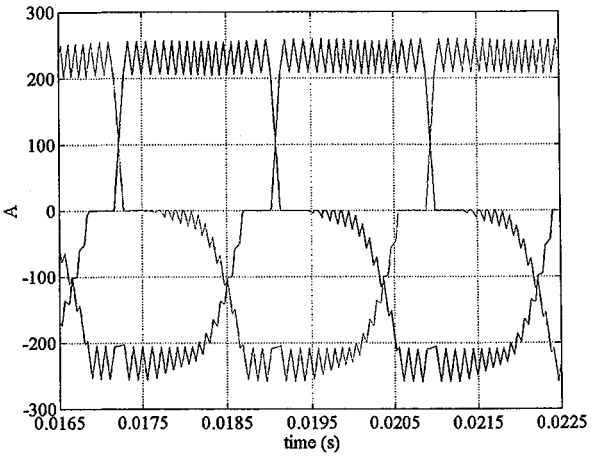
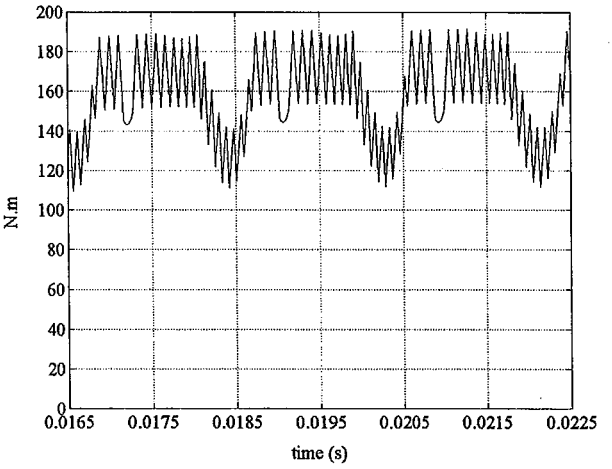


Fig. II.21.a et II.21.b : Courants de phase obtenus par la méthode du « simple» hachage.



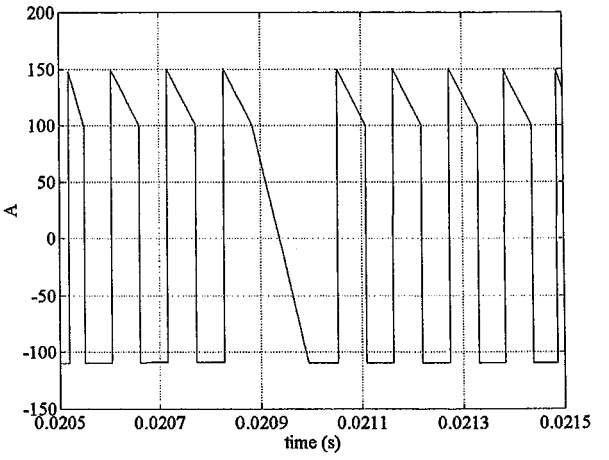


Fig. II.21.c : Couple électromagnétique (N.m)

Fig. II.21.d : Courant dans les capacités de filtrage C.

La méthode du simple hachage permet de réduire le nombre des transistors nécessaires pour le contrôle du courant puisque trois transistors uniquement servent pour le hachage.

De plus, pour un taux d'ondulation du courant donné, la fréquence de découpage est plus faible que pour la méthode du double hachage, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant. Ceci a pour conséquence de diminuer les pertes par commutation dans le convertisseur et aussi la valeur efficace du courant dans les capacités de filtrage et donc de réduire leur calibre ou leur nombre et donc leur volume.

Cependant, la forme dissymétrique des courants de phase provoque des ondulations de couple assez importantes.

La méthode du simple hachage, en utilisant les transistors du « bas » comme aiguilleurs de courant autorise le fonctionnement moteur et donc le démarrage du moteur diesel.

II.4.5. Méthode du « double » hachage :

Lorsque la méthode du « double » hachage est appliquée, deux transistors (l'un « haut » et l'autre « bas ») sont alors simultanément amorcés puis bloqués pour assurer le contrôle du courant.

Les figures (II.21.e) et (II.21.f) présentent la méthode du double hachage pour une séquence particulière de conduction.

Deux transistors (l'un « haut » et l'autre « bas ») permettent d'augmenter le courant de phase en imposant une tension $+U$ aux bornes des deux phases en conduction. Ensuite, deux diodes antiparallèles imposent la tension $-U$ aux bornes des deux phases, ce qui permet de diminuer le courant. Celui-ci est alors renvoyé vers la batterie.

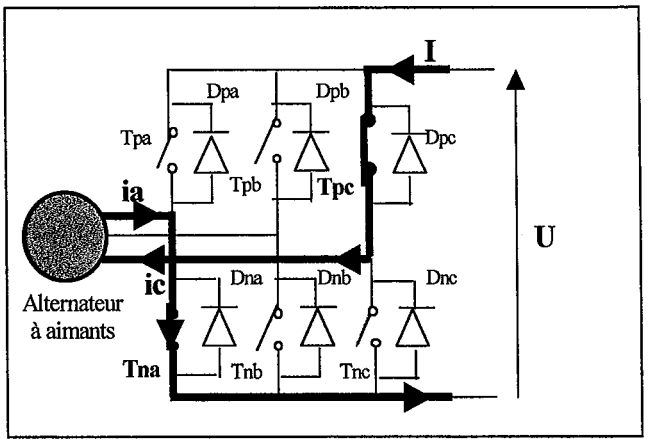


Fig. II.21.e : « Double » hachage - Augmentation du courant de phase à travers les transistors.

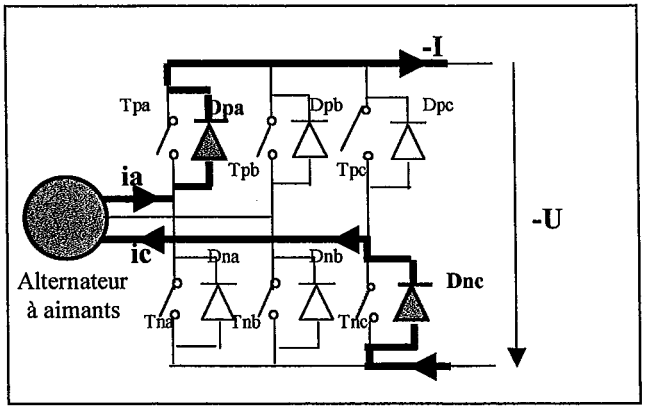
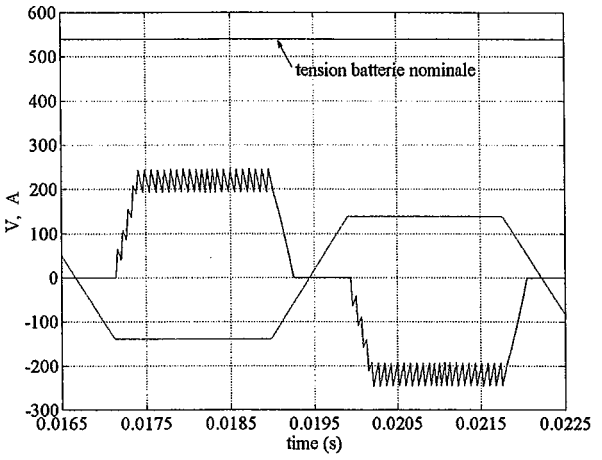


Fig. II.21.f : « Double » hachage – Diminution du courant de phase à travers les diodes et renvoi vers la batterie.



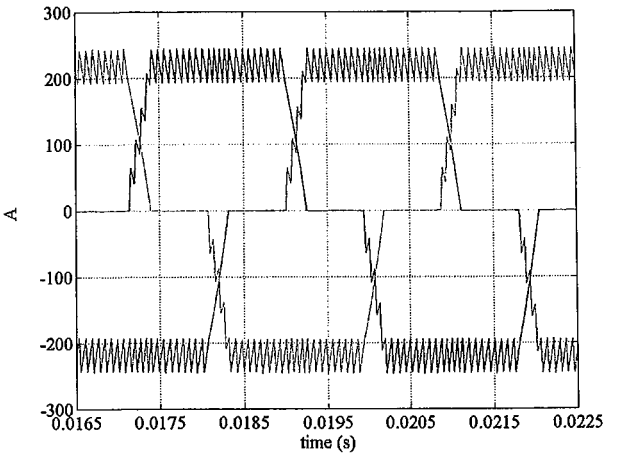


Fig. II.22.a et II.22.b : Courants de phase obtenus par la méthode du « double hachage ».

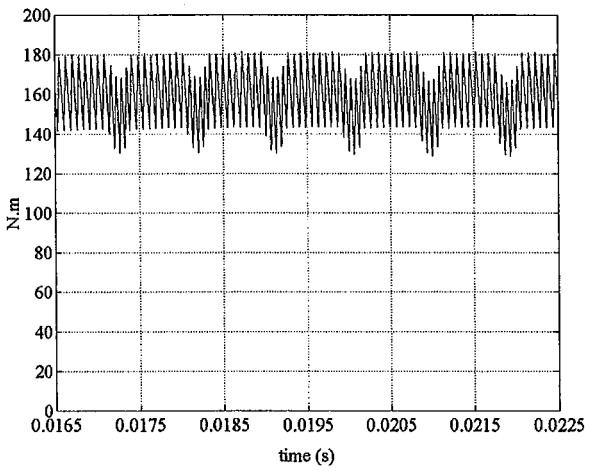


Fig. II.22.c : Couple électromagnétique (N.m)

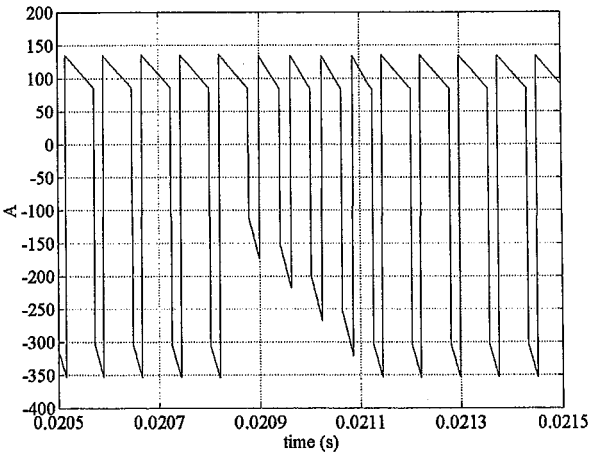


Fig. II.22.d : Courant dans la capacité de filtrage C.

La méthode du double hachage a l'avantage, par rapport à la méthode du simple hachage, d'imposer une forme symétrique aux courants de phase et de réduire les ondulations du couple provoquées par la dissymétrie des courants (Fig. II.21.c et Fig. II.22.c).

Cependant, pour un taux d'ondulation du courant donné, la fréquence de découpage est plus élevée par cette méthode que pour la méthode du simple hachage. Ceci a pour inconvénient d'augmenter d'une part les pertes dans le convertisseur et d'autre part d'accroître la valeur efficace du courant dans les capacités de filtrage. Le volume des condensateurs est augmenté et le dispositif de refroidissement doit être renforcé.

En conclusion, il nous sera possible d'appliquer indifféremment les deux techniques de hachage présentées pour le contrôle du courant. Néanmoins, la méthode du « simple hachage », par ses nombreux avantages, constitue le meilleur compromis entre les performances du système et la réduction de son coût global.

Il faudra cependant veiller à appliquer la méthode du « simple hachage » après la réalisation de la machine et vérifier que les courants dissymétriques ne causent pas de vibrations ou bruits excessifs pouvant la déclasser par rapport à la méthode du « double hachage ». Ce qui nous incite, jusqu'aux résultats des tests, à ne pas conclure trop rapidement.

II.5. Comparaison de deux méthodes de découpage à fréquence variable « hystérésis » et à fréquence fixe « hystérésis modulée »

Pour éliminer les inconvénients de la commande par hystérésis classique liés à une fréquence de découpage variable et parfois élevée pour une faible valeur de l'inductance cyclique de la machine, la méthode de **«l'hystérésis modulée »** permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors du convertisseur, lors du contrôle par hystérésis des courants [17].

Cette méthode comporte les avantages suivants :

- la simplicité et la robustesse de la commande par hystérésis, qui n'exige pas la connaissance exacte des paramètres de la machine.
- une fréquence de hachage constante comme pour la commande par Modulation de Largeur des Impulsions (MLI), qui permet de réduire le nombre d'harmoniques sur les ondes de courant et de couple.

Le principe de la méthode de l'hystérésis modulée consiste à superposer à la valeur du courant de référence de la machine i^*_{ref}, un signal triangulaire i_{tr} ayant la fréquence f_{tr} que l'on souhaite imposer. On obtient ainsi un courant de référence modulé i^*_{mod}. [17].

Nous avons la relation suivante : $\boxed{i^*_{mod} = i^*_{ref} + i_{tr}}$

Ce nouveau signal modulé sera utilisé en tant que nouvelle référence pour la boucle interne de contrôle du courant (Fig. II.23.a) [28].

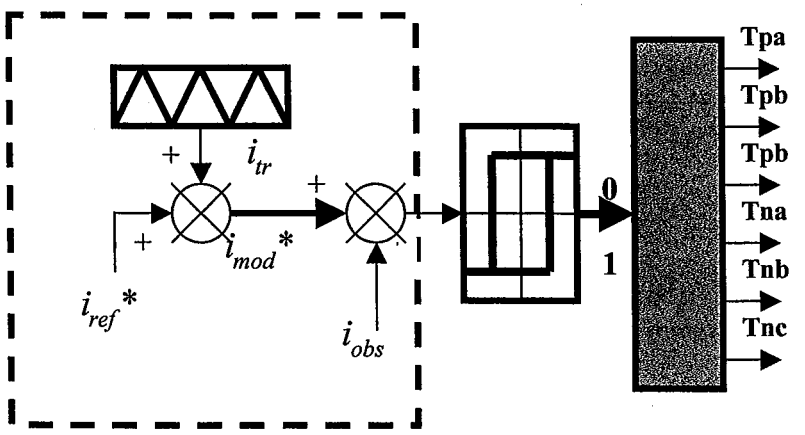


Fig. II.23.a : Hystérésis modulée - Superposition de la porteuse (à fréquence souhaitée f_{tr}) au courant de référence i^*_{ref}. Le principe de commande est ensuite identique à la méthode par hystérésis classique.

Un choix judicieux de la valeur de l'amplitude du signal triangulaire (porteuse), notée A_{tr} et de la largeur de la bande d'hystérésis B_h imposera au courant réel observé i_{obs} uniquement deux intersections avec les limites de la bande d'hystérésis au cours de chaque demi-période du signal triangulaire, l'une avec sa limite supérieure et l'autre avec sa limite inférieure.
Ces intersections déterminent alors les instants de commutation des transistors du bras du convertisseur qui pilote la phase concernée.

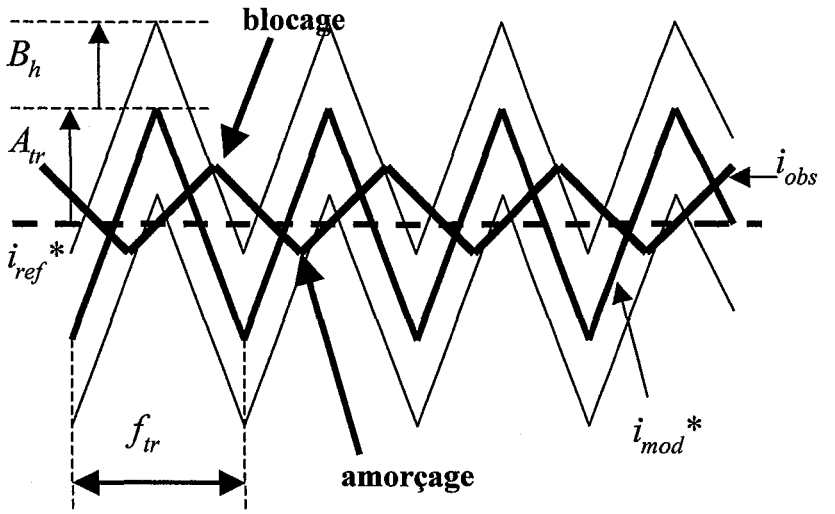


Fig. II.23.b : Principe de l'hystérésis modulée pour imposer la fréquence de hachage.

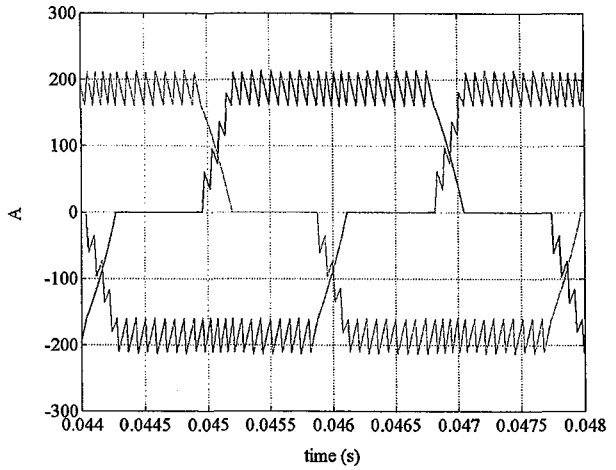
Dans le cas de la commande à 120°, la relation liant A_{tr} à B_h, qui permet d'avoir une fréquence de hachage imposée à la valeur f_{tr}, est la suivante [17], [28] :

$$A_{tr}+B_h > \frac{U_c}{4.f_{tr}.l_c}$$; pour la méthode du « **double** » **hachage** (1)

$$A_{tr}+B_h > \frac{U_c}{8.f_{tr}.l_c}$$; pour la méthode du « **simple** » **hachage** (2)

- U_c est la tension du bus continu.
- l_c est la valeur de l'inductance cyclique.

Avec l'hystérésis « modulée », la fréquence de hachage est choisie de sorte que le taux d'ondulation du courant soit sensiblement identique à la méthode par hystérésis classique. Les figures (II.24.a) et (II.24.b) montrent la forme des courants de phase et le signal de commande d'un transistor avec l'hystérésis classique. Les figures (II.24.c) et (II.24.d) montrent les mêmes signaux avec l'hystérésis modulée.



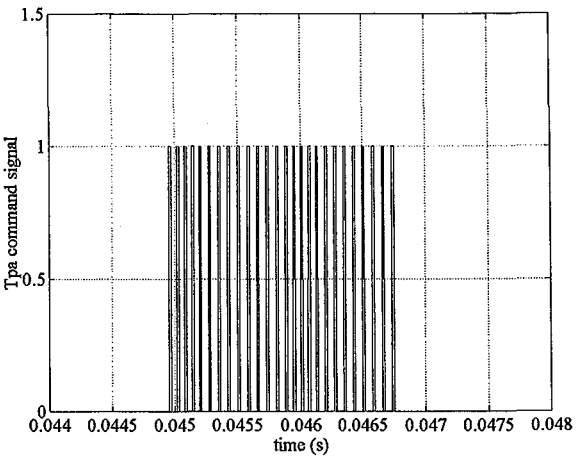
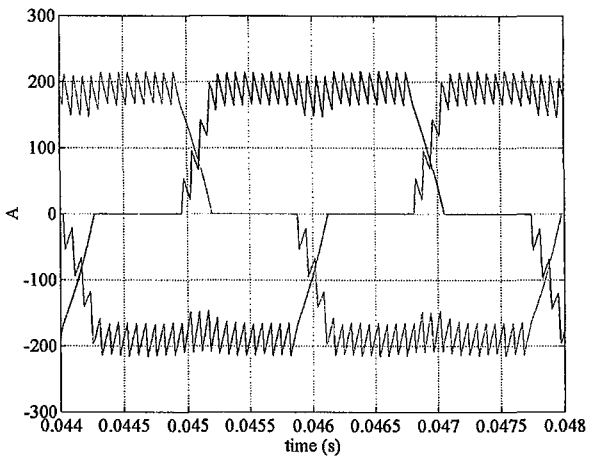


Fig. II.24.a et II.24.b : Méthode d'hystérésis classique.



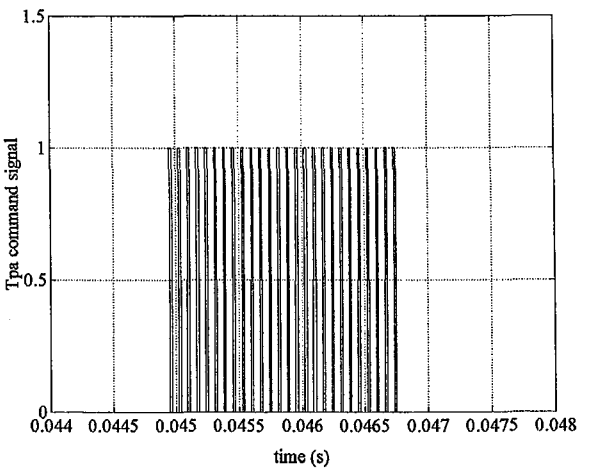


Fig. II.24.c et II.24.d : Méthode d'hystérésis modulée
avec $A_{tr}=0.95*(A_{tr}+B_h)$ et $B_h=0.05*(A_{tr}+B_h)$

Dans le cas d'une machine à forces électromotrices trapézoïdales, la fréquence de hachage en hystérésis classique varie assez peu autour de la valeur imposée par « l'hystérésis modulée ». Dans ce cas, les pertes sont sensiblement identiques et l'on pourra donc appliquer indifféremment l'une ou l'autre des deux méthodes.

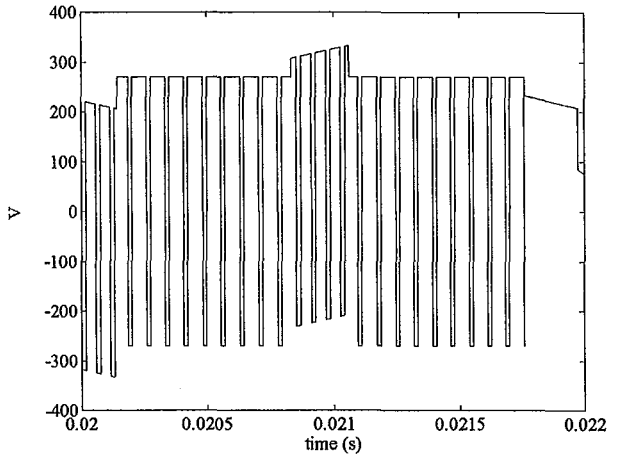


Fig. II.25.a : Tension de phase v_{aN}
(Hystérésis classique)

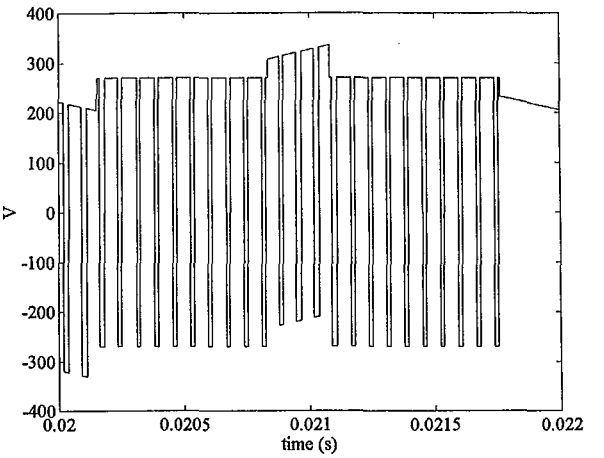


Fig. II.25.b : Tension de phase v_{aN}
(« Hystérésis *modulée* »)

Les formes des tensions par phase sont pratiquement identiques pour les méthodes par hystérésis classique et par « hystérésis modulée » (Fig. II.25.a et Fig. II.25.b). Puisque la fréquence de découpage en hystérésis classique n'est pas trop différente de celle imposée par « hystérésis modulée », les valeurs efficaces des tensions appliquées sont approximativement les mêmes, ce qui conduit à des pertes fer au stator et à des pertes dans les aimants comparables dans les deux cas.

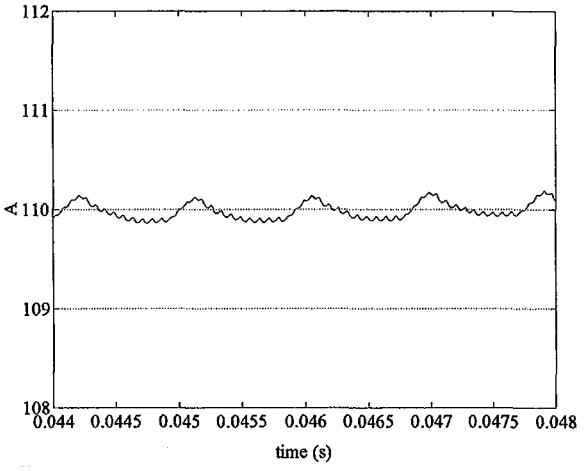


Fig. II.26.a : Courant continu filtré I_0
(Hystérésis classique)

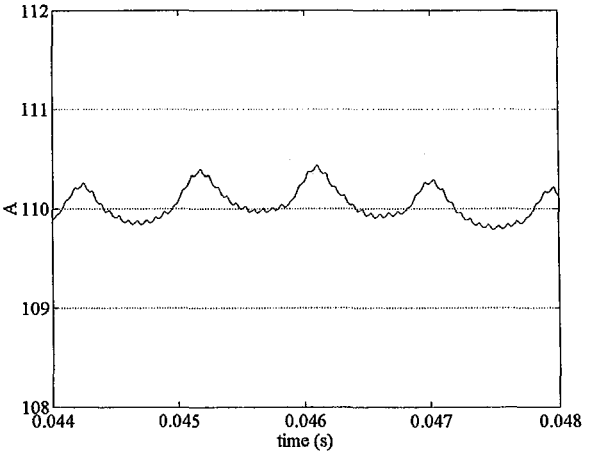


Fig. II.26.b : Courant continu filtré I_0
(« Hystérésis modulée »)

Pour les deux méthodes de contrôle des courants, les formes d'ondes du courant continu filtré fourni vers la batterie sont presque identiques (Fig. II.26.a et Fig. II.26.b). Une légère ondulation supplémentaire apparaît cependant sur le courant de sortie avec la méthode de « l'hystérésis modulée ».

Bien que la méthode de l'hystérésis modulée impose la fréquence de hachage des transistors, comparée à la méthode d'hystérésis classique, elle limite la réponse dynamique du courant et induit

une erreur statique sur la réponse en courant par rapport à la valeur de référence (Fig. 27.b.). Cette erreur statique est d'autant plus importante que l'amplitude du signal triangulaire A_{tr} est plus grande [17], [28].

En conséquence, en diminuant A_{tr} et en augmentant B_h, on s'approche plutôt d'un régulateur à hystérésis classique ; par contre en augmentant A_{tr} et en diminuant B_h, on s'approche d'une M.L.I (Modulation de Largeur des Impulsions). Pour certaines valeurs de A_{tr} et B_h, on peut obtenir à la fois les avantages dynamiques de l'hystérésis classique et une fréquence fixe comme pour la M.L.I.

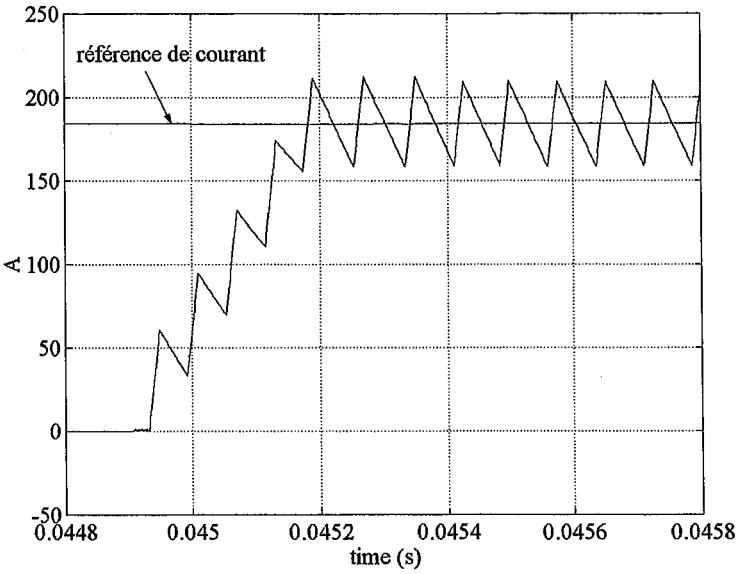


Fig. 27.a : Réponse dynamique du courant de phase avec hystérésis classique.

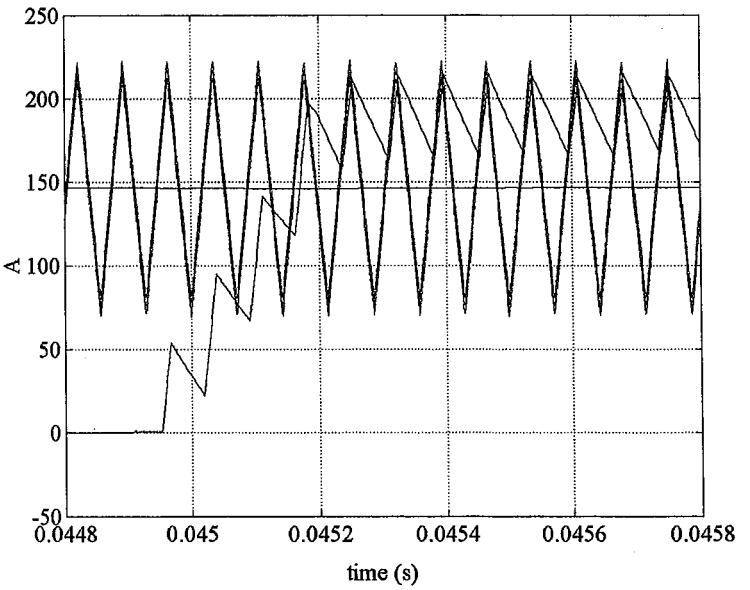


Fig. 27.b : Réponse dynamique du courant de phase avec « l'hystérésis modulée ».

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants à f.é.m trapézoïdale, les régulateurs de courant à hystérésis classique permettent d'obtenir une fréquence de découpage relativement fixée tout comme ceux à hystérésis modulée. Comme la réponse dynamique des courants est meilleure avec les régulateurs à hystérésis classique, nous avons opté pour ces derniers dans notre application. Cela d'autant plus que les formes des tensions appliquées aux phases de la machine avec les deux types de régulateurs sont presque identiques et les pertes dans la machine ainsi que dans le convertisseur sont peu différentes.

Pour une machine à f.é.m sinusoïdale, le choix porterait plutôt sur des régulateurs à « hystérésis modulée ».

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord déterminé les conditions de « contrôlabilité » des courants de phase de la machine en fonction des contraintes imposées par le fonctionnement du système global. Nous avons pour cela étudié deux types de machines à aimants : une machine à f.é.m trapézoïdale et une autre à f.é.m sinusoïdale. Le résultat des différentes simulations numériques montre en effet que quel que soit le type de machine considéré, l'amplitude de la f.é.m doit être limitée pour assurer un contrôle correct du courant lors des conditions extrêmes de fonctionnement du système (tension minimale de la batterie et vitesse maximale du moteur diesel). Il en résulte ainsi que l'amplitude de la f.é.m pour la vitesse nominale de fonctionnement doit être de l'ordre du tiers de l'amplitude de la tension minimale imposée par la batterie pour une machine « trapèze ». Cette condition est moins sévère pour une machine « sinus » dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Ensuite, nous avons procédé à une comparaison multicritères des deux types de machines. Il en résulte que la machine à f.é.m trapézoïdale répond mieux aux exigences de compacité et de minimisation des pertes Joule pour une puissance transmise donnée des systèmes embarqués. De plus, la mise en œuvre de la commande est relativement peu coûteuse. C'est donc vers une telle machine, alimentée par des courants rectangulaires à 120° et contrôlés par hystérésis que s'est porté notre choix. Nous mettons ainsi en œuvre une commande simple, robuste et très économique.

Pour la machine à f.é.m trapézoïdale, nous avons ensuite déterminé un intervalle de tolérance pour les valeurs de l'inductance cyclique de la machine. Ces dernières résultent d'un compromis entre une fréquence de hachage élevée pour un taux d'ondulation du courant imposé et une réponse trop lente (ou un retard) du courant lors des commutations et des transitoires.

La machine est dès lors parfaitement déterminée par la connaissance de sa f.é.m pour la vitesse nominale de fonctionnement et une estimation de son inductance cyclique.

Nous avons ensuite étudié et comparé deux types de stratégies de commande pour le fonctionnement alternateur : les techniques du « simple » et du « double » hachage.
Même si les avantages de la méthode du « simple hachage » paraissent considérables (minimisation des pertes et réduction du volume des condensateurs de l'étage continu du redresseur commandé), compte tenu de la forme dissymétrique des courants, nous utiliserons plutôt la méthode du « double hachage » dans la suite de nos travaux. Cependant, nous n'excluons pas la méthode du « simple hachage » si les tests expérimentaux montrent que l'allure dissymétrique des courants n'entraîne pas de bruit ou de vibrations excessifs.

Nous avons également montré qu'en ajoutant un signal triangulaire aux signaux de référence des courants de phase, il est possible de fixer la fréquence de découpage (méthode de « l'hystérésis *modulée* »). Néanmoins, comme pour une machine à f.é.m trapézoïdale, la fréquence de découpage est peu variable, on peut se contenter de l'hystérésis classique. Il est évident que pour une autre forme de f.é.m, la méthode de « l'hystérésis modulée », qui fixe la fréquence de découpage, est nettement plus avantageuse.

CHAPITRE III

Dimensionnement de l'alternateur à aimants permanents Simulations numériques de l'ensemble alternateur – redresseur commandé

Introduction

Les simulations numériques précédentes ont permis de déterminer la valeur E_{max} de l'amplitude de la force électromotrice pour la valeur maximale de la vitesse et d'estimer la valeur de l'inductance cyclique l_c, qui assurent un contrôle optimal des courants de phase de l'alternateur pour les conditions extrêmes de fonctionnement du système (valeur minimale de la tension de la batterie, vitesse maximale du rotor). Les valeurs de ces paramètres constituent désormais les critères fondamentaux du dimensionnement de l'alternateur.

Sur la base de ces critères, un premier dimensionnement de la machine est réalisé par un programme semi-analytique mis au point au laboratoire ; le dimensionnement définitif est ensuite obtenu par une méthode numérique par éléments finis.

Nous présenterons à la suite les résultats des simulations numériques de l'ensemble alternateur – redresseur commandé avec les paramètres calculés, en prenant en compte la forme effective des forces électromotrices, pour différentes conditions de fonctionnement du système. Il s'agira de montrer que les résultats obtenus diffèrent peu de ceux obtenus par simulation avec les f.é.m trapézoïdales idéales et que les contrôles des courants de phase et continu fourni à la batterie sont assurés dans tous les cas de figure.

III.1. Les caractéristiques de la machine

Les données du problème sont les suivantes :

Type : Machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor.

Il s'agit de concevoir une machine relativement compacte, prévue pour une alimentation à 120° par un convertisseur réversible à IGBT/diodes, il s'agit en fait d'un onduleur à IGBT dans un mode de fonctionnement inversé.
Les forces électromotrices par phase doivent être trapézoïdales avec un plateau occupant 120° électriques. L'amplitude maximale autorisée des f.é.m a été évaluée dans le précédent chapitre.
Les séquences d'alimentation des courants statoriques sont connues; elles sont au nombre de 6 et parfaitement définies par les lois de commande à partir des informations sur la position du rotor (signaux issus du capteur de position).
Dans chaque séquence de 60° électriques, il y a toujours 2 phases de la machine alimentées hormis pendant les intervalles de commutation entre deux phases.

La machine est entraînée par un moteur Diesel, l'accouplement mécanique étant direct. La machine est conçue pour un fonctionnement en alternateur mais le fonctionnement en moteur est également envisagé lors de la phase de démarrage du moteur Diesel.
Cette dernière condition exige que la machine puisse fournir un couple crête égal à deux fois son couple nominal pour les besoins du démarrage du Diesel.

Les données électriques sont les suivantes :

- La puissance nominale P_n en alternateur entraîné à la vitesse nominale.
- La vitesse angulaire nominale est donnée Ω_n +/- 15%.

- Le courant de l'étage continu I_0 est imposé et régulé à sa valeur de consigne.

Les informations supplémentaires provenant de l'optimisation de l'ensemble machine – redresseur et sa commande sont les suivantes :

- Amplitude maximale de la f.é.m E_{max} pour la vitesse maximale autorisée.
- Valeur souhaitée pour l'inductance cyclique l_c comprise entre 0.12 mH et 0.22 mH.
- Courant nominal I_n en fonctionnement alternateur et courant maximal I_{max} nécessaire en fonctionnement moteur.
- Une fréquence fondamentale f raisonnable qui limite les pertes fer et reste acceptable pour imposer rapidement les courants de phase par la commande (ce critère impose le choix de la polarité de la machine).

Nous avons choisi des tôles d'une épaisseur de 0.35 mm, ceci doit permettre de minimiser les pertes par courants de Foucault, proportionnelles à la fréquence et au carré de l'induction.

Sur la base de ces données, un premier dimensionnement est obtenu par une méthode semi-analytique. Un calcul numérique à l'aide d'un programme par éléments finis conduit au dimensionnement définitif.

III.2. Premier dimensionnement de l'alternateur

Nous avons fixé une force électromotrice par phase d'amplitude au plateau E_n égale à **140 V** pour la vitesse nominale de rotation du diesel. Cette valeur assez basse doit pouvoir assurer un bon fonctionnement du système lorsque la tension du réseau continu diminue de 20 %. On doit notamment pouvoir contrôler les courants de l'alternateur lors d'une décharge «profonde» de la batterie. La tension du réseau continu est dans ce cas proche de 430 V (soit U_n -20%).

Dans ces conditions, la valeur optimale du rapport $\frac{di}{dt}_m$ (moyen) à la montée de courant ayant été estimée à environ 2 300 A/ms pour la tension minimale de batterie U_{min} et pour ne pas augmenter de manière excessive la fréquence de hachage pour une fourchette de courant donnée, la valeur de l'inductance cyclique de la machine doit être comprise entre 0.12 et 0.22 mH.

III.2.1. - Estimation du nombre d'encoches de la machine :

Dans le mode de fonctionnement envisagé, 2 encoches sur 3 sont alimentées à tout instant. L'intensité par phase étant par ailleurs fixée, il en résulte que le choix du nombre d'encoches N_e et le rayon d'alésage r_a fixent immédiatement la longueur utile L_u pour un nombre choisi n_b de conducteurs en série par bobine.

La réalisation d'une f.é.m par phase aussi trapézoïdale que possible au plateau de 120° électriques conduit à choisir des bobines diamétrales et un nombre entier q d'encoches par pôle et par phase.

Différentes possibilités sont regroupées dans le tableau ci-après :

Ne \ p	1	2	3	4
q=1	~~6~~	~~12~~	18	24
q=2	~~12~~	24	36	48
q=3	18	36	~~54~~	/
q=4	24	48	/	/

Dans ce tableau, p est le nombre de paires de pôles, N_e le nombre d'encoches et $q=\frac{N_e}{3*2p}$ le nombre d'encoches par pôle et par phase pour une machine triphasée.

Certaines solutions conduisant à un nombre d'encoches trop faible (6, 12) ou trop important (54) sont supprimées car elles sont incompatibles avec le pas dentaire de la machine, lié aux ampères-tours par mètre que nous imposons et donc au rayon d'alésage.

Trois solutions peuvent alors convenir :

- Solution 1 : p=3, N_e=36 et q=2
- Solution 2 : p=3, N_e=18 et q=1
- Solution 3 : p=2, N_e=24 et q=2

III.2.2. - Choix de la polarité de la machine :

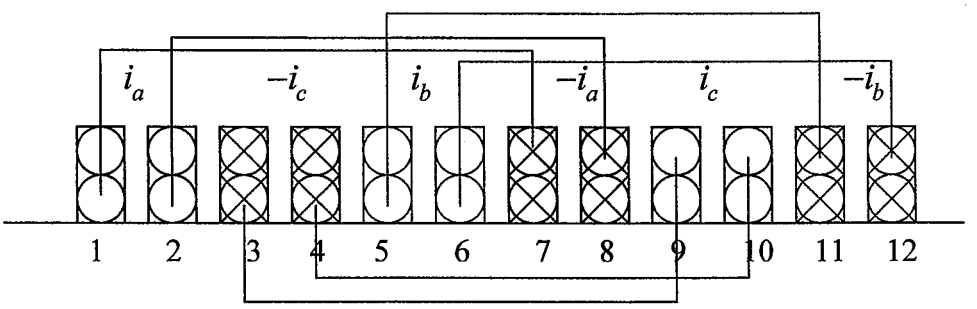
Selon le mode d'alimentation choisi pour la machine, l'inductance cyclique l_c est liée au temps de montée dt_m du courant de phase lors du découpage par la formule $\frac{di}{dt_m}=\frac{U+2E}{2l_c}$ et donc à la fréquence de découpage. La solution d'une machine à 8 pôles est écartée, la fréquence fondamentale est dans ce cas élevée pour 3600 tr/mn (f = 240 Hz) et la valeur de l'inductance cyclique doit être faible pour imposer rapidement le courant. Les solutions à 4 et 6 pôles peuvent convenir. Nous arrêterons cependant notre choix sur une machine à 6 pôles, ce qui permet d'une part d'imposer suffisamment rapidement le courant tout en garantissant une fréquence de découpage correcte pour une fourchette de courant donnée. D'autre part, cette solution permet de diminuer la longueur des têtes de bobines par rapport à une machine tétrapolaire. La fréquence fondamentale délivrée par l'alternateur est alors de 180 Hz pour 3600 t/mn, ce qui ne majore pas énormément les pertes fer dans la machine par rapport à une solution à 4 pôles.

III.2.3. Type d'enroulement pour la machine :

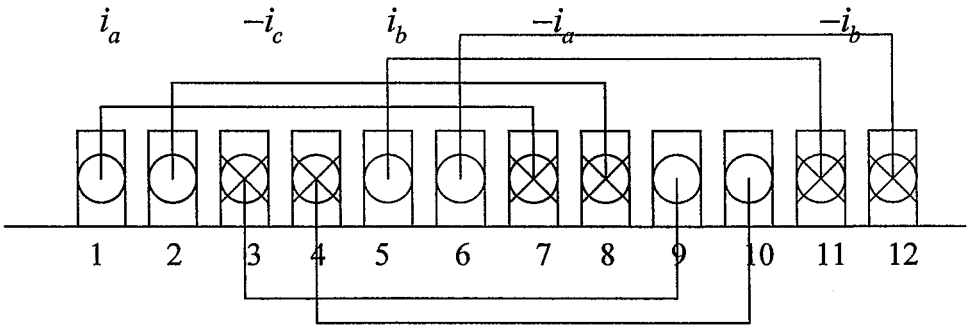
Pour obtenir une f.é.m trapézoïdale, il est nécessaire d'utiliser des bobines diamétrales. La polarité de la machine est 6 ($2p=6$) et le nombre d'encoches choisi est $N_e=36$.

Le nombre d'encoches par pôle et phase est dans ce cas: $q=\frac{Ne}{6p}=2$

- Bobinage en double couche (vue sur un tiers de machine) :



- Bobinage en simple couche :



Chaque bobine élémentaire comprend n_b conducteurs en série. Si l'on note n_c le nombre de couches et N_e le nombre d'encoches au stator, le nombre N de conducteurs actifs lors d'une alimentation à 120° est $N=\frac{2}{3}.n_c.n_b.N_e$.

On admet que chaque conducteur élémentaire est parcouru par un courant d'amplitude I, autrement dit, que les bobines sont connectées en série pour réaliser l'enroulement.

Le courant total dans une encoche est alors $n_c.n_b.I$.

Pour des raisons d'équilibrage des phases et de meilleur rangement des têtes de bobines, la machine sera réalisée en double couche.

III.2.4 Les formules du dimensionnement de la machine :

Quelques formules analytiques simples permettent d'obtenir un premier dimensionnement de la machine, ce dernier est certes approximatif mais cependant fiable. Il constitue ainsi le dimensionnement de base de la machine.

Remarque : Nous fixerons au départ les paramètres suivants : N_e, n_c, n_b et p.
Les données principales supplémentaires sont :

- Force électromotrice entre phases : $2E_{max}$ (V)
- Puissance mécanique : $P_{méc}$ (kW)
- La vitesse angulaire de rotation : Ω (rd/s)
- Le couple moyen : $\Gamma_{moy}=\frac{P_{méc}}{\Omega}$ (N.m)
- Un rendement estimé : η (par exemple 0.98) à confirmer par le calcul des pertes estimées.
- La puissance électrique s'en déduit : $P_{élec}=\frac{P_{méc}}{\eta}$ (kW)
- L'intensité par phases : $I=\frac{P_{élec}}{2E_{max}}$ (A)
- Le nombre de conducteurs actifs N
- L'induction maximale à l'alésage souhaitée : B (T)

Une estimation de B, conduit à définir l'épaisseur des aimants a et celle de l'entrefer e :
$B \approx B_r.\left(\frac{a}{e+a}\right)$, B_r étant l'induction rémanente des aimants.

- La longueur utile estimée est : $\boxed{L_u=\frac{\Gamma_{moy}}{N.I.B.r_a}}$

Les ampères-tours par mètre (At/m) de la périphérie à l'alésage sont un facteur de dimensionnement fondamental de la machine.
L'intensité par phase I étant par ailleurs fixée et connaissant le nombre des encoches N_e, le choix des At/m définit automatiquement le pas dentaire τ_D et donc le rayon d'alésage r_a.
En effet, si l'on appelle ε l'ouverture de l'encoche et τ_D le pas dentaire, le champ tangentiel est $\frac{n_c.n_b.I}{\varepsilon}$ en face d'une encoche alimentée. Sur $\frac{2}{3}.N_e.\varepsilon$ (ensemble des encoches alimentées), la longueur de la périphérie étant $N_e.\tau_D$, le champ tangentiel efficace est donc :

$$h_t=At/m=\frac{n_c.n_b.I}{\varepsilon}.\sqrt{\frac{2}{3}.\frac{\varepsilon}{\tau_D}}$$

ou

$$At/m=\frac{n_c.n_b.I}{\tau_D}\sqrt{\frac{2}{3}.\frac{\tau_D}{\varepsilon}},$$

On notera qu'il est traditionnel de travailler avec des (At/cm).

Le rayon d'alésage est alors donné par : $r_a=\frac{\tau_D.N_e}{2\pi}$.

On peut aussi prendre comme règle du dimensionnement : $\frac{At/cm}{D_{mm}} \approx 1$ avec $D_{mm}=2r_a$.

- Définition de la culasse :

La hauteur de l'encoche h_e est telle que la densité de courant dans l'encoche d_{enc} soit acceptable.

En effet : $d_{enc}=\frac{n_c.n_b.I}{S_{enc}}\ \left(A/mm^2\right)$, avec S_{enc} la surface de l'encoche.

La hauteur d'encoche étant déterminée, on adapte alors la valeur du rayon extérieur r_e pour que la fermeture du flux par la culasse soit assurée avec un niveau d'induction raisonnable.
Supposons que l'on impose la valeur de l'induction maximale dans la culasse B_{mcul}, le rayon externe est calculé par : $r_e=r_a+h_e+\frac{\pi}{2p}.\frac{B}{B_{mcul}}.r_a$; ce qui termine le prédimensionnement géométrique de la machine.

III.2.5 Calcul analytique des pertes estimées dans la machine :

- Estimation des pertes Joule dans la machine :

Chaque conducteur est constitué par la mise en parallèle de n_{bp} brins en parallèle, chacun d'un diamètre D_{bp}.

Soit L la longueur d'une demi-section : $L=L_u+2h_e+\left(r_a+\frac{h_e}{2}\right)\frac{\pi}{p}$, $S_{cond}=\frac{n_{bp}.\pi.D_{bp}^2}{4}$ la section d'un conducteur et $\rho\,(\Omega m)$ la résistivité du métal conducteur.

Pour le nombre N de conducteurs actifs parcourus par le courant I, on calcule les pertes Joule :

$$\boxed{P_J=\frac{\rho L}{S_{cond}}.NI^2}$$

- Estimation des pertes fer :

On doit prendre en compte les pertes fer dans la culasse et les pertes fer dans les dents.
Selon le type de tôles choisi en concertation avec le fournisseur, on définit le coefficient de pertes des tôles, $c_{pert}=K.P_{tol}\left(\frac{f}{50}\right)^{1.7}$, avec K un coefficient de pertes caractéristique des tôles choisies et P_{tol} = 1.6 W/kg.
On calcule alors :

- Pertes fer dans la culasse : $P_{fcul}=c_{pert}.B_{mcul}^2.\left(r_e^2-\left(r_a+h_e\right)^2\right)L_u$;
- Pertes fer dans les dents : $P_{fdent}=c_{pert}.l_D.h_e.N_e.B_{dent}^2.L_u$;

avec l_D la largeur d'une dent et $B_{dent}=\frac{\tau_D}{l_D}.B$, l'induction dans les dents.

On détermine les pertes globales P_g, en ne tenant pas compte des pertes mécaniques (frottements, ventilation, paliers, etc...), $P_g = P_J + P_{fcul} + P_{fdent}$

Le rendement calculé de l'alternateur est alors : $\eta_{calc} = \frac{P_{méc}}{P_{méc} + P_g}$

Ces quelques formules analytiques constituent un premier niveau de dimensionnement. Une méthode de calcul semi-analytique permet de confirmer ces résultats. Elle constitue le second niveau de dimensionnement.

III.2.6. Dimensionnement par une méthode semi-analytique :

Un programme semi-analytique de dimensionnement des machines à aimants existe au laboratoire [37]. Comportant un certain nombre d'approximations, il permet d'entrer facilement les paramètres électriques et géométriques de la machine et donne rapidement les paramètres souhaités : l'allure de la force électromotrice, l'allure du couple obtenu en commande optimale et sa valeur moyenne, une estimation de la longueur utile et calcule l'inductance cyclique. Un calcul des pertes estimées est aussi effectué.
Le programme comporte aussi un calcul du champ de réaction d'induit et du champ démagnétisant.

Négligeant les phénomènes de denture, le programme est principalement basé sur le développement en séries du potentiel vecteur magnétique pour un rayon r inférieur au rayon d'alésage r_a. Le potentiel magnétique associé pour $r = r_a$ autorise un couplage avec un modèle de type circuit magnétique de l'armature du stator.

- Calcul du couple instantané en commande optimale :

Le couple instantané est calculé en commande optimale pour la succession $(1...6)$ des séquences d'alimentations en courant des phases $i_{qm}(q=1...6)(m=1...3)$ et à partir du vecteur des forces électromotrices $E_m(m=1...3)$ par unité de longueur. Son expression est la suivante :

$$\Gamma = Max_{q=1...6}\left(\sum_{m=1}^{3} \frac{i_{qm}.E_m}{\Omega}\right)$$

On notera que les commutations des courants de phases entre les différentes séquences sont négligées dans cette expression. L'alimentation de la machine est alors réalisée par des courants rectangulaires d'amplitude I et de largeur 120° électriques. C'est en fait, la méthode la plus commode pour le calcul du couple, lorsque l'on s'intéresse aussi aux forces électromotrices.

- Calcul de la longueur utile :

La longueur utile est calculée de la manière suivante : $\boxed{L_u = \frac{fem(V)}{fem_0(V/m)}}$

$fem = 2.E_{max}$: valeur de la f.é.m entre phases souhaitée (donnée du programme).

$fem_0 = \frac{\Gamma_{moy}.\Omega}{I}$;

Ω (rd/s) est la vitesse angulaire de rotation du rotor.

Γ_{moy} (Nm/m) est la valeur du couple moyen par unité de longueur de machine obtenu après le calcul du couple instantané.

Pour tester les machines envisagées, nous avons imposé le diamètre extérieur des tôles du stator d_e(mm) de manière à ce qu'il corresponde à un outil de découpe disponible chez le constructeur. Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau ci-après où figurent les grandeurs suivantes calculées par la méthode semi-analytique :

- F (Hz), fréquence fondamentale délivrée par l'alternateur ;
- $\left(\frac{di}{dt_m}\right)$ (en A/ms), dérivée moyenne du courant (à la montée) que l'on rencontre dans le découpage du courant ;
- $f_{déc}$ (en kHz), fréquence de découpage, liée à la valeur précédente et à l'ampliture de la fourchette de courant fixée à ± 25 A ;
- L_u (en mm), longueur utile du paquet de tôles ;
- p_j et p_f (en W), pertes Joule et pertes fer dans la culasse estimées ;
- m_a (en kg), masse des aimants ;
- B (en Tesla), induction moyenne à l'alésage en face des aimants ;
- $\Delta\theta$ (°C), un échauffement estimé de la culasse, lorsque le refroidissement est effectué par la surface de cette dernière. $\Delta\theta$ est proportionnel à $(p_j + p_f)/L_u$ (à rayon extérieur fixé).

	N_e	n_b	F	$\left(\frac{di}{dt_m}\right)$	$f_{déc}$	L_u	p_j	p_f	m_a	B	$\Delta\theta$
p=1	18	2	60	352	1,7	265	925	154	3,5	0,63	34
	18	1	60	685	3,3	531	637	309	7	0,63	22
	24	1	60	507	2,4	398	733	238	5,3	0,63	27
p=2	24	1	120	1 839	8,8	309	504	337	4,8	0,66	36
	36	1	120	1 147	5,5	206	621	256	3,3	0,66	46
	48	1	120	812	3,9	155	738	197	2,5	0,66	55
p=3	18	2	180	2 555	12,3	186	500	277	2,9	0,68	51
	36	***1***	***180***	***2 209***	***10,6***	***186***	***500***	***328***	***3,18***	***0,68***	***56***
p=4	48	1	240	2 340	11,3	128	500	378	2,37	0,685	85

Pour le diamètre extérieur qui a été choisi, la solution [N_e=**36**, p=**3 et** n_b=**1**] semble convenir et a été retenue.

III.2.7 Résultats obtenus par les formules analytiques du dimensionnement :

Ces résultats correspondent à une solution envisageable pour la machine.

Tension entre phases (V)	280	Densité encoche (A/mm2)	1,77
Puissance mécanique Pm (kW)	60	L 1/2section (cm)	35,81
Pm/Pa	0,98	Résitivité µOhm.cm	2
P électrique (kW)	61,2	diam brin élémentaire mm	1,5
Vitesse (tr/mn)	3600	Nb brins //	20
Ouv. de l'encoche/pas dentaire	0,33	section totale du conducteur mm2	35,3
nb couches	2	remplissage	0,286
Induction max alésage (T)	0,72	Pertes Joule (W)	465
At/cm	289,5	Induction culasse Bmcul (T)	1,6
nb conducteurs en série/bobine	1	Rayon externe re (cm)	17,5
nb encoches Ne	36	pf toles W/kilo	1,6
Conducteurs actifs N	48	cpert	9,88
Intensité I (A)	218,7	Pf culasse (W)	403
Pas dentaire (cm)	2,15	largeur des dents (cm)	1,2
Rayon d'alésage ra (cm)	12,30	Induction dents Bdent (T)	1,29
L utile (m)	0,171	Pf dents (W)	279

h encoches (cm)	2,3	Pertes fer totales (W)	682
Vitesse angulaire (rd/s)	377,0	Total des pertes (W)	1147
Couple (N.m)	159,2	Rendement	0,981
Npp	3	B rémanent Br (T)	1,03
Fréquence (Hz)	180	entrefer mécanique (e) (cm)	0,3
Nb enc/pole et phase (q)	2	épaisseur d'aimant (a) (cm)	1
Atcm/Dmm	1,18	perméabilité des toles (μ)	400
Surface encoche (cm2)	2,47	R intérieur ri (cm)	11,00

III.3. Dimensionnement définitif par une méthode d'éléments finis

Un calcul par éléments finis permet de valider les résultats du prédimensionnement par calcul semi-analytique et d'obtenir le dimensionnement définitif de la machine.

Afin de faire varier rapidement et commodément quelques paramètres, il a fallu mettre au point un progiciel. Un programme type est alors conçu pour ce problème particulier.

III.3.1. - Structure externe du programme :

Le programme permet d'entrer les paramètres géométriques suivants :

Paramètres géométriques généraux :
- rayon du moyeu du rotor (en m)
- rayon interne du rotor r_i (en m)
- rayon alésage stator r_a (en m)
- rayon externe de la machine r_e (en m)
- longueur utile L_u (en m)

Paramètres relatifs aux encoches du stator :
- nombre d'encoches N_e
- hauteur d'encoche h_e (en m)
- paramètres relatifs à la forme particulière de l'encoche (hauteur de l'isthme, ouverture angulaire). Cette dernière est imposée par un outil existant chez le constructeur.

Paramètres relatifs au rotor :
- nombre d'aimants
- angle entre deux aimants consécutifs (en degrés)
- épaisseur d'un aimant (en m)

Paramètres du bobinage :

- intensité du courant stator (en A)
- nombre de brins en série par faisceau n_b
- type du bobinage statorique

phase a: ++0000--0000++0000--0000++0000—0000 (+ conducteurs aller, - conducteurs retour)
phase b: 0000++0000--0000++0000--0000++0000--
phase c: 00---000++0000--0000++0000--0000++00

Le programme permet de déplacer le rotor automatiquement avec un pas angulaire précis jusqu'au dixième de degré.

III.3.2. - Structure interne du programme :

Le calcul du champ électromagnétique dans une machine synchrone est un problème tridimensionnel. Néanmoins, si l'on considère que la machine a une longueur suffisante, on peut considérer que les champs magnétiques sont situés dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine et que les courants inducteurs et induits sont parallèles à cet axe. Le problème est alors ramené à une étude bidimensionnelle (2D).
Afin de réduire le nombre de champs inconnus, une formulation du problème en terme de potentiel vecteur magnétique est fréquemment utilisée. Le potentiel vecteur est alors la seule inconnue intervenant dans le problème.

L'induction magnétique $\vec{B}$ et le champ magnétique $\vec{H}$ étant contenus dans le plan de l'étude, on peut choisir un potentiel vecteur $\vec{A}$ qui n'a qu'une composante suivant l'axe (Oz) de la machine. Cette composante ne dépend que des coordonnées spatiales x et y et de la variable temporelle t :

$$\vec{A}\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a(x,y,t) \end{bmatrix}$$

Dans une telle formulation, la jauge de Coulomb est automatiquement assurée.
L'induction et le champ magnétiques s'écrivent :

$$\vec{B}\begin{bmatrix} \frac{\partial a}{\partial y} \\ -\frac{\partial a}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{H}\begin{bmatrix} \frac{1}{\mu}\frac{\partial a}{\partial y} \\ -\frac{1}{\mu}\frac{\partial a}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix},$$

μ est la perméabilité magnétique du matériau considéré.

Le programme résout en magnétostatique l'équation : $\text{div}\left(\frac{1}{\mu}\vec{grad}a\right)+J_s=0$ (1) par une méthode d'éléments finis. Les calculs numériques sont faits en utilisant des moyens de calcul propres au laboratoire (mailleur, solveur et modules d'exploitation).
$J_s(x,y)$ est la densité de courant source qui peut provenir des courants d'encoches ou du modèle ampérien des aimants.

III.3.3 Hypothèses et méthode de calcul des paramètres fondamentaux :

Dans le problème considéré, nous nous intéressons d'une part aux forces électromotrices par phase de la machine et d'autre part à l'inductance cyclique.

Nous allons calculer ces deux paramètres en supposant que le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé. Cette hypothèse est justifiée *a priori* par un entrefer magnétique important. *A posteriori*, un relevé de l'induction normale effectué au niveau du circuit magnétique du stator permettra de vérifier que le niveau de saturation n'est pas atteint.

L'hypothèse de linéarité des matériaux permet de mener deux calculs distincts, chacun permettant la détermination d'un paramètre particulier.

- **Calcul 1 : Aimants seuls, les enroulements de phase du stator ne sont pas alimentés.**

Cette option permet de calculer les forces électromotrices à vide de la machine et le couple.

Les forces électromotrices à vide sont calculées par dérivation numérique du flux des aimants à travers les enroulements du stator à vide.

Le couple est calculé à partir des f.é.m à vide, en commande optimale, en considérant les séquences successives d'alimentation des courants. Les courants sont représentés par des séquences d'amplitude constante et de largeur 120° électriques. Dans le calcul du couple, le phénomène de réaction d'induit est négligé.

- **Calcul 2 : Courants d'induit seuls**

Cette option permet de calculer d'une part l'inductance cyclique et d'autre part le champ de réaction d'induit pour la valeur maximale de l'amplitude des courants de phase.

Remarque : Par la suite, toutes les grandeurs sont calculées par unité de longueur de machine.

III.3.4 Détermination de la force électromotrice et du couple :

Dans cette partie, nous considérons uniquement le champ dû aux aimants seuls. Les enroulements de phase du stator ne sont pas alimentés. La figure (III.1) ci-dessous montre les lignes de champs dues aux aimants uniquement.

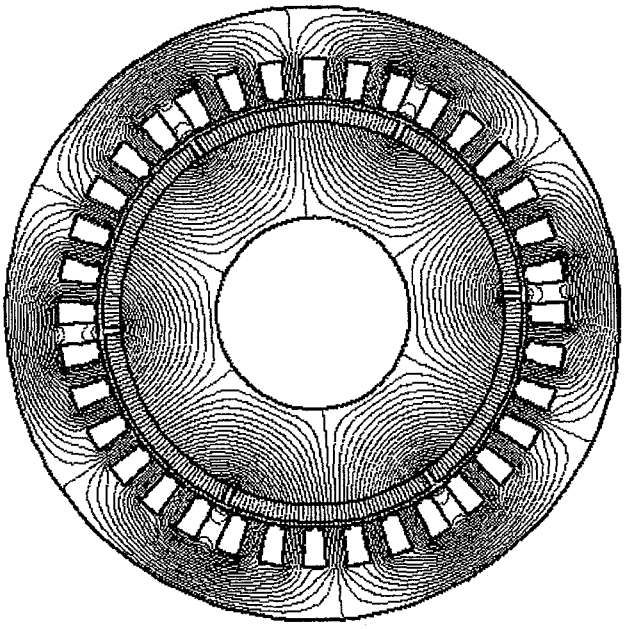


Fig. III.1 : Section de la machine montrant les lignes du champ dû aux aimants (fonctionnement de la machine à vide)

III.3.4.1 - Définition du « flux d'encoche » :

Après résolution de l'équation (1), nous définissons le « flux d'encoche » par la moyenne du potentiel vecteur sur cette encoche :

$$\varphi_k = \frac{1}{S_k} \iint_{S_k} a \, d\sigma \qquad (2)$$

, où S_k est la surface de l'encoche k, $d\sigma$ l'élément de surface d'encoche.

Les figures (III.2.a) et (III.2.b) ci-après montrent le maillage général de la machine et un zoom sur la densité de maillage dans la zone (aimant+entrefer+encoches).

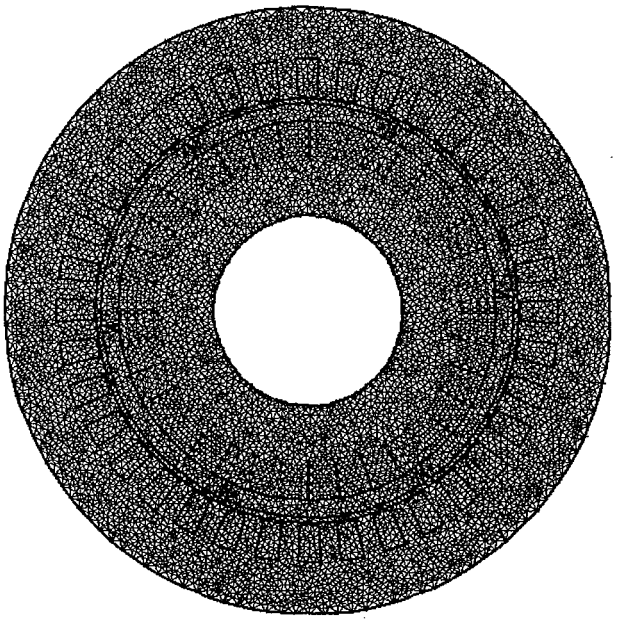


Fig. III.2.a : Maillage global en 2-D

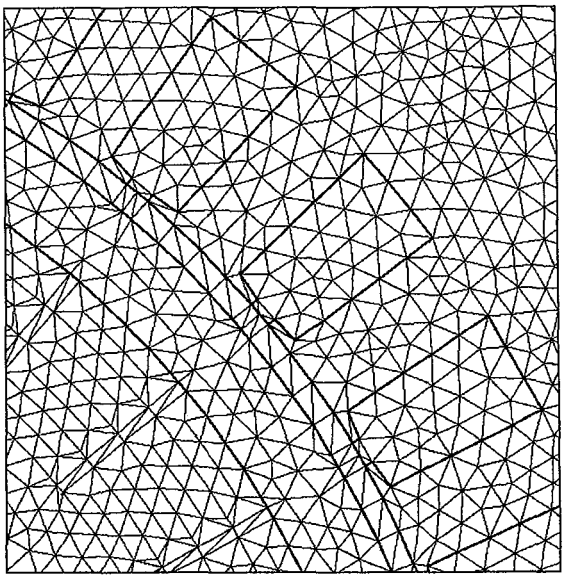
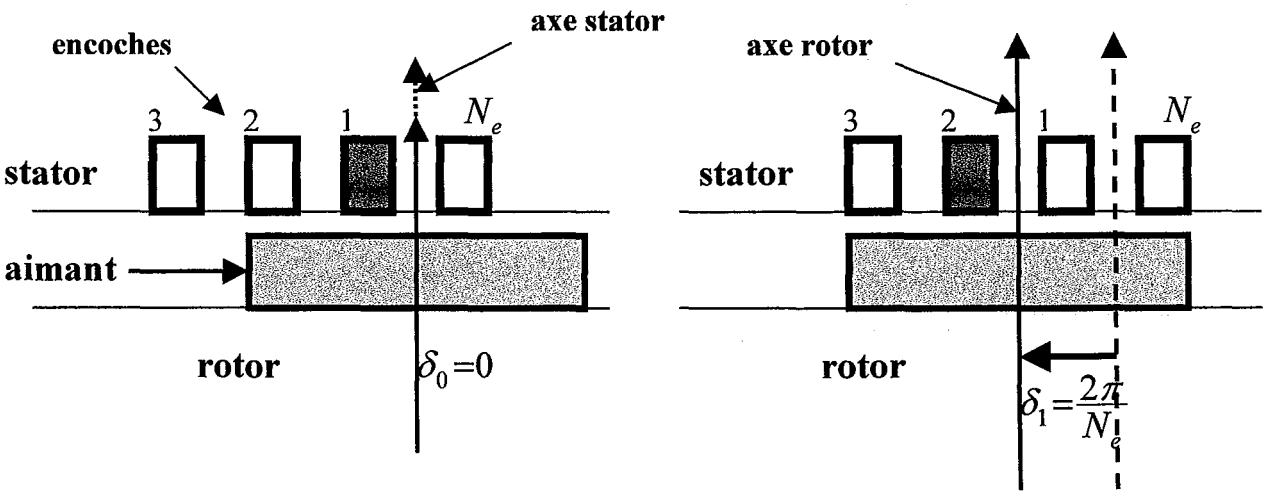


Fig. III.2.b : Zone (aimant+entrefer+encoches)

III.3.4.2 – Méthode de l'invariance géométrique [37] :

La méthode proposée ci-dessous est basée sur la constatation que l'on doit retrouver le même champ crée par les aimants après une rotation d'un pas dentaire. Il suffit donc d'envisager de faire varier la position du rotor sur un pas dentaire.

On peut facilement remarquer que le flux d'aimant à travers l'encoche k lorsque le rotor a tourné d'un pas dentaire est identique à celui de l'encoche $(k-1)$ avant rotation (le motif reste invariant, voir sur l'illustration ci-dessous).



Pour une position relative du rotor par rapport au stator d'un angle $\delta_1=\delta_0+\frac{2\pi}{N_e}$, on a :

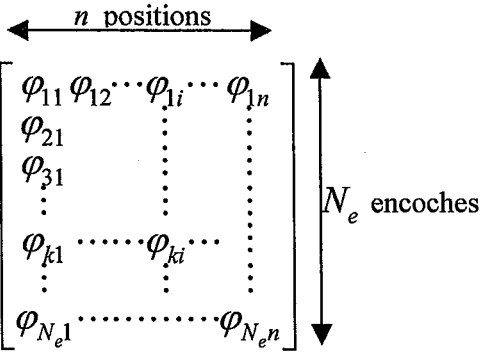
$$\boxed{\varphi_{k,i}=\varphi_{(k-1),i}}$$

Quelques positions du rotor sur un pas dentaire suffisent pour déterminer les flux pour toutes les positions du rotor et avec une bonne précision.

III.3.4.3 – Matrice $[\varphi]$ des flux d'encoches par rapport à la position :

On définit par :

- k l'indice d'encoches : $1<k<N_e$, N_e est le nombre total d'encoches au stator.
- i l'indice de la position du rotor sur un pas dentaire $1<i<n$, n est le nombre total de positions souhaitées.
- $\varphi_{k,i}$ est le terme général de la matrice $[\varphi]$ des flux d'encoches par rapport à la position du rotor.

On construit : $[\varphi]=$ 

III.3.4.4 - Détermination de la matrice des flux dérivés par rapport à la position :

Une méthode de dérivation numérique basée sur l'utilisation d'un polynôme d'ordre 2 qui approxime au mieux les valeurs 5 en points (valeurs de 5 flux élémentaires d'une ligne de la matrice $[\varphi]$), on calcule la valeur de la dérivée locale au point milieu par la formule :

$$\dot{\varphi}_{k,i}=\frac{-2.\varphi_{k,(i-2)}-\varphi_{k,(i-1)}+\varphi_{k,(i+1)}+2.\varphi_{k,(i+2)}}{10.\alpha}$$

avec : $\alpha=\frac{2\pi}{n.N_e}$, l'angle élémentaire de rotation du rotor sur un pas dentaire.

On en déduit ainsi par dérivées glissantes successives sur une ligne de la matrice $[\varphi]$, la matrice globale des dérivées des flux d'encoches $[\dot{\varphi}]$, de terme général $\dot{\varphi}_{k,i}$:

$$[\dot{\varphi}]=\begin{bmatrix}\dot{\varphi}_{11}\ \dot{\varphi}_{12}\cdots\dot{\varphi}_{1i}\cdots\dot{\varphi}_{1n}\\ \dot{\varphi}_{21}\\ \dot{\varphi}_{31}\\ \dot{\varphi}_{k1}\cdots\cdots\dot{\varphi}_{ki}\cdots\\ \dot{\varphi}_{N_e1}\cdots\cdots\dot{\varphi}_{N_en}\end{bmatrix}$$

- Matrice de permutations $[P]$:

On construit la matrice de permutation $[P]$ qui permet d'obtenir la matrice $[\varphi]_1$ des flux d'encoches pour la position δ_1 à partir de la matrice $[\varphi]_0$ des flux pour la position δ_0.

$$[P]=\begin{bmatrix} 0\cdots\cdots 0\ 1 \\ 1\ 0\cdots\cdots 0 \\ 0\ 1\ 0\cdots 0 \\ \vdots\ \ddots\ \ddots\ \vdots \\ 0\cdots 0\ 1\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{On a alors : } [\varphi]_1=P[\varphi]_0$$

L'usage de la matrice de permutation permet d'obtenir les flux d'encoches pour toutes les positions du rotor à partir de quelques positions seulement sur un pas dentaire.
En pratique, une dizaine de positions sur un pas dentaire suffisent pour obtenir une bonne précision.

III.3.4.5 - Expression des flux par phase :

L'usage de la matrice de connexion $[C]$ entre les grandeurs d'encoches (indice k) et les grandeurs de phase (indice m) permet d'obtenir les flux par phase à partir des flux d'encoches.

Soient :
- $i_{m=1...3}$, les courants de phase
- $j_{k=1...N_e}$, les courants d'encoches
- $\psi_{m=1...3}$, les flux à travers les phases de l'induit

On a : $j_k=\sum_{m=1}^{3} c_{km}.i_m$, avec c_{km} le terme général de la matrice de connexion $[C]$

Pour une position du rotor donnée, la relation entre les flux de phase et les flux d'encoches est :

$\varphi_k=\sum_{m=1}^{3} c_{km}.\psi_m$, notons $c_{mk}=c_{km}{}^t$

III.3.4.6 – Calcul des f.é.m par phase :

Pour n positions élémentaires du rotor sur un pas dentaire, les forces électromotrices par phases s'écrivent : $e_{mi}=\sum_{k=1}^{N_e} \Omega.c_{mk}.\dot{\varphi}_{ki}$, $1<i<n$, $1<k<N_e$, $1<m<3$

Ω (rd/s) est la vitesse angulaire de rotation du rotor.

Les forces électromotrices sont calculées ici avec 5 positions sur un pas dentaire, par dérivation de la matrice des flux d'encoches par rapport à la position.

Sous une forme matricielle, les flux par phase pour une position $\delta=\delta_0+\lambda\frac{2\pi}{N_e}$, λ entier variant de 0 à N_e-1, s'écrivent : $[\psi]=C^t.P^\lambda[\varphi_0]$

et les flux dérivés : $[\dot{\psi}]=C^t.P^\lambda[\dot{\varphi}_0]$

D'où, le vecteur des forces électromotrices pour toutes les positions du rotor s'écrit : $[E]=\Omega[\dot{\psi}]$

La figure (III.3) ci-dessous présente la forme de la force électromotrice par phase d'amplitude moyenne égale à 145 V pour la vitesse nominale de 3600 tr/mn, obtenue par la méthode exposée précédemment.

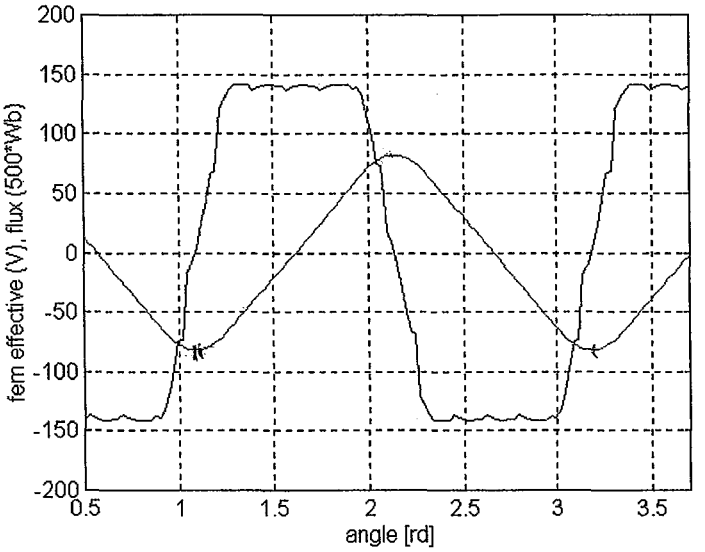


Fig. III.3 : F.é.m par phase (pour la vitesse nominale 3600 tr/mn) et flux par phase (Wb/500) obtenus par éléments finis

III.3.4.7 - Calcul du couple électromagnétique :

Le couple est calculé à partir des forces électromotrices précédemment obtenues et en considérant les six séquences successives d'alimentation des courants. Nous avons alors le vecteur des courants $i_{qm},(q=1...6)(m=1...3)$, q est l'indice des séquences et m est l'indice des phases.

Nous ne faisons pas intervenir les courants variables durant les commutations dans cette expression du couple.

Le couple obtenu en commande optimale est : $$\Gamma=Max_{q=1...6}\left(\sum_{m=1}^{3}\frac{i_{qm}.E_m}{\Omega}\right)$$

Il est à noter que ce mode de calcul n'est pas valable dans le cas d'un régime saturé.

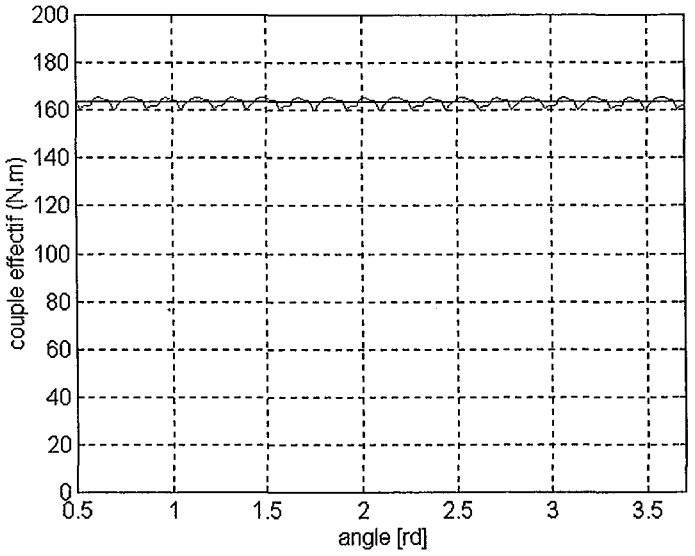


Fig. III.4 : Couple électromagnétique et couple moyen (N.m)

III.3.5. - Calcul de l'inductance cyclique :

Dans cette partie, nous considérons uniquement le champ dû aux courants du stator.
L'inductance cyclique est calculée en alimentant deux phases de l'induit, les phases 1 et 3 par exemple et pour une position quelconque du rotor.

Soient :

ψ_1 : le flux créé par les courants à travers les enroulements de la phase 1.
Soit la séquence d'alimentation en courants suivante :
$i_1 = i$:
$i_2 = 0$;
$i_3 = -i$;

On calcule alors : $\psi_1 = Li_1 + M(i_2 + i_3)$; L et M sont respectivement les inductances propre de la phase 1 et mutuelle entre phase.

$\psi_1 = (L - M)i$;

$\boxed{\psi_1 = l_c . i_1}$,ce qui donne la valeur de l'inductance cyclique l_c.

La figure (III.5) ci-après montre les lignes du champ dû aux courants lorsque deux phases sont alimentées.

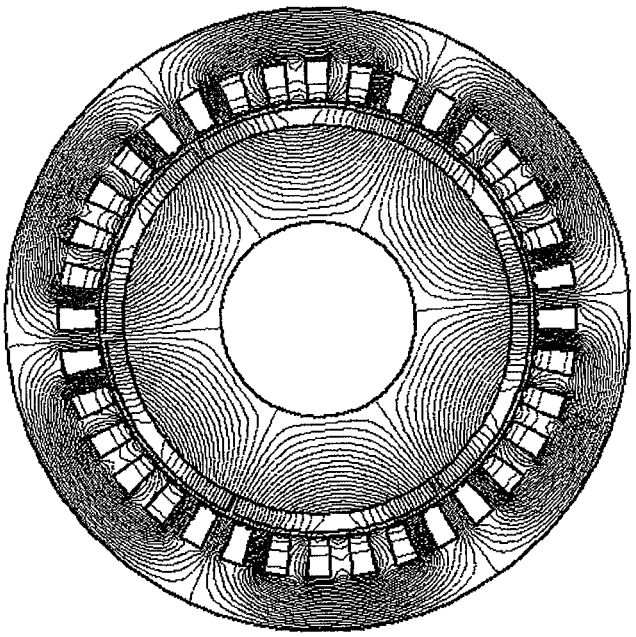


Fig. III.5 : Champ de réaction d'induit
pour une séquence donnée d'alimentation des courants.

III.3.6. - Calcul du champ démagnétisant (en l'absence de saturation) [5]:

Le dimensionnement de la machine synchrone doit tenir compte d'une possible démagnétisation des aimants pour la valeur maximale de l'amplitude des courants (ce cas concerne spécialement le démarrage du moteur Diesel qui demande l'amplitude maximale des courants d'induit pour atteindre le couple de démarrage). Le pire des cas est envisagé pour une éventuelle perte de contrôle de la position du rotor par rapport aux courants.

Le champ démagnétisant a deux origines :

- Le champ démagnétisant H_a d'un aimant seul, placé dans son circuit magnétique et qui s'exerce dans le sens opposé (radial) à l'aimantation existante.

- Le champ de réaction d'induit qui ne pourrait traverser éventuellement l'aimant dans le sens radial et opposé aux lignes du champ d'aimant qu'en cas de perte de contrôle.

Les figures ci-dessous présentent les tracés obtenus de l'induction magnétique radiale pour un rayon r donné et dans les cas particuliers suivants :

- Pour un fonctionnement à vide (champ dû aux aimants uniquement) :

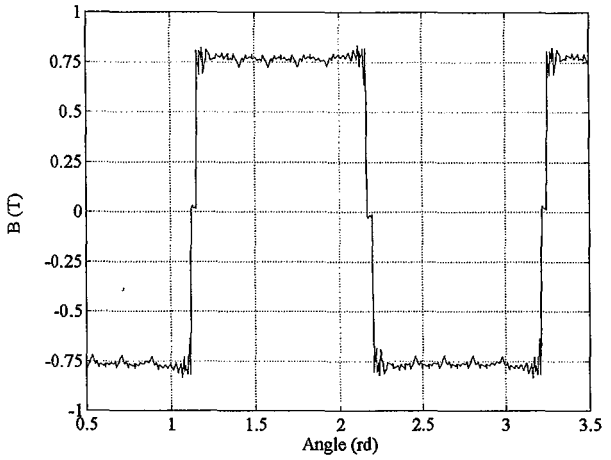


Fig. III.6.a : Induction radiale au centre des aimants

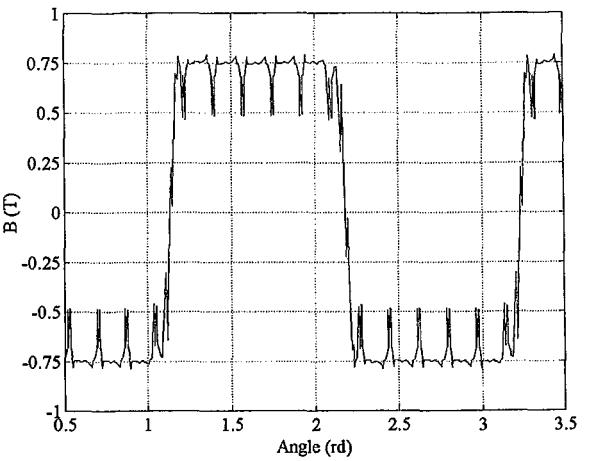


Fig. III.6.b : Induction radiale dans l'entrefer

- Champ de réaction d'induit (champ dû aux courants uniquement) :

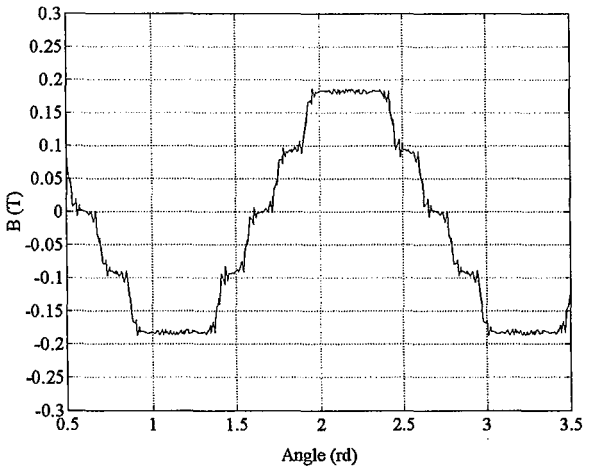


Fig. III.6.c : Induction radiale au centre des aimants

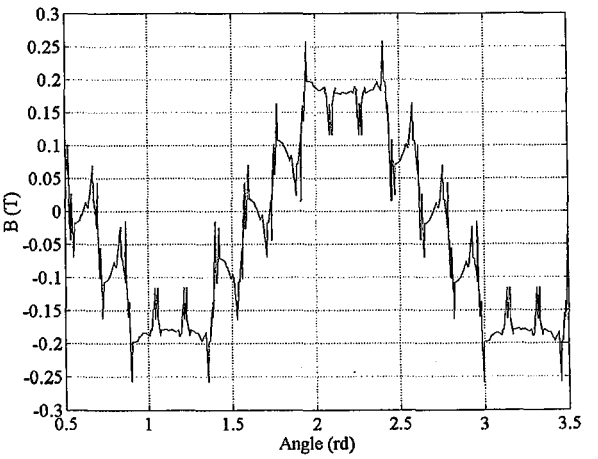


Fig. III.6.d : Induction radiale dans l'entrefer

III.3.6.1 – Cas d'une position normale du rotor :

Pour une position normale du rotor (δ=0), où la f.é.m et le courant sont en phase, les maxima des valeurs fondamentales du champ d'excitation (aimants) déphasés de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension qu'il crée (f.é.m), et de l'onde de réaction d'induit, en phase avec le courant, sont décalés dans l'espace de $\frac{\pi}{2p}$. Le champ résultant voit son axe déplacé dans le sens opposé à la rotation du rotor et son amplitude est supérieure à celle du champ d'excitation (voir Fig. III.7.b ci-dessous).

Le champ démagnétisant dû à l'aimant seul est estimé à : $|\mu H_{d0}| = B_r - B_a = 1.03 - 0.75 = \mathbf{0.28\ T}$.

B_r est l'induction rémanente de l'aimant et B_a la valeur de l'induction maximale de l'aimant placé dans son circuit magnétique (voir Fig. III.6.a et III.7.a).

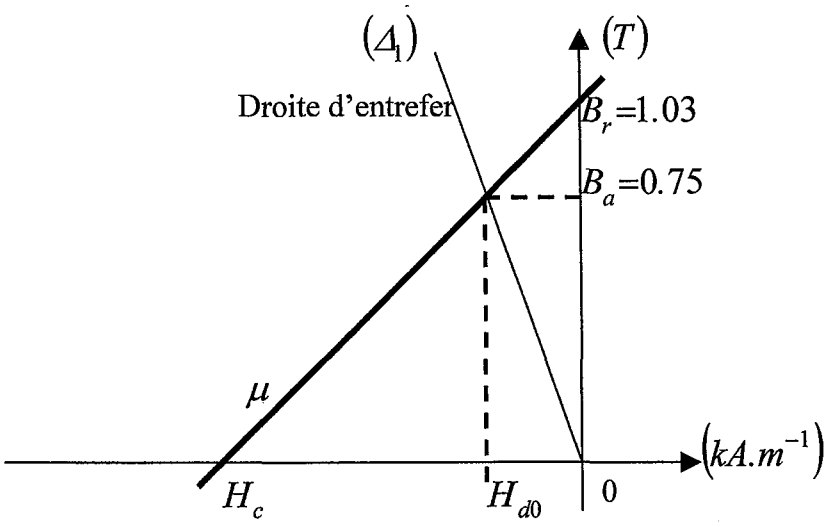


Fig. III.7.a : Caractéristique linéaire. Point de fonctionnement de l'aimant à vide.

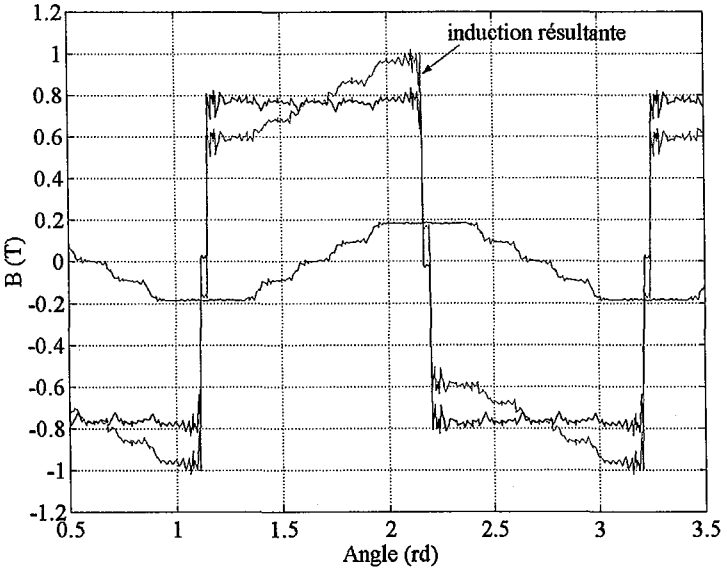


Fig. III.7.b : Induction normale résultante au centre des aimants pour une position relative du rotor égale à $\delta=0$.

En l'absence de saturation, pour une position contrôlée des aimants par rapport aux courants, l'influence de la réaction d'induit est négligeable sur le champ des aimants. En effet, l'induction est diminuée d'un côté de l'aimant et augmentée de l'autre côté mais la valeur moyenne de l'induction radiale résultante d'un pôle d'aimant est identique au cas où l'aimant serait employé seul dans son circuit magnétique sans excitation extérieure. De ce fait, l'influence du champ de réaction d'induit sur l'aimant est fortement atténuée et aucun risque de démagnétisation n'est à craindre.
La figure (III.7.c) ci-dessous montre l'influence de la réaction d'induit sur les lignes de champ des aimants dans la position normale où les courants sont contrôlés.

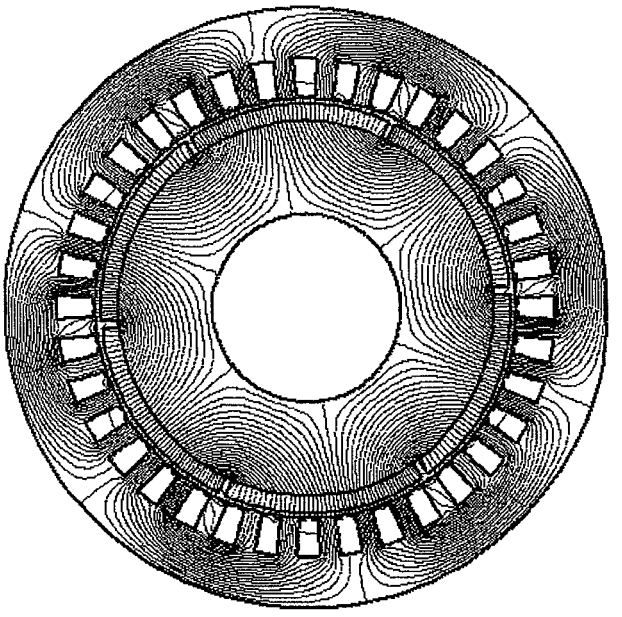


Fig. III.7c : Phénomène de réaction d'induit pour (δ=0)
Lignes du champ résultant en charge pour l'amplitude maximale des courants (I_{max}= 500 A)

III.3.6.2 – Cas d'une perte de contrôle :

En cas de perte de contrôle, lorsque la position relative du rotor par rapport au stator est $\delta=\frac{\pi}{2p}$, l'aimant est alors situé entre 2 pôles consécutifs inversés du stator et les axes du champ d'excitation (aimants) et du champ de réaction d'induit coïncident. Le centre de l'aimant est alors traversé par les lignes de champ provenant des deux pôles et qui s'additionnent (en sens opposé) au champ initial de l'aimant. La valeur moyenne de l'induction dans un pôle diminue alors fortement et peut atteindre, dans certains cas, la valeur critique de démagnétisation. Cette dernière dépend aussi du type d'aimant et de ses caractéristiques.
Dans notre cas, une démagnétisation des aimants peut se produire pour la valeur maximale de l'amplitude des courants de phase et pour une perte de contrôle. Nous sommes alors amenés à redimensionner l'épaisseur des aimants pour annuler définitivement tout risque de démagnétisation.

La figure (III.8.a) présente l'induction radiale résultante pour la valeur maximale (I=500 A) des courants et pour une éventuelle perte de contrôle. L'induction moyenne au centre de l'aimant diminue alors pour atteindre une valeur proche de 0.6 T.

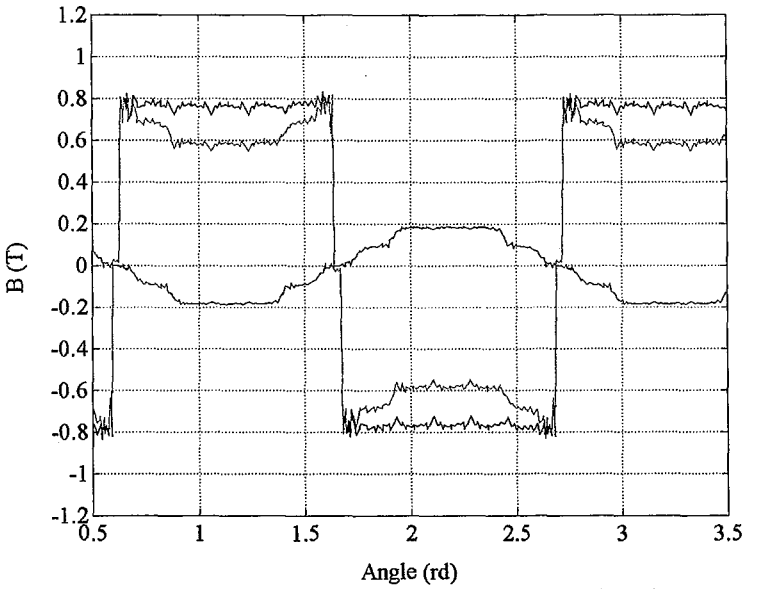


Fig. III.8.a : Induction résultante au centre des aimants pour une position relative du rotor égale à $\delta = \frac{\pi}{2p}$.

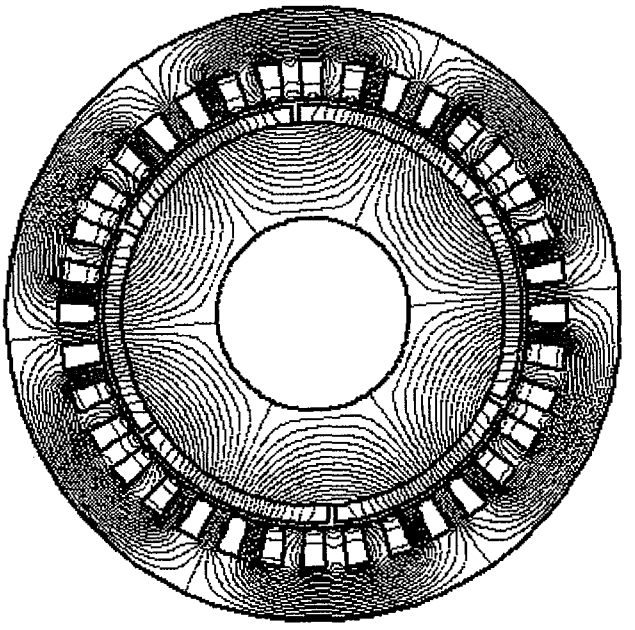


Fig. III.8.b : Lignes du champ de réaction d'induit pour une position du rotor $\delta = \frac{\pi}{2p}$.

Le champ de réaction d'induit dû aux courants est majoré par $|\mu_0 H_{ri}| < 0.19$ T (voir Fig. III.6.c).
Le champ ainsi crée se rajoute au champ démagnétisant initial de l'aimant et le champ démagnétisant total est limité par :

$$|\mu H_{d\,max}| = |\mu H_{d0}| + |\mu_0 H_{ri}| = 0.28 + 0.19 = \mathbf{0.47\ T}.$$

$$H_{d\,max} = -\frac{0.47}{1*4\pi 10^{-7}} = \mathbf{-374\ kA/m}$$

Le nouveau point de fonctionnement de l'aimant (B_a', H_{dmax}) est alors déplacé vers les inductions plus basses.

$B_a' = B_r - |\mu H_{dmax}| = 1.03 - 0.47 = \mathbf{0.56\ T}$.

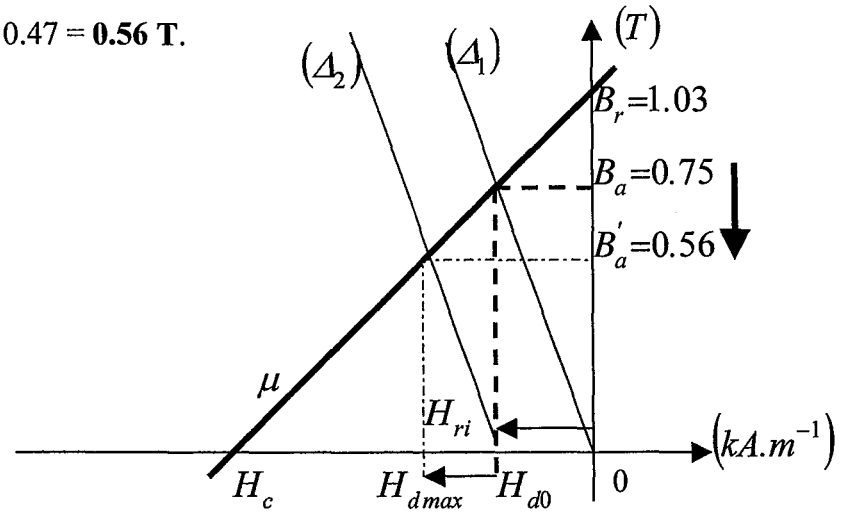


Fig. III.8.c : Caractéristique linéaire de l'aimant en cas de perte de contrôle.

La valeur du champ démagnétisant total H_{dmax} est acceptable et suffisamment éloignée d'un possible risque de démagnétisation des aimants. En effet, pour le type d'aimant en NdFeB choisi, le champ H_d inverse critique au-delà duquel se produit la démagnétisation des aimants est supérieur à 900 kA/m pour une température des aimants de 150°C et supérieur à 1100 kA/m pour une température égale à 120°C.
Si la température maximale atteinte est de 150 °C (point chaud dans la machine), le risque de démagnétisation des aimants est écarté.

Le calcul du champ de réaction d'induit a ainsi permis d'ajuster l'épaisseur des aimants et pour un rayon d'alésage r_a fixé, cela permet de définir l'entrefer mécanique et le rayon interne du rotor r_i.

III.4. Modifications introduites par la saturation

Le dimensionnement de la machine à aimants a été effectué en se basant sur l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique. Cependant, il n'est pas exclu que la valeur de l'induction normale dans les dents en charge dépasse les limites du cas linéaire.

Pour vérifier cette affirmation, considérons la position normale du rotor par rapport aux courants (δ=0). En effectuant un relevé de l'induction normale dans les dents en charge pour la valeur maximale de l'amplitude des courants, nous remarquons que certaines d'entre-elles ont un niveau d'induction supérieur à 1.75 T (voir les figures III.9.a et III.9.b).

Dans ce cas précis, l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique n'est pas vraiment vérifiée.

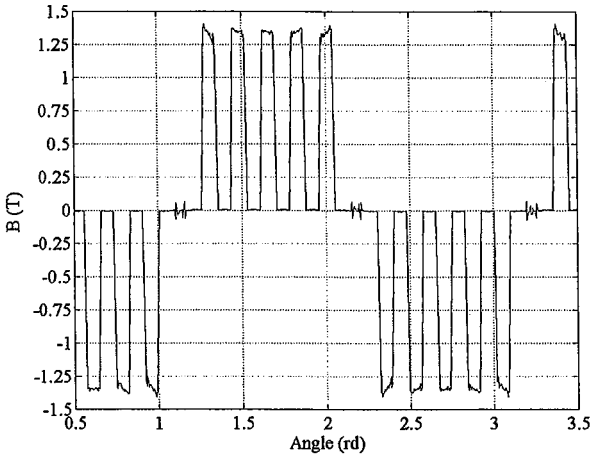


Fig. III.9.a : Induction dans les dents à vide (milieu des dents)

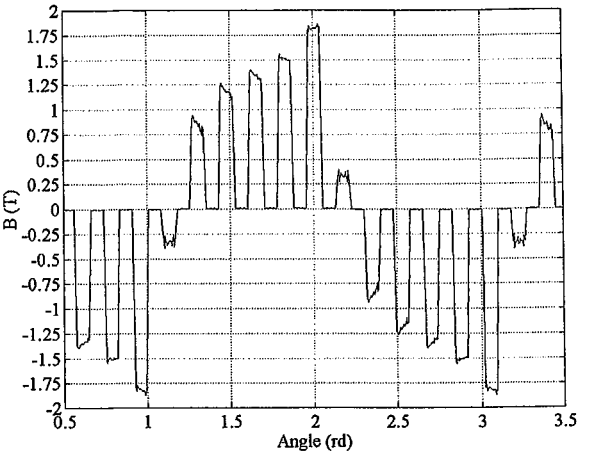


Fig. III.9.b : Induction dans les dents en charge pour le courant maximal 500 A.

Examinons maintenant les modifications créées par la saturation sur les paramètres de la machine.

- Première modification : diminution de la f.é.m.

Dans le cas d'une position relative normale des axes du rotor par rapport au stator autour de (δ=0), le champ de réaction d'induit s'ajoute au champ de l'aimant dans certaines zones et s'en retranche dans d'autres (culasse, dents).

En l'absence de saturation, l'augmentation du champ résultant et sa diminution se compensent. Cela a pour conséquence que l'amplitude moyenne de la f.é.m reste inchangée par rapport à la valeur à vide calculée précédemment dans le cas linéaire.

En revanche, en présence de saturation, cette compensation des modifications de l'inducteur n'existe plus, de sorte que l'on a une diminution globale du flux et de la f.é.m.

En conséquence, l'allure de la f.é.m se trouve modifiée et le calcul du couple, tel qu'il a été mené au paragraphe (III.3.4.7), n'est plus valable.

- Deuxième modification : l'inductance cyclique est fonction du courant induit : $l_c(I)$

En présence de saturation, la relation qui lie les flux par phase aux courants n'est plus linéaire, ce qui entraîne que l'inductance cyclique devient difficile à définir car dépendante du courant induit, mais aussi de l'aimantation.

En conséquence, le modèle global de simulation de l'ensemble machine-convertisseur, utilisant d'une part l'allure de la f.é.m à vide calculée dans l'hypothèse linéaire et d'autre part une inductance cyclique de valeur constante, doit être remis en cause.

III.5 Conclusion sur le dimensionnement de l'alternateur - perspectives

Le dimensionnement de l'alternateur à aimants est réalisé en utilisant trois niveaux de calcul successifs et progressifs. D'abord un dimensionnement de base est réalisé en utilisant les formules analytiques classiques du dimensionnement. Cette première approche, qui inclut déjà une estimation des pertes fer et Joule, est déjà relativement fiable mais nécessite cependant d'être précisée.

Ensuite, un second dimensionnement est obtenu par une méthode de calcul semi-analytique mise au point au laboratoire et basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cette méthode utilise le développement en séries du potentiel vecteur magnétique et permet de déterminer de manière suffisamment précise l'allure de la force électromotrice par phase (sans les effets de réluctance) et la valeur de l'inductance cyclique. Cette méthode donne alors un dimensionnement très proche du dimensionnement final.

Enfin, le dimensionnement définitif est obtenu par une méthode numérique 2-D par éléments finis, pour laquelle un programme type, rapide, précis et automatique, est conçu. En moins de quinze minutes, nous obtenons le dimensionnement final de la machine avec une bonne précision ainsi que la valeur effective des paramètres souhaités.

- Résultats comparatifs entre les deux méthodes :

Pour les mêmes valeurs des amplitudes de la force électromotrice et du courant de phase, les valeurs obtenues pour la longueur utile par les deux méthodes sont les suivantes :

- Par la méthode semi-analytique : $L_u = \mathbf{187\ mm.}$
- Par la méthode numérique par éléments finis : $L_u = \mathbf{195\ mm.}$

L'erreur sur la longueur utile L_u est inférieure à 5% entre la valeur obtenue par calcul semi-analytique et celle obtenue par éléments finis. Ce résultat témoigne d'une très bonne cohérence dans les hypothèses formulées pour les deux méthodes.

Pour la valeur de l'inductance cyclique les résultats sont les suivants :

- Par la méthode semi-analytique : $l_c = \mathbf{0.133\ mH.}$
- Par la méthode numérique par éléments finis : $l_c = \mathbf{0.127\ mH.}$

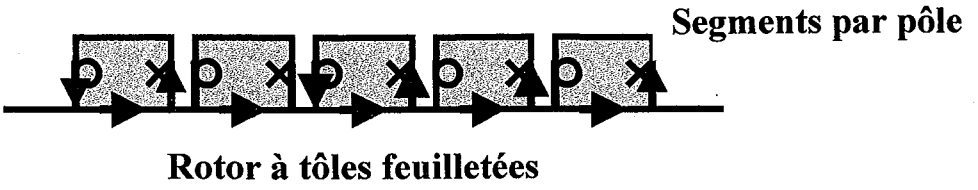
La valeur de l'inductance cyclique est conforme dans les deux cas aux estimations du chapitre II.

Perspectives d'étude : minimisation des pertes dans les aimants

Le taux d'ondulation des courants de phase contrôlés par hystérésis à une fréquence de découpage élevée (10 kHz en moyenne) est assez important et dépendant de l'amplitude de la fourchette de courant imposée. L'allure trapézoïdale des courants imposés par la commande et leur fréquence de découpage élevée sont la source d'harmoniques de haute et basse fréquences.

Aussi, pour minimiser les pertes et l'échauffement dans les aimants dus aux courants induits par les harmoniques de courants, nous avons envisagé deux solutions :

- Cas d'un rotor feuilleté : Segmentation des aimants en N_s segments (tuiles) par pôle pour réduire l'importance des harmoniques d'espace des courants induits dans les aimants de rang inférieur à N_s.
  Exemple : aimant subdivisé en 5 segments et harmonique 5 de courant induit.



Rotor à tôles feuilletées

  Les harmoniques d'espace de rang inférieur $(n<5)$ ne peuvent pas se refermer dans l'aimant.

- Cas d'un rotor massif : Segmentation des aimants et entailles au rotor toujours pour atténuer les harmoniques d'espace des courants induits dans les aimants de rang inférieur à N_s et éviter ainsi un échauffement des aimants.
  En effet, la fermeture de ces harmoniques de courant devient difficile aux extrémités de la machine, les courants doivent « plonger » pour se refermer.

Pour le prototype de la machine, nous avons choisi N_s=7 en concertation avec le constructeur pour des raisons de facilité de découpe et d'usinage.

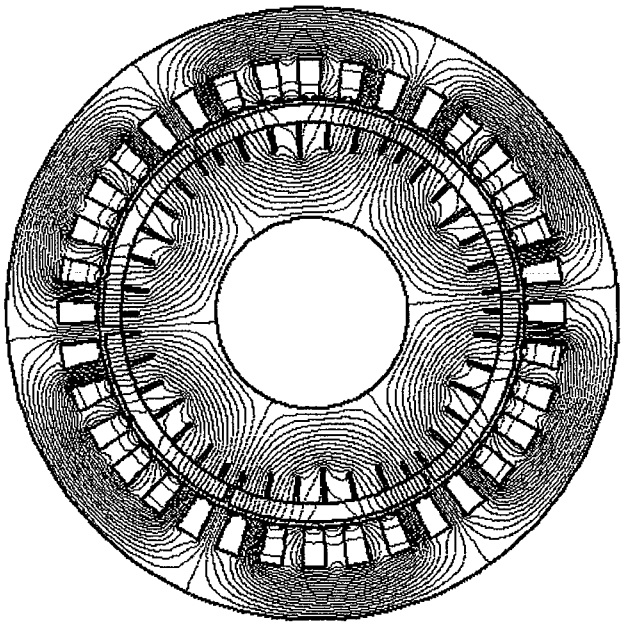


Fig. III.10 : Coupe transversale de la machine montrant les entailles au rotor et les lignes du champ dû aux courants.

III.6 Simulations numériques de l'ensemble alternateur – redresseur commandé en régime établi et transitoire

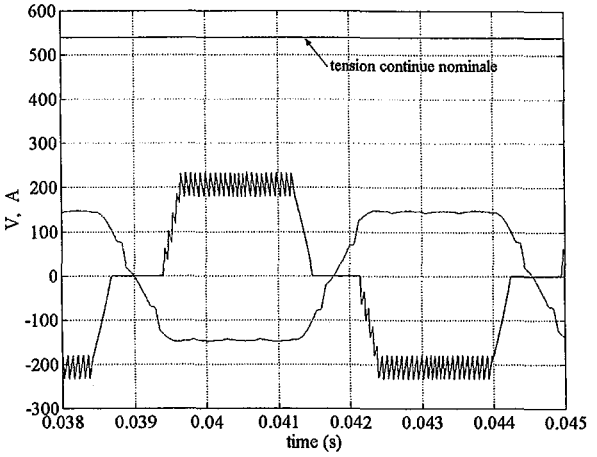
Dans ce paragraphe, les performances de l'ensemble alternateur – redresseur commandé sont évaluées par différentes simulations numériques. Ces simulations sont effectuées à l'aide du logiciel MATLAB-SIMULINK [35]. Les différentes parties du système (machine à aimants, convertisseur, filtre de l'étage continu, batterie et charge) sont modélisées par des blocs séparés puis liés entre eux de manière cohérente. Il est à noter que le redresseur commandé est modélisé par sa matrice de connexion ; les signaux de commande issus des régulateurs déterminent l'état de conduction des interrupteurs supposés idéaux. Ceci se justifie par le fait que les constantes de temps du système par rapport aux temps de commutation peuvent être supposées très grandes (quelques millisecondes comparées à quelques microsecondes) ; les formes d'ondes obtenues pour différentes variables du système ne sont donc pas mises en cause par cette simplification. Le modèle de l'alternateur utilise les paramètres calculés et présentés dans les paragraphes précédents. La machine est ainsi modélisée par sa résistance statorique, son inductance cyclique et sa f.é.m. La forme de la f.é.m. est donnée par la figure (III.3) déduite du calcul par éléments finis 2-D. L'inductance cyclique est la somme de l'inductance cyclique déduite du calcul des flux par éléments finis 2-D et d'une estimation des inductances de fuite des têtes de bobines. La résistance statorique est simplement calculée à partir de la longueur effective et de la section des conducteurs des bobines.

Nous présentons les résultats des simulations effectuées pour l'ensemble alternateur – redresseur commandé dans les conditions de fonctionnement les plus représentatives qui sont :

- Fonctionnement du système en régime nominal établi.
- Comportement du système lors d'une perturbation du courant de charge conduisant à la modification de la référence du courant fourni à la batterie. Les autres variables (tension de batterie et vitesse d'entraînement de la machine) gardent leur valeur nominale.
- Comportement du système lors d'un transitoire de la vitesse d'entraînement sous la tension minimale de la batterie.
- Comportement de l'ensemble machine – convertisseur en fonctionnement moteur à très basse vitesse.

III.6.1 Fonctionnement du système en régime nominal établi

La batterie, dont le modèle électrique est présenté au chapitre I, est à sa tension nominale (540 V). La vitesse du moteur diesel d'entraînement est fixe (3600 t/mn). Les courants de phase de la machine sont contrôlés par la méthode d'hystérésis classique et avec la stratégie du « double hachage ». La figure (III.11.a) montre le courant d'une phase et la f.é.m. correspondante en fonctionnement alternateur et la figure (III.11.b) présente l'allure des courants des trois phases en parfait accord avec leur référence. Le contrôle du courant est bien assuré à tout instant et le fondamental du courant est presque en opposition de phase avec la f.é.m. correspondante ; ce qui conduit à une forme de couple électromagnétique presque dépourvue d'ondulations de basse fréquence (Fig. III.11.d).
Le taux d'ondulation du courant fourni vers la batterie et la charge, comparé à sa valeur moyenne, est très faible (avec une inductance de filtrage de l'étage continu de 50 μH) ; ce qui conduit à un courant d'amplitude faible et de valeur moyenne nulle dans la batterie en régime établi (Fig. III.11.f). Ainsi la tension aux bornes de la batterie varie extrêmement peu en régime nominal (Fig. III.11.c) et elle joue bien le rôle de *tampon*.



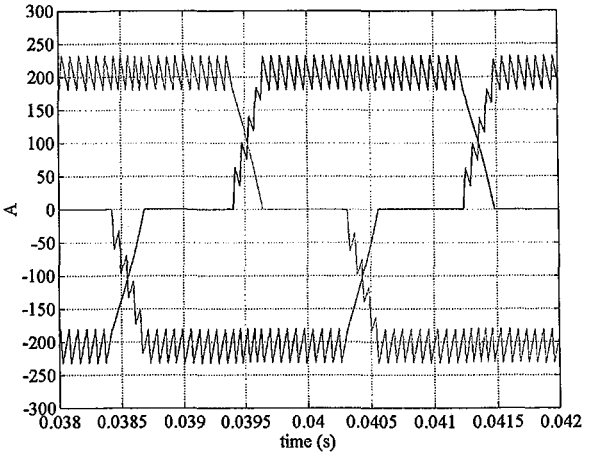


Fig. III.11.a et III.11.b : Courants de phase de l'alternateur pour les conditions nominales.

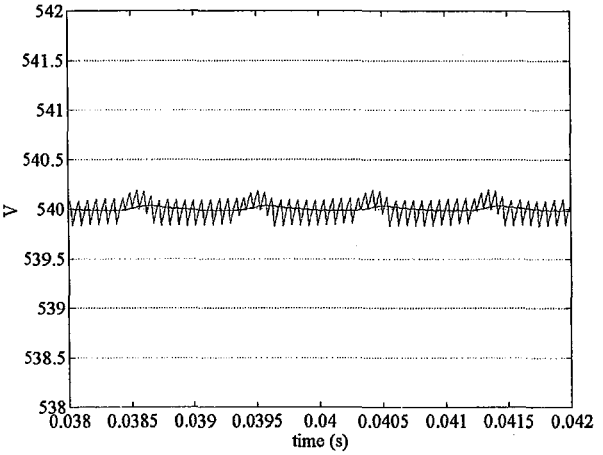


Fig. III.11.c : Tension capacité et tension batterie

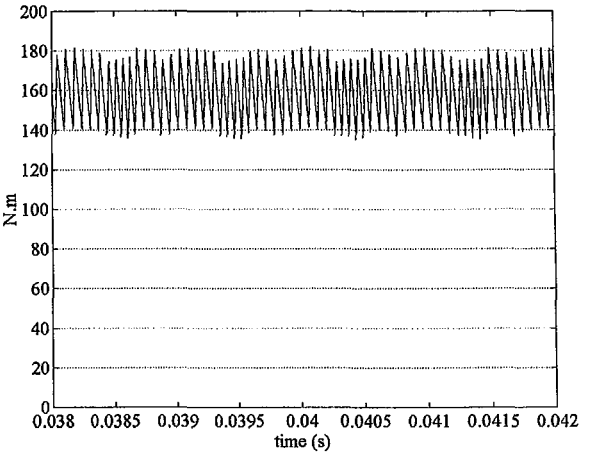


Fig. III.11.d : Couple (N.m)

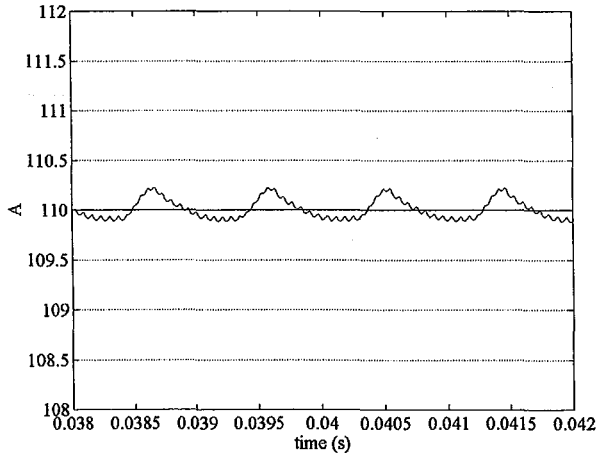


Fig. III.11.e : Courant continu fourni à la batterie

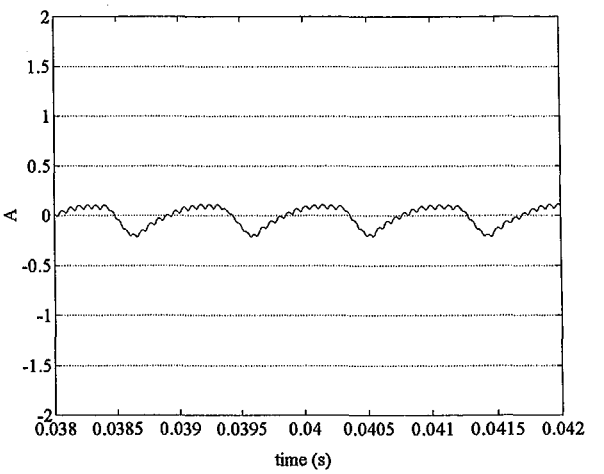


Fig. III.11.f : Courant dans la batterie.

III.6.2. Comportement du système lors d'une perturbation du courant de charge

Ces simulations sont effectuées lors d'une variation brusque du courant appelé par la charge et simultanément une variation de même amplitude est appliquée à la référence du courant fourni par le redresseur à la batterie. Compte tenu du modèle de la batterie et la présence des éléments passifs capacitifs et inductifs à la sortie du redresseur commandé, le système, vu des régulateurs du courant fourni à la batterie est d'ordre relativement élevé. Ce courant est contrôlé à l'aide d'un régulateur P.I. mis au point de sorte que la stabilité du système soit assurée et que la réponse du courant soit la plus rapide possible. Nous présentons successivement les courbes correspondant à l'évolution du courant fourni à la batterie (Fig. III.12.a), le courant de la batterie (Fig. III.12.b), les courants de phase de l'alternateur (Fig. III.12.c) et les tensions aux bornes des capacités de filtrage et de la batterie (Fig. III.12.d).

Le pic d'amplitude 30 A observé sur le courant de la batterie (Fig. III.12.b), entraînant un creux de tension limité à 5 V (Fig. III.12.d) est dû à l'augmentation brusque du courant demandé par la charge. Avec l'augmentation du courant fourni par le redresseur (Fig. III.12.a), le courant de la batterie diminue et lorsque le courant de sortie du redresseur compense l'appel de courant de la charge, le courant dans la batterie s'annule à nouveau. Les courants de phase de la machine ne présentent pas d'irrégularités pendant le régime transitoire et restent bien contrôlés (Fig. III.12.c).

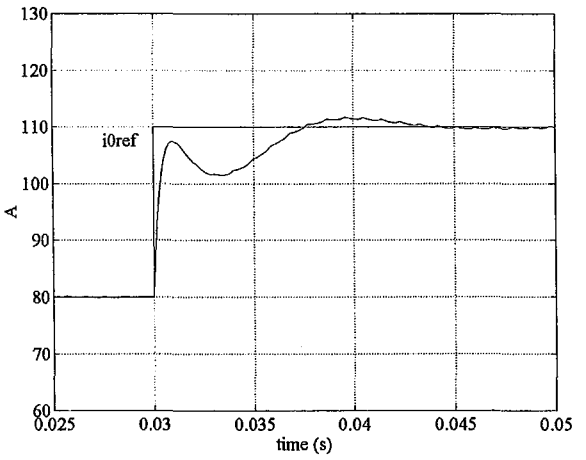


Fig. III.12.a : Courant fourni par le redresseur vers la batterie.

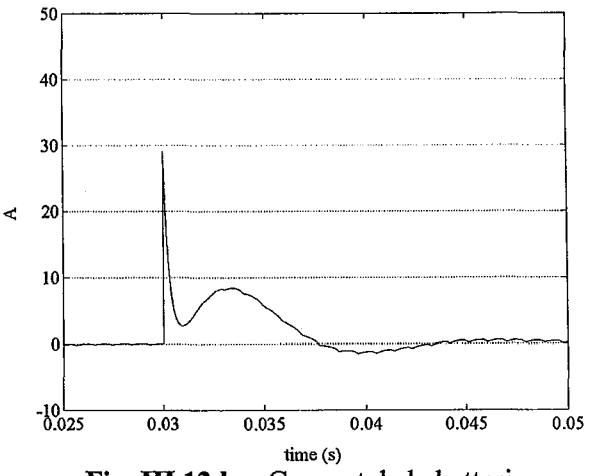


Fig. III.12.b : Courant de la batterie.

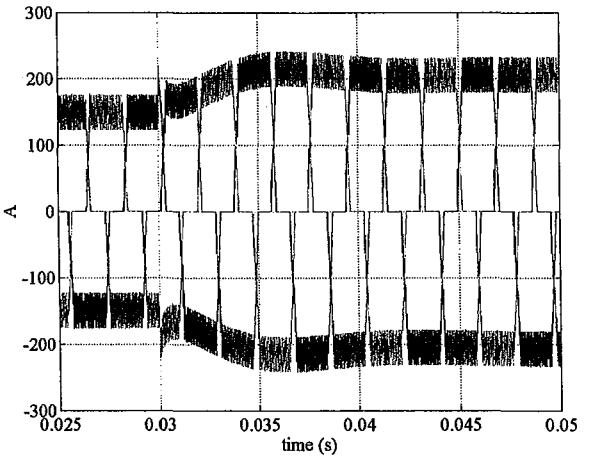


Fig. III.12.c : Courants de phases de la machine.

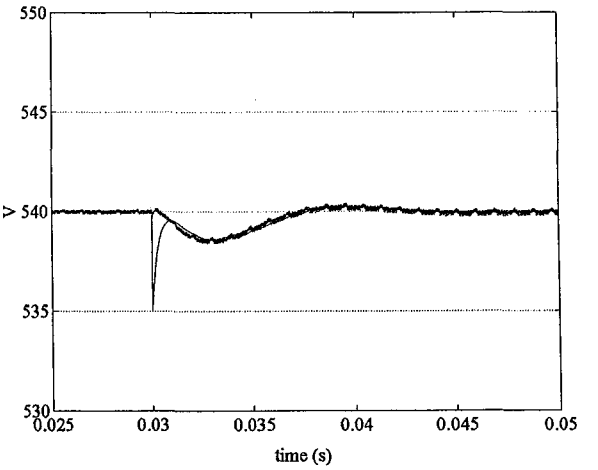


Fig. III.12.d : Tensions capacités (- épais) et batterie (-fin).

III.6.3 Comportement du système lors d'un transitoire de la vitesse d'entraînement sous la tension minimale de la batterie.

Pour ce cas extrême qui est le plus défavorable, la vitesse varie de +15% par rapport à sa vitesse nominale (Fig. III.13.a). Les figures (III.13.b), (III.13.c) et (III.13.d) montrent successivement la réponse du courant de phase et de la f.é.m. correspondante, le courant continu fourni à la batterie et la tension aux bornes des capacités de filtrage connectées en sortie du pont redresseur.
On pourra noter que le contrôle du courant est assuré lorsque l'amplitude de la f.é.m. et la fréquence augmentent de 15% avec l'augmentation de la vitesse. Compte tenu de l'augmentation de l'amplitude de la f.é.m, l'amplitude du courant de phase de la machine diminue à puissance transmise donnée.

L'état transitoire, qui dure environ 10 ms, conduit à une augmentation de l'ordre de 3% du courant continu fourni à la batterie et de 0.15% de l'amplitude de la tension du réseau continu.
La fréquence de découpage reste inférieure à 8 kHz, ce qui est tout à fait acceptable pour le convertisseur.

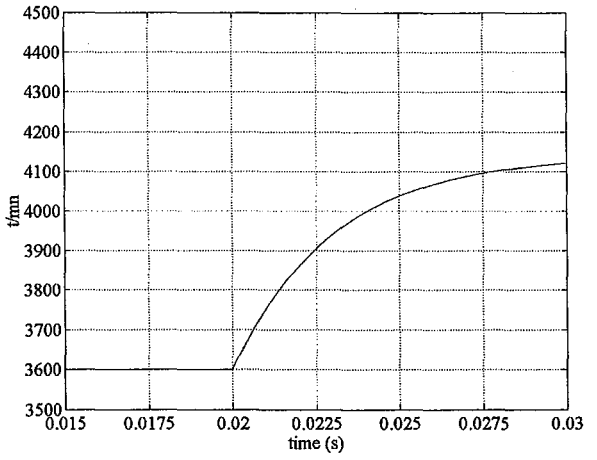


Fig. III.13.a : Vitesse (t/mn).

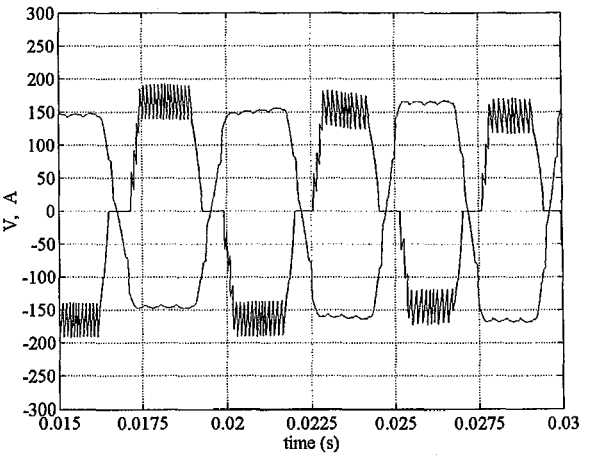


Fig. III.13.b : Courant de phase et f.é.m.

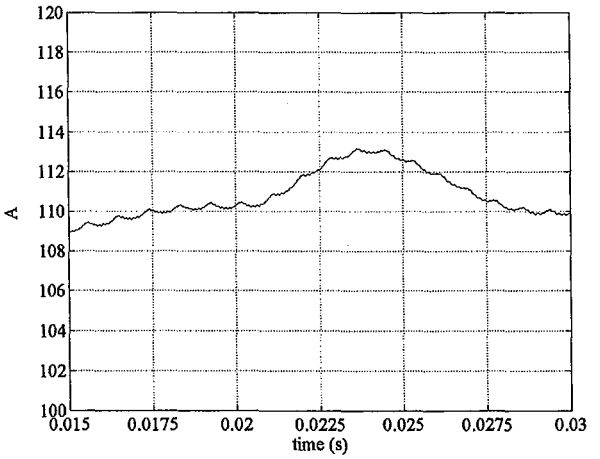


Fig. III.13.c : Courant continu fourni à la batterie.

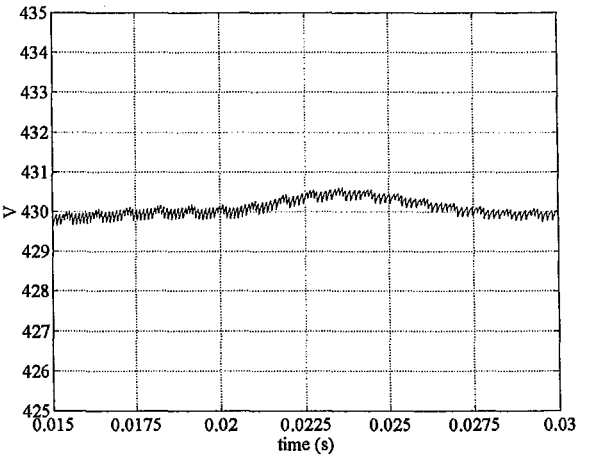


Fig. III.13.d : Tension aux bornes des capacités.

III.6.4 Comportement de l'ensemble machine – convertisseur en fonctionnement moteur à très basse vitesse

La machine fonctionne en moteur pour les besoins du démarrage du moteur diesel. Pour cette opération, un couple égal à deux fois le couple nominal est nécessaire. Au moment du démarrage, la vitesse et donc l'amplitude des f.é.m de la machine sont très faibles ; par contre, l'amplitude des courants de phases est à peu près doublée pour fournir le couple de démarrage (double du couple nominal). Compte tenu de la faible puissance demandée de la batterie lors du démarrage du moteur diesel (couple doublé et vitesse inférieure à 5 % de la vitesse nominale), le courant fourni par la batterie est d'amplitude faible.

Pour contrôler par hystérésis le courant de phase de la machine, il est possible d'appliquer l'un des deux modes de hachage présentés dans le chapitre II (« simple hachage » ou « double hachage »). Nous allons examiner dans ce qui suit l'influence de ces deux modes de hachage sur les formes de courants de phase et de couple.

III.6.4.1 : Mode « simple hachage » en fonctionnement moteur :

A la différence du fonctionnement en alternateur (exposé au chapitre II), les transistors « bas » du convertisseur (onduleur) servent uniquement d'aiguilleurs de courant. Le hachage est effectué par les transistors « hauts ». Lorsque la f.é.m de la phase non-conductrice devient négative, les diodes du bras du convertisseur relié à cette phase (diodes du « bas » du convertisseur), se mettent en conduction ; ce qui crée une dissymétrie sur la forme du courant de phase (Fig. III.14.a). Cette dissymétrie accroît le taux d'ondulation du couple (Fig. III.14.b). L'intérêt principal de cette méthode comparée à la méthode du double hachage est que pour une largeur de la bande d'hystérésis donnée, la fréquence de hachage et donc les pertes par commutation dans le convertisseur diminuent considérablement.

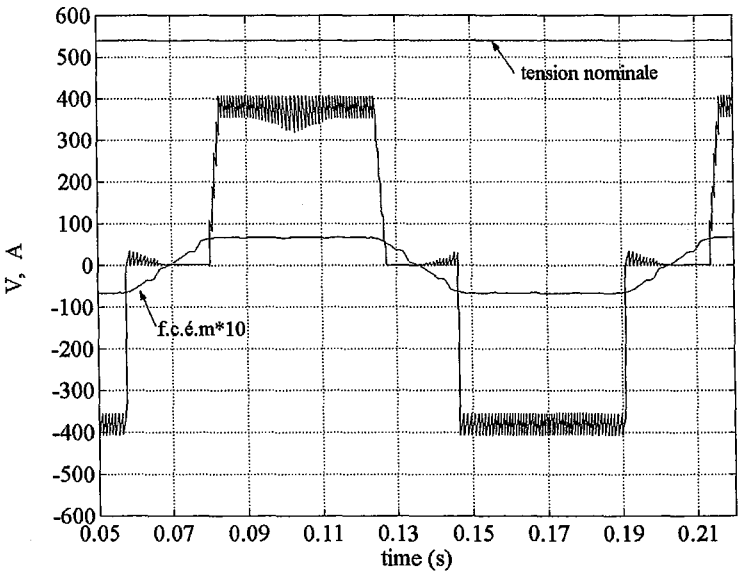


Fig. III.14.a : « Simple hachage » - Courant de phase et f.é.m.

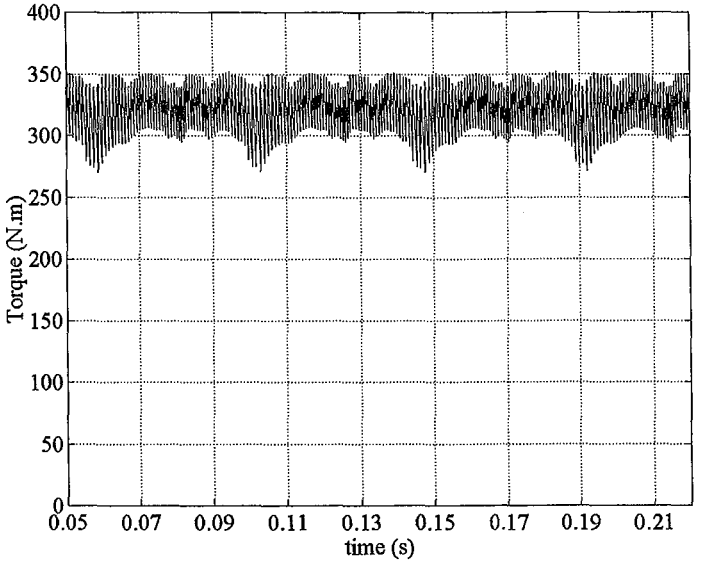


Fig. III.14.b : « Simple hachage » - **Couple (N.m)**

III.6.4.2 : Mode « double hachage » en fonctionnement moteur :

Le mode « double hachage », conduit à une fréquence de hachage plus élevée par rapport au mode « simple hachage » pour la même largeur de la bande d'hystérésis (Fig. III.15.a). Les formes de courant de phase étant dans ce cas parfaitement symétriques, les ondulations de couple sont diminuées (Fig. III.15.b). Ce mode crée néanmoins plus de pertes dans le convertisseur.

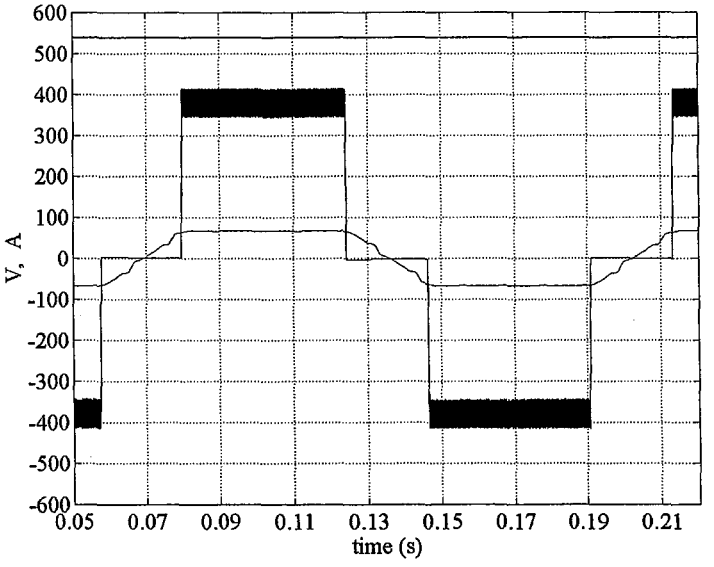


Fig. III.15.a : « Double hachage » - Courant de phase et f.é.m.

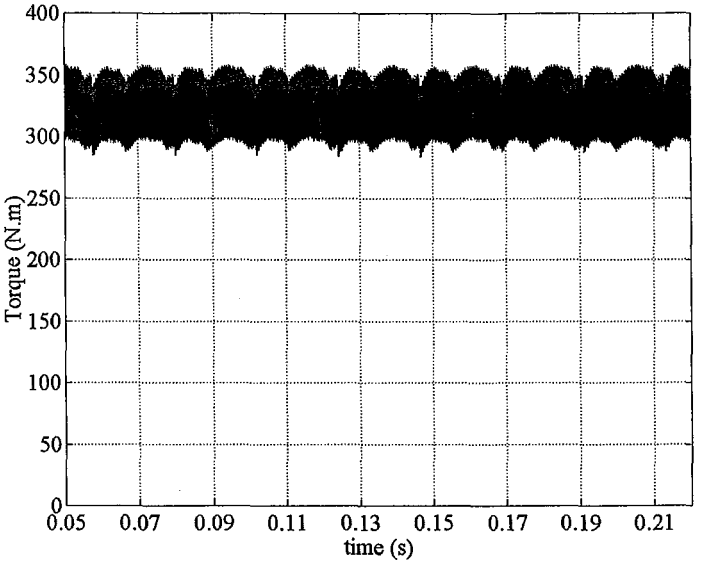


Fig. III.15.b : « Double hachage » - **Couple (N.m)**

Conclusion

Après avoir dimensionné l'alternateur, nous avons procédé aux simulations numériques de l'ensemble machine – redresseur commandé pour différentes conditions de fonctionnement du système en régime établi et en régime transitoire. Ces simulations utilisent le modèle réel de la machine avec les formes de la force électromotrice calculée par éléments finis ainsi que la valeur calculée de l'inductance cyclique.

Les résultats obtenus montrent que le contrôle des courants de phase et du courant fourni vers la batterie est assuré aussi bien en régime établi qu'en régime transitoire. De plus, dans les conditions extrêmes de fonctionnement (tension minimale de batterie et variation de la vitesse de l'alternateur), le contrôle des différents courants et bien assuré et les performances du système ne sont pas affectées aussi bien en mode simple hachage qu'en mode double hachage. Les différents résultats de simulation confirment donc que la machine calculée se comporte pratiquement comme une machine à f.é.m « trapèze » idéale et n'entraînent pas des modifications de nature dimensionnelle pour le convertisseur et le filtre de l'étage continu.

CHAPITRE IV

Validations expérimentales

Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale de l'ensemble machine à aimants – redresseur commandé que nous avons étudié. Le redresseur commandé en pont IGBT/diodes antiparallèles de structure tension est complètement réalisé, par contre la construction de l'alternateur étant en cours, nous n'avons pas pu effectuer les tests combinés alternateur-redresseur commandé prévus à puissance nominale. Cependant, afin de montrer la fonctionnalité d'un tel convertisseur pour piloter une machine à aimants en fonctionnement moteur mais aussi alternateur, nous avons monté un banc d'essais au laboratoire comprenant une machine à aimants et sa charge de puissance réduite (5 kW). Cela a permis de tester les différentes stratégies de contrôle des courants dans la machine ainsi que dans l'étage continu et de montrer dans chaque cas que les résultats obtenus expérimentalement sont en parfait accord avec les résultats théoriques obtenus par les simulations numériques.

Dans la première partie, nous présentons le banc expérimental réalisé en incluant la description des différentes cartes de commandes du convertisseur, ces dernières sont entièrement réalisées au GREEN.

Dans la seconde partie nous présentons les résultats expérimentaux obtenus lors des fonctionnements moteur et alternateur. Par ailleurs, la méthode de « l'hystérésis modulée », mise au point au laboratoire, a prouvé lors des différents tests sa réelle efficacité pour imposer la fréquence de découpage des transistors. Tous les résultats expérimentaux sont comparés avec les résultats de simulations obtenus pour les mêmes conditions de fonctionnement.

IV.1 Présentation et description du banc expérimental

IV.1.1 Présentation générale du banc de tests

Le but du banc expérimental à puissance réduite mis au point au laboratoire consiste d'une part à valider l'ensemble alternateur-redresseur commandé étudié et d'autre part à démontrer la fonctionnalité du redresseur commandé en pont IGBT/diodes de structure tension pour piloter une machine à aimants en fonctionnement **moteur** et **alternateur**.
Le banc de tests est composé de deux parties principales (Fig. IV.1) :

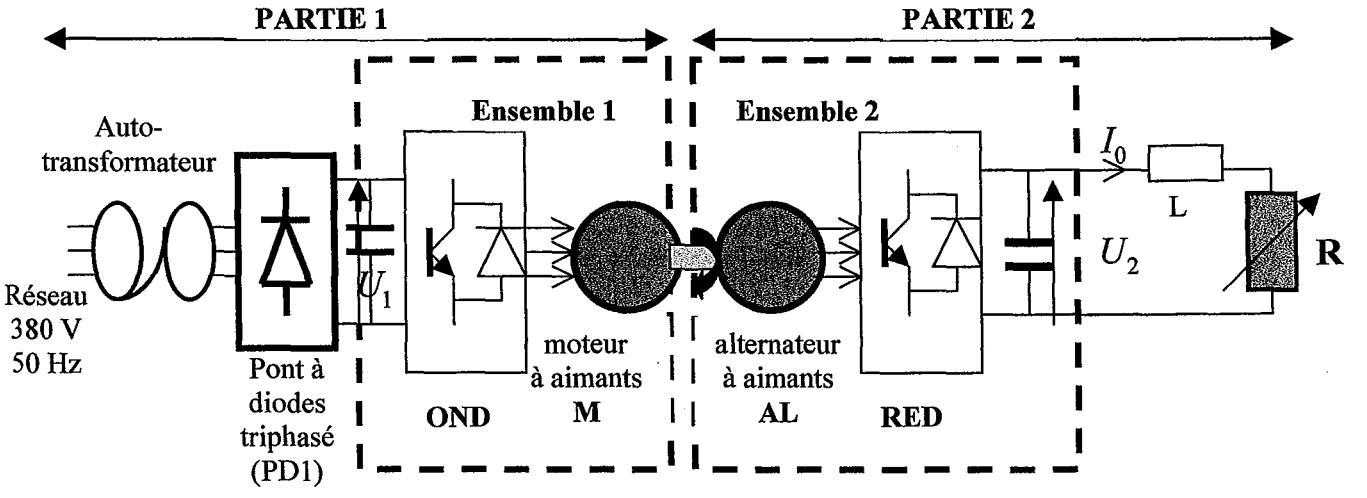


Fig. IV.1 : Schéma de principe du banc de tests à puissance réduite.

La première partie (PARTIE 1) est destinée à l'alimentation d'un moteur synchrone à aimants permanents tétrapolaire d'une puissance de 5 kW, régulé en vitesse à une valeur de consigne Ω^*. Cette partie comprend un autotransformateur connecté au réseau triphasé 380 V, alimentant un pont redresseur triphasé classique à diodes (PD1) et qui permet d'adapter l'amplitude de la tension continue redressée U_1. Le convertisseur OND est un pont triphasé à IGBT, utilisé en onduleur de tension commandé en courant pour l'alimentation du moteur synchrone à aimants 5 kW (M). Le moteur M est régulé en vitesse et la régulation est effectuée et gérée entièrement par un DSP (Digital Signal Processor). L'onduleur (OND) et le moteur M constituent l'Ensemble 1. Le moteur M entraîne alors un alternateur à aimants permanents (AL) de mêmes technologie et puissance que M.

La seconde partie du banc de tests (PARTIE 2) est composée de l'alternateur à aimants AL qui débite sur un pont redresseur à IGBT (RED) commandé en courant. Le courant de l'étage continu I_0 est régulé à une valeur de consigne I_0^*. La régulation du courant est également entièrement gérée par DSP. La tension redressée U_2 est filtrée par les selfs de fuite de AL et par un ensemble de capacités série-parallèle incluses dans l'armoire du redresseur. L'alternateur AL et le redresseur RED constituent l'Ensemble 2.

Le moteur M et l'alternateur AL sont tous deux alimentés par des courants à 120° et contrôlés par hystérésis. Le programme en assembleur DSP permet en outre la sélection du type de stratégie de commande : à fréquence variable (hystérésis classique) ou à fréquence imposée (« hystérésis modulée »). Les deux types de stratégies seront implantées et testées au niveau du banc.

IV.1.2 Structure du programme assembleur DSP

Le programme DSP qui a été conçu pour cette application est identique pour les deux convertisseurs OND et RED ; seules les valeurs de référence des grandeurs régulées vont changer et leurs seuils de limitations en courant.
Pour l'Ensemble 1, il est prévu une régulation en vitesse (ou en couple, cette possibilité peut être envisagée, mais ne sera pas testée dans la manipulation, nous nous limiterons à une régulation en vitesse).
Pour l'Ensemble 2, le courant de l'étage continu, après filtrage I_0 sera régulé.
Les grandeurs de référence (vitesse ou courant continu) sont régulées par un correcteur PI, dont les coefficients k_p et k_i sont accessibles et peuvent être modifiés dans l'algorithme du programme.

L'algorithme DSP est prévu pour piloter les machines dans les quatre quadrants du plan (Γ,Ω).

- Vitesse « positive » et fonctionnement Moteur.
- Vitesse « positive » et fonctionnement Générateur.
- Vitesse « négative » et fonctionnement Générateur.
- Vitesse « négative » et fonctionnement Moteur.

Si on désigne par S la variable logique désignant le signe de la vitesse et M la variable logique qui correspond au mode de fonctionnement de la machine (moteur ou générateur), on aura alors les quatre modes de fonctionnement possibles suivants :

S=1 :	**Vitesse positive**	**et**	M=1 :	**Moteur**
S=1 :	**Vitesse positive**	**et**	M=0 :	**Générateur**
S=0 :	**Vitesse négative**	**et**	M = 0 :	**Générateur**
S=0 :	**Vitesse négative**	**et**	M = 1 :	**Moteur**

Le schéma ci-dessous représente un synoptique simplifié de la commande (Fig. IV.2).

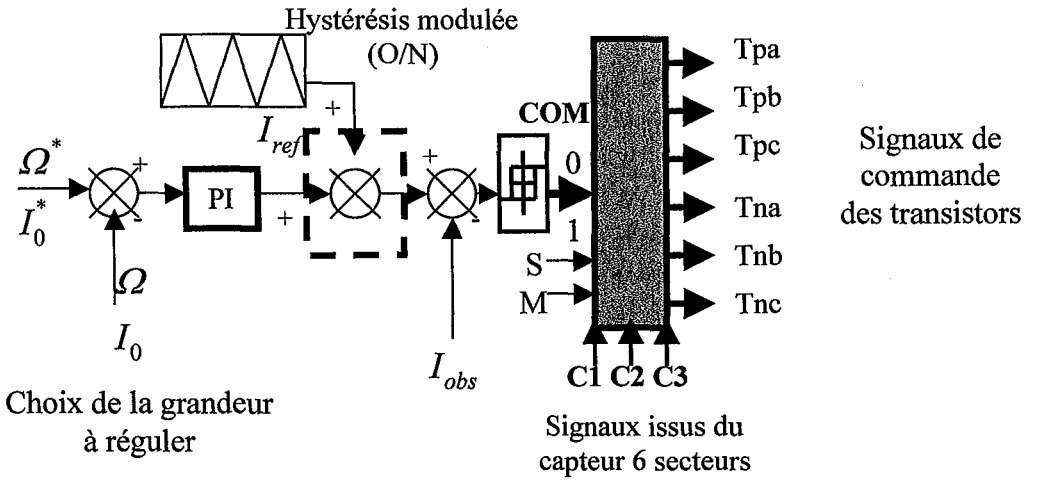


Fig. IV.2 : Synoptique simplifié de la commande (commun pour les deux ensembles).

Chaque mode de fonctionnement est alors traité par un sous-programme du programme principal (appelé procédure commande « trapèze » en vitesse positive ou en vitesse négative).
Selon l'ensemble convertisseur-machine à piloter (Ensemble1 ou Ensemble2), l'algorithme DSP active le sous-programme correspondant au quadrant approprié et ignore les autres parties.

- Les signaux issus du capteur de position à 6 secteurs :

Avant de procéder aux essais, il faut s'assurer que les capteurs sont correctement calés par rapport aux forces électromotrices à vide de la machine. Pour s'en assurer, il faut alors visualiser simultanément la f.é.m d'une phase avec les signaux notés C_1, C_2 et C_3 issus du capteur 6 secteurs et effectuer les éventuelles inversions nécessaires. Il faut ensuite répéter la manipulation pour les deux autres phases. Une fois les capteurs correctement calés, les combinaisons logiques des trois signaux définissent l'ordre de succession des secteurs de conduction des transistors. Les 6 séquences correspondantes (S1, S2,..., S6) ont déjà été définies dans le chapitre 2.

- La détection du quadrant :

La détection du quadrant se fait par lecture du signe de la vitesse S et du signe du courant de référence I_{ref}, sortie du régulateur PI et qui constitue le signal de référence pour les courants de phase de la machine. Le signe de I_{ref} est donné par l'état du premier bit du registre interne « **status** » (1 = signe **positif** et 0 = signe **négatif**). Les lectures de ce bit et du signe de la vitesse permettent de se connecter à la bonne procédure du programme assembleur. On aura les conditions suivantes qui définissent précisément les 4 quadrants de fonctionnement :

1- Vitesse positive et I_{ref} positif : fonctionnement **moteur** S=1 et M=1

2- Vitesse positive et I_{ref} négatif : fonctionnement **générateur** $S=1$ et $M=0$

3- Vitesse négative et I_{ref} positif : fonctionnement **générateur** $S=0$ et $M=0$

4- Vitesse négative et I_{ref} négatif : fonctionnement **moteur** $S=0$ et $M=1$

- Les lois de commande des transistors :

Les lois de commande permettent de définir les transistors qui doivent être activés dans les quatre quadrants. En fonction du signe de la vitesse S et du mode de fonctionnement souhaité M, nous savons quels sont les transistors qui doivent être commandés sur chacune des phases.
L'algorithme DSP définit les lois de commande des transistors, en fonction des secteurs dans lequel se trouve le rotor, du signe de la vitesse S et du mode de fonctionnement M par les équations suivantes :

$H_a=\overline{C}_1C_2\left(\overline{S\oplus M}\right)+C_1\overline{C_2}\left(S\oplus M\right)$ commande le transistor Tpa

$B_a=\overline{C}_1C_2\left(S\oplus M\right)+C_1\overline{C_2}\left(\overline{S\oplus M}\right)$ " Tna

$H_b=\overline{C}_2C_3\left(\overline{S\oplus M}\right)+C_2\overline{C_3}\left(S\oplus M\right)$ " Tpb

$B_b=\overline{C}_2C_3\left(S\oplus M\right)+C_2\overline{C_3}\left(\overline{S\oplus M}\right)$ " Tnb

$H_c=\overline{C}_3C_1\left(\overline{S\oplus M}\right)+C_3\overline{C_1}\left(S\oplus M\right)$ " Tpc

$B_c=\overline{C}_3C_1\left(S\oplus M\right)+C_3\overline{C_1}\left(\overline{S\oplus M}\right)$ " Tnc

L'état de conduction d'un transistor particulier est défini par la valeur logique d'un des 6 premiers bits ($D_0',\ldots,D_5'$) du registre port de sortie du DSP (*« donneeout »*). Les bits de ce registre sont modifiés en conséquence selon les transistors qui sont activés.

- La sélection du courant à contrôler I_{obs} (retour de la boucle interne de contrôle du courant) :

Pour pouvoir contrôler correctement le courant sans apparition de surintensité, nous allons toujours mesurer le courant de phase non commuté.
Pour simplifier l'algorithme, nous avons établi une loi de sélection pour chaque courant de phase en fonction du secteur et du signe de la vitesse.

Les lois de sélection du courant non-commuté sont les suivantes :
Pour le courant i_a :

$$D_a=S\overline{C}_1C_2C_3+SC_1\overline{C_2}\,\overline{C_3}+\overline{S}C_1\overline{C_2}C_3+\overline{S}\,\overline{C}_1C_2\overline{C_3}$$

Pour le courant i_b :

$$D_b=S\overline{C}_1C_2\overline{C_3}+SC_1\overline{C_2}C_3+\overline{S\,C_1C_2C_3}+\overline{S}\,C_1C_2\overline{C_3}$$

Pour le courant i_c :

$$D_c=S\overline{C_1C_2C_3}+SC_1C_2\overline{C_3}+\overline{S\,C_1}C_2C_3+\overline{S}\,C_1\overline{C_2C_3}$$

De manière à toujours mesurer un courant d'amplitude positive, il est quelquefois nécessaire d'inverser le courant de phase non commuté lorsque celui-ci est négatif. La loi d'inversion du courant est alors :

$$Inv = S\overline{C_1}C_2\overline{C_3} + S\overline{C_1}\overline{C_2}C_3 + SC_1\overline{C_2}\overline{C_3} + \overline{S}\,C_1\overline{C_2}C_3 + \overline{SC_1}C_2C_3 + \overline{S}C_1C_2\overline{C_3}$$

Cette dernière expression est bien sûr valable pour les quatre quadrants.

IV.1.3 Description rapide des cartes de commande des convertisseurs :

Le bloc de commande est identique pour les deux convertisseurs OND et RED. Il est composé de 5 cartes distinctes :

- Carte « **entrées** » :

Cette carte reçoit les signaux analogiques de référence (vitesse ou couple, courant continu, température) et les met au format numérique (0 – 5 V) avant de les envoyer vers le convertisseur analogique–numérique (ADC). Chaque sortie (S_i)de cette carte sert de données d'entrées pour le DSP (ADCIN_X). Le DSP les utilise ensuite dans son algorithme.

- Carte « **position** » :

Cette carte reçoit directement les informations issues du capteur de position à 6 secteurs (entrées Dcu, Dcv et Dcw). Ces signaux sont, dans un premier temps, filtrés puis sont transformés en signaux (0 – 5 V) compatibles avec les entrées du DSP. Un système de commutateurs « *switches* » et d'inverseurs permet de faire correspondre les signaux issus des capteurs de position avec les f.é.m selon les modes de fonctionnement utilisés.
A la sortie des commutateurs, on récupère les signaux logiques (0 – 5 V) C_1, C_2 et C_3 que l'on envoie vers le DSP. Une bascule D permet de générer la donnée sens de rotation (S) ; information indispensable pour l'algorithme DSP.
Enfin, un montage logique sur la carte permet de détecter une erreur sur les signaux C_1, C_2 et C_3 (signal capteurs mal calés par exemple) et une diode électroluminescente rouge signale un défaut général (Dfg). Seule une remise à zéro du système générée sur la carte « contrôle » permet de relancer le système.

- Carte « **DSP** » (TMS 320 F 240 de « Texas Instruments »).

Cette carte accueille le kit DSP. Le DSP est le calculateur principal qui gère à la fois la régulation des grandeurs (vitesse, couple ou courant), la sélection du courant non commuté qui doit être mesuré selon le secteur et le mode de fonctionnement et il définit enfin les lois de commande des transistors IGBT. Le DSP nécessite un décodeur d'adresses qui est en fait un montage de portes logiques qui génère les signaux H8001 et H8002. Le signal H8001 va servir de signal d'horloge pour les 16 bascules D qui servent à synchroniser les 16 bits de données sortant du DSP (registre « ***donneeout*** »), alors que le signal H8002 va servir à synchroniser les 16 bits de données entrant dans le DSP (registre « ***donneein*** »).

- Carte « **contrôle** » :

La carte de contrôle a plusieurs fonctions. Elle gère toute la partie « analogique » du contrôle des courants.
Tout d'abord, elle possède le bouton Marche/Arrêt **(M/A)** du système. Un montage comportant des portes logiques permet de détecter les défauts, qu'ils soient d'ordre général ou spécifique à une branche du convertisseur. Cette détection de défaut reprend le même principe pour les trois bras.
Prenons l'exemple de la phase (a) ; le courant de phase i_a mesuré entre sur la carte via un amplificateur d'entrée, puis on en calcule la valeur absolue $|i_a|$. Cette nouvelle donnée est comparée à l'amplitude maximale I_{max} ; le seuil de I_{max} diffère suivant que l'on opère en moteur ou en générateur.
Si ($|i_a| > I_{max}$), ou s'il y a un défaut signalé par le driver de la phase (a) (Dfa-), un signal lumineux général de défaut bras onduleur (Dfba) apparaît et arrête l'envoi des commandes vers les transistors. Une impulsion sur (M/A) est alors indispensable pour relancer le système.
Ensuite, cette carte réalise le contrôle du courant par hystérésis. Elle comporte les entrées des courants de phase réels mesurés (i_a,i_b et i_c), puis ajuste les gains de mesure en courant par passage par un amplificateur (en entrée). A partir des signaux remis en forme et notés (IaM, IbM et IcM), on calcule leur valeur absolue. Puis, les courants sélectionnés par le DSP (il s'agit toujours du courant non commuté, inversé ou non si nécessaire) sont envoyés vers le comparateur à hystérésis analogique (Trigger de Schmitt). En agissant sur les résistances du comparateur, on adapte la largeur de la bande d'hystérésis. La sortie logique du comparateur à hystérésis (0 : amorçage et 1 : blocage) constitue la sortie **COM** de la carte.

Remarque : Il est possible d'appliquer aux courants la méthode de l'hystérésis modulée. En effet, lorsque cette option est choisie par le DSP, un signal de porteuse triangulaire à la fréquence désirée f_{tr} (kHz) est superposé sur le courant de référence (entrée DACOUT_1).

Le bit d'information D_7' du registre de sortie du DSP effectue ce choix : (**0=hystérésis *modulée***) et (**1=hystérésis classique**). La fréquence de la porteuse est ajustée par un potentiomètre.

- Carte « **commande** » :

Cette carte réalise l'interface entre le DSP et les drivers (DRV1, DRV2, DRV3) des IGBT.
Elle a pour but d'envoyer les signaux de commande réels vers les transistors correspondants Tpa, Tpb, Tpc, Tna, Tnb, qui doivent être activés. Elle réalise les fonctions « AND » logique entre les signaux (Ha, Ba, Hb, Bb, Hc, Bc) provenant du DSP et le signal **COM** (amorçage, blocage).

IV.1.4 Commande de l'ensemble [OND-M] de la PARTIE 1 :

Le signe de la vitesse est fixé positif. Un potentiomètre permet de faire varier l'amplitude de la référence de vitesse analogique Ω^*. Celle-ci est ensuite envoyée au DSP via un convertisseur analogique-numérique (ADC) sur l'une des entrées disponibles (ADCIN_2 ou ADCIN_3). La vitesse de référence est d'abord mise en forme pour qu'elle soit compatible avec le niveau de tension (0 – 5 V) de l'ADC. Entre 0 et 2.5 V, la vitesse est lue négative, entre 2.5 V et 5 V elle est lue positive. Cette méthode permet aussi d'augmenter la précision. La vitesse mesurée Ω est également envoyée, après mise en forme, sur l'une des entrées disponibles de l'ADC. L'erreur $(\Omega^* - \Omega)$ est alors calculée par le DSP avec prise en compte de son signe.
La sortie **DACOUT_1** du convertisseur numérique analogique (DAC) impose l'amplitude de la référence de courant (I_{ref}) pour le contrôle du courant de phase. La sortie du courant de référence est limitée entre ($-I_{ref\,max}$ et $+I_{ref\,max}$), ces butées sont des données du programme DSP spécifiées par l'utilisateur. Selon le signe de I_{ref} et celui de la vitesse, on sait dans quel quadrant on opère.
Les lois de commande, de sélection et d'inversion du courant sont alors parfaitement définies.
Le contrôle du courant de phase est alors entièrement analogique, réalisé sur la carte « contrôle » (partie « hardware »). Cependant, les informations sur la sélection du courant à contrôler et le choix des transistors à commander proviennent des registres de sortie du DSP.
Les bits ($D_0', \ldots, D_5'$) du registre ***« donneeout »*** correspondent aux signaux envoyés par le DSP vers la carte « commande » pour commander les transistors appropriés Tpa, Tna, Tpb, Tnb ou Tpc, Tnc en fonction du signal **COM**.
Les bits (D_8', D_9' et D_{10}') correspondent respectivement aux courants de phase non commutés i_a, i_b et i_c à mesurer selon le secteur et le mode de fonctionnement. L'état du bit D_{11}' indique s'il est nécessaire ou non d'inverser le courant sélectionné.
Le comparateur à hystérésis est un montage Trigger de Schmitt, dont le choix des résistances de gain permet de fixer la largeur de la bande d'hystérésis.

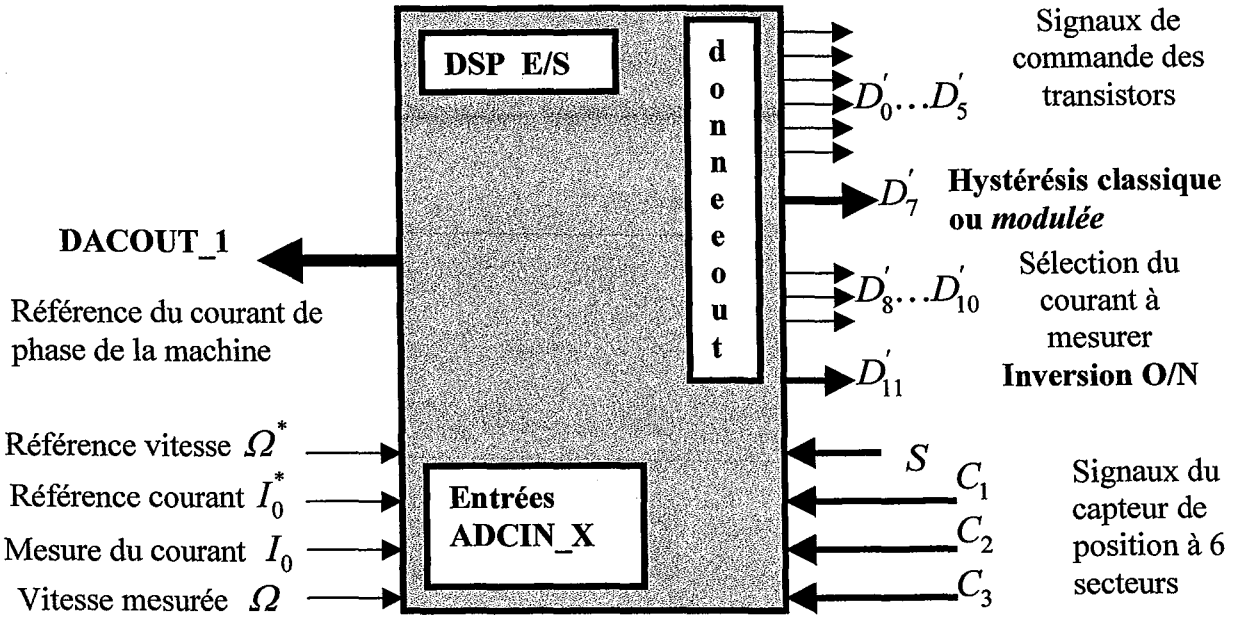


Fig. IV.3 : Les entrées-sorties principales (E/S) du DSP.

IV.1.5 Commande de l'ensemble [AL-RED] de la PARTIE 2 :

Le principe est identique à la commande de l'Ensemble 1. La grandeur à réguler est cette fois-ci le courant de l'étage continu I_0. Ce dernier est régulé à une valeur de référence I_0^* que l'on peut régler par un potentiomètre selon le même principe que pour la régulation en vitesse. Le courant de référence et le courant mesuré sont envoyés, après mise en forme au format (0 – 5 V) pour lecture sur l'ADC.

Remarque : Il est alors important de veiller au signe du courant mesuré I_0 et donc au sens du capteur de courant installé au niveau de l'étage continu.

On notera aussi que les valeurs des butées (+/- $I_{ref\,max}$) doivent être réajustées par l'utilisateur pour le fonctionnement en générateur.

IV.2 Résultats expérimentaux de la commande en fonctionnement moteur

Dans cette partie, le moteur synchrone à aimants M est régulé en vitesse. Il entraîne l'alternateur AL qui débite, via le redresseur (RED), sur une charge résistive R. Le moteur M est alimenté par des courants trapèze à 120°, contrôlés par hystérésis classique.

Les courants trapézoïdaux sont imposés par la commande de l'onduleur d'alimentation (OND).

Les conditions expérimentales pour cet essai sont les suivantes :

Tension continue : $U_1 = 295$ V.

Amplitude de la référence de courant : $I_{ref} = 10$ A.

Amplitude des f.é.m entre phases : $2E_{max} = 130$ V.

Vitesse régulée à Ω =1500 tr/mn, fréquence = 50 Hz.

IV.2.1 Méthode de l'hystérésis classique avec « double hachage » :

Dans la méthode du double hachage, pour maintenir le courant contrôlé à l'intérieur de la bande d'hystérésis autour du courant de référence, on amorce puis on bloque simultanément les deux transistors en conduction (un transistor T_{pi} du demi-bras haut et un transistor T_{ni} du demi-bras bas de l'onduleur). Les résultats expérimentaux obtenus à faible charge sont comparés aux simulations numériques pour les mêmes conditions de fonctionnement et les mêmes paramètres électriques.

- Résultats expérimentaux (méthode du « double hachage ») :

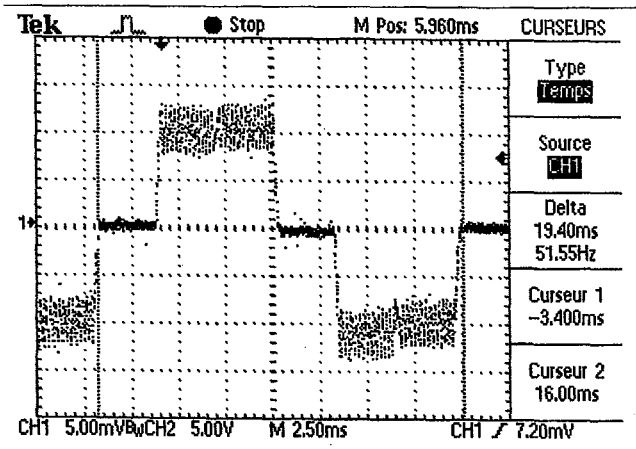


Fig. IV.4.a : Courant de phase du moteur .

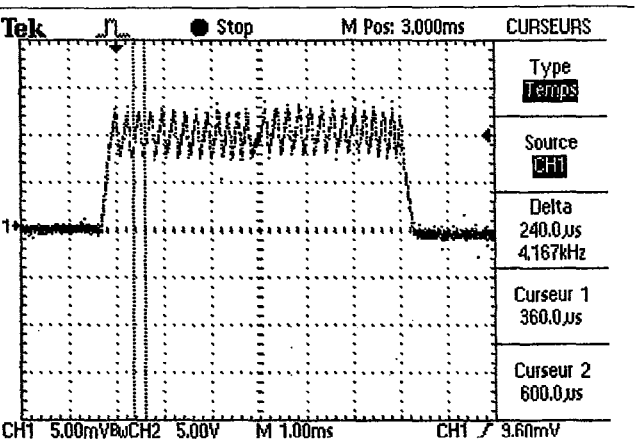


Fig. IV.4.b : Zoom sur une demi-période.

Pour une largeur de la bande d'hystérésis de $2.B_h = 5.8$ **A** (amplitude de l'ondulation maximale de courant), la fréquence lue à l'oscillogramme est égale à **4.167 kHz**.

- Résultats des simulations numériques pour les mêmes conditions :

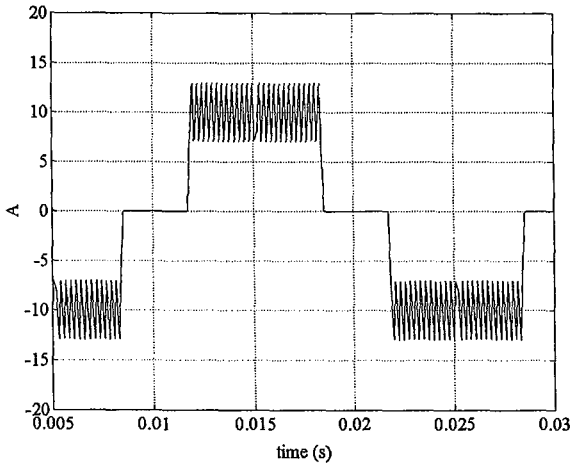


Fig. IV.4.c : Courant de phase du moteur .

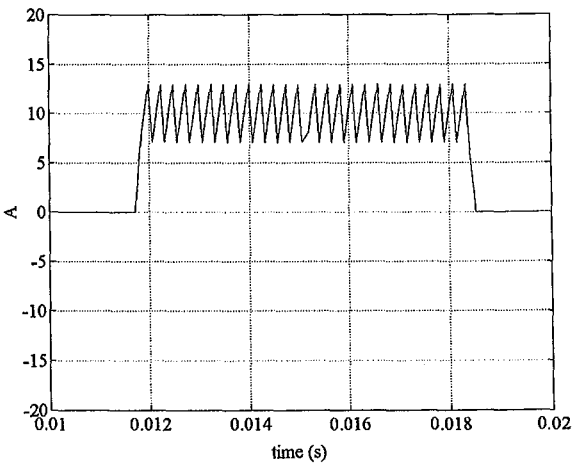


Fig. IV.4.d : Zoom sur une demi-période.

Pour les mêmes conditions et le même taux d'ondulation du courant, la fréquence de découpage obtenue par simulation est **4 kHz**.

IV.2.2 Méthode de l'hystérésis classique avec « simple hachage » :

Les conditions expérimentales sont identiques au cas du double hachage, seul le mode de hachage est différent. Dans le cas du simple hachage, en fonctionnement moteur, l'un des transistors est utilisé pour le hachage (le transistor du demi-bras « haut » par exemple), l'autre (le transistor du demi-bras « bas ») reste conducteur pendant une durée de 120° électriques.
La largeur de la bande d'hystérésis est maintenue inchangée pour cet essai par rapport à l'essai précédent.

- Résultats expérimentaux (méthode du « simple hachage ») :

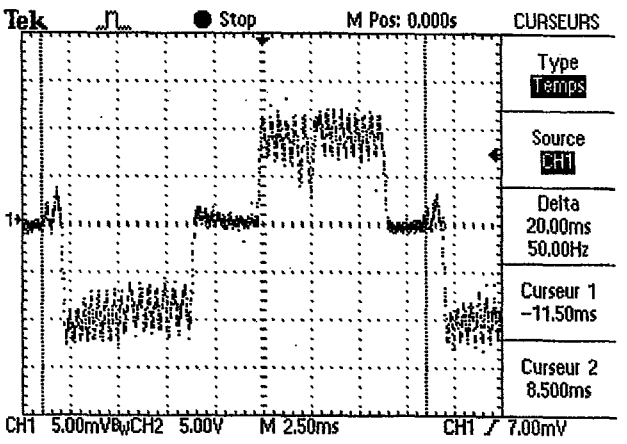


Fig. IV.5.a : Courant de phase du moteur .

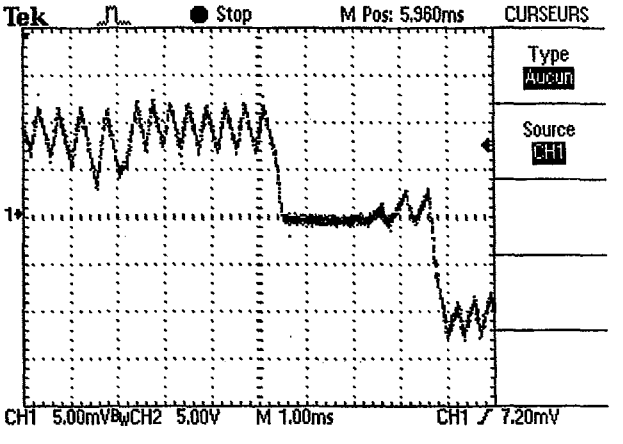


Fig. IV.5.b : Zoom sur une demi-période.

Pour un même taux d'ondulation, la fréquence de découpage est cette fois-ci égale à **2.5 kHz.** Nous pouvons remarquer aussi les « pics » de courant dus à la conduction des diodes antiparallèles du bras non-conducteur, lorsque les f.é.m de la phase non-conductrice changent de signe (elles deviennent négatives).

- Résultats des simulations numériques pour les mêmes conditions :

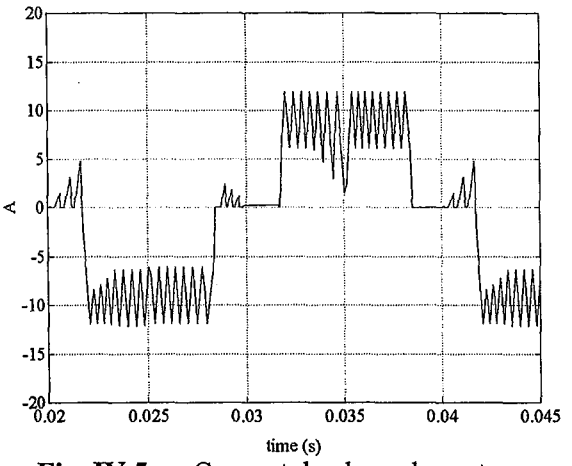


Fig. IV.5.c : Courant de phase du moteur .

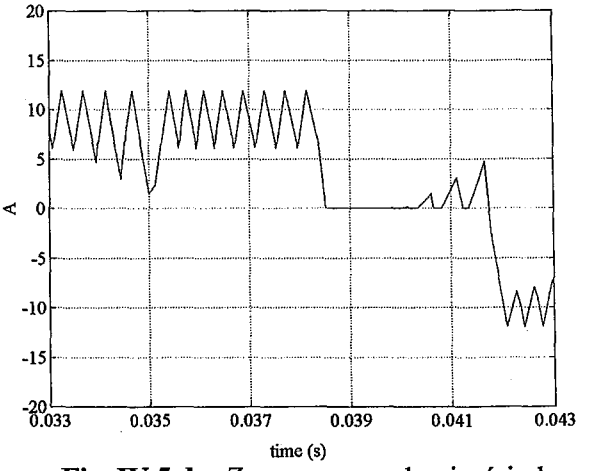


Fig. IV.5.d : Zoom sur une demi-période.

IV.3 Résultats expérimentaux de la commande en fonctionnement alternateur

Dans le mode de fonctionnement générateur, nous allons présenter uniquement les résultats concernant le double hachage. La méthode du simple hachage est en cours d'implantation sur le banc de tests au laboratoire. Pour le double hachage, nous allons faire deux essais pour des niveaux de tension continue différents. Pour ces deux essais, l'alternateur AL est entraîné à 1500 tr/mn par le moteur synchrone M régulé en vitesse et chargé par la résistance R. Les relevés expérimentaux concernent les courants de l'alternateur AL de la PARTIE 2.

IV.3.1 Essai 1 : Pour une tension redressée d'amplitude U_2 = 170 V.

Amplitudes des courants de référence de l'essai en charge : I_{ref} = 34 A et I_0^* = 21 A.

- Résultats expérimentaux (méthode du « double hachage ») :

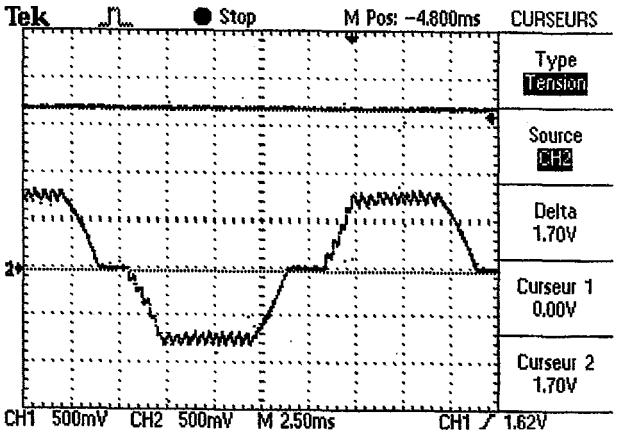


Fig. IV.6.a : Courant de phase de l'alternateur et tension continue U_2 = 100*1,70 V.

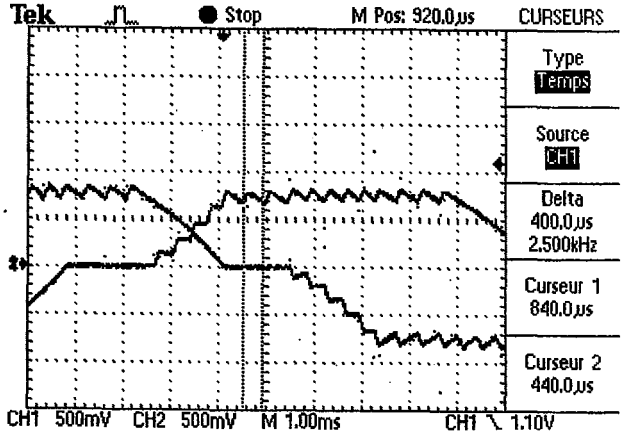


Fig. IV.6.b : Zoom sur le courant de phase.

La fréquence moyenne de découpage mesurée pour cet essai est : **2.5 kHz**.

- Résultats des simulations numériques pour les mêmes conditions :

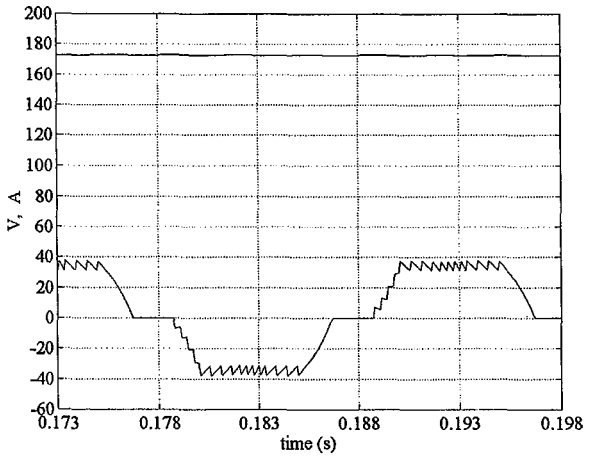


Fig. IV.6.c : Courant de phase du moteur et tension continue U_2.

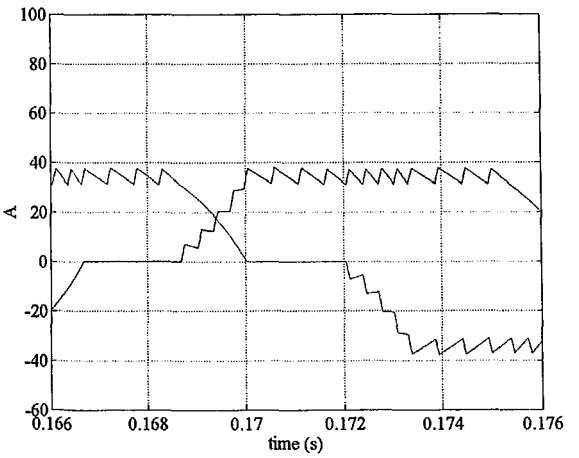


Fig. IV.6.d : Zoom sur le courant de phase.

IV.3.2 Essai 2 : Pour une tension redressée d'amplitude U_2 = 200 V.

Pour cet essai, nous modifions la valeur de la résistance de charge R. La valeur de la consigne en courant I_0^* reste inchangée.

- Résultats expérimentaux (méthode du « double hachage ») :

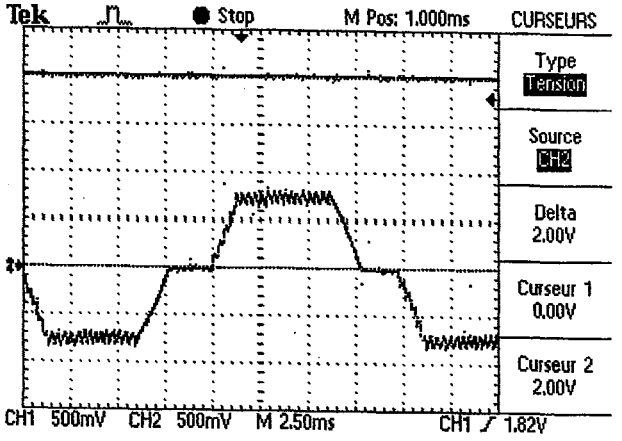


Fig. IV.7.a : Courant de phase de l'alternateur et tension continue U_2 = 100*2,00 V.

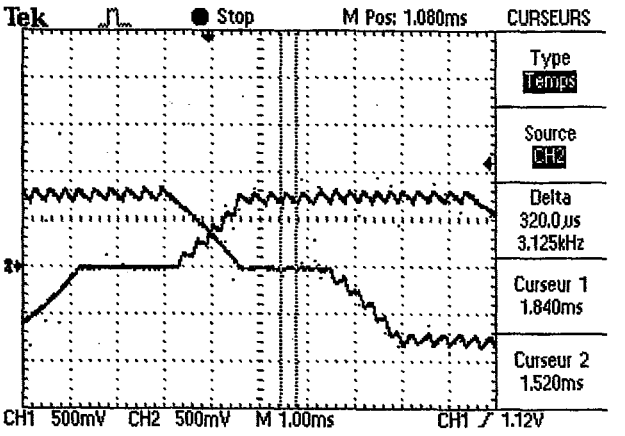


Fig. IV.7.b : Zoom sur le courant de phase.

La fréquence moyenne de découpage mesurée pour cet essai est : **3.125 kHz**.

- Résultats des simulations numériques pour les mêmes conditions :

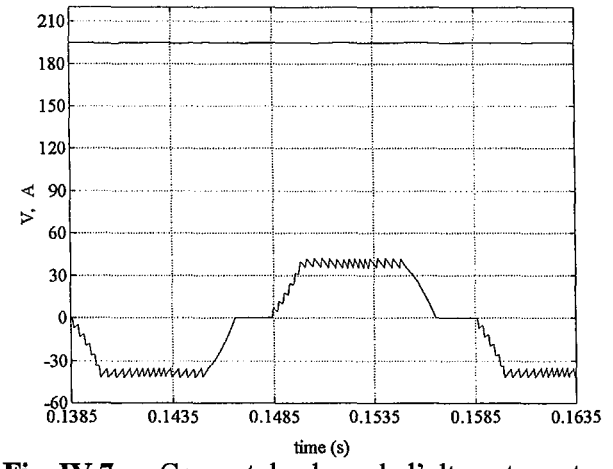


Fig. IV.7.c : Courant de phase de l'alternateur et tension continue U_2.

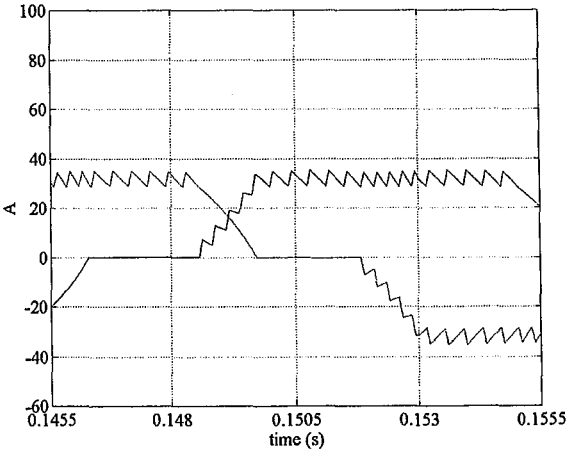


Fig. IV.7.d : Zoom sur le courant de phase.

Pour les deux essais, les résultats expérimentaux coïncident avec les résultats obtenus par simulation numérique.

IV.3.3 Résultats de la méthode de contrôle par « hystérésis modulée » avec la stratégie du « double hachage » en fonctionnement générateur

La méthode de l'hystérésis modulée (exposée au chapitre II) consiste à imposer la fréquence de découpage des transistors. Le dispositif expérimental de commande permet de mettre en œuvre l'hystérésis modulée.

Nous superposons au courant de référence I_{ref}, un signal triangulaire d'amplitude judicieuse (A_{tr}), fixée par les résistances de gain de l'amplificateur du montage à générateur de signaux triangulaires et dont la fréquence f_{tr}(kHz) peut être ajustée à l'aide d'un potentiomètre disponible sur la carte « contrôle ». La largeur de la bande d'hystérésis est imposée par les résistances du comparateur à hystérésis.

- **Essai 1 :** Fréquence de découpage imposée à f_{tr} = **2.5 kHz.**

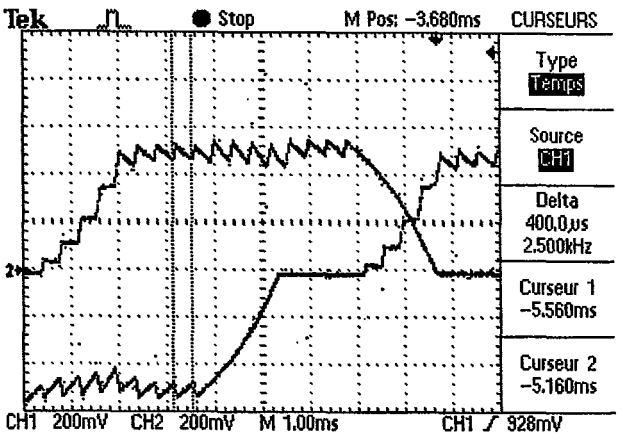


Fig.IV.8.a : Relevé expérimental pour 2.5 kHz.

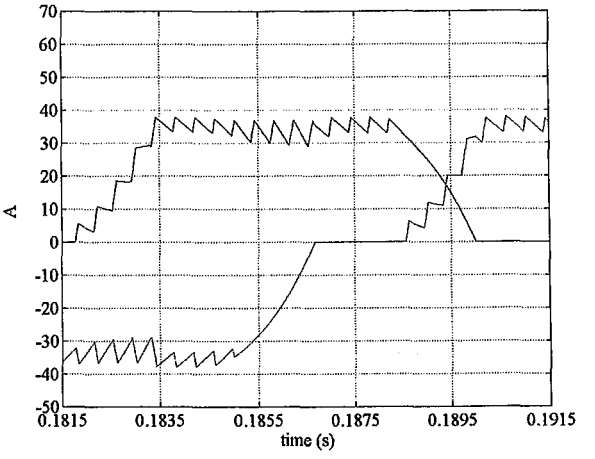


Fig. IV.8.b : Résultat de simulation pour 2.5 kHz.

- **Essai 2 :** Fréquence de découpage imposée à f_{tr} = **4.5 kHz.**

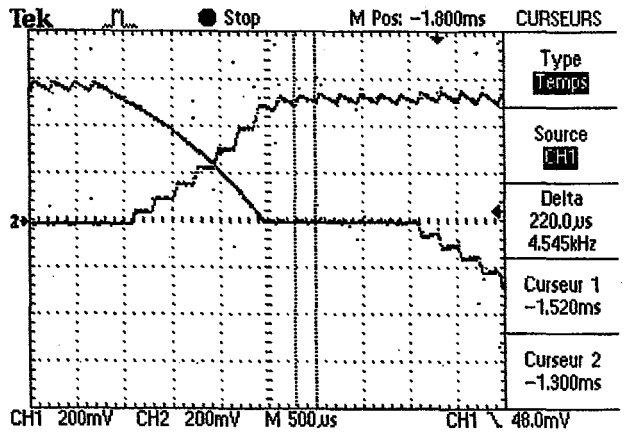


Fig. IV.9.a : Relevé expérimental pour 4.5 kHz.

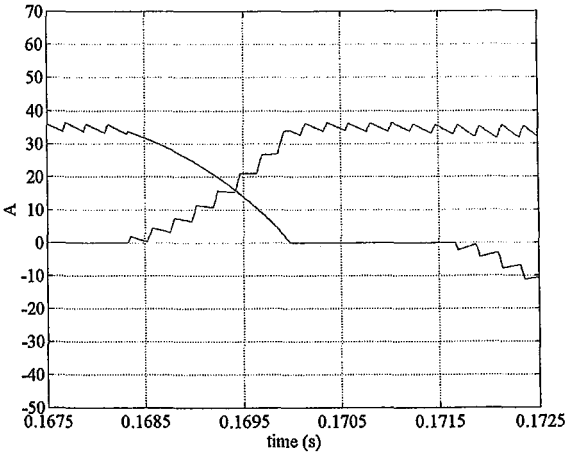


Fig. IV.9.b : Résultat de simulation pour 4.5 kHz.

Remarque : On notera que la fréquence de hachage est imposée lors des deux essais, mais le courant comporte une ondulation, caractéristique de la méthode de contrôle par hystérésis modulée.
De plus, il est à noter une erreur statique et un retard à l'établissement du courant de phase. En effet, pour les mêmes conditions expérimentales qu'au paragraphe IV.3.1, l' amplitude de la tension continue redressée U_2 est égale à 144 V, ce qui témoigne de l'erreur statique sur le courant continu.

Conclusion

La mise au point d'un banc de tests expérimental convertisseur-machine à puissance réduite (5 kW) a permis de valider la fonctionnalité du redresseur commandé (pont triphasé commandé à IGBT de structure tension) lors du pilotage de la machine à aimants en fonctionnement moteur et alternateur. Il a également permis de valider les différentes stratégies de contrôle des courants par hystérésis pour les deux fonctionnements moteur et alternateur. La méthode de commande par « hystérésis modulée » qui permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors, a également pu être testée pour le mode de fonctionnement générateur.

Il est à noter une très bonne cohérence entre les résultats expérimentaux obtenus et les vérifications par simulations numériques pour les mêmes conditions de fonctionnement.

Le programme en assembleur DSP mis au point au laboratoire et qui a pour objectif de gérer l'ensemble de la commande est pratique et très convivial d'utilisation. Il a l'avantage d'être complètement reconfigurable et adaptable à tous les types de stratégies de commande. De plus, il est conçu pour faire fonctionner les ensembles convertisseurs-machines dans les quatre quadrants du plan (Γ,Ω) et peut donc être commun aux deux modes de fonctionnement moteur/alternateur. L'utilisateur peut aisément intervenir et modifier les paramètres de régulation pour les réadapter si besoin. Ceci permettra donc de mettre au point facilement les différents paramètres des régulateurs de courants lors des tests combinés de l'ensemble alternateur – redresseur commandé, tout comme au moment de la mise au point des différents sous-ensembles après leur intégration complète sur la plate-forme mobile.

CONCLUSION

Ce travail a concerné l'étude et l'optimisation d'un ensemble alternateur – redresseur commandé destiné à l'alimentation électrique d'un véhicule hybride. Cet ensemble, que nous avons dimensionné, est susceptible de fournir un courant continu, sous la tension de batterie, aux différentes charges connectées sur le bus continu et constituées par des convertisseurs qui alimentent des moteurs roues. L'alternateur est entraîné par un moteur diesel. Pour choisir d'une part, la structure de la machine et d'autre part, celle du redresseur qui lui est associé, nous avons dû tenir compte des contraintes propres aux systèmes embarqués (compacité, fiabilité, performances accrues, rendement élevé) et de celles plus spécifiques à l'application étudiée qui sont :

- La tension de la batterie peut varier en fonction des contraintes de fonctionnement du véhicule.
- La vitesse du moteur diesel peut varier de +/- 15% de sa vitesse nominale.

En ce qui concerne la machine à aimants, notre choix s'est porté vers une machine synchrone à aimants permanents, ces derniers étant montés sur la surface du rotor, dépourvue de pièces polaires. Ce choix résulte d'une part du constat qu'à l'heure actuelle la supériorité des machines à aimants est prouvée dans les domaines des systèmes embarqués par rapport à d'autres types de machines, et d'autre part d'une étude comparative entre la machine à aimants surfaciques et celle à aimants insérés. Cette dernière étant uniquement plus avantageuse en survitesse, nous avons opté pour la machine à aimants montés sur la surface du rotor et maintenus par une frette.

Pour le redresseur, nous avons analysé quatre types d'alimentations à base de convertisseurs statiques (redresseurs). La contrainte supplémentaire liée au démarrage du moteur diesel par la machine électrique, nous a fait retenir la structure d'un pont redresseur triphasé à IGBT de structure tension au détriment des trois autres types de convertisseurs. De plus, cette structure permet d'imposer toutes les formes de courants dans la machine, ne possède pas d'éléments capacitifs et inductifs volumineux et s'adapte à tous les types de commandes.

Les choix de la machine et du convertisseur étant effectués, nous devions procéder à l'optimisation coordonnée de l'alternateur et du redresseur associé.

Nous avons déterminé les conditions de contrôlabilité des courants de phase pour deux types de machines à aimants : l'une à f.é.m trapézoïdale et l'autre à f.é.m sinusoïdale. Une étude plus complète sur la base de plusieurs critères, nous a fait opter pour la machine à aimants à f.é.m trapézoïdale au plateau de largeur 120° et alimentée par des courants rectangulaires contrôlés par hystérésis.

Nous avons ensuite procédé au dimensionnement de la machine. Le dimensionnement définitif est obtenu par une méthode de calcul par éléments finis.

Plusieurs simulations numériques pour des conditions de fonctionnement significatives ont permis de montrer le bon fonctionnement du système y compris pour les conditions les plus défavorables. Ces simulations ont également permis de prouver que la machine calculée possède des performances identiques à la machine à forces électromotrices idéales.

Enfin, la mise en place d'un banc de tests au laboratoire a permis de valider la fonctionnalité du redresseur commandé en pont à IGBT pour le pilotage d'une machine à aimants en moteur ou alternateur. Différentes stratégies de commande ont pu aussi être testées.

On notera pour finir d'autres applications possibles d'un tel dispositif alternateur à aimants - redresseur commandé comme par exemple : les véhicules hybrides « grand public », les alterno-démarreurs, les applications aux éoliennes et les alimentation des actionneurs connectés sur un réseau d'avion à fréquence et tension variables, etc...

BIBLIOGRAPHIE

[1] P. BARTHOLOMEUS « Le redressement à absorption sinusoïdale de grande puissance ». Journée EEA, 16 et 17 mars 2000, ENSIEG, Grenoble, France.

[2] J. BONNAL, G. SEGUIER « Entraînements électriques à vitesse variable », VOL 2, Editions Lavoisier TEC &DOC, 1998, Paris.

[3] G. SEGUIER « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », VOL 4, Conversion Continu-alternatif, Editions Lavoisier TEC &DOC, Paris.

[4] G. SEGUIER, F. NOTELET « Electrotechnique Industrielle », TEC&DOC Lavoisier, 1994, PARIS.

[5] G. LACROUX « Les Aimants Permanents », Editions Lavoisier, TEC&DOC, 1989, Paris.

[6] Piles et accumulateurs, Encyclopédie UNIVERSALIS, VOL 14, pp. 723-725.

[7] B. LAPORTE « Calcul d'une machine synchrone à aimants en fonctionnement autopiloté » Cours 2ème Année ENSEM, Filière GE. Non publié.

[8] A. FONSECA, A-L. BUI-VAN, C. CHILLET, J-P. YONNET, P. LANGRY « Comparaison de deux machines à aimants permanents pour la traction électrique ». 4ème Conférence C-VELEC'99. 3-4 nov. 1999 Grenoble France, pp 72-79.

[9] M. NERI « Les batteries de puissance et leurs applications » 4ème Conférence C-VELEC'99. 3-4 nov. 1999 Grenoble France, pp 42-49.

[10] F. BADIN « Contribution à la modélisation des transmissions hybrides thermiques électriques séries. Réalisation d'un bilan énergie-pollution en usage réel ». Mémoire de thèse de Doctorat de l'Université de Savoie. Année 1997.

[11] T. OHNISHI and H. OKITSU " A Novel PWM Technique for three phase Inverter/Converter" IPEC – Tokyo'83 , JAPAN.

[12] M. SALO and H. TUUSA "A Vector Controlled Three-phase DC-Voltage Source" EPE'99 Conference, CD-Rom Proceedings, 7-9 September 1999 Lausanne, Switzerland.

[13] M. SALO and H. TUUSA "A Vector Controlled PWM Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive with a Novel Rotor Time Constant Estimation Method" EPE'99 Conference, CD-Rom Proceedings, 7-9 September 1999 Lausanne, Switzerland.

[14] Z. LOUNIS, I. RASOANARIVO and B. DAVAT "Minimization of Wiring Inductance in High Power IGBT Inverter" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, n°2, April 2000, pp. 551-555.

[15] J.R. BUMBY and E. SPOONER " Compact Torus PM Generator for Hybrid Electric Vehicle" ICEM'98 Conference, Istanbul TURKEY, 1998 pp. 1779-1784.

[16] J. GHOSN « Etude et réalisation de l'onduleur d'alimentation d'un moteur-roue pour véhicule électrique ». Thèse de Doctorat de l'INPL Nancy, 1999.

[17] A. COMSA « Contribution à l'optimisation de la commande par hystérésis du moteur synchrone à aimants permanents ». Thèse de Doctorat de l'INPL Nancy, 13 juin 1997.

[18] R. CARLSON, A. TAVARES and M. LAJOIE-MAZENC "Operating analysis and simulation of a Brushless DC Machine with a 120° Hysteresis Current Controlled Voltage Inverter", EPE'89 Conference, Aachen 1989, Germany, pp. 1507-1511.

[19] H. BOUZEKRI, F. MEIBODY-TABAR, B. DAVAT and O. GOSSELIN "Influence of Current Observers on the performances of a PMSM supplied by Hysteresis Current Controlled VSI", EPE'93 Conference, Brighton 1993, England, pp.359-362.

[20] L. DINNEWETH, M. LAJOIE-MAZENC, J.M. VINASSA "Four Quadrant Low Torque Ripple Permanent Magnet Servo Drive with Rectangular shaped Currents" 2nd European Power Electronics Chapter Symposium Electric Drive Design and Applications, June 4-5 1996, Nancy, France, pp. 77-82.

[21] A. DE BERNARDINIS, F. MEIBODY-TABAR and B. LAPORTE "Comparison of Two Current Observers used in the control of an Assembly PM Generator – Rectifier for an HEV Battery Charger" Electrimacs'99, Lisbon, Portugal, 1999, pp. II-165 – II- 170.

[22] A. DE BERNARDINIS, F. MEIBODY-TABAR and B. LAPORTE "An original battery charger for embarked systems " 8th EPE'99 Conference, CD-Rom Proceedings, 7-9 September 1999, Lausanne, Switzerland.

[23] A. DE BERNARDINIS, N. TAKORABET, F. MEIBODY-TABAR and B. LAPORTE "Optimisation of a PM Generator-Motor for HEV considering the constraints on the power supply and current control strategy", ICEM 2000 Conference, August 28-30 2000, Helsinki, Finland, pp. 1270-1274.

[24] H. ZEROUG, B. BOUKAIS and H. SAHRAOUI "Modelling and Analysis of a Brushless DC Motor Drive", ICEM'98 Conference, Istanbul, Turkey 2-4, 1998, pp. 1255-1260.

[25] R.C. BECERRA, M. EHSANI, T.M. JAHNS "Four-Quadrant Brushless ECM Drive with Integrated Current Regulation" IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 28, n°4. July/August 1992, pp. 833-841.

[26] L. MARROYO, H. PIQUET et F. RICHARDEAU « Méthodologie de dimensionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus », Congrès EPF'98, Belfort, France, pp. 155-160.

[27] H. BUHLER « Convertisseurs statiques », Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, pp. 261-263.

[28] A. COMSA, F. MEIBODY-TABAR, F.M. SARGOS, D. ARAB-KHABURI "Modulated Hysteresis method for the Current control of a VSI with imposed switching frequency" 2nd European Power Electronics Chapter Symposium Electric Drive Design and Applications, June 4-5 1996, Nancy, France, pp. 159-163.

[29] A. COMSA, F. MEIBODY-TABAR, F.M. SARGOS "Switching frequency control of a HCC-VSI and comparison with conventional methods" EPE Chapter Symposium Electric Drive Design and Applications, October 19-20 1994, Lausanne, Switzerland, pp. 349-353.

[30] B. LAPORTE, R. IBTIOUENE, M. CHABANE « Optimisation d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés » RGE N°7/93 – Juillet 1993.

[31] B. LAPORTE, R. IBTIOUENE et M. CHABANE « Recherche de performances optimales pour une machine synchrone à aimants insérés par une méthode intégrale mettant en jeu une solution analytique » *J. Phys. III,* octobre 1992, pp. 1891-1904.

[32] J.R. HENDERSHOT Jr and T.J.E. MILLER "*Design of Brushless P.M. Motors*", Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994.

[33] J. CROS, J.M. VINASSA, S. ASTIER et M. LAJOIE-MAZENC «Techniques de modulation et utilisation de sensefets dans les actionneurs à courants rectangulaires » Actionneurs électriques pour le positionnement incrémental et l'entraînement à vitesse variable, 1,2 et 3 juillet 1992, Nancy, France, pp. 187-194 .

[34] H. BOUZEKRI "Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents" Thèse de Doctorat de l'INPL, Nancy, 1995.

[35] M. MOKHTARI, A. MESBAH « Apprendre et maîtriser MATLAB », Springer.

[36] COMITE TECHNIQUE DU PROJET ECCE - Présentation générale du projet, 29/04/96 – Révision A, le 03/04/98 ; révision B, le 07/12/98.

[37] B. LAPORTE - Calcul d'une machine synchrone à aimants en fonctionnement autopiloté. ENSEM INPL, Nancy (non publié).

INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :
Monsieur KAUFFMANN Jean-Marie, Professeur, IGE BELFORT, Belfort

Monsieur LAJOIE-MAZENC Michel, Directeur de Recherches au CNRS, LEEI-ENSEEIHT, Toulouse

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur DE BERNARDINIS Alexandre

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse intitulée :

« Etude et optimisation d'un ensemble alternateur à aimants/redresseur commandé. Application à un véhicule hybride »

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : **« GENIE ELECTRIQUE »**

Fait à Vandoeuvre, le 6 décembre 2000

Le Président de l'I.N.P.L.

J. HARDY

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE NANCY

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 5 4 5 0 1
VANDŒUVRE CEDEX

TEL. 33/03.83.59.59.59
FAX. 33/03.83.59.59.55

RESUME en français

Ce travail concerne l'étude et l'optimisation coordonnée d'un ensemble alternateur à aimants permanents – redresseur commandé destiné à l'alimentation électrique d'une plate-forme mobile de type véhicule hybride série. Cet ensemble doit fournir un courant continu, sous la tension de batterie, aux différentes charges connectées sur le bus continu. L'alternateur est entraîné par un moteur diesel. Pour choisir le type de machine et celui du redresseur associé, nous avons tenu compte des contraintes propres aux systèmes embarqués et de celles plus spécifiques au système étudié. Pour la machine, nous avons choisi une machine synchrone à aimants posés sur la surface du rotor. Pour le redresseur, la contrainte liée au démarrage du moteur diesel par la machine électrique, nous a conduit à retenir un pont redresseur triphasé à IGBT de *structure tension*. Nous avons ensuite déterminé les conditions de « contrôlabilité » des courants de phase pour deux types de machines à aimants : à f.é.m. *trapézoïdale* et f.é.m. *sinusoïdale*. Une étude multicritères nous a fait opter pour la machine à f.é.m. trapézoïdale au plateau 120° et délivrant des courants rectangulaires. Différentes stratégies de contrôle des courants de phase par hystérésis ont également été étudiées. Le dimensionnement définitif de l'alternateur est obtenu par éléments finis. Plusieurs simulations numériques pour des conditions de fonctionnement significatives ont permis de valider le bon comportement du système. Enfin, un banc de tests à puissance réduite a permis de montrer la fonctionnalité du redresseur commandé pour le pilotage d'une machine à aimants en moteur ou alternateur.

TITRE en anglais

STUDY AND OPTIMISATION OF AN ASSEMBLY PM GENERATOR / CONTROLLED RECTIFIER. APPLICATION TO A HYBRID ELECTRIC VEHICLE (HEV).

RESUME en anglais

This work deals with the study and combined optimisation of an assembly PM generator – controlled rectifier intended for the electrical supply of a mobile platform from structure HEV (hybrid electric vehicle). This assembly should deliver the DC supply current, under the battery voltage, to all the different loads connected to the DC-link. The generator is driven by a diesel engine. In order to determine the type of machine and that of its associated rectifier, we had to consider the constraints relative to the on-board systems and those most specific to the studied system. For the machine, we have chosen synchronous machine with a surface-mounted PM rotor (PMSM). Concerning the rectifier, owing to the constraint that concerns the starting up of the diesel engine using the PMSM, we rather adopted a three-phase IGBT bridge rectifier. Then, we determined the conditions of "controllability" of the machine phase currents for two different types of machines: with *trapezoidal* emf and *sinusoidal* emf. After a multi criteria analysis, we preferred the machine with trapezoidal emf with a 120° flat-top and delivering rectangular phase currents. Different hysteresis current control strategies have also been studied. The definitive sizing of the PMSM is obtained by Finite Element computations. Then, several numerical simulations under characteristic working conditions permit to validate the good behaviour of the studied system. Finally, a testing bench under reduced power demonstrated the functionality of the controlled rectifier for motor as well as generator working operations.

DISCIPLINE **Génie électrique – électrotechnique**

MOTS-CLES

aimants permanents ; alternateur ; contrôle ; dimensionnement ; optimisation ; redresseur commandé ; validations ; véhicule hybride

LABORATOIRE GREEN ENSEM I.N.P.L.
2, avenue de la Forêt de Haye 54 516 Vandœuvre-lès-Nancy Cedex FRANCE