

**COMMANDE OPTIMALE  
DE L'ALTERNO- DEMARREUR  
AVEC PRISE EN COMPTE  
DE LA SATURATION MAGNETIQUE**

**Soutenu le 11 juin 2003 devant le jury composé de :**

**MM.            J.P VILAIN (Président du jury)  
                  L. LORON (Rapporteur)  
                  C. MARCHAND (Rapporteur)  
                  C. FORGEZ (Directeur de Thèse)  
                  C. PLASSE**

## Remerciements

Je tiens à remercier Messieurs Daniel Richard directeur technique de la branche VES, Dominique Sebillé directeur de la division EEM et Cédric Plasse responsable de l'électronique P2 et P3 VES qui m'ont accordé leurs confiances et du temps afin que je puisse réaliser cette thèse en parallèle avec mon activité professionnelle. Monsieur Cédric Plasse m'a aussi fait l'honneur d'être membre du jury.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur Guy Friedrich responsable du (LEC) Laboratoire d'électromécanique de Compiègne qui m'a accueilli dans son laboratoire.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Jean Paul Vilain, professeur à l'UTC de Compiègne, d'avoir dirigé la première partie du travail. Son esprit critique, ses remarques pertinentes et ses conseils ont été très utiles pour mener à terme ce travail. Je le remercie également d'avoir fait l'honneur d'être président de mon jury.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Christophe Forgez, Maître de conférences à l'UTC, d'avoir accepté de codiriger la thèse avec Monsieur Vilain. Je souhaite de plus lui exprimer toute ma reconnaissance pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée tant sur le plan scientifique que personnel.

J'exprime également mes plus sincères remerciements à Claude Marchand Professeur à l'université Paris sud, d'avoir jugé ce travail et y apporter ces remarques constructives en tant que rapporteur.

Je désire aussi remercier vivement Luc Loron, Professeur des universités, qui a accepté d'être rapporteur et a bien voulu s'intéresser à cette étude.

Je remercie également les membres de l'équipe du LEC qui m'ont toujours accueilli comme un membre de leur équipe et qui m'ont appréhendé les méthodes de travail complémentaires à celles du milieu industriel.

J'adresse mes remerciements aussi à mes collègues de Valeo pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apportée tant pour la mise en œuvre matérielle et l'expérimentation, qu'à la recommandation et à la rédaction du rapport.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans remercier Catherine, mon épouse, pour son soutien permanent et pour sa patience durant la préparation de cette thèse.

## ***Introduction générale***

---

Le contexte	1
Les alterno-démarreurs	2
Objectifs du travail proposé	5

## ***Chapitre 1***

### ***Modélisation de la machine asynchrone non saturée***

---

1.1	Description de l'ADI asynchrone	7
1.2	Equations de base	8
1.2.1	Equations électriques	8
1.2.2	Hypothèses pour la machine asynchrone non saturée	9
1.2.3	Formalisation matricielle	10
1.3	Equations vectorielles	11
1.3.1	Notion de vecteur d'espace	11
1.3.2	Repères utilisés	13
1.3.3	Equations vectorielles de la machine asynchrone	13
1.4	Schéma équivalent	15
1.4.1	Modèle à cinq paramètres	15
1.4.1.1	Equations vectorielles exprimées dans le repère lié au stator :	16
1.4.1.2	Equations vectorielles exprimées en fonction de l'inductance magnétisante $L_m$	16
1.4.2	Modèle à quatre paramètres	18
1.4.3	Cas particulier : Régime sinusoïdal établi	21
1.4.3.1	Fonctionnement en mode moteur	23
1.4.3.2	Fonctionnement en mode générateur	24
1.5	Conclusion	25

## ***Chapitre 2***

### ***Elaboration des lois de commande optimales pour une machine non saturée***

---

2.1	Cahier des charges	26
2.1.1	Performances escomptées	27
2.1.2	Objectifs de la commande	28
2.2	Lois de commande	30
2.2.1	Pilotage à flux constant	31
2.2.2	Commande à fréquence rotorique constante ou flux variable	33
2.2.2.1	Fonctionnement à couple maximal	34
2.2.2.2	Fonctionnement à rendement maximal	34
2.2.2.3	Fonctionnement à puissance constante	35
2.3	Stratégie de contrôle	36
2.3.1	Contrôle scalaire :	36
2.3.1.1	Autopilotage	37

2.3.1.2	Commande en courant	38
2.3.1.3	Commande en tension	40
2.3.2	Contrôle vectoriel	43
2.4	Structure de contrôle	45
2.4.1	Choix de la loi de commande	45
2.4.2	Choix de la stratégie de contrôle	46
2.4.3	Description de la structure de commande	47
2.5	Méthode d'élaboration des lois de commande optimales	49
2.5.1	Fonctionnement sinusoïdal	49
2.5.2	Fonctionnement en sur-modulation	50
2.5.2.1	Décomposition en série de Fourier d'une sinusoïde écrêtée	52
2.5.2.2	Equations vectorielles en régime établi	55
2.5.2.3	Comparaison entre fonctionnement sous régime sinusoïdal et non sinusoïdal pur	57
2.6	Conclusion	58

## ***Chapitre 3***

### ***Saturation de la machine***

---

3.1	Forme d'onde des grandeurs électriques en présence de saturation	60
3.2	Lignes de champ de la machine saturée	62
3.2.1	Répartition géométrique des bobinages	62
3.2.2	Répartition de l'induction magnétique	63
3.3	Impact de la saturation sur les performances	65
3.3.1	Machine idéale (sans saturation)	65
3.3.2	Machine réelle (avec saturation)	66
3.4	Identification des paramètres	69
3.4.1	Principe d'identification	69
3.4.2	Signaux de tests et acquisition	70
3.4.3	Contenu informationnel	71
3.5	Validation expérimentale	74
3.5.1	Mise en œuvre	74
3.5.2	Résultats	76
3.6	Conclusion	79

## ***Chapitre 4***

### ***Elaboration des lois de commande pour une machine saturée***

---

4.1	Prise en compte de la saturation dans l'élaboration des lois de commande	80
4.1.1	Organigramme de recherche des lois de commande	80
4.1.2	Modèles utilisés dans les simulations	84
4.1.3	Mesures sur banc d'essais	85
4.1.3.1	Procédure d'essais en mode moteur	85
4.1.3.2	Procédure d'essais en mode générateur	86

4.2	Lois de commande en mode moteur	87
4.2.1	Objectifs fixés	87
4.2.2	Comparaison entre simulations et expérimentations	87
4.2.3	Lois de commande	88
4.3	Lois de commande en mode alternateur	90
4.3.1	Objectifs	90
4.3.2	Comparaison entre simulations et expérimentations	90
4.4	Fonctionnement en sur-modulation	93
4.4.1	Vérification de la mise en œuvre	93
4.4.2	Comparaison des performances	94
4.5	Robustesse de la commande	96
4.5.1	Mode moteur	96
4.5.2	Mode générateur	98
4.5.2.1	Sensibilité du rendement par rapport à la fréquence rotorique	98
4.5.2.2	Sensibilité par rapport aux paramètres machines	99
4.6	Conclusion	100

## ***Conclusion générale***

---

Les apports de la thèse	102
Les perspectives	103
Vers le 'Mild Hybride'	104

## ***Bibliographie***

---

## ***Annexes***

---

Conversion électromécanique	ANNEXE A
Transformations dans un repère diphasé	ANNEXE B
Fonctionnement en régime harmonique	ANNEXE C
Modèle de batterie utilisé en simulation	ANNEXE D
Injection de l'harmonique 3	ANNEXE E

# Notations

$\omega_s$	pulsation des courants statoriques
$\omega_r$	pulsation des courants rotoriques
$\omega$	pulsation mécanique ( $=p\Omega$ )
$\Omega$	vitesse mécanique
$\tilde{\omega}$	pulsation mécanique mesurée
$\theta$	angle mécanique
$\rho$	angle électrique entre le vecteur $I_{mr}$ et l'axe magnétique de la phase 1 du stator
$p$	nombre de paires de pôles
$qr$	nombre de conducteurs au rotor
$\hat{X}$	amplitude crête de la grandeur $X$
$\bar{X}$	variable complexe de la grandeur $X$
$\vec{X}$	vecteur de la grandeur $X$
$C$	couple électromagnétique
$\vec{U}_s^s$	vecteur de la tension statorique dans le repère du stator
$\vec{I}_s^s$	vecteur du courant statorique dans le repère du stator
$\vec{\Phi}_s^s$	vecteur du flux statorique dans le repère du stator
$\vec{V}_r^r$	vecteur de la tension rotorique dans le repère du rotor
$\vec{I}_r^r$	vecteur du courant rotorique dans le repère du rotor
$\vec{\Phi}_r^r$	vecteur du flux rotorique dans le repère du rotor
$\vec{V}_r^s$	vecteur de la tension rotorique dans le repère du stator
$\vec{I}_r^s$	vecteur du courant rotorique dans le repère du stator
$\vec{\Phi}_r^s$	vecteur du flux rotorique dans le repère du stator
$\vec{I}_{mr}^s$	vecteur du courant magnétisant du rotorique dans le repère du stator
$I_{sd}, I_{sq}$ composante directe et quadrature du courant $I_s$ dans le repère du champ tournant	
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ composante directe et quadrature du courant $I_s$ dans le repère du stator	
$V^*$	amplitude de référence appliquée à l'entrée de l'onduleur
$X^*$	grandeur de consigne
$\bar{X}$	grandeur complexe
$\bar{X}^*$	grandeur complexe conjuguée
$\vec{X}^*$	vecteur complexe conjugué
$\Re(X)$	partie réelle de la variable $X$
$\Im(X)$	partie imaginaire de la variable $X$

# *Introduction générale*

## Le contexte

Les influences multiples de notre mode de vie sur l'environnement sont maintenant clairement établies. Parmi celles-ci, nous pouvons citer les émanations de gaz toxiques rejetés par les moyens de transport routier, qui participent au réchauffement de la planète et qui sont en outre à l'origine d'autres problèmes de santé publique. L'ampleur des effets mentionnés a naturellement placé l'environnement au centre des préoccupations contemporaines. Les alternatives envisagées par le biais du développement des transports en commun ont vite trouvé leurs limitations, tant par des infrastructures saturées ou trop coûteuses à mettre en œuvre, que par le manque de liberté propre à l'utilisation du véhicule individuel. Conscients de leurs responsabilités, les constructeurs automobiles et les équipementiers se sont donc penchés sur les manières de rendre leurs véhicules 'propres'. La solution du véhicule électrique envisagée à la fin des années quatre-vingt n'a pas su rencontrer l'engouement des automobilistes en raison des surcoûts à l'achat, des recharges contraignantes et des performances peu attrayantes. Néanmoins les avantages écologiques de ce genre de véhicule ont suscité l'intérêt populaire. L'idée est apparue de combiner les avantages de la motorisation thermique et ceux de la motorisation électrique au sein d'un même véhicule : le concept de l'hybridation était né. L'architecture hybride parallèle a très vite été retenue comme la configuration optimale. Elle est composée d'une machine électrique couplée à une motorisation thermique. Cette architecture permet le fonctionnement de l'un ou de l'autre des moteurs ou des deux en même temps. L'objectif est alors la réduction de la consommation de carburant en maximisant l'utilisation de l'énergie électrique embarquée afin de compenser le rendement de la motorisation thermique et ce sous la contrainte d'une gestion automatique de l'énergie électrique embarquée : la machine électrique est utilisée à la fois comme moteur et

alternateur. Parallèlement à cette alternative, d'autres technologies ont été développées permettant la diminution des consommations. Citons à cet égard le développement des soupapes électromagnétiques. Toutefois cette technologie ne pourra être réellement mise en œuvre que si la production électrique embarquée le permet ; le fonctionnement de soupapes électromagnétiques nécessite à lui seul 2 kW pour un moteur quatre cylindres. Les alternateurs actuellement mis sur le marché plafonnent leurs productions à 3 kW.

C'est dans ce contexte qu'est apparue la nécessité de développer des alternateurs de puissances plus importantes (5kW) pour les véhicules de tourisme.

## Les alterno-démarrateurs

Afin de minimiser les coûts de production et de vente de ces alternateurs, la fonction de générateur ne peut à elle seule être viable commercialement. C'est pourquoi en plus de la génération électrique, la réalisation de la fonction démarrage par la même machine a été préconisée : c'est le concept de l'alterno-démarrateur.

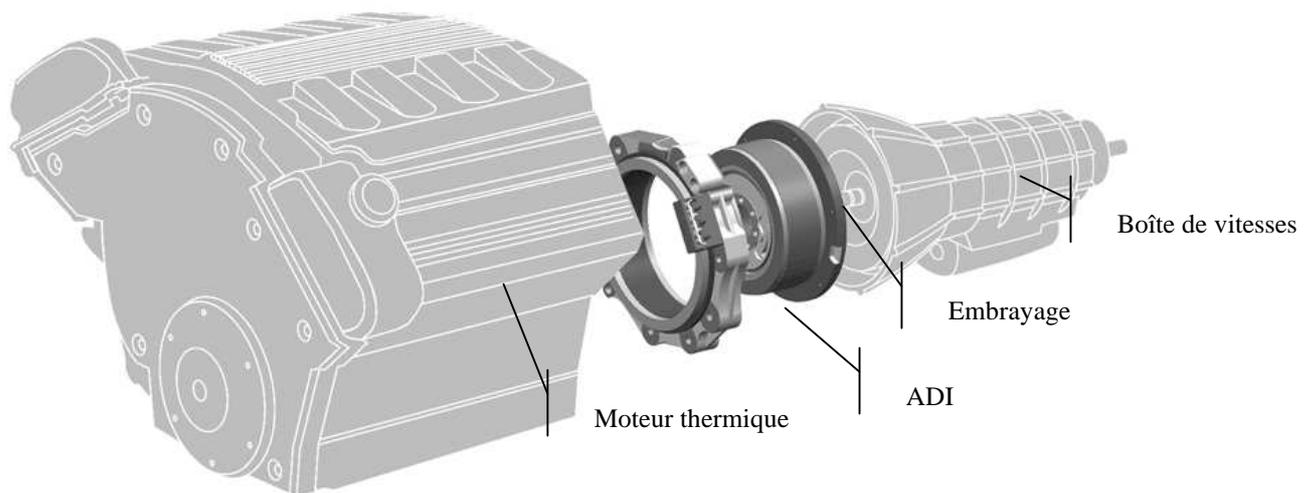
Des fonctions supplémentaires ont été évaluées en complément des fonctions élémentaires de l'alterno-démarrateur :

- le 'Stop & Go' procure une réduction significative de la consommation de carburant en arrêtant le moteur thermique à chaque fois que la vitesse s'annule (stop, feu rouge ou embouteillage) et redémarrage automatique dès la sollicitation du conducteur.
- le freinage en récupération permet de freiner le véhicule lors des décélération et de transformer une partie de l'énergie cinétique sous forme d'énergie électrique stockée immédiatement. Cette quantité d'énergie électrique contribue à réduire la consommation de carburant puisqu'elle ne devra pas être produite par le biais d'un entraînement de l'alternateur via le moteur thermique.
- l'assistance ou mode 'boost' permet d'utiliser la machine électrique en mode moteur lors d'accélération afin d'assister le moteur thermique et d'en améliorer le rendement ou la puissance.

Les caractéristiques des différents organes (tension, puissance nominale et crête, rendements) et les architectures retenues (transmission mécanique et type de machine électrique) qui réalisent ces fonctions, sont très variées et s'adressent à différents segments du marché automobile. [PLASSE ][CHEN][TERATANI].

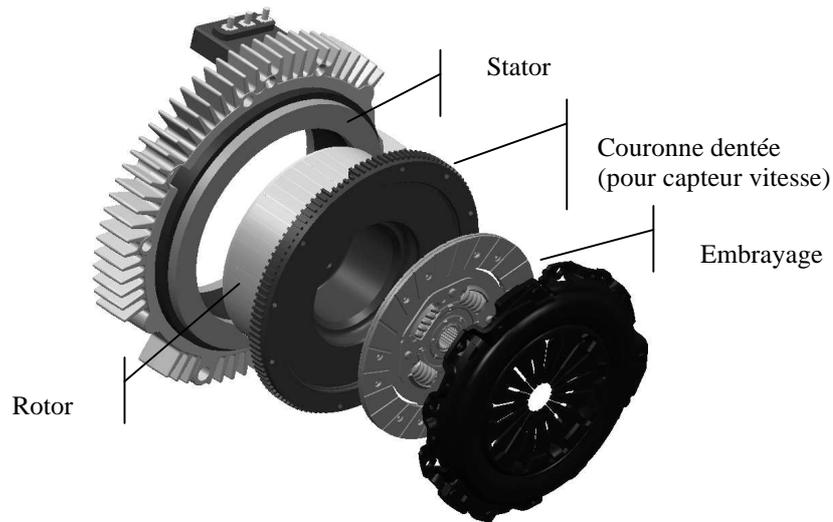
L'alternateur-démarréur séparé (ADS) présente l'avantage de ne pas modifier la géométrie du groupe moto-propulseur, puisqu'il est implanté en lieu et place de l'alternateur traditionnel. Différentes machines et tensions d'alimentation sont proposées (14 à 42 Volts) suivant la gamme de puissance requise.

En vue d'optimiser la réduction des coûts, l'emplacement de cette machine a été repensé. La mise en place de l'alternateur-démarréur en prise directe sur l'arbre moteur thermique (Fig. 1), permet la suppression de poulies de démultiplication et des courroies associées (Fig. 2) ce qui offre l'intérêt de pouvoir transmettre des puissances plus importantes : c'est le concept d'alternateur-démarréur intégré (ADI).



*Fig. 1 Insertion de l'alternateur-démarréur intégré dans la chaîne de traction*

L'emplacement de cette machine a fortement contraint son dimensionnement pour aboutir à un faible encombrement (sept centimètres de longueur).



*Fig. 2 Vue éclatée de l'alternateur-démarrreur*

Cette configuration, par sa structure, est comparable à celle d'une architecture hybride parallèle. Elle offre donc l'intérêt de pouvoir augmenter le nombre de fonctions réalisées par la machine électrique, notamment par les modes d'assistance ou de 'Boost'.

L'Alternateur-Démarrreur Intégré constitue une première solution avant la forte hybridation du véhicule pour répondre à de nouvelles exigences dans l'automobile, visant la réduction des consommations de carburant, le respect des normes d'antipollution et l'électrification de nombreux équipements.

Parmi les différents types de machines identifiées pour satisfaire ces fonctions combinées, la machine asynchrone, par ses qualités intrinsèques de faible coût et de robustesse, est bien adaptée à l'application. De plus, le fonctionnement en générateur qui requiert un système d'alimentation pour 'amorcer' la machine asynchrone est parfaitement compatible avec l'usage de batteries et du réseau de charge à bord d'un véhicule automobile.

## Objectifs du travail proposé

Selon la structure de pilotage et les réglages adoptés pour les grandeurs de commande, les performances de la machine pourront être très variables. Par ailleurs, les deux fonctions principales de l'ADI sont extrêmement différentes, car la machine doit développer un fort couple au démarrage pour entraîner le moteur thermique jusqu'au régime de ralenti et fournir une puissance électrique sur une large plage de vitesse en mode alternateur. Si le flux doit être maximal dans le premier mode, il doit être variable dans le deuxième pour assurer un fonctionnement optimal.

L'objectif premier de notre étude concerne donc la mise en place d'une méthodologie d'optimisation de la commande, tant du point de vue de sa structure, que des lois proprement dites. Les contraintes thermique, électrique et magnétique doivent être prises en compte afin de garantir la robustesse de la commande sur tout l'espace de fonctionnement.

Cet outil permet de rechercher l'espace de fonctionnement maximal de la machine, c'est à dire le couple ou la puissance en fonction de la vitesse respectivement en mode moteur et générateur. Il permet, en fonction des objectifs à atteindre dans chacun des deux modes, d'identifier le meilleur mode de fonctionnement et de réglage des grandeurs de commande optimale (courants ou tensions) en régime stationnaire. Par exemple, le mode d'alimentation sinusoïdal est privilégié, mais le fonctionnement en surmodulation est aussi envisagé à forte vitesse, pour imposer le flux optimal lorsque la limitation en tension du réseau de bord est atteinte.

Afin de garantir une commande optimale, un modèle le plus réaliste possible s'impose. Il doit tenir compte des paramètres de la machine, de leurs dérives thermiques et magnétiques, mais également des pertes dans le convertisseur de puissance ainsi que du comportement de l'alimentation, en l'occurrence la batterie.

Le second aspect important de cette étude repose donc sur l'identification des paramètres de la machine et de leur évolution en fonction de la saturation magnétique.

Ce manuscrit s'articule selon l'organisation suivante :

- Le premier chapitre permet de poser les équations et variables de la machine, qui seront utilisées dans la thèse. Il introduit le modèle à quatre paramètres utilisé pour l'optimisation

des lois de commande. Il présente également les diagrammes vectoriels des fonctionnements en mode moteur et mode générateur.

- Le second chapitre définit le cahier des charges imposé et les performances recherchées par l'application. Il explique comment le choix de la structure de commande a été effectué. Il expose la méthodologie de recherche des lois de commande optimales dans le cadre d'un fonctionnement en régime non saturé. L'augmentation des performances par un fonctionnement en régime non sinusoïdal constitue le point fort de ce chapitre.
- Le troisième chapitre valide, pour les régimes saturés, le modèle utilisé dans la recherche des lois de commande optimales. Une méthode d'identification hors ligne tenant compte des aspects thermiques et magnétiques y est présentée.
- Le quatrième chapitre présente les résultats des lois de commande testées.

Tous les résultats obtenus dans ce manuscrit sont issus des essais effectués sur le prototype asynchrone dénommé 'M1B'. Il s'agit du premier alerno-démarreur asynchrone dimensionné par J.M BIEDINGER, Professeur à l'UTC, pour laquelle on dispose des données théoriques du schéma équivalent. Cette machine a été développée en collaboration avec VALEO ELECTRICAL SYSTEM pour l'application Renault 'Twingo' et a fait l'objet de démonstrateurs (Fig. 3).

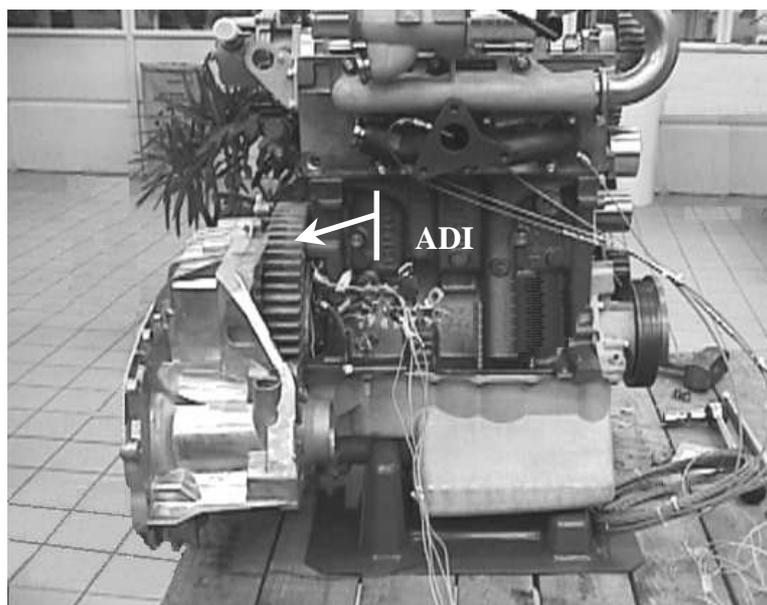


Fig. 3 Montage de prototypes sur bloc moteur

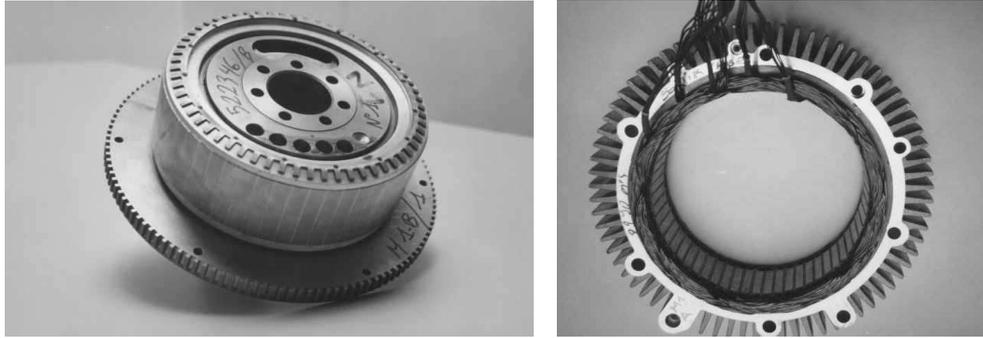
# *Chapitre 1*

## *Modélisation de la machine asynchrone non saturée*

Afin de fixer les bases de l'étude qui va suivre, nous allons d'abord rappeler brièvement les caractéristiques physiques de l'Alternateur-Démarrateur Intégré (ADI). Ensuite les équations différentielles régissant les phénomènes électriques de la machine asynchrone seront exposées afin de fixer la nomenclature des variables. Après une mise en forme matricielle, elles sont développées sous leur forme vectorielle afin d'aboutir dans un premier temps à un modèle à cinq paramètres réduit ensuite à quatre. Le comportement de l'impédance de la machine en fonction du mode de fonctionnement est présenté à la fin du chapitre.

### **1.1 Description de l'ADI asynchrone**

Comme nous l'avons évoqué en introduction, l'ADI représente une étape incontournable pour le passage au système 42 Volts ainsi que pour les véhicules propres [PLASSE]. Outre les spécifications techniques auxquelles devront répondre les solutions envisageables, ce seront surtout les contraintes imposées par une production de masse à faible coût qui limiteront leur faisabilité. Des machines concernées, la machine asynchrone à rotor en cage d'écureuil réunit robustesse et faible coût de production. En effet, ces machines ont un rotor constitué d'un empilage de tôles, portant des barres conductrices réparties uniformément à la périphérie. Ces barres surmoulées dans les encoches sont fermées par un anneau de court-circuit à chaque extrémité, l'ensemble forme un enroulement polyphasé. Dans le cadre d'une production de masse, les barres sont en aluminium et coulées sur les empilements de tôles.



*Fig 1.1 Rotor et stator de l'ADI asynchrone*

Le stator est formé d'un empilage de tôles encochées qui portent les enroulements triphasés répartis spatialement.

Le nombre de paires de pôles, ainsi que le nombre de barres conductrices sont parmi les paramètres dimensionnant de la machine. Ils ont été déterminés à partir du cahier des charges de l'ADI, pour optimiser sa puissance massique, au regard de :

- l'encombrement disponible dans le compartiment moteur ;
- des spécifications du couple de démarrage et de la puissance électrique nominale requise pour alimenter le réseau de bord.

## **1.2 Equations de base**

### **1.2.1 Equations électriques**

Les grandeurs électriques d'une machine asynchrone sont régies par les équations des tensions et des flux au stator et au rotor.

$$u_{SI} = R_{SI} \cdot i_{SI} + \frac{d}{dt} \Phi_{SI} \quad (1.1)$$

$$v_{ri} = R_{ri} \cdot i_{ri} + \frac{d}{dt} \Phi_{ri} = 0 \quad (1.2)$$

avec  $I$  ( $I = 1, 2$  ou  $3$ ) le numéro de phase des enroulements au stator, et  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, qr$ ) le numéro de conducteur de la cage rotor

$$\Phi_{SI} = L_A i_{SI} + \sum_{K=1, K \neq I}^3 m_{IK} i_{SK} + \sum_{k=1}^{qr} m_{Ik} i_{rk} \quad (1.3)$$

$$\Phi_{ri} = L_a j_{ri} + \sum_{k=1, k \neq i}^{qr} m_{ik} i_{rk} + \sum_{K=1}^3 m_{iK} i_{SK} \quad (1.4)$$

## 1.2.2 Hypothèses pour la machine asynchrone non saturée

Pour garder la mise en équation dans les limites exploitables d'un point de vue de la commande, nous faisons les hypothèses suivantes.

- circuit magnétique non saturé, sans hystérésis ;
- circuit magnétique parfaitement feuilleté (seuls les enroulements stator et barres du rotor sont parcourus par des courants, les inductances propres et mutuelles sont supposées constantes si on ne tient pas compte de la saturation) ;
- entrefer constant d'un point de vue magnétique (variations de réluctances d'encoche négligeables) ;
- le bobinage est dimensionné pour produire dans l'entrefer un champ magnétique à répartition sinusoïdale (simplification des expressions des inductances et des mutuelles des divers enroulements).

Suivant ces hypothèses nous pouvons exprimer les inductances propres et mutuelles comme des grandeurs constantes :

Pour les enroulements statoriques

$$L_{ss} = \text{inductance propre d'un enroulement : } L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{ss}$$

$$M_{ss} = \text{mutuelle inductance entre deux phases : } M_{AB} = M_{BC} = M_{CA} = M_{ss}$$

Pour les enroulements rotoriques

$$L_{rr} = \text{inductance propre d'un enroulement : } L_{aa} = L_{bb} = \dots L_{qr} = L_{rr}$$

$$M_{rr} = \text{mutuelle inductance entre deux phases : } M_{ab} = M_{ac} = \dots M_{ba} = M_{rr}$$

Mutuelles inductances entre enroulements statoriques et rotoriques :

$$m_{ik} = \text{Mutuelle entre l'enroulement stator } I \text{ et l'enroulement rotor } k$$



fonction de l'angle mécanique  $\theta$  que fait l'axe de la phase  $a$  du rotor avec l'axe de la phase  $A$  du stator (cf ANNEXE A). Pour une machine  $2p$  pôles, le couple s'écrit

$$C = p \frac{\partial W(k, p\theta)}{\partial p\theta} \quad (1.8)$$

L'énergie magnétique s'obtenant par la somme des produits flux courant au stator et au rotor

$$W = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n i_k \cdot \Phi_k \quad (1.9)$$

avec  $k = A, B, C, a, b, c, \dots, qr$ , soit

$$W = \frac{1}{2} \cdot \left( [\Phi_s]^T \cdot [i_s] + [\Phi_r]^T \cdot [i_r] \right) \quad (1.10)$$

Nous obtenons l'expression suivante en développant l'énergie magnétique en fonction des inductances

$$W = \frac{1}{2} \cdot [i_s]^T \cdot [L_{ss}] [i_s] + \frac{1}{2} \cdot [i_r]^T \cdot [L_{rr}] [i_r] + [i_s]^T \cdot [M_{sr}] [i_r] \quad (1.11)$$

Puisque les matrices  $[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  sont indépendantes de  $\theta$ , le calcul du couple électromagnétique à partir de l'expression précédente donne :

$$C = p [i_s]^T \cdot \frac{\partial}{\partial p\theta} [M_{sr} \cdot (p\theta)] [i_r] \quad (1.12)$$

## 1.3 Equations vectorielles

### 1.3.1 Notion de vecteur d'espace

Le vecteur d'espace s'obtient par projection des grandeurs scalaires initiales dans un repère diphasé statique que l'on nomme repère  $\alpha\beta$ , ou dans un repère diphasé tournant  $dq$ . L'intérêt de ce vecteur d'espace réside dans la simplification des équations de la machine.

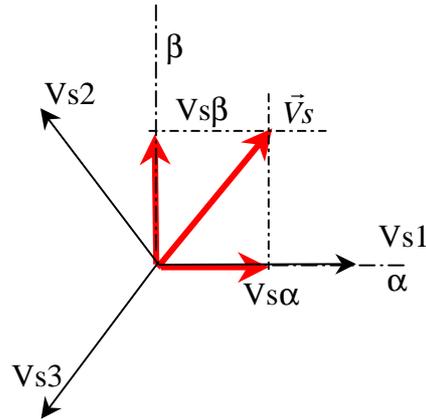


Fig. 1.2 Vecteur d'espace

Considérons un système triphasé de tensions déphasées spatialement entre elles de  $2\pi/3$ . Le vecteur d'espace s'obtient facilement par projection de  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  sur l'axe  $\alpha$  pour obtenir sa composante directe  $V_\alpha$ , de même par projection de  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  sur l'axe  $\beta$  pour obtenir sa composante quadratique  $V_\beta$ .

La composante homopolaire  $V_0$  qui traduit le déséquilibre éventuel entre les différentes tensions s'obtient par sommation de celles-ci. Ces projections peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

En supposant la machine équilibrée, par souci de simplification des écritures, on peut écrire cette expression à l'aide de l'opérateur rotation  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

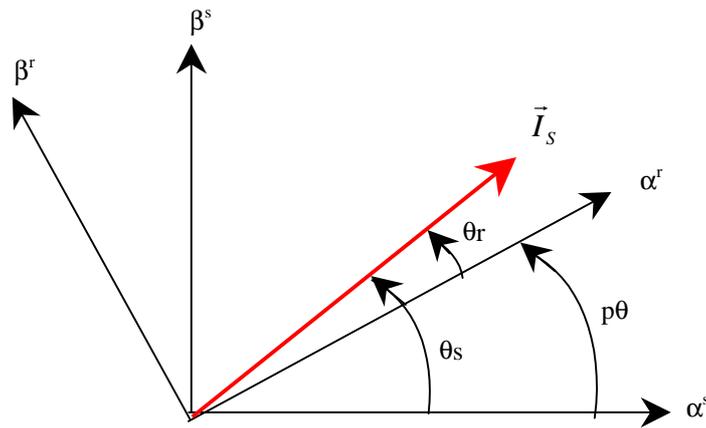
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Dans le cas d'un système polyphasé, les composantes quadratiques s'obtiennent par projection des différentes grandeurs sur les axes  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ v_{q_r} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

### 1.3.2 Repères utilisés

Dans une machine asynchrone on distingue deux types de grandeurs électriques : les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. Les grandeurs statoriques tournent à la pulsation  $\omega_s$  par rapport à un repère fixe lié au stator. Les grandeurs rotoriques tournent à la pulsation  $\omega_r$  par rapport à un repère fixe lié au rotor, lui même tournant à une pulsation  $\omega$  par rapport au repère fixe du stator.



*Fig. 1.3 Repère de définition des vecteurs d'espace statorique et rotorique*

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont décrites sous la forme de vecteurs d'espace référencés respectivement dans le repère  $(\alpha^s, \beta^s)$  lié au stator et le repère  $(\alpha^r, \beta^r)$  lié au rotor. L'indice supérieur  $s$  ou  $r$  des vecteurs, indique le référentiel utilisé.

### 1.3.3 Equations vectorielles de la machine asynchrone

Les équations vectorielles de la machine s'obtiennent à partir des équations matricielles auxquelles on applique la transformation de Clarke de manière à ramener chaque grandeur matricielle à un vecteur constitué d'une partie réelle et d'une partie imaginaire [BIEDINGER][LEONHARD].

Pour les grandeurs statoriques la transformation en grandeurs vectorielles se fait en multipliant les différents membres des équations matricielles par  $\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix}$

- le vecteur tension stator s'écrit :

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \mathbf{u}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \left( [R_s] \mathbf{i}_s + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \right) \quad (1.16)$$

- le vecteur flux stator s'écrit :

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} [\Phi_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \left( [L_{ss}] \mathbf{i}_s + [M_{rs}] \mathbf{i}_r \right) \quad (1.17)$$

Le rotor étant polyphasé, la transformation des grandeurs rotoriques en grandeurs vectorielles se fait en multipliant les différents membres des équations matricielles par :

$$\frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

- le vecteur tension rotor s'écrit :

$$\frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \mathbf{v}_r = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \left( R_r \mathbf{i}_r + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \right) \quad (1.19)$$

- le vecteur flux rotor s'écrit :

$$\frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} [\Phi_r] = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \left( [L_{rr}] \mathbf{i}_r + [M_{rs}] \mathbf{i}_s \right) \quad (1.20)$$

Avec le développement détaillé en annexe B, on aboutit aux expressions vectorielles ci-dessous.

$$\begin{aligned}
\vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \\
\vec{V}_r &= R_r \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r \\
\vec{\Phi}_s &= (L_{ss} - M_{ss}) \vec{I}_s + \frac{q_r}{2} M_{sr} e^{jp\theta} \vec{I}_r \\
\vec{\Phi}_r &= (L_{rr} - M_{rr}) \vec{I}_r + \frac{3}{2} M_{rs} e^{-jp\theta} \vec{I}_s
\end{aligned} \tag{1.21}$$

Il est à noter que chacune des transformations opérées a été réalisée par rapport aux repères fixes des grandeurs électriques. Ainsi, les grandeurs statoriques et rotoriques sont exprimées respectivement par rapport au repère fixe du stator et celui du rotor.

## 1.4 Schéma équivalent

### 1.4.1 Modèle à cinq paramètres

Pour simplifier l'écriture, nous posons les variables suivantes :

$$M = \frac{3}{2} M_{sr}, \quad m\varphi = \frac{q_r}{3}, \quad L_s = L_{ss} - M_{ss}, \quad L_r = \frac{1}{m\varphi} L_{rr} - M_{rr}, \quad \vec{I}_r = m\varphi \cdot \vec{i}_r$$

Les équations vectorielles des tensions et flux se simplifient :

$$\begin{aligned}
\vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \\
\vec{V}_r &= \frac{1}{m\varphi} R_r \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r \\
\vec{\Phi}_s &= L_s \vec{I}_s + M e^{jp\theta} \vec{I}_r \\
\vec{\Phi}_r &= L_r \vec{I}_r + M e^{jp\theta} \vec{I}_s
\end{aligned} \tag{1.22}$$

### 1.4.1.1 Equations vectorielles exprimées dans le repère lié au stator :

Il est intéressant de définir l'ensemble des vecteurs dans un repère unique qui peut être tournant ou non. Nous avons choisi le repère fixe lié au stator. On peut exprimer dans le repère lié au stator les vecteurs exprimés dans le repère du rotor, par rotation d'un angle  $p\theta$ .

$$\vec{V}_r^r = \vec{V}_r^s . e^{-jp\theta} \quad (1.23)$$

$$\vec{V}_r^r = \vec{V}_r^s . e^{-jp\theta} = \frac{Rr}{m\varphi} . \vec{I}_r^s . e^{-jp\theta} + \frac{d}{dt} \left( \vec{\Phi}_r^s . e^{-jp\theta} \right) \quad (1.24)$$

$$\vec{\Phi}_r^r = \vec{\Phi}_r^s . e^{-jp\theta} = L_r . \vec{I}_r^s . e^{-jp\theta} + M . \vec{I}_s^s . e^{-jp\theta} \quad (1.25)$$

On pose :

$$\frac{d(p\theta)}{dt} = \omega \quad (1.26)$$

$$\boxed{\begin{aligned} \vec{U}_s^s &= R_s . \vec{I}_s^s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s^s \\ \vec{V}_r^s &= \frac{1}{m\varphi} Rr . \vec{I}_r^s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r^s - j\omega . \vec{\Phi}_r^s \\ \vec{\Phi}_s^s &= L_s \vec{I}_s^s + M \vec{I}_r^s \\ \vec{\Phi}_r^s &= Lr \vec{I}_r^s + M \vec{I}_s^s \end{aligned}} \quad (1.27)$$

### 1.4.1.2 Equations vectorielles exprimées en fonction de l'inductance magnétisante $L_m$

Les équations vectorielles de la machine exprimées dans le repère du stator permettent d'établir un schéma équivalent. Il faut au préalable ramener les grandeurs rotoriques au nombre de spires du bobinage statorique pour pouvoir faire apparaître l'inductance de magnétisation commune  $L_m$  ainsi que les fuites statoriques  $L_{fs}$  et rotorique  $L_{fr}$ . Pour cela on

pose  $L_s = L_{fs} + L_{ms}$ ,  $L_r = L_{fr} + L_{mr}$ ,  $M = \sqrt{L_{ms} L_{mr}}$ , et  $m_t = \sqrt{\frac{L_{ms}}{L_{mr}}}$

On appelle l'inductance de magnétisation  $L_m = m_t M = L_{ms}$

D'où

$$L_s = L_{fs} + L_m \quad \text{et} \quad L_r = L_{fr} + \frac{L_m}{m_t^2} \quad (1.28)$$

En remplaçant dans les expressions des flux

$$\vec{\Phi}_s = L_s \cdot \vec{I}_s + M \cdot \vec{I}_r = L_{fs} \cdot \vec{I}_s + L_m \cdot \vec{I}_s + \frac{L_m}{m_t} \cdot \vec{I}_r \quad (1.29)$$

$$\vec{\Phi}_r = L_r \cdot \vec{I}_r + M \cdot \vec{I}_s = \frac{L_{fr} \cdot m_t^2}{m_t^2} \vec{I}_r + \frac{L_m}{m_t^2} \cdot \vec{I}_r + \frac{L_m}{m_t} \cdot \vec{I}_s \quad (1.30)$$

avec  $\vec{I}_r' = \frac{\vec{I}_r}{m_t}$ ,  $L_{fr}' = L_{fr} \cdot m_t^2$  et  $R_r' = \frac{m_t \cdot R_r}{m\phi}$

nous obtenons les expressions vectorielles de la machine dans le repère du stator en fonction de l'inductance magnétisante et des inductances de fuite.

$$\begin{aligned} \vec{\Phi}_s &= L_{fs} \vec{I}_s + L_m (\vec{I}_r' + \vec{I}_s) \\ \vec{\Phi}_r &= \frac{1}{m_t} \left( L_{fr}' \cdot \vec{I}_r' + L_m \cdot (\vec{I}_r' + \vec{I}_s) \right) \\ \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \\ \vec{V}_r &= R_r' \cdot \vec{I}_r' + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r - j\omega \vec{\Phi}_r \end{aligned} \quad (1.31)$$

Ces quatre dernières équations caractérisent le fonctionnement d'un quadripôle représenté par le schéma équivalent de la figure 1.4.

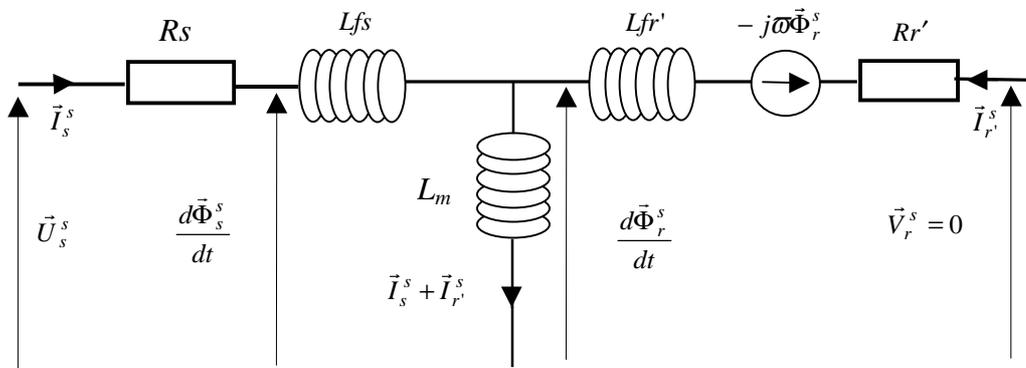


Fig. 1.4 Schéma équivalent généralisé

## 1.4.2 Modèle à quatre paramètres

Les inductances de fuites  $L_{fs}$  et  $L_{fr}$  précédemment exprimées dans le modèle à cinq paramètres sont impossible à identifier séparément. L'intérêt du modèle à quatre paramètres vise le regroupement des fuites au sein d'une seule inductance.

Il est d'usage de décrire le flux rotorique  $\vec{\Phi}_r$  par l'intermédiaire d'un courant magnétisant  $I_{mr}$ . Ce courant fictif peut se définir comme le courant qui, circulant dans l'inductance de magnétisation  $L_m$ , produirait un flux égal au flux rotor ramené au bobinage statorique :

$$\vec{I}_{mr} = \frac{1}{L_m} \cdot \vec{\Phi}_r = \frac{1}{L_m} \cdot mt \cdot \vec{\Phi}_r \quad (1.32)$$

d'où

$$\vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{mt} \left( \vec{I}_s + \vec{I}_r' \left( 1 + \frac{L_{fr}'}{L_m} \right) \right) \quad (1.33)$$

Le courant magnétisant s'exprime alors dans le repère fixe du stator ( $\alpha^s, \beta^s$ ) comme :

$$\vec{I}_{mr} = \left( \vec{I}_s + \vec{I}_r' \left( 1 + \frac{L_{fr}'}{L_m} \right) \right) \quad (1.34)$$

soit

$$\vec{I}_r' = \frac{L_m}{L_m + L_{fr}'} \left( \vec{I}_{mr} - \vec{I}_s \right) = \frac{L_m}{L_r'} \left( \vec{I}_{mr} - \vec{I}_s \right) \quad (1.35)$$

avec  $\vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{mt} \vec{I}_{mr}$  il vient

$$\frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{mt} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr} \quad (1.36)$$

D'où , avec l'équation de tension stator, on obtient :

$$\vec{U}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_s + \frac{L_m}{mt} \cdot \frac{L_m \cdot mt}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \left( \vec{I}_{mr} - \vec{I}_s \right) \quad (1.37)$$

$$\vec{U}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r'} \right) \frac{d}{dt} \vec{I}_s + \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr} \quad (1.38)$$

Et l'équation de tension rotor :

$$\vec{V}_r^s = 0 = Rr' \cdot \vec{I}_r^s + \frac{L_m}{mt} \left( \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s \right) - j\omega \left( \frac{L_m}{mt} \cdot \vec{I}_{mr}^s \right) \quad (1.39)$$

En multipliant par  $mt \cdot L_m / L_r'$

$$0 = Rr' \cdot mt \cdot \frac{L_m}{L_r'} \vec{I}_r^s + \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s - j\omega \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \vec{I}_{mr}^s \quad (1.40)$$

On peut écrire l'équation de la tension rotor, sous la forme suivante :

$$0 = Rr' \cdot mt \cdot \frac{L_m^2}{L_r'^2} \cdot \frac{L_r'}{L_m} \vec{I}_r^s + \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s - j\omega \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \vec{I}_{mr}^s \quad (1.41)$$

Sachant que  $\vec{I}_{mr}^s = \left( \vec{I}_s^s + \vec{I}_r^s \cdot \frac{L_r'}{L_m} \right)$ , les deux précédentes équations permettent d'établir :

$$0 = Rr' \cdot mt \cdot \frac{L_m^2}{L_r'^2} \cdot \frac{L_r'}{L_m} \left( \vec{I}_{mr}^s - \vec{I}_s^s \right) \cdot \frac{L_m}{L_r'} + \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s - j\omega \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \vec{I}_{mr}^s \quad (1.42)$$

$$\vec{I}_s^s = \vec{I}_{mr}^s (1 - jT_r \cdot \omega) + T_r \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s \quad (1.43)$$

Car

$$T_r = \frac{L_{rr} + L_{fr}}{Rr} = \frac{\frac{L_m}{mt^2} + \frac{L_{fr}'}{mt^2}}{Rr} = \frac{1}{mt^2} \cdot \frac{L_r'}{Rr} = \frac{L_r'}{mt \cdot Rr'} \quad (1.44)$$

Le couple électromécanique :

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_m \cdot \Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_r^s \right)^* \right] \quad (1.45)$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_{mr}^s - \vec{I}_s^s \right)^* \right] \quad (1.46)$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_{mr}^s \right)^* - \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_s^s \right)^* \right] \quad (1.47)$$

Remarque :

$$\Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_s^s \right)^* \right] = 0$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_{mr}^s \right)^* \right] \quad (1.48)$$

Avec  $\vec{I}_s^s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta}$

Et  $\vec{I}_{mr}^s = I_{mr\alpha} + j I_{mr\beta}$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot \Im m \left[ (I_{s\alpha} + j I_{s\beta}) (I_{mr\alpha} + j I_{mr\beta})^* \right] \quad (1.49)$$

d'où

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot (I_{s\beta} \cdot I_{mr\alpha} - I_{s\alpha} \cdot I_{mr\beta}) \quad (1.50)$$

Dans la formule du couple (1.50), on a un couplage entre le courant  $I_s$  et le courant magnétisant du rotor  $I_{mr}$ . Ce qui rend difficile le contrôle du couple. Cependant, si on se place dans un repère tournant lié au courant magnétisant tel que :

$$\vec{I}_{mr}^g = \vec{I}_{mr}^s \cdot e^{-j\rho} = I_{mr} \cdot e^{j0}$$

$$\vec{I}_s^g = \vec{I}_s^s \cdot e^{-j\rho} = I_{sd} + j I_{sq} \quad (1.51)$$

$$\vec{V}_s^g = V_{sd} + j V_{sq} \quad (1.52)$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \cdot (I_{sq} \cdot I_{mr}) \quad (1.53)$$

On peut découpler les courants  $I_s$  et  $I_{mr}$  donc simplifier l'expression du couple. Cette relation est souvent utilisée dans les systèmes de contrôle vectoriel car elle permet de commander le couple en régime transitoire. Nous commenterons cette stratégie de contrôle au chapitre II.

### 1.4.3 Cas particulier : régime sinusoïdal établi

Si les trois courants ( $I_{s1}, I_{s2}$  et  $I_{s3}$ ) sont sinusoïdaux et équilibrés, on peut écrire :

$$\begin{aligned} i_{s1} &= 3/2.I.\cos(\omega_s t + \delta) \\ i_{s2} &= 3/2.I.\cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \delta) \\ i_{s3} &= 3/2.I.\cos(\omega_s t - 4\pi/3 + \delta) \end{aligned} \quad (1.54)$$

Le vecteur d'espace correspondant s'écrit :  $\vec{I}_s = I.e^{j(\omega_s t + \delta)}$  et  $\frac{d}{dt}\vec{I}_s = j\omega_s.I.e^{j(\omega_s t + \delta)}$

de même  $\vec{I}_{mr} = I_{mr}.e^{j\omega_s t}$  et  $\frac{d}{dt}\vec{I}_{mr} = j\omega_s.I_{mr}.e^{j(\omega_s t)}$

En remplaçant les vecteurs par leurs amplitudes complexes pour simplifier l'écriture, on a :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr}(1 - j\omega.T_r) + j\omega_s.T_r.\bar{I}_{mr} = \bar{I}_{mr}(1 + j\omega_r.T_r) \quad (1.55)$$

Les tensions stator et rotor s'écrivent :

$$\bar{U}_s = R_s.\bar{I}_s + j\omega_s\left(L_s - \frac{Lm^2}{Lr'}\right)\bar{I}_s + j\omega_s\frac{Lm^2}{Lr'}.\bar{I}_{mr} \quad (1.56)$$

$$\bar{V}_r = 0 = Rr'.\bar{I}_r' + j\omega_s.\frac{Lm}{mt}.\bar{I}_{mr} - j\omega_s.\frac{Lm}{mt}.\bar{I}_{mr} \quad (1.57)$$

En multipliant l'équation précédente par  $mt.Lm/Lr'$ , on a

$$\bar{V}_r = 0 = Rr'.mt.\frac{Lm}{Lr'}.\bar{I}_r' + j\omega_s.\frac{Lm^2}{Lr'}.\bar{I}_{mr} - j\omega_s.\frac{Lm^2}{Lr'}.\bar{I}_{mr} \quad (1.58)$$

En divisant par le glissement  $g$  en posant  $\omega_s = \omega_r/g$ , il vient

$$\bar{V}_r = 0 = \frac{Rr'}{g}.mt.\frac{Lm^2}{Lr'^2}\left(\bar{I}_r' \cdot \frac{Lr'}{Lm}\right) + j\omega_s.\frac{Lm^2}{Lr'}.\bar{I}_{mr} \quad (1.59)$$

et

$$\bar{I}_{mr} = \bar{I}_s + \bar{I}_r' \cdot \frac{Lr'}{Lm} \quad (1.60)$$

*Remarque :* Ces dernières équations permettent de simplifier le schéma équivalent à cinq paramètres de la figure 1.4 par un schéma équivalent de la figure 1.5, lequel ne comporte que quatre éléments.

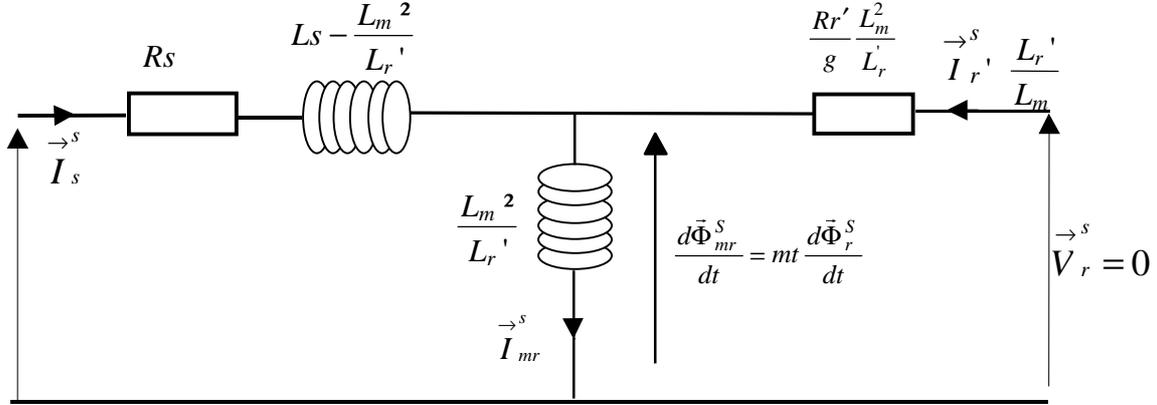


Fig. 1.5 Schéma équivalent à 4 paramètres, dans le repère lié au stator

On peut exprimer les caractéristiques électromécaniques en fonction de ces quatre paramètres et du courant  $I_s$  par les équations suivantes :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr} (1 + j\omega_r Tr) \quad (1.61)$$

On peut donc exprimer la tension statorique en fonction du courant statorique

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \bar{I}_s \frac{\omega_s \omega_r Tr}{1 + (\omega_r Tr)^2} + j\omega_s \bar{I}_s \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{1}{1 + (\omega_r Tr)^2} \right] \quad (1.62)$$

Le couple fourni par la machine s'exprime alors :

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_s^2 \cdot \frac{\omega_r Tr}{1 + (\omega_r Tr)^2} \quad (1.63)$$

Sous l'hypothèse d'une alimentation sinusoïdale on en déduit l'impédance de la machine.

$$\bar{Z} = R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{\omega_r Tr}{1 + (\omega_r Tr)^2} \cdot \omega_s + j\omega_s \cdot \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega_r Tr)^2} \right] \quad (1.64)$$

L'argument de cette impédance traduit le déphasage entre la tension et le courant d'une même phase. Nous verrons dans la partie identification des paramètres, que suivant les sollicitations fréquentielles de la machine, certains paramètres pourront être plus ou moins bien identifiés.

### 1.4.3.1 Fonctionnement en mode moteur :

Le fonctionnement en mode moteur est obtenu en imposant au stator des tensions ou des courants de pulsation  $\omega_s$ . Ces courants créent un flux tournant à la vitesse mécanique  $\Omega_s = \omega_s/p$ . Ce flux balaye les enroulements en court-circuit du rotor et y induit des forces électromotrices et donc des courants. L'interaction entre le flux statorique et ces courants rotoriques induits crée le couple électromécanique. La charge mécanique entraînée par le rotor impose un glissement tel que la vitesse de synchronisme soit supérieure à la vitesse mécanique. En effet, si le rotor tournait à la vitesse  $\Omega_s$ , il ne verrait aucune variation du flux, il n'y aurait pas de courants induits et donc pas de production de couple et la machine ralentirait.

Dans le mode de fonctionnement moteur, on obtient un glissement positif, donc  $\omega_r = \omega_s - \omega \geq 0$ . Dans ces conditions l'argument de l'impédance est compris entre 0 et  $\pi/2$ . Dans ce cas, pour  $0 \leq \varphi \leq \pi/2$  on a :

$$\begin{cases} \Re e(\bar{Z}) \geq 0 \\ \Im m(\bar{Z}) \geq 0 \end{cases} \quad (1.65)$$

la puissance électrique absorbée par la machine et le couple électromagnétique électromécanique fourni sont positifs.

$$\begin{aligned} P &= 3.V_{seff}.I_{seff}.\cos(\varphi) \geq 0 \\ C_{em} &\geq 0 \end{aligned} \quad (1.66)$$

La représentation vectorielle du mode moteur est présentée figure 1.6

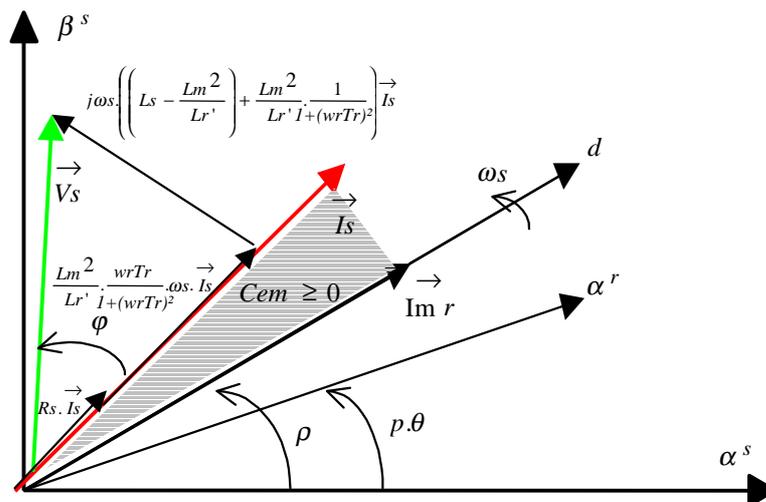


Fig. 1.6 Diagramme de fonctionnement en mode moteur  $0 \leq \varphi \leq \pi/2$

### 1.4.3.2 Fonctionnement en mode générateur :

La machine asynchrone peut également fonctionner en génératrice : il suffit pour cela de réduire la fréquence et donc la pulsation des tensions ou des courants d'alimentation afin que le flux d'entrefer tourne moins vite que le rotor. En pilotant de la sorte la fréquence d'alimentation, on impose un glissement négatif. L'énergie mécanique apportée par l'extérieur est convertie en énergie électrique.

Dans ce mode de fonctionnement  $\omega r = \omega s - \omega \leq 0$ . Dans ces conditions l'argument de l'impédance est compris entre  $\pi/2$  et  $\pi$ .

Dans ce cas, pour  $\pi/2 \leq \varphi \leq \pi$  on a :

$$\begin{cases} \Re(\bar{Z}) < 0 \\ \Im(\bar{Z}) \geq 0 \end{cases} \quad (1.67)$$

la puissance électrique absorbée par la machine et le couple électromécanique fourni sont négatifs.

$$\begin{aligned} P &= 3.V_{seff}.I_{seff}.\cos(\varphi) < 0 \\ C_{em} &\leq 0 \end{aligned} \quad (1.68)$$

La représentation vectorielle du mode générateur est présentée figure 1.7. Nous reviendrons sur la description de l'alimentation et de l'électronique permettant d'imposer ce mode de fonctionnement au chapitre suivant.

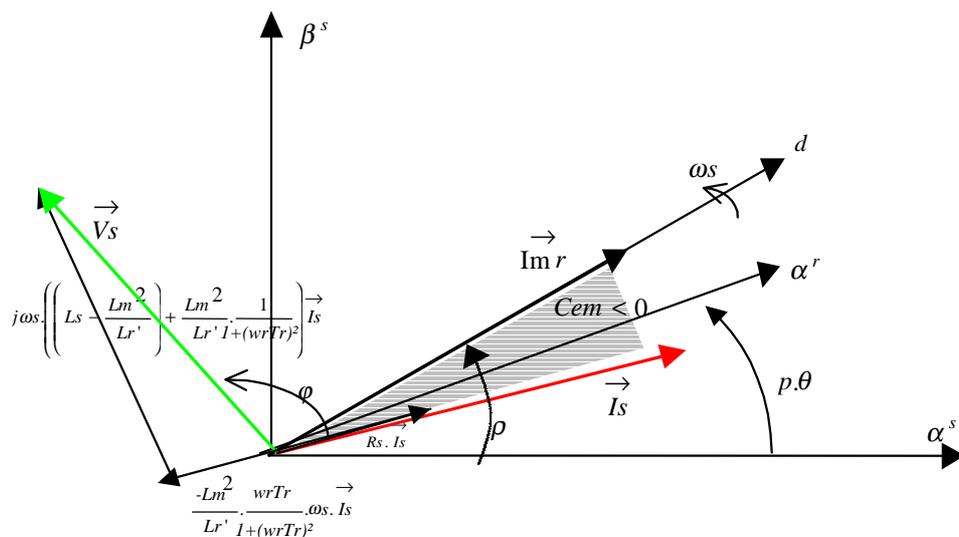


Fig. 1.7 Diagramme de fonctionnement en mode générateur

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exprimé, à partir des grandeurs triphasées au stator et polyphasées au rotor, les composantes des vecteurs spatiaux des tensions et des flux au rotor et au stator. De ces équations vectorielles, nous en avons déduit un modèle à cinq paramètres ( $R_s, L_{fs}, L_m, L_{fr}', R_r'$ ) que nous avons simplifié ensuite à quatre paramètres ( $R_s, L_s - L_m^2/L_r', L_m^2/L_r', T_r$ ) en regroupant les fuites car celles-ci sont difficilement identifiables séparément. A partir de ce modèles nous avons exprimé le couple que nous allons chercher à optimiser dans le second chapitre.

# *Chapitre 2*

## *Elaboration des lois de commande optimales pour une machine non saturée*

Les grandeurs de réglage de la MAS sont multiples, mais se résument à des actions, soit sur la fréquence et l'amplitude (contrôle scalaire), soit sur l'amplitude et la phase (contrôle vectoriel) des signaux d'alimentation de cette machine. Selon le mode de fonctionnement de l'ADI (mode moteur ou mode alternateur), la commande permet d'agir, soit sur la valeur du couple électromécanique, soit sur la puissance électrique débitée. Ce chapitre présente les critères et les contraintes qui conduisent au choix des stratégies de commande ainsi qu'à la structure de commande dont les différentes possibilités sont évoquées. En raison de la limitation de tension due au réseau de bord, l'alimentation de la machine ne doit être plus être sinusoïdale afin d'offrir des performances supérieures à celles obtenues en régime sinusoïdal pur. Ce fonctionnement appelé fonctionnement en surmodulation est étudié en fin de chapitre.

### **2.1 Cahier des charges**

L'adjectif 'optimal' est ici employé au sens large du terme. Il n'est pas restreint à la signification que lui donnent les automaticiens en évoquant la commande optimale [BORNE]. En effet, le projet de l'ADI nécessite une optimisation tant au niveau de la conception (dimensions, environnement et mode de fonctionnement très contraints), que de l'utilisation (rendement et performances maximaux). Il implique également une mise en œuvre la plus robuste au moindre coût. La recherche de la commande optimale ne se borne donc pas à la recherche des trajectoires à faire suivre aux différentes grandeurs de réglages par minimisation d'un critère énergétique par exemple, mais s'étend également à la recherche d'une structure de commande idéale pour ce projet.

### 2.1.1 Performances escomptées

Le dimensionnement de l'ensemble machine - convertisseur - source (batterie) a été calculé de manière à délivrer les performances présentées dans les tableaux *Tab. 2.1* et *Tab. 2.2*. Suivant le mode d'utilisation de la machine, la notion d'optimalité diffère.

En mode démarreur, on cherche à maximiser le couple que peut fournir la machine au regard de la puissance disponible de l'alimentation ( $I_{bat} < 300A$ ), de la limite en tension, des pertes dans la batterie, de la densité de courant admissible par la machine ( $50A/mm^2$ ) qui se traduit par une valeur maximale de  $350A$  pour le courant efficace de phase, puisque la section est de  $6.8mm^2$ . On établira les lois de pilotage pour avoir le couple maximal pendant la phase de démarrage (de  $0$  à  $925tr/mn$ ), en tenant compte de toutes ces contraintes. Ceci conduit à délimiter l'espace couple/vitesse en fonction des contraintes technologiques inhérentes. Ainsi lors du démarrage, la consigne de couple sera tabulée suivant les frontières de l'espace couple/vitesse disponible.

En mode générateur, on souhaite produire la puissance électrique nominale avec un rendement maximal. On déterminera l'espace puissance fournie en fonction de la vitesse en limitant la densité de courant à  $10A/mm^2$ , qui se traduit par un courant efficace de phase au maximum de  $70A$ .

La contrainte liée aux densités de courant permet de prendre en compte indirectement l'état thermique de la machine. Les valeurs sont différentes en démarreur et en générateur car la durée de fonctionnement est différente : en démarreur la durée est limitée à  $1s$  (temps de démarrage), alors qu'en générateur la puissance électrique doit être maintenue jusqu'à l'équilibre thermique pour alimenter des consommateurs électriques du véhicule.

<b>Fonctionnement Démarreur</b>	⇒ température ambiante $-20^{\circ}\text{C}$ (premier démarrage)	⇒ température ambiante $100^{\circ}\text{C}$ (stop & go)
Couple à rotor bloqué	140 Nm	100Nm
Couple à 150tr/mn	100 Nm	90 Nm
Couple à 300tr/mn	40 Nm	
Couple à 925tr/mn		15Nm
Temps de démarrage	< 1s	0.2 à 0.3s
Durée maximale d'entraînement	1s	0.5s
Temps minimal entre 2 démarrages	20s	
Tension et courant batterie (Plomb)	36V à vide 300A maxi. 21V mini.	36V à vide 200A maxi. 26V mini.
Endurance et fiabilité	2500 démarrages	250 000démarrages

*Tab. 2.1 Synthèse des performances en mode démarreur*

<b>Fonctionnement générateur</b>	⇒ température ambiante $100^{\circ}\text{C}$	⇒ température ambiante $60^{\circ}\text{C}$ (option thermoplongeur)
Vitesse de fonctionnement	925 à 4800tr/mn	
Tension de régulation	42V	
Courant de débit à 925tr/mn	20A mini.	50A
Courant de débit nominal	40A	70A
Rendement moyen sur cycle urbain	> 75%	75%

*Tab. 2.2 Synthèse des performances en mode générateur*

### 2.1.2 Objectifs de la commande

Bien que le dimensionnement de la machine ait été optimisé au regard des contraintes du cahier des charges précité [BIEDINGER 99], les réglages adoptés la commande permettront de bénéficier ou non des performances de la machine. L'optimalité de commande consiste donc à optimiser les performances énergétiques du fonctionnement de l'ADI en mode moteur et en mode générateur :

La commande de machine asynchrone donne lieu à une littérature très abondante, tant pour la recherche des trajectoires optimales à faire suivre aux grandeurs de réglages (lois de commande), que pour les stratégies de contrôle à adopter (mode de pilotage). Ces deux

activités peuvent être étroitement liées dans un système de commande optimal, mais il convient de les séparer pour mieux appréhender leurs rôles respectifs :

- Les lois de commande visent à déterminer quelles sont les variables de réglage et à déterminer leurs grandeurs de références (consignes) qui assurent le fonctionnement optimal relatif à l'application, c'est à dire :
  - minimiser le temps d'établissement du couple en partant d'un courant nul [MILENT] ;
  - atteindre un niveau cinétique donné en un temps donné, en minimisant la consommation ou en maximisant le rendement [VILAIN][LORENTZ 92].

On notera que l'objectif en moteur privilégie le couple pendant un temps très faible, ce pour éviter une destruction thermique des enroulements. En ce qui concerne le mode alternatif le rendement est privilégié (75%) alors que la puissance électrique débitée reste dans une gamme assez modeste (800 à 2800W à 925 tr/mn). Les références de couple et de puissance électrique seront tabulées en fonction de la vitesse, pour éviter le recours à un processeur puissant et limiter ainsi le coût de réalisation. L'établissement des tables sera expliqué ultérieurement.

- Le mode de pilotage permet quant à lui d'élaborer les grandeurs de commande instantanées (courants ou tensions) à imposer à la machine en vue de réaliser les consignes imposées par les lois de commande. Le mode de pilotage peut être différent suivant le type de fonctionnement souhaité (régime établi ou transitoire) [LEIDHOLD][DEROUANE][VUKOSAVIC].

La figure 2.1 présente le schéma bloc de l'ensemble.

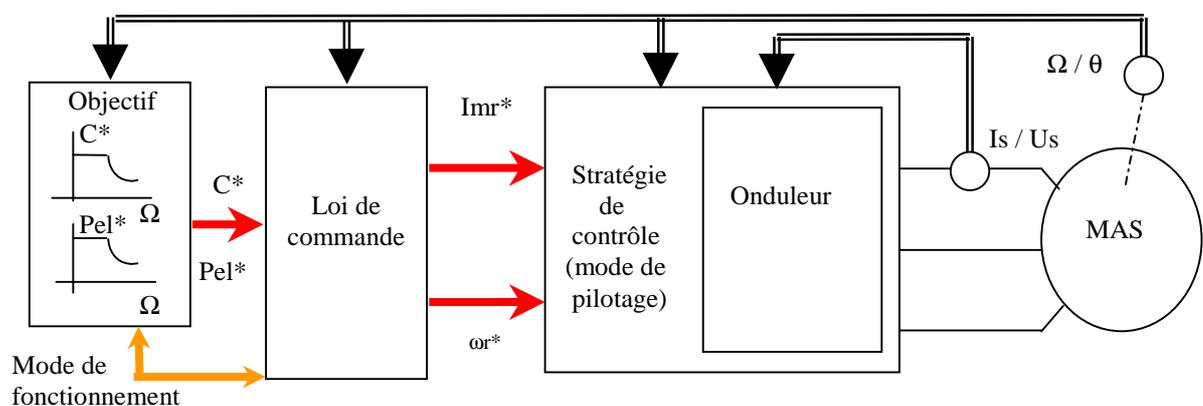


Fig 2.1 Synoptique de la commande

## 2.2 Lois de commande

Les expressions du couple et du rendement montrent que leurs optimisations conduisent à agir sur deux grandeurs : le courant  $I_{mr}$  et la pulsation rotorique  $\omega r$ .

Equation du couple :

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_{mr}^2 \cdot \omega r \cdot Tr \quad (2.1)$$

Equation du rendement :

$$P_{elec} = 3U_{eff} I_{eff} \cos(\varphi) = \frac{3}{2} \hat{U}_s \hat{I}_s \cos(\varphi) \quad (2.2)$$

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s \cdot (A + jB) \quad (2.3)$$

avec

$$A = R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{\omega r \cdot Tr}{1 + (\omega r \cdot Tr)^2} \cdot \omega s \quad (2.4)$$

$$B = \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega r \cdot Tr)^2} \right) \omega s \quad (2.5)$$

$$\hat{U}_s = \hat{I}_s \sqrt{A^2 + B^2} \quad (2.6)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (2.7)$$

En réinjectant dans l'expression de la puissance électrique on obtient :

$$P_{elec} = \frac{3}{2} \hat{I}_{mr}^2 \left[ 1 + (\omega r \cdot Tr)^2 \right] \left\{ R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{\omega r \cdot Tr}{1 + (\omega r \cdot Tr)^2} \omega s \right\} \quad (2.8)$$

En fonctionnement moteur on peut remplacer la pulsation statorique en fonction des pulsations rotorique et mécanique telle que :

$$\omega s = p \cdot \Omega + \omega r \quad (2.9)$$

d'où

$$P_{elec} = \frac{3}{2} \hat{I}_{mr}^2 \left( R_s [1 + (\omega_r Tr)^2] + \frac{Lm^2}{Lr'} \omega_r^2 Tr + p \frac{Lm^2}{Lr'} \omega_r Tr \Omega \right) \quad (2.10)$$

Par conséquent, le rendement qui est le rapport entre la puissance mécanique fournie par le moteur et la puissance électrique consommée s'exprime par :

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{elec}} = \frac{p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \omega_r \cdot Tr \cdot \Omega}{p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \omega_r \cdot Tr \cdot \Omega + R_s [1 + (\omega_r \cdot Tr)^2] + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \omega_r^2 \cdot Tr} \quad (2.11)$$

Les actions combinées sur ces deux grandeurs conduisent à la modification des modules et phases des courants et tensions d'alimentation de la machine.

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr} (1 + j\omega_r Tr) \quad (2.12)$$

La commande optimale de la machine asynchrone conduit généralement à rechercher des lois d'évolution du flux (rotor ou stator) pour satisfaire au mieux les critères de fonctionnement. En effet, si on considère les équations qui régissent le fonctionnement de la machine en régime établi, le couple est une fonction de  $I_{mr}$  (image du flux rotor) et de la pulsation rotorique  $\omega_r$ , qui détermine aussi le rendement de la machine. On peut donc distinguer deux formes de pilotage :

- pilotage à flux constant
- pilotage à flux variable

Nous allons présenter les caractéristiques et les résultats de ces deux types de pilotage, puis on désignera celui qui pourrait le mieux répondre à notre application.

### 2.2.1 Pilotage à flux constant

Notons  $\hat{I}_{mr}^*$  la référence du courant magnétisant. Dans le cas du pilotage à flux constant, on désire maintenir le flux rotorique, donc  $\hat{I}_{mr}^*$ , à une valeur constante. Il faut alors faire varier

la quantité  $\omega_r Tr$  pour obtenir le couple désiré  $C^*$ . Cela revient à faire varier la pulsation des courants rotoriques et le glissement selon :

$$\omega_r Tr = \frac{C^*}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_{mr}^2} \quad (2.13)$$

Si on désire tirer le meilleur parti du circuit magnétique de la machine, il faut fixer  $\hat{I}_{mr}^*$  à la valeur correspondant à la limite de saturation. Ce faisant, on voit apparaître l'inconvénient majeur de cette commande. Lorsque le couple demandé est faible, il faut malgré tout maintenir un flux important dans la machine, ce qui nécessite un courant  $I_s$  important et conduit à des pertes Joule inutiles au stator. Tout cela entraîne un rendement énergétique très médiocre au fur et à mesure que le couple décroît. De plus, à vitesse élevée, la *f.e.m* induite par le courant magnétisant augmente, par conséquent la limite de la tension d'alimentation est rapidement atteinte. Le graphe de la figure 2.2 illustre l'augmentation de la tension aux bornes de la machine pour trois vitesses différentes. On s'aperçoit alors que pour un  $I_{mr}$  donné, la vitesse fait augmenter les composantes réelles et imaginaires de l'impédance de la machine, ce qui tend à atteindre la limite de tension fixée par l'alimentation.

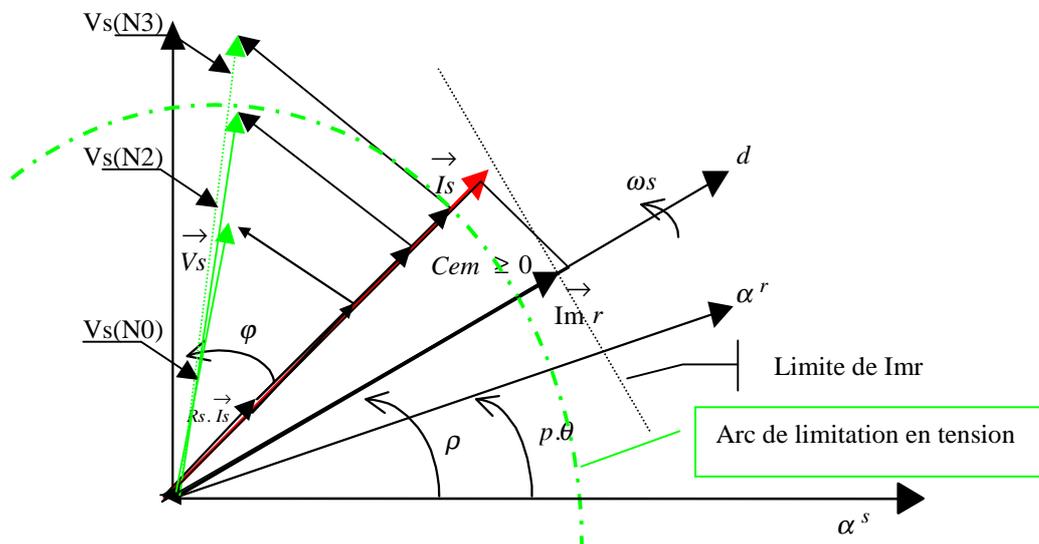


Fig. 2.2 Diagramme de fonctionnement à flux constant pour des vitesses croissantes  
( $N1 < N2 < N3$ )

Les figures 2.3.a et 2.3.b correspondent aux performances de la machine prototype M1B obtenues en simulation avec la commande à flux constant. Les modèles de simulation sont présentés en annexe D.

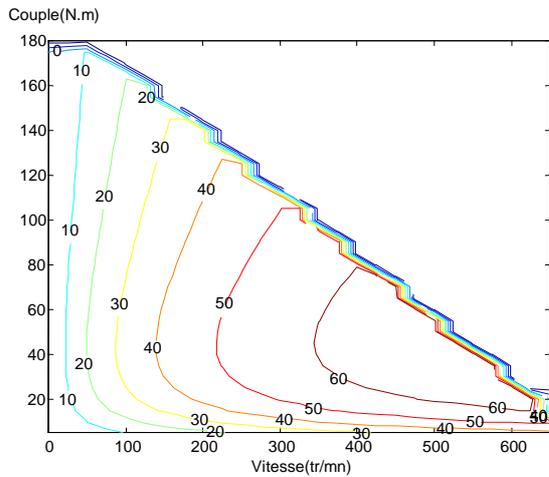


Fig. 2.3.a Espace Couple/Vitesse  
Commande à flux constant

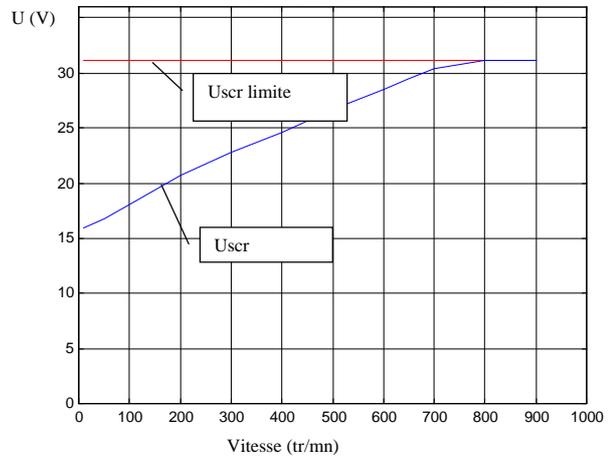


Fig. 2.3.b Evolution de la tension phase

Le couple maximal que peut alors délivrer le moteur est fixé :

- soit par les courants maximaux admissibles par l'ensemble : convertisseur et alimentation,
- soit par la limite de tenue en température de l'actionneur,
- soit par la limite de tension disponible.

Cette dernière limite pénalise considérablement le fonctionnement à vitesse variable, car au delà de  $750 \text{ tr/min}$  la tension phase crête  $U_{scr}$  atteint la tension limite de  $32V$  (Fig. 2.3.b), le couple électromagnétique s'annule (Fig. 2.3.a). Ce type de pilotage ne permet donc pas le fonctionnement en générateur, où la plage de vitesse doit être comprise entre  $925$  et  $5000 \text{ tr/min}$ . Il n'est pas non plus utilisable pour un démarrage sachant que la vitesse à atteindre pour obtenir le ralenti est d'environ  $800 \text{ tr/min}$ .

## 2.2.2 Commande à fréquence rotorique constante ou flux variable

Dans le cadre d'une commande à flux variable, on cherche à établir la valeur de pulsation rotorique suivant qu'on cherche un couple, un rendement maximal ou une puissance constante. Notons la référence de commande  $\omega r^*$ , qui peut être déterminée suivant les critères évoqués précédemment.

### 2.2.2.1. Fonctionnement à couple maximal

En dérivant l'expression du couple par rapport à  $\omega r$ , on obtient l'expression suivante :

$$\frac{dC}{d\omega.Tr} = \frac{\frac{3}{2} p \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_s^2}{(1 + (\omega.Tr)^2)^2} \cdot (1 - (\omega.Tr)^2) \quad (2.14)$$

qui s'annule pour

$$\omega.Tr = 1 \quad (2.15)$$

soit la pulsation optimale  $\omega_{ropt}$  obtenue pour

$$\omega_{ropt} = \frac{1}{Tr} \quad (2.16)$$

Cette relation permet d'établir le courant magnétisant de référence pour obtenir le couple maximal :

$$\hat{I}_{mropt} = \sqrt{\frac{C^*}{\frac{3}{2} p \frac{Lm^2}{Lr'} \omega_{ropt}^2 Tr^2}} \quad (2.17)$$

### 2.2.2.2. Fonctionnement à rendement maximal

Au lieu de rechercher à maximiser le couple, on peut chercher à maximiser le rendement. Il faut donc, comme pour le critère précédent, chercher l'optimum de l'expression du rendement par rapport  $\omega r$ , qu'on obtient pour :

$$\omega_{ropt} = \frac{1}{\sqrt{Tr^2 + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{Tr}{Rs}}} = \frac{1}{\sqrt{Tr^2 + \frac{Lm^2}{Rr' \cdot Rs}}} \quad (2.18)$$

La valeur  $\omega_{ropt}$  tend sensiblement vers  $1/Tr$ , qui comme dans le cas précédent, dépend de l'état de saturation magnétique en raison du paramètre  $Tr = Lr'/Rr$ .

### 2.2.2.3. Fonctionnement à puissance constante

En fonctionnement à vitesse élevée, pour palier le problème de limitation en tension, on cherche à réduire la composante magnétisante, donc  $\hat{I}_{mr}^*$  et on augmente la composante du couple  $\omega_r T_r$  des courants de phase. Ce type de fonctionnement est dénommé dans la littérature : ‘défluxage’. Le diagramme de la figure 2.4 illustre ce fonctionnement pour trois vitesses différentes ; il montre en particulier la nécessité de réduction du flux par diminution du courant magnétisant afin de respecter la limitation de tension imposée par l’alimentation.

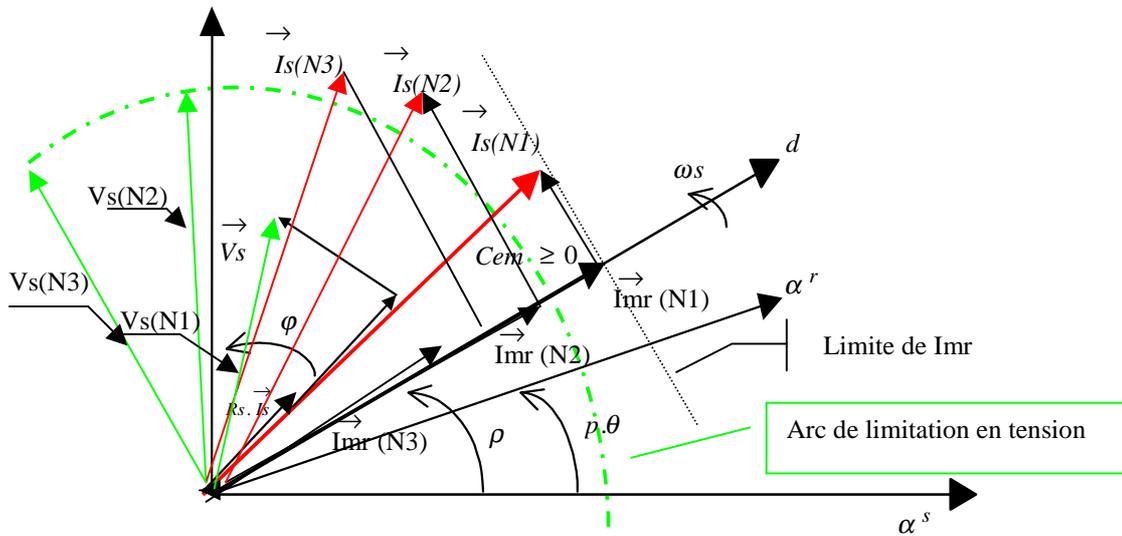


Fig. 2.4 Diagramme de fonctionnement à flux variable pour des vitesses croissantes  
( $N1 < N2 < N3$ )

En comparaison de la figure 2.3.a, la figure 2.5.a montre que la commande à flux variable garantit un couple pendant toute la phase de démarrage, c’est à dire au delà de 900tr/min. La figure 2.5.b montre que le défluxage permet de monter plus haut en vitesse malgré une limitation de tension de la batterie à 36V en mode moteur. Ce réglage permet de maintenir l’amplitude de la tension de phase équivalente à la tension limite d’alimentation, et n’augmenter que le déphasage des tensions phases avec la composante du couple de  $I_s$ . Les tensions limites d’alimentation sont définies par  $\hat{U}_s = \sqrt{3} \frac{U_{bat}}{2}$  en couplage triangle, et

$$\hat{U}_s = \frac{U_{bat}}{2} \text{ en couplage étoile.}$$

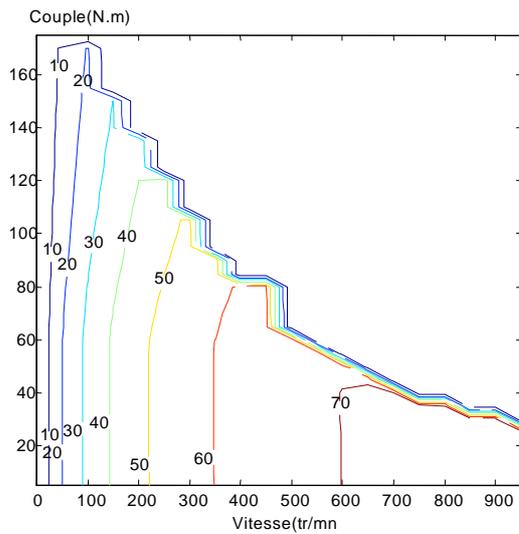


Fig. 2.5.a Espace couple/vitesse  
Commande à flux variable

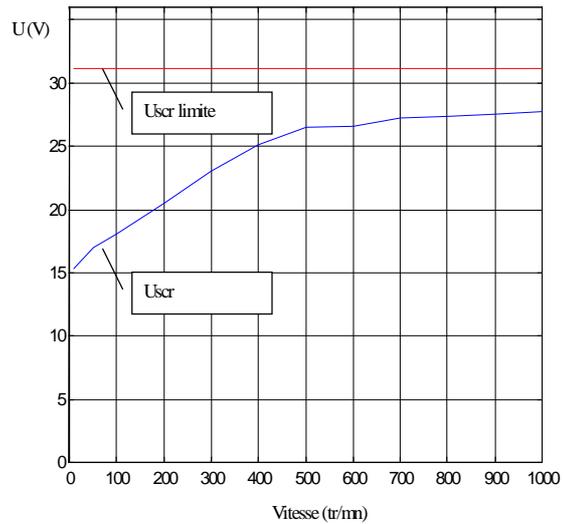


Fig. 2.5.b Evolution de la tension phase

## 2.3. Stratégie de contrôle

On distingue deux grandes familles de stratégies de contrôle, la première est dénommée 'contrôle scalaire' et la seconde 'contrôle vectoriel'. Ces stratégies de contrôle permettent d'élaborer la consigne de courant ou tension que l'on doit appliquer aux bornes de la machine pour réaliser le couple objectif ou la puissance requise.

### 2.3.1 Contrôle scalaire :

Le contrôle scalaire utilise les équations de la machine en régime sinusoïdal établi. Il est plus simple à mettre en œuvre dans le cadre d'applications ne nécessitant pas la maîtrise des régimes transitoires. Les entrées de ce contrôle sont celles définies dans la section 2.2 à savoir la consigne de flux au travers du courant magnétisant et la pulsation rotorique qu'on désire imposer.

### 2.3.1.1 Autopilotage

Une fois les grandeurs  $\hat{I}_{mr}^*$  ou  $\omega_r^*$  fixées, l'autopilotage permet d'asservir à la fois la pulsation et le module du courant magnétisant de la machine.

#### **Réglage de $\omega_r^*$**

Le terme d'autopilotage signifie que la pulsation du champ tournant va automatiquement être réglée à partir de la vitesse de la machine.

En fonctionnement moteur, le champ tournant statorique doit entraîner le champ rotorique, donc la pulsation statorique doit être supérieure à la pulsation mécanique :

$$\omega_s = p.\Omega + \omega_r \quad (2.19)$$

avec  $\omega_r > 0$

En générateur le champ tournant statorique est entraîné par le champ rotorique, donc la pulsation statorique doit être inférieure à la pulsation mécanique telle que :

$$\omega_s = p.\Omega + \omega_r \quad (2.20)$$

avec  $\omega_r < 0$

#### **Réglage de $\hat{I}_{mr}^*$**

En même temps que la détermination de la pulsation rotorique, il faut calculer l'amplitude des courants ou des tensions à imposer à la machine de manière à asservir le courant magnétisant à sa consigne  $\hat{I}_{mr}^*$ . Deux possibilités s'offrent à nous :

- soit on calcule le courant statorique directement à partir du courant magnétisant et on réalise une commande en courant :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr} \cdot (1 + j\omega_r T_r) \quad (2.21)$$

- soit on calcule le courant statorique à partir du courant magnétisant, puis on en déduit la tension statorique et on réalise une commande en tension :

$$\bar{U}_s = \bar{I}_s \cdot (A + jB) \quad (2.22)$$

avec

$$A = R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{\omega r.Tr}{1 + (\omega r.Tr)^2} \cdot \omega s \quad (2.23)$$

$$B = \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega r.Tr)^2} \right) \omega s \quad (2.24)$$

Nous allons développer dans les paragraphes ci-dessous l'étude dynamique de ces deux commandes.

### 2.3.1.2 Commande en courant

La modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire est caractérisée par :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr} \cdot (1 - j\omega.Tr) + Tr \cdot \frac{d\bar{I}_{mr}}{dt} \quad (2.25)$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \Im m \left\{ \bar{I}_s \cdot \bar{I}_{mr}^* \right\} \quad (2.26)$$

Afin de caractériser le comportement transitoire de la machine en mode moteur lors d'un démarrage, nous appliquons au temps  $t=0$  les consignes  $(I_s^*, \omega r^*)$ , en vue de réaliser un objectif de couple  $C^*$ . Nous supposons que lors de l'application des consignes le rotor est bloqué et par conséquent la vitesse est nulle ce qui implique  $\omega s = \omega r^*$ .

S'il s'agit d'une commande à fréquence rotorique constante, avec la référence  $\omega r^*$ , l'amplitude du courant stator doit être :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mropt} \cdot \sqrt{1 + (\omega r^*.Tr)^2} \quad (2.27)$$

Si on suppose l'alimentation en courant parfaite, le régime transitoire du moteur résultera de la modification instantanée du courant de consigne

$$\bar{I}_{s^*} = \hat{I}_{mropt} \cdot \sqrt{1 + (\omega r^*.Tr)^2} \cdot \exp(j\omega r^*.t) \quad (2.28)$$

Tant que la vitesse reste nulle, voire très petite, l'expression (2.25) de la dynamique du courant statorique se réduit à la relation suivante :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{mr} + Tr \cdot \frac{d\bar{I}_{mr}}{dt} \quad (2.29)$$

La solution particulière du courant magnétisant vaut :

$$\bar{I}_{mrp} = K2 \cdot \exp(j \cdot \omega r \cdot t) \quad (2.30)$$

La solution générale du courant magnétisant de l'équation avec second membre devient

$$\bar{I}_{mr(t)} = K1 \cdot \exp\left(\frac{-t}{Tr}\right) + K2 \cdot \exp(j \cdot \omega r \cdot t) \quad (2.31)$$

$K2$  s'obtient en reportant la solution particulière dans l'équation différentielle :

$$K2 = \frac{\hat{I}_s}{1 + j \cdot \omega r \cdot T} = \frac{\hat{I}_{mropt} \cdot \sqrt{1 + (\omega r \cdot Tr)^2}}{1 + j \cdot \omega r \cdot T} \quad (2.32)$$

$K1$  s'obtient grâce aux conditions initiales

$$\bar{I}_{mr(t=0)} = 0 = K1 \cdot \exp\left(\frac{-t}{Tr}\right) + K2 \cdot \exp(j \cdot \omega r \cdot t) \quad (2.33)$$

d'où

$$K1 = -K2 \quad (2.34)$$

On obtient finalement l'évolution temporelle du courant magnétisant :

$$\bar{I}_{mr(t)} = \hat{I}_{mropt} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega r \cdot Tr)^2}}{1 + j \cdot \omega r \cdot Tr} \left[ \exp(j \cdot \omega r \cdot t) - \exp\left(\frac{-t}{Tr}\right) \right] \quad (2.35)$$

On peut alors exprimer l'évolution temporelle du couple développé par le moteur :

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \operatorname{Im} ag \left\{ \bar{I}_s \cdot \bar{I}_{mropt}^* \right\} \quad (2.36)$$

sous forme temporelle on a

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \Im m \left\{ \hat{I}se^{j\omega r t} \left( \frac{\hat{I}_{mropt} \sqrt{1 + (\omega r Tr)^2}}{1 + j(\omega r Tr)} [e^{j\omega r t} - e^{-t/Tr}] \right)^* \right\} \quad (2.37)$$

soit après simplification

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr} \cdot \hat{I}_{mropt} \cdot \omega r \cdot Tr \cdot \left[ 1 - \exp\left(\frac{-t}{Tr}\right) \cdot \left( \cos(\omega r t) + \frac{1}{\omega r t} \sin(\omega r t) \right) \right] \quad (2.38)$$

Pour un objectif de couple de  $100 \text{ N.m}$ , nous avons présenté l'évolution de  $Imr$  (image du flux) et celle du couple pour des réglages  $\omega r Tr = 1$  et  $\omega r Tr = 2$ .

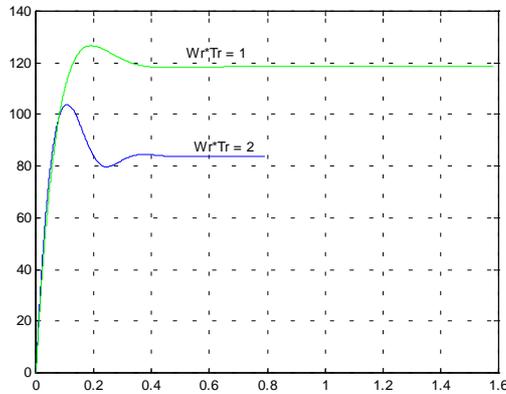


Fig. 2.6.a Réponse en flux ( $Imr$ ) d'une commande en courant

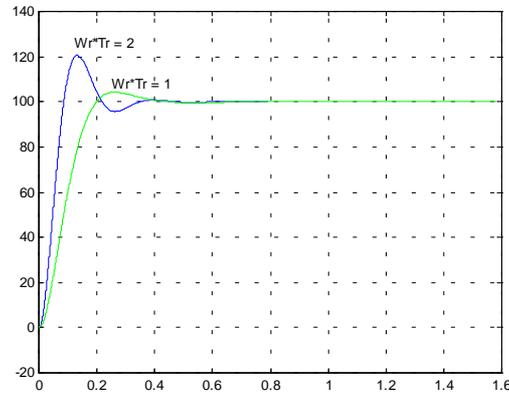


Fig. 2.6.b Réponse en couple d'une commande en courant

Les courbes montrent que la réponse du moteur à une consigne de courant élaborée sur la base d'une loi de contrôle scalaire, présente un régime transitoire qui ralentit la réponse en couple. Le régime transitoire dépend de la constante de temps rotorique  $Tr \# 90ms$  (pour l'ADI). On peut réduire le temps de montée par deux en imposant  $\omega r Tr = 2$  à condition d'accepter un surplus de courant stator et un dépassement important.

### 2.3.1.3 Commande en tension :

Afin de caractériser le comportement transitoire de la machine en mode moteur lors d'une commande en tension, nous appliquons au temps  $t=0$ , le couple de consignes  $(\hat{U}_s, \omega r^*)$ , en vue de réaliser un couple  $C^*$ , à une vitesse donnée, notée  $\Omega_o$ .

La pulsation électrique est déduite de l'autopilotage

$$\omega s = \omega r^* + p \cdot \Omega_o \quad (2.39)$$

Quant à l'amplitude  $\hat{U}_s$ , elle est élaborée à partir des grandeurs de références  $I_{mr}^*$  et  $\omega r^*$ , telle que :

$$\hat{U}_s = \hat{I}_s \cdot \sqrt{\left( R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{\omega r Tr}{1 + (\omega r Tr)^2} \right)^2 + \omega_s^2 \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega r Tr)^2} \right]^2} \quad (2.40)$$

sachant que :

$$\hat{I}_s^2 = \hat{I}_{mr}^2 \cdot (1 + (\omega r Tr)^2) \quad (2.41)$$

La réponse en couple de la machine sera régie par le système d'équations vectorielles qui décrit l'évolution temporelle du courant magnétisant puis de la tension statorique :

$$\vec{U}_s^s = R_s \cdot \vec{I}_s^s + \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) \frac{d}{dt} \vec{I}_s^s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{d}{dt} \vec{I}_{mr}^s \quad (2.42)$$

$$\vec{I}_s = \vec{I}_{mr} \cdot (1 - j\omega r Tr) + Tr \cdot \frac{d\vec{I}_{mr}}{dt} \quad (2.43)$$

et

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \Im m \left\{ \vec{I}_s \cdot \vec{I}_{mr}^* \right\} \quad (2.44)$$

Les équations de tension et de courant peuvent se mettre sous forme d'un système d'équations différentielles :

$$\frac{d\vec{I}_s}{dt} = \left( -\frac{R_s}{L_s - \frac{Lm^2}{Lr'}} - \frac{Lm^2}{\left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) Lr'} \cdot \frac{1}{Tr} \right) \vec{I}_s + \frac{Lm^2}{\left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) Lr'} \cdot \frac{1}{Tr} \cdot (1 - j\omega r Tr) \vec{I}_{mr} + \frac{1}{\left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right)} \vec{U}_s \quad (2.45)$$

$$\frac{d\vec{I}_{mr}}{dt} = \frac{1}{Tr} \vec{I}_s - \frac{1}{Tr} \cdot (1 - j\omega r Tr) \cdot \vec{I}_{mr} \quad (2.46)$$

En séparant la partie réelle et la partie imaginaire de ces équations, on obtient le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_4 = A_4 \cdot X_4 + B_4 \cdot U_4 \\ Y_4 = C_4 \cdot X_4 \end{cases} \quad (2.47)$$

où le vecteur d'état est constitué des courants statoriques et magnétisants

$$X_4 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & I_{mr\alpha} & I_{mr\beta} \end{bmatrix}^T \quad (2.48)$$

le vecteur de commande représente les tensions appliquées aux bornes de la machine

$$U_4 = \begin{bmatrix} U_{s\alpha} & U_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (2.49)$$

et le vecteur de sortie est le vecteur d'état

$$Y_4 = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & I_{mr\alpha} & I_{mr\beta} \end{bmatrix}^T \quad (2.50)$$

$$A_4 = \frac{1}{Ls - \frac{Lm^2}{Lr'}} \begin{bmatrix} -Rs - \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{1}{Tr} & 0 & \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{1}{Tr} & \frac{Lm^2}{Lr'} \omega \\ 0 & -Rs - \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{1}{Tr} & -\frac{Lm^2}{Lr'} \omega & \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{1}{Tr} \\ \frac{1}{Tr} \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) & 0 & -\frac{1}{Tr} \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) & -\omega \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) \\ 0 & \frac{1}{Tr} \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) & \omega \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) & -\frac{1}{Tr} \left( Ls - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$B_4 = \frac{1}{Ls - \frac{Lm^2}{Lr'}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

On peut discrétiser le modèle précédent afin d'utiliser le calcul numérique pour déterminer la réponse du système. Si on choisit le pas  $Te$  suffisamment petit pour garantir la tension  $U_s(t)$  quasi constante sur le pas, on peut écrire :

$$\begin{cases} X_{4,k+1} = A_{4d} \cdot X_{4,k} + B_{4d} \cdot U_{4,k} \\ Y_{4,k} = C_{4d} \cdot X_{4,k} \end{cases} \quad (2.53)$$

avec les matrices discrètes

$$\begin{cases} A_d = I_4 + A_4 T_e + \frac{1}{2} A_4^2 T_e^2 \\ B_d = T_e [I_4 + 0.5 T_e A_4] B_4 \\ C_d = C_4 \end{cases} \quad (2.54)$$

Pour une vitesse de rotation  $\Omega_o = 100 \text{tr/mn}$  et un objectif de couple de  $100 \text{N.m}$ , on applique trois tensions triphasées  $V1$ ,  $V2$  et  $V3$  de pulsation  $\omega_s = p.\Omega_o + \omega_r$ , de manière à atteindre l'objectif de couple fixé, avec deux réglages  $\omega_r = 1/Tr$  et  $\omega_r = 2/Tr$  avec successivement deux amplitudes de tension différentes. Nous obtenons les réponses présentées figure 2.7a et 2.7b :

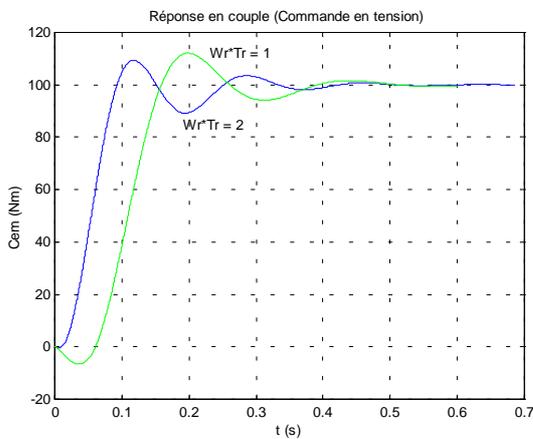


Fig. 2.7.a Réponse en couple d'une commande en tension

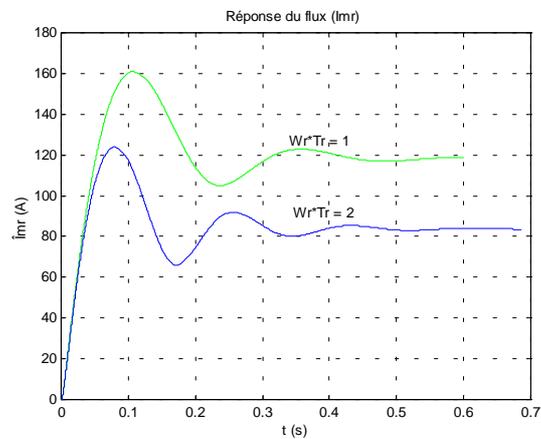


Fig. 2.7.b Réponse du flux d'une commande en tension

Par rapport à une commande scalaire en courant, la commande scalaire en tension introduit une dynamique supplémentaire liée à la dynamique d'établissement du courant au stator. On a donc des constantes de temps supplémentaires liées aux paramètres du circuit statorique  $R_s$  et  $L_s - L_m^2/L_r$ .

### 2.3.2 Contrôle vectoriel

Le contrôle vectoriel consiste à régler à la fois l'amplitude, la fréquence et la phase de manière à séparer le contrôle du flux et du couple à l'image d'une commande de machine à courant continu. Ceci est possible à condition de choisir un système d'axe  $dq$  et une loi de commande qui découple le flux et le couple.

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, la production du couple résulte du produit vectoriel du courant magnétisant (image du flux rotorique) par le courant statorique.

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m^2}{L_r'} \Im m \left[ \vec{I}_s^s \cdot \left( \vec{I}_{mr}^s \right)^* \right] \quad (2.55)$$

$$\text{avec } \vec{\phi}_r = \frac{L_m}{m_t} \cdot \vec{I}_{mr} = \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta}$$

Ce couple s'exprime au travers des composantes directes et quadratiques des flux rotorique et du courant statorique au travers de l'expression suivante.

$$C = p \frac{L_m}{L_r'} [\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}] \quad (2.56)$$

Si on parvient à orienter l'axe  $d$  ( $\phi_{dr} = \phi_r$  et  $\phi_{qr} = 0$ ) sur le flux rotor on simplifie l'expression du couple :

$$C = p \frac{L_m}{L_r'} [\phi_{rd} i_{sq}] \quad (2.57)$$

et on montre que l'évolution du flux est régie par :

$$Tr \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{sd} \quad (2.58)$$

Le courant  $i_{sd}$  permet de régler le flux et le courant  $i_{sq}$  permet de régler quant à lui le couple.

La commande par orientation du flux (commande vectorielle) consiste donc à piloter le vecteur courant statorique de manière à réaliser ce double critère. Pour cela, la connaissance de la position instantanée  $\rho(t)$  du flux rotorique est indispensable.

$$\text{En effet, } \vec{I}_s^s = (I_{sd} + j.I_{sq}) e^{j\rho(t)}$$

On distingue deux types de méthode de contrôle vectoriel permettant de maîtriser l'angle  $\rho(t)$ :

Pour les premières dites « méthodes directes », le flux dans la machine doit être soit mesuré à l'aide de capteurs, soit estimé par l'intermédiaire des courants et de la reconstruction du flux rotor en accord avec un modèle de la machine, ce qui implique donc la connaissance précise

des paramètres. La phase instantanée du vecteur courant statorique est obtenue en additionnant la valeur  $\rho(t)$  à l'angle de couple requis  $\delta = \text{Arctan}(i_{sq}/i_{sd})$ . Cette méthode nécessite l'usage des capteurs de courants (au moins 2).

Pour les secondes dites « méthodes indirectes », le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. On calcule la fréquence  $\omega_r$  à l'aide des consignes de couple  $C^*$ , du courant magnétisant  $I_{mr}^*$  et à partir du modèle de la machine en régime transitoire. L'intégration de  $\omega_r$ , additionnée à la position du rotor  $p\theta$ , donne l'angle  $\rho(t)$ . Ces méthodes requièrent une mesure précise de la position du rotor.

Dans les deux cas, l'orientation est sensible aux variations éventuelles de la constante de temps rotorique  $T_r$  en fonction de la température, et est également sensible à la saturation magnétique par variations des inductances. Une adaptation en ligne des paramètres est bien souvent nécessaire pour garantir les performances de la machine. La présence de capteurs de courant facilite et rend plus robuste la méthode de contrôle.

La commande vectorielle n'ayant pas été retenue pour l'application ADI, le lecteur pourra trouver les détails des équations et mises en œuvre dans une littérature abondante ; nous recommandons plus particulièrement les ouvrages suivants [LEONHARD][VAS][HAUTIER][CLERC].

## 2.4 Structure de contrôle

### 2.4.1 Choix de la loi de commande :

La commande à flux constant permet d'assurer une réponse optimale en couple, lorsqu'elle est associée à un contrôle de type vectoriel. Elle est généralement utilisée dans les applications industrielles où l'on doit privilégier la performance en régime dynamique, par exemple : commande d'axes en robotique, machine outil, etc... Bien que cette commande soit plus robuste car elle offre l'intérêt de fixer l'état magnétique de la machine et par conséquent les paramètres inductifs, la commande à flux variable est beaucoup plus adaptée à l'application ADI.

En effet, elle privilégie le rendement du système et la performance dynamique:

- elle permet en outre d'appliquer un couple suffisant en mode démarrage jusqu'à atteindre la vitesse de ralenti ;
- elle permet également un fonctionnement à puissance constante en mode générateur lorsque la limitation de tension d'alimentation est atteinte.

Elle est souvent utilisée dans les applications de type à énergie embarquée et à vitesse variable, où le critère énergétique est primordial [MILENT]. Cependant lorsque l'on fait varier le courant magnétisant  $I_{mr}$ , on agit sur l'état magnétique de la machine. Ceci implique que les inductances de fuites  $L_s - L_m^2/L_r'$ , l'inductance magnétisante  $L_m^2/L_r'$  et la constante de temps du rotor  $T_r$  dépendent de l'état de saturation magnétique. La réponse en couple sera donc moins robuste dans le cadre d'une commande à flux variable que dans le cas d'une commande à flux constant. Les inductances peuvent décroître rapidement et donc réduire le couple maximal. C'est pourquoi nous présenterons l'étude relative à la prise en compte de la saturation dans les lois de commande au chapitre 4.

#### 2.4.2 Choix de la stratégie de contrôle

Dans l'application ADI, la machine est utilisée en mode génératrice pendant des régimes permanents ou quasi permanents ; on suppose que les phases d'accélération du véhicule ne représentent qu'une minime partie du cycle de conduite. De ce fait la maîtrise des régimes transitoires que peut apporter la commande vectorielle, n'augmentera pas notablement les performances de la machine sur la durée de son utilisation. Le choix du contrôle s'est donc porté sur la forme scalaire plutôt que la forme vectorielle car elle nécessite moins de calcul en temps réel, et par conséquent nécessite une électronique de commande moins onéreuse. Toutefois ces propos sont à nuancer si on veut garantir la maîtrise du fonctionnement si on veut faire face aux phénomènes d'acyclismes [KONIECZKA].

La commande en courant nécessite l'utilisation des capteurs de courant (2 seulement si le neutre est isolé), ce qui engendre un coût supplémentaire dans la mise en œuvre par rapport à une commande en tension, qui ne nécessite ni capteur, ni isolation étant donné le faible niveau de tension du réseau de bord . La commande en courant permet un meilleur contrôle du couple : la réponse est un premier ordre, alors que la réponse d'une commande en tension est

du second ordre. Cependant, le critère de conception à faible coût, nous conduit à retenir la structure de commande scalaire en tension pour mettre en œuvre le pilotage et le contrôle de l'ADI.

### 2.4.3 Description de la structure de commande

Le synoptique de la structure retenue est représenté à la figure 2.8.

Le module de gestion et de contrôle assure l'interface entre le contrôle du moteur thermique et de l'ADI. Il sélectionne le mode de fonctionnement requis par le véhicule, soit moteur pour la phase de démarrage, soit générateur pour alimenter en énergie le réseau de bord lorsque le moteur thermique est en fonctionnement.

En mode moteur, la consigne de commande  $C^*$  est établie à partir d'une table mémorisée, qui délivre la valeur maximale du couple qui doit être fournie en fonction de la vitesse 'instantanée' du moteur thermique. Les valeurs entrées dans cette table correspondent au profil du couple en fonction de la vitesse du moteur thermique nécessaire à sa mise en marche.

En mode générateur, la consigne de commande est établie à partir d'un asservissement de tension du réseau de bord  $U_{bat}$ . Le couple nominal sera limité par l'espace puissance-vitesse que nous déterminerons.

Nous avons jusqu'à présent considéré  $Imr^*$  et  $\omega r^*$  comme des grandeurs de référence, qui doivent être déterminées par une tâche dite 'loi de commande'. Et l'élaboration des grandeurs de pilotage ( $Us$  ou  $Is$ ) était attribuée à une tâche complémentaire dite 'stratégie de contrôle'.

Dans l'application, la grandeur  $Imr$  n'est qu'une grandeur intermédiaire d'optimisation qui est masquée ensuite et qui n'intervient pas dans la commande de l'onduleur. Pour cela, nous établirons les lois de commande avec les références tension de l'onduleur et pulsation rotorique ( $V^*$ ,  $\omega r^*$ ) au lieu de ( $\hat{I}mr^*$  et  $\omega r^*$ ). Ces références seront tabulées à l'aide d'une matrice  $(V^*, \omega r^*) = f(C^*, \Omega)$ . Cette fonction est réalisée au travers du module intitulé 'lois de pilotage'.

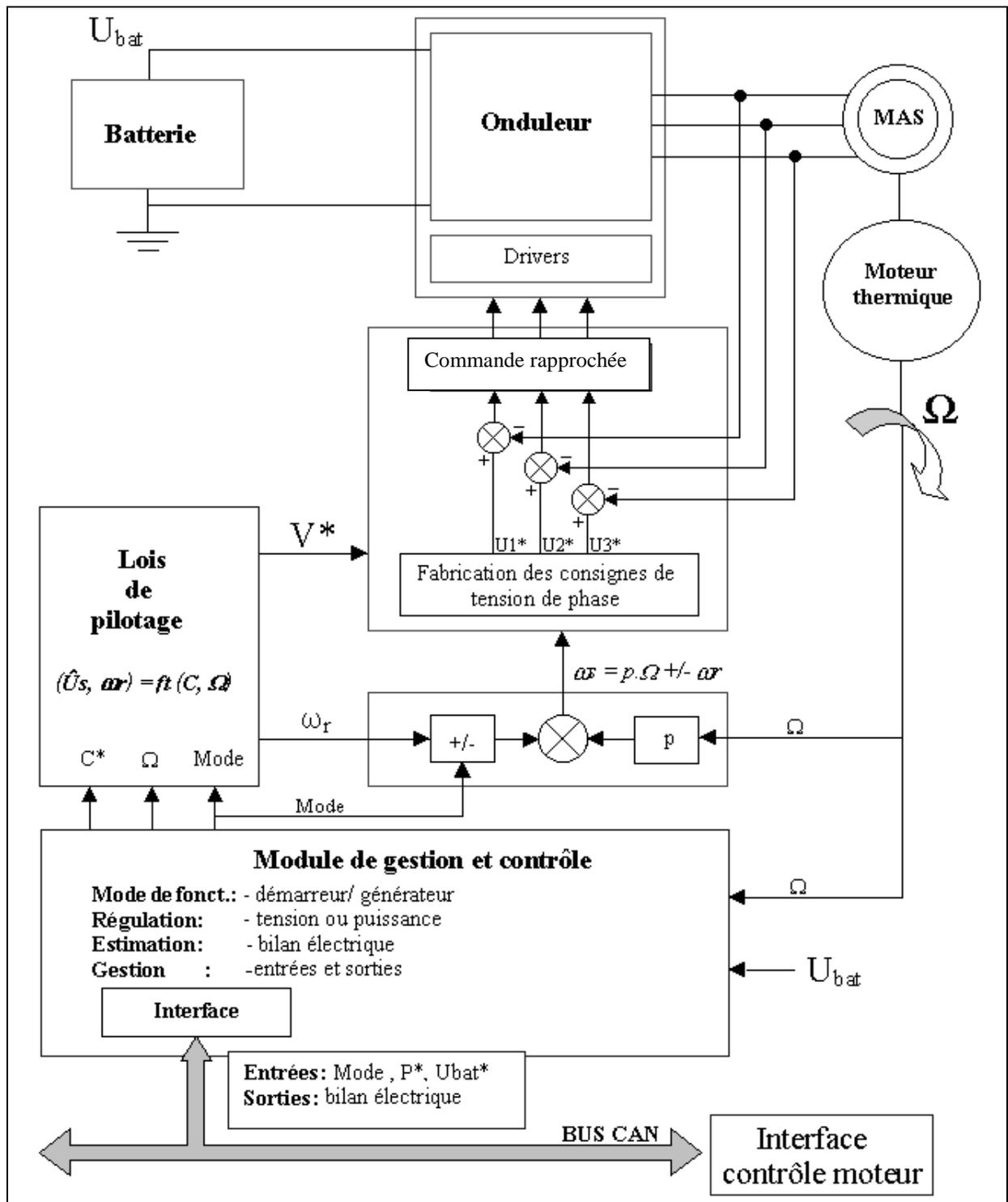


Fig. 2.8 Synoptique du système de commande de l'ADI

## 2.5 Méthode d'élaboration des lois de commande optimales

Ne disposant pas de calculateur capable d'effectuer des calculs complexes en ligne, nous utilisons une méthode d'optimisation hors ligne, pour élaborer les lois de commande qui seront tabulées ensuite dans une mémoire. Le synoptique de la méthode employée pour la recherche des références optimales sera détaillé au chapitre quatre.

### 2.5.1 Fonctionnement sinusoïdal

La recherche des références de commande optimale s'effectue de manière itérative, soit à partir d'un critère de couple pour une vitesse donnée en mode moteur, soit à partir d'un critère de puissance électrique pour une vitesse donnée en mode générateur, la commande retenue étant une commande à flux variable.

Les caractéristiques électromécaniques de la machine sont modélisées par des équations vectorielles sous fonctionnement sinusoïdal pur. Dans la zone de fonctionnement hors limitation en tension, on impose  $\omega_r T_r = 1$  pour maximiser le rendement. Lorsque la limitation de tension est atteinte, on recherche le flux nominal donc  $I_{mr}$  pour limiter l'amplitude de la tension de phase. On agit sur la composante du couple pour atteindre le critère objectif (Couple ou Puissance). Les références optimales  $\hat{I}_{mr}^*$ ,  $\omega_r^*$  identifiées doivent permettre d'élaborer les grandeurs de commande  $V^*$ ,  $\omega_r^*$  qui respectent les contraintes mentionnées. Par ailleurs, on établira les lois de commande  $(U_s^*, \omega_r^*) = f(C^*, \Omega)$ .

Si l'amplitude de la tension de consigne est inférieure à  $U_{bat}/2$ , la tension en sortie de chaque bras de pont sera une tension modulée en fréquence (*PWM*) dont le spectre comportera une composante basse fréquence conforme à la consigne  $V^*$ .

La figure 2.9.a illustre la tension en sortie d'un bras de pont  $V_{aM}$  qui est la différence de potentiel entre  $V_a$  et le potentiel commun du système  $M$  (*Masse batterie*). Si on considère la tension de phase, aux bornes d'un enroulement de la machine triphasée, son signal filtré aura une enveloppe sinusoïdale centrée par rapport au  $0V$ , d'amplitude égale à la tension de consigne  $V^*$  en couplage étoile (Fig. 2.9.b).

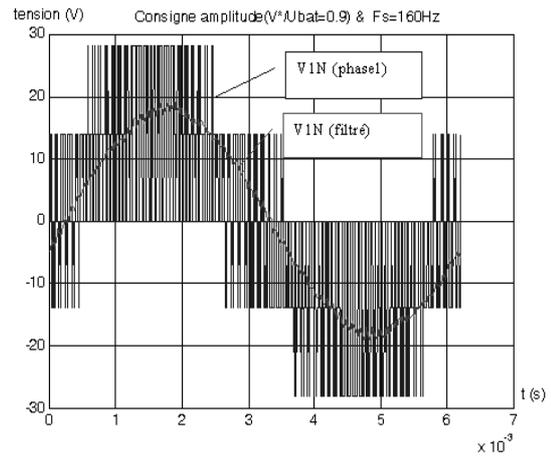
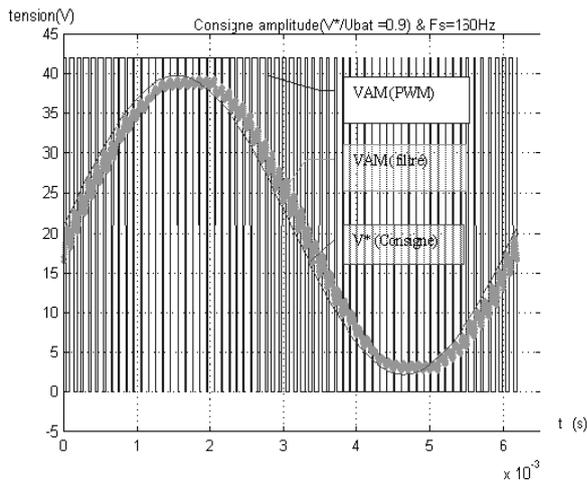


Fig.2.9.a Tension en sortie d'un bras de pont      Fig.2.9.b Tension aux bornes de la charge

Le fonctionnement dit sinusoïdal est valable tant que l'amplitude de la tension requise en sortie d'un bras de pont est inférieure à  $U_{bat}/2$ . Dans ce cas, nous avons linéarité entre la consigne de commande de l'onduleur  $V^*$  et la tension aux bornes des enroulements du stator de la machine.

Nous avons vu que le fonctionnement de la machine asynchrone à vitesse variable était très contraignant en raison des problèmes de limitation en tension d'alimentation. Ce problème est accentué dans le cas de l'ADI, du fait que la tension du réseau de bord  $U_{bat}$  est limitée, elle diminue avec la puissance prélevée sur la batterie en mode moteur, et elle est maintenue à 42V en fonctionnement générateur, en raison de la technologie des équipements électroniques du réseau de bord. De ce fait l'amplitude de la tension de phase  $\hat{U}_s$  aux bornes des enroulements de la machine sera limitée à  $U_{bat}/2$  ou  $\sqrt{3}U_{bat}/2$ , respectivement, en couplage étoile ou triangle, si on veut fonctionner en régime sinusoïdal pur.

## 2.5.2 Fonctionnement en surmodulation

La commande à flux variable permet de palier le problème de limitation de tension grâce au défluxage. En effet, ce mode de fonctionnement consiste à imposer un flux minimal, donc  $I_{mr}^*$  minimal. En contre partie on augmente la composante du couple  $\omega_r^* T_r$  pour atteindre le critère de puissance électrique. Ce fonctionnement engendre les pertes joules rotor et réduit par conséquent le rendement .

En effet, l'expression du couple en fonction de la tension  $U_s$  est définie par :

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \left( \frac{\hat{U}_s}{\omega s} \right)^2 \frac{\omega r Tr (1 + (\omega r Tr)^2)}{\left[ \frac{R_s}{\omega s} (1 + (\omega r Tr)^2) + \frac{L_m^2}{L_r} \omega r Tr \right]^2 + \left[ \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) (1 + (\omega r Tr)^2) + \frac{L_m^2}{L_r} \right]^2} \quad (2.59)$$

Pour des vitesses élevées ( $\omega s \neq \omega$ ), le couple crête est obtenu en annulant la dérivée du couple par rapport à la pulsation rotorique soit :

$$\omega r \approx \pm \frac{1}{Tr} \sqrt{\frac{\left( \frac{R_s}{\omega} \right)^2 + L_s^2}{\left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)^2 + \left( \frac{R_s}{\omega} \right)^2}} \quad (2.60)$$

Cette pulsation rotorique dépend de la vitesse de rotation et des paramètres de la machine. Pour permettre un fonctionnement optimal, c'est à dire, fournir la puissance électrique sur toute la plage de vitesse en optimisant le critère énergétique (rendement maximal), la machine doit fonctionner à flux nominal ce qui nous conduit à augmenter l'amplitude des tensions aux bornes des enroulements au delà la valeur maximale  $\pm U_{bat}/2$ .

On peut, en agissant sur la référence tension de commande  $V^*$  de l'onduleur, augmenter l'amplitude du fondamental des tensions de sortie au delà de  $U_{bat}/2$ , et ce jusqu'à  $2U_{bat}/\pi$  (*fonctionnement pleine onde*). Dans ces conditions, le fonctionnement est dit en 'surmodulation'. L'enveloppe des tensions en sortie de l'onduleur peut être assimilée à celle des tensions échantillonnées ; le fondamental continu de croître jusqu'à  $2U_{bat}/\pi$ . Ce mode de fonctionnement donne naissance à des harmoniques, qui se superposent au fondamental au sein des tensions de phases de la machine, et dont il faut tenir compte dans les différents modes de fonctionnement.

Nous allons donc étudier l'interaction des harmoniques sur le fonctionnement de la machine, pour ainsi définir les avantages et les défauts du mode 'surmodulation' par rapport au fonctionnement sinusoïdal pur. L'objectif est de mettre en place un calcul analytique 'simple', prenant en compte le fonctionnement non-sinusoïdal pur pour optimiser l'étude des lois de

commande, et déterminer la tension de commande de l'onduleur à partir des tensions de phases.

Pour imposer la tension phase  $U_s$  au delà de  $U_{bat}/2$ , nous devons augmenter l'amplitude de la tension de consigne. Pour un rapport  $V^*/U_{bat}=1.75$ , les tensions  $V^*$ ,  $V_{aM}$  et  $U_s$  sont représentées figures 2.10.a et 2.10.b.

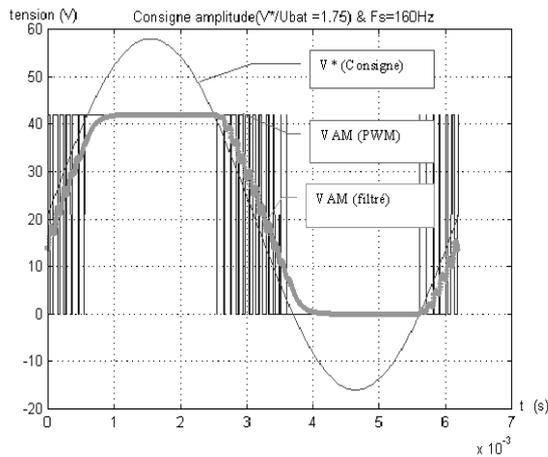


Fig. 2.10.a Tensions en sortie d'un bras de pont d'onduleur  $V_{aM}$  et la tension de consigne  $V^*$

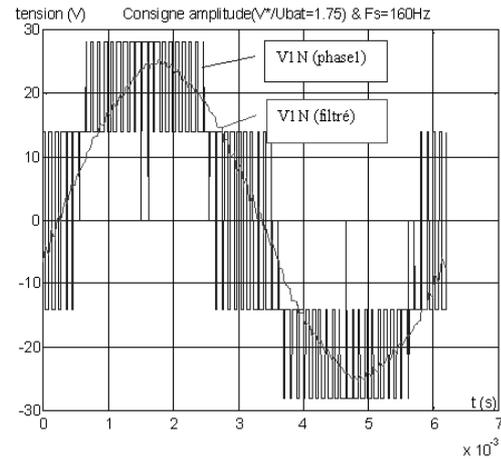


Fig. 2.10.b Tensions aux bornes d'une phase

La consigne  $V^*$  appliquée en entrée de l'onduleur ne peut être effectivement fournie par ce dernier, tant que sa valeur crête n'excède pas la tension d'alimentation de l'onduleur  $U_{bat}$ . Au delà, le phénomène d'écrtage se produit, qui engendre une non-linéarité entre la tension de commande  $V^*$  et l'amplitude des tensions en sortie de l'onduleur appliquées aux bornes de la machine.

### 2.5.2.1 Décomposition en série de Fourier d'une sinusoïde écrtée

Pour une tension de commande

$$V^*(t) = K_M \frac{U_{bat}}{2} \sin(\omega_s t) + \frac{U_{bat}}{2} \quad (2.61)$$

$K_M$  est appelé le taux de surmodulation

Pour  $K_M > 1$ , la tension  $V_{aM}$  (filtrée) est écrtée à un niveau  $V^* = U_{bat}$ , lorsque  $\omega_s t = \alpha$  tel que

$\sin(\alpha) = \frac{1}{K_M}$  (Fig. 2.11). On peut remarquer que plus la valeur de  $K_M$  augmente, plus l'écrtage

de la tension  $V_{aM}(t)$  tend à se produire pour de très petites valeurs de  $\alpha$ . Dans ce cas

l'enveloppe de la tension de sortie se rapproche d'un signal rectangulaire, dit 'pleine onde'. Si on note  $Va(t)$ , la tension  $VaM$  (filtrée), et  $\theta = \omega s.t$  on a :

$$\text{si } \theta \in [0 \quad \alpha] \cup [\pi - \alpha \quad \pi + \alpha] \cup [2\pi - \alpha \quad 2\pi]$$

$$Va(t) = K_M \frac{Ubat}{2} \cdot \sin(\theta) + \frac{Ubat}{2} \quad (2.62)$$

$$\text{si } \alpha \leq \theta \leq \pi - \alpha$$

$$Va(t) = Ubat \quad (2.63)$$

$$\text{si } \pi + \alpha \leq \theta \leq 2\pi - \alpha$$

$$Va(t) = -Ubat \quad (2.64)$$

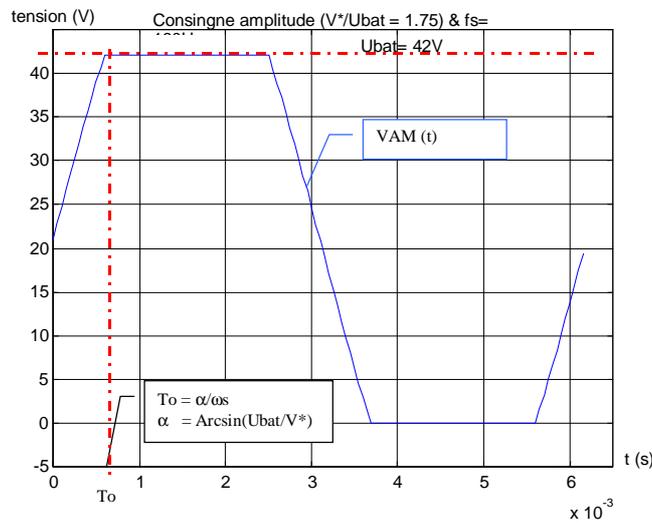


Fig. 2.11 Forme d'onde d'un signal écrêté  $Va(t)$ .

On peut simplifier le calcul des séries de Fourier de  $Va(t)$  en écrivant  $Va(t) = V'a(t) + Ubat/2$  et ramener l'étude à la décomposition de  $V'a(t)$ , qui est un signal impair symétrique autour de l'origine. On sait que sa décomposition en série de Fourier ne contient que des termes impairs en sinus et que ces termes peuvent être calculés en limitant l'intégration à la plage  $0 \pi/2$  soit :

$$bn = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} Va'(\theta) \cdot \sin(n\theta) \cdot d\theta = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} Va'(\theta) \cdot \sin(n\theta) \cdot d\theta \quad (2.65)$$

pour  $n=2p+1$  avec  $p=1,2,3...k$

$$bn = \frac{K_M Ubat}{n\pi} \left[ \frac{\sin[(n-1)\alpha]}{n-1} + \frac{\sin[(n+1)\alpha]}{n+1} \right] \quad (2.66)$$

pour  $n=1$

$$b_1 = \frac{K_M \cdot U_{bat}}{\pi} \left[ \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \quad (2.67)$$

Les deux autres bras de l'onduleur sont commandés de la même manière avec des tensions de consigne d'amplitude identiques à  $V^*$  et d'un déphasage de  $-2\pi/3$  et  $-4\pi/3$  successivement. On a donc un système de tensions triphasées et les sorties après filtrage s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{aM}(t) &= \frac{U_{bat}}{2} + b_1 \cdot \sin(\omega s.t) + \sum_{p=1}^k b_{2.p+1} \cdot \sin[(2.p+1).(\omega s.t)] \\ V_{bM}(t) &= \frac{U_{bat}}{2} + b_1 \cdot \sin\left(\omega s.t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{p=1}^k b_{2.p+1} \cdot \sin\left[(2.p+1).\left(\omega s.t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ V_{cM}(t) &= \frac{U_{bat}}{2} + b_1 \cdot \sin\left(\omega s.t + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{p=1}^k b_{2.p+1} \cdot \sin\left[(2.p+1).\left(\omega s.t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned} \quad (2.68)$$

En alimentant l'onduleur par une tension continue  $U_{bat}=42V$ . Pour une tension de commande de l'onduleur  $V^* = K_M \cdot (U_{bat}/2) \sin(\omega s.t) + U_{bat}/2$  avec  $0 < K_M < 2.5$ , nous avons représenté la variation des harmoniques  $h_i$  des tensions en sortie de l'onduleur à l'aide de leurs modules  $b_i$ .

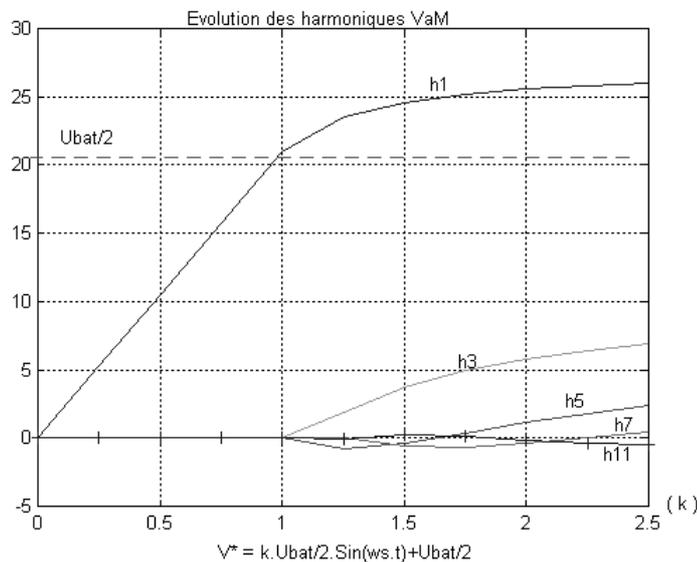


Fig. 2.12 Evolution des harmoniques de la tension  $V_{aM}$  en fonction du taux de surmodulation ( $K_M$ )

On peut constater d'après la figure 2.12, que pour  $K_M \leq 1$ , il y a linéarité entre l'amplitude de la consigne  $V^*$  appliquée à l'onduleur et celle du fondamental de  $V_{sM}$ .

Comme pour toutes les charges triphasées, l'harmonique 3 des tensions de phase est éliminé et les premiers harmoniques sont de rang 5, 7, etc... Nous rappelons également que leurs amplitudes dépendent du couplage des enroulements.

On limitera le fonctionnement en surmodulation pour  $K_M \leq 2$ , car au delà de cette valeur, l'augmentation du fondamental est très limitée. Par contre, les harmoniques 5 et 11..., qui sont injectés dans les tensions de phases croissent rapidement.

### 2.5.2.2. Equations vectorielles en régime établi

En considérant la machine linéaire, l'injection d'harmonique de tension par l'écrêtage de la tension aux bornes des enroulements va donner naissance à des harmoniques de courants que l'on peut évaluer, en considérant une impédance de rang  $k$  pour chaque harmonique de tension de rang  $k$ .

$$\bar{V}_S = \sum_k \bar{V}_{S_k} = \sum_k \bar{Z}_k \cdot \bar{I}_{S_k} \quad (2.69)$$

Le courant résultant s'obtient alors par superposition des différents harmoniques de courant.

$$\bar{I}_{S_k} = \frac{\bar{V}_{S_k}}{\bar{Z}_k} = \frac{\hat{V}_{S_k}}{\hat{Z}_k} \cdot e^{j(k \cdot \omega_{s1} t + \beta_k)} \quad (2.70)$$

$$\beta_k = \varphi_k - \arg(\bar{Z}_k) \quad (2.71)$$

On désigne par  $\bar{Z}_k$  l'impédance de rang  $k$  :

$$\bar{Z}_k = R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{\omega r_k \cdot Tr'}{1 + (\omega r_k \cdot Tr')^2} \cdot \omega s_k + j \cdot \omega s_k \cdot \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega r_k \cdot Tr')^2} \right] \quad (2.72)$$

où la pulsation électrique de l'harmonique  $k$  au stator est proportionnelle à la pulsation statorique fondamentale :

$$\omega s_k = k \cdot \omega s_1 \quad (2.73)$$

et la pulsation électrique de l'harmonique  $k$  au rotor est déduite de l'autopilotage en considérant toutefois l'inertie mécanique suffisamment importante pour que l'influence des harmoniques de couple, créés par les harmoniques de courant, n'engendrent pas d'harmoniques sur la vitesse :

$$\omega r_k = k \cdot \omega s_1 - \omega \quad (2.74)$$

On déduit le courant magnétisant :

$$\overline{\text{Im } r_k} = \frac{\overline{I_{s_k}}}{1 + j\omega_k \cdot Tr} = \frac{\hat{V}_{s_k}}{\hat{Z}_k \cdot \sqrt{1 + (\omega_k \cdot Tr)^2}} \cdot e^{j(k \cdot \omega_{s-1} t + \gamma_k)} \quad (2.75)$$

avec

$$\gamma_k = \varphi_k - \arg(\overline{Z}_k) - \arg(1 + j\omega_k \cdot Tr) \quad (2.76)$$

Soit le couple stationnaire résultant :

$$C_s = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \sum_k \hat{I}_{s_k} \cdot \overline{\text{Im } r_k} \cdot \sin(\beta_k - \gamma_k) \quad (2.77)$$

$$\beta_k - \gamma_k = \arg(1 + j\omega_k \cdot Tr) \quad \text{et} \quad \sin(\beta_k - \gamma) = \frac{\omega_k \cdot Tr}{\sqrt{1 + (\omega_k \cdot Tr)^2}} \quad (2.78)$$

d'où

$$C_s = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \sum_k \left\| \frac{\hat{V}_{s_k}}{\hat{Z}_k} \right\|^2 \frac{\omega_k \cdot Tr}{1 + (\omega_k \cdot Tr)^2} \quad (2.79)$$

Avec une tension de commande  $V^* = K_M U_{bat} / 2 \cdot \sin(\omega_s t) + U_{bat} / 2$  avec  $K_M \leq 2$  et  $f_r = -4\text{Hz}$ . Nous avons déterminé l'évolution des courants harmoniques ainsi que des pertes dans la machine pour un fonctionnement à  $2000\text{tr/mn}$  avec un couplage étoile.

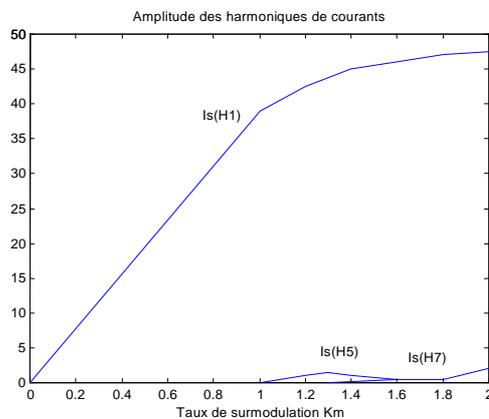


Fig. 2.13.a Evolution du courant fondamental et harmoniques en fonction de la tension de commande  $V^*$

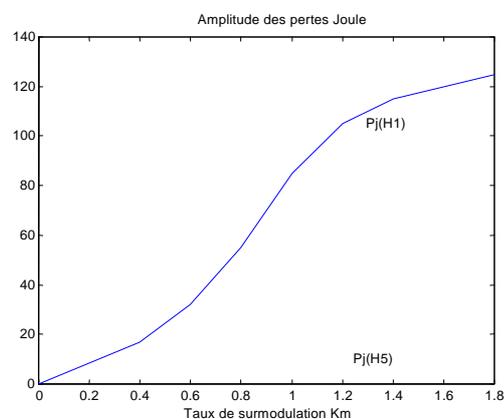


Fig. 2.13.b Evolution des pertes joules totales dans la machine en fonction de la tension de commande  $V^*$

On peut constater que les harmoniques de courant sont bien atténués par les impédances de la machine (Fig. 2.13.a), par voie de conséquence, les pertes Joule (Fig. 2.13.b) sont essentiellement liées au fondamental du courant. La figure 2.13.b montre que pour un indice  $K_M$  de surmodulation supérieur à 1, on peut augmenter le niveau de flux par augmentation du fondamental du courant sans pénaliser les performances.

### 2.5.2.3. Comparaison entre fonctionnement sous régime sinusoïdal et non sinusoïdal pur

Dans la plage de fonctionnement évoquée (800 et 5000tr/min), nous avons déterminé les puissances électriques maximales que peut fournir la machine en fonctionnement sinusoïdal pur et en surmodulation. Ces points de fonctionnement doivent respecter la densité de courant admissible qui correspond à un courant phase  $I_{S_{max}} \leq 100A$  en couplage étoile.

#### *Fonctionnement sinusoïdal pur*

Dans ce mode de fonctionnement, on agit sur  $V^*$  et  $fr$  pour augmenter la puissance électrique, avec un taux de surmodulation  $K_M \leq 1$ . Dès que la limitation de tension est atteinte  $K_M=1$ , l'augmentation de la puissance se fera en augmentant  $fr$ , ce mode est dit en littérature fonctionnement en défluxage. Bien entendu, le couple de valeur  $V^*$  et  $fr$  doit respecter la contrainte de courant spécifiée.

#### *Fonctionnement non sinusoïdal pur*

Tant que la contrainte de courant n'est pas atteinte, on fait augmenter la puissance en augmentant le taux de surmodulation  $K_M$  et ceci jusqu'à  $K_M=2$ . La fréquence rotorique  $fr$  est imposée à une valeur correspondant à  $\omega_r T_r = 1$ .

L'espace de fonctionnement obtenu par les deux modes est représenté sur la figure suivante.

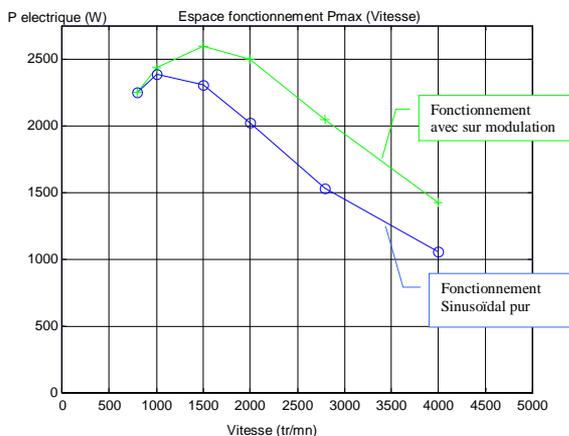


Fig. 2.14.a Espace de fonctionnement à puissance maximale

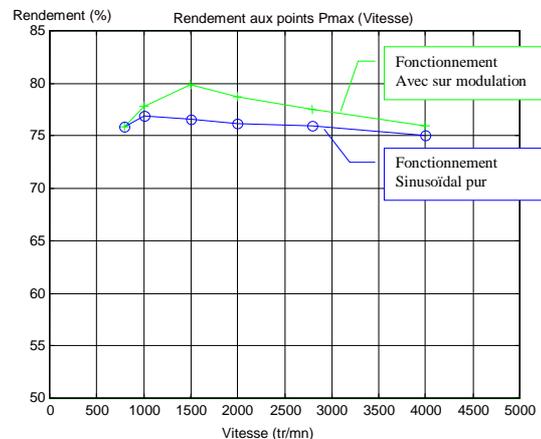


Fig. 2.14.b Rendement pour un fonctionnement à puissance maximale

### **Remarques :**

A partir de  $1500\text{tr}/\text{min}$ , le fonctionnement en surmodulation permet d'augmenter de  $500\text{W}$  la puissance électrique fournie par la machine, et ceci avec un meilleur rendement qu'avec un fonctionnement sinusoïdal pur. En effet, dans ce dernier mode de fonctionnement, pour augmenter la puissance électrique ou le couple électromagnétique, on impose un fonctionnement en régime 'défluxé' ce qui engendre des pertes Joule importantes dans le rotor.

Avec le fonctionnement en surmodulation, on peut continuer d'augmenter le flux pour accroître la puissance électrique ou le couple par l'intermédiaire du fondamental de la tension donc on a un meilleur équilibre entre la composante de flux  $I_{mr}$  et celle du couple  $\omega_r.T_r$ .

Une autre technique pour repousser les limites d'écrêtage des tensions simples dans un système triphasé aurait été l'injection d'harmonique  $h_3$  dans la consigne de commande  $V^*$  (cf ANNEXE E). Mais cette solution nécessite d'une part un codage spécifique de la consigne  $V^*$ , qui est différent selon le fonctionnement en sinusoïdal pur ou en surmodulation contrairement à la méthode de surmodulation naturelle citée précédemment. D'autre part, elle n'apporte pas de gain significatif dans notre système de pilotage. Pour ces raisons, l'injection de l'harmonique  $h_3$  n'a pas été utilisée.

Nous avons étudié essentiellement le cas du couplage étoile, mais la méthode que nous avons présentée est aussi valable dans le cas d'un couplage triangle. Ce couplage permettra de débiter des puissances plus importantes car pour la même tension de commande  $V^*$ , l'amplitude des tensions de phases est plus importante en couplage triangle.

## **2.6 Conclusion**

Le cahier des charges afférent à l'application alterno-démarrreur a été exposé en début de chapitre. Les critères qui permettent de déterminer les grandeurs de références donnant les objectifs optimaux ont également été développés en début de chapitre. A partir des considérations techniques de mise en œuvre de la commande, nous avons justifié le choix de la structure et de la stratégie de commande en fonction des différentes possibilités disponibles.

Le point fort de ce chapitre repose sur le fonctionnement sinusoïdal écrêté, appelé surmodulation, qui permet d'augmenter les performances de la machine notamment en mode alternateur malgré la limitation en tension inhérente à la batterie.

La méthodologie de recherche des lois optimales est esquissée. Elle sera développée dans le dernier chapitre, afin de montrer comment la saturation magnétique est prise en compte dans la commande optimale.

## *Chapitre 3*

# *Saturation de la machine*

Avant de prendre en compte la saturation, il faut savoir sur quel type de modèle nous allons travailler. Afin de conserver la structure à quatre paramètres présentée au premier chapitre, nous allons vérifier que toutes les grandeurs électriques restent sinusoïdales en présence de la saturation magnétique et par conséquent que la notion d'impédance reste valable. Cela permettra de modéliser la machine par un schéma équivalent qui servira pour la commande et dont on déterminera les éléments en fonction de son état magnétique. Nous proposons à cet effet, une méthode d'identification hors ligne afin d'obtenir les valeurs des paramètres du modèle. A partir des essais réalisés sur banc, l'étude des fonctions de sensibilités nous permet de critiquer les résultats obtenus.

### **3.1 Forme d'onde des grandeurs électriques en présence de saturation**

La force magnétomotrice créée par le courant circulant dans un bobinage engendre un flux dont la canalisation est réalisée suivant le chemin de plus faible réluctance, en l'occurrence le fer de préférence ou l'air par défaut. La perméabilité du fer est très grande par rapport à celle de l'air, ce qui traduit une propriété de bonne 'conduction magnétique' des matériaux utilisés dans les machines ou les transformateurs pour canaliser les flux magnétiques. Cependant, leurs perméabilités diminuent avec le champ magnétique, ce qui contribue à l'élévation des réluctances et à la limitation du flux ce qui se répercute sur la force magnétomotrice et par conséquent sur le courant. Ce phénomène de saturation magnétique peut être illustré par la figure 3.1 qui représente les essais d'un transformateur triphasé alimenté sous deux niveaux de tensions. Les analyses spectrales des courants et tensions (relevés au primaire) révèlent

l'apparition des harmoniques 3 et 5 dans une gamme de l'ordre de vingt pour cent par rapport à l'amplitude du fondamental. Ceci explique la déformation du courant lorsque le transformateur est saturé.

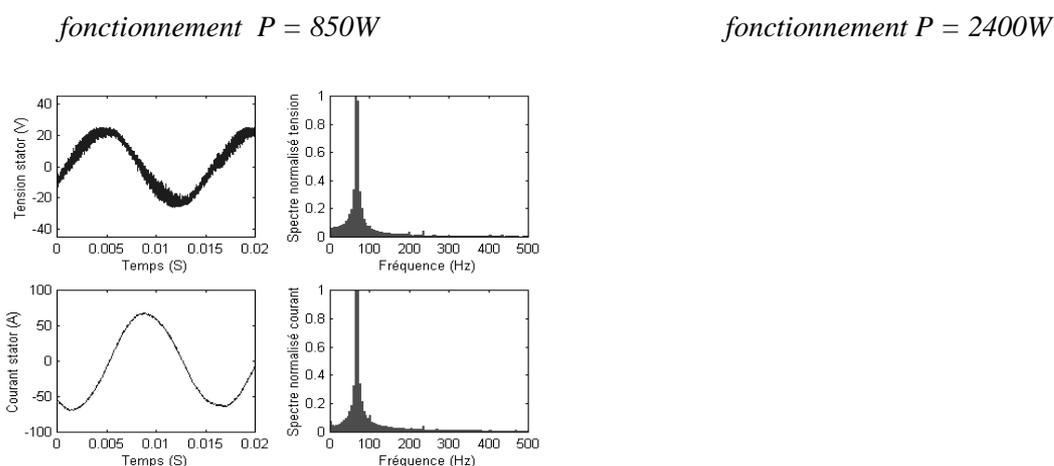
*Fonctionnement sans saturation  $V_{seff} = 60V$*

*Fonctionnement avec saturation  $V_{seff} = 220V$*

*Fig. 3.1 Effet de la saturation dans un transformateur triphasé*

Nous avons procédé à des essais en régime non saturé et saturé sur l'ADI en mode alternateur, afin de montrer un comportement différent de la machine asynchrone par rapport au transformateur vis à vis de la saturation magnétique.

La figure 3.2 montre les essais de l'ADI en mode alternateur à 850 tr/min respectivement à 850W et 2400W. Les analyses spectrales des courants et tensions dans les deux essais font clairement apparaître une raie unique correspondant au fondamental des signaux.



*Fig. 3.2 Essais de l'ADI en mode alternateur à 850 tr/min respectivement à 850W et 2400W*

Ainsi, en comparant les essais réalisés sur la machine et sur un transformateur, on s'aperçoit que dans le cas de la machine, même en régime saturé, les grandeurs électriques restent sinusoïdales. Dans ce cas la notion d'impédance reste valable.

On peut expliquer que la saturation magnétique ne produit pas les mêmes effets sur les grandeurs électriques en raison de la répartition géométrique des conducteurs. Dans le cas du transformateur, toutes les spires d'une même phase sont enroulées autour d'un même noyau de transformateur, par conséquent, si une saturation du flux se produit localement dans ce noyau, alors elle se répercutera en synchronisme sur toutes les spires de cette phase. En revanche, dans le cas de la machine asynchrone, tous les brins d'une même phase n'entourent pas le même circuit magnétique en raison de la répartition géométrique des conducteurs, par conséquent une saturation locale de l'induction ne se répercutera pas simultanément sur l'ensemble des spires d'une même phase.

## 3.2 Lignes de champ de la machine saturée

### 3.2.1 Répartition géométrique des bobinages

La disposition géométrique des enroulements est répartie sur plusieurs encoches. La figure 3.3 représente le dépliement d'un stator et illustre la répartition des conducteurs par phase. Ainsi on montre qu'entre les encoches séparées par les dents 1 et 2, tous les conducteurs appartiennent à la phase 1 ; en revanche entre les dents 2 et 3 il y a autant de conducteurs appartenant à la phase 1 et à la phase 2. Cette disposition des conducteurs permet d'obtenir une meilleure répartition spatiale du champ magnétique créé.

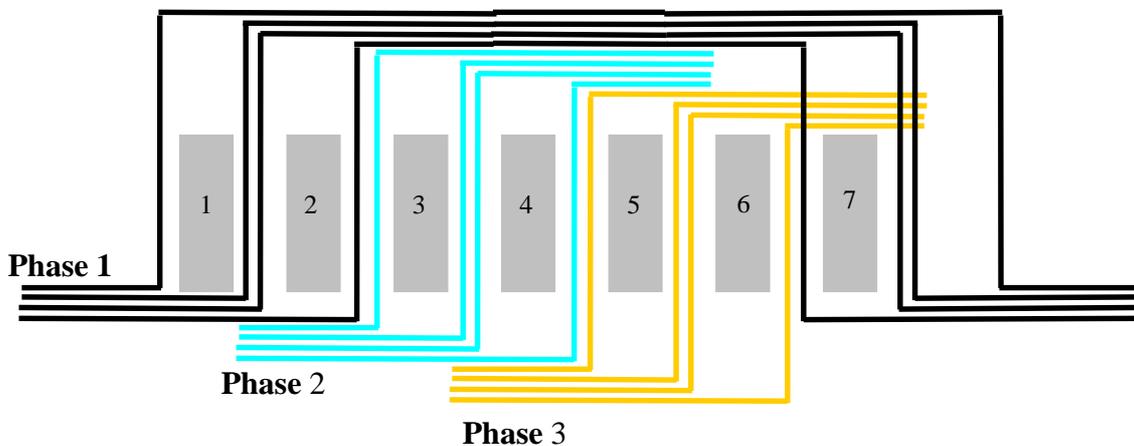


Fig 3.3 Répartition géométrique des bobinages

Nous allons maintenant visualiser la répartition spatiale et temporelle de l'induction dans l'entrefer afin de montrer l'effet de la répartition des conducteurs.

### 3.2.2 Répartition de l'induction magnétique

La figure 3.4 illustre la répartition de l'induction magnétique dans la machine pour un point de fonctionnement qui permet d'atteindre localement la saturation magnétique des tôles. Les résultats des calculs par la méthode des éléments finis ont été effectués pour une machine de géométrie similaire à la M1B mais de puissance supérieure. On remarque (Fig. 3.4) que grâce à la disposition des conducteurs d'une même phase sur plusieurs encoches, présentée dans le paragraphe précédent, on évite la saturation de toutes les encoches associées à une même phase.

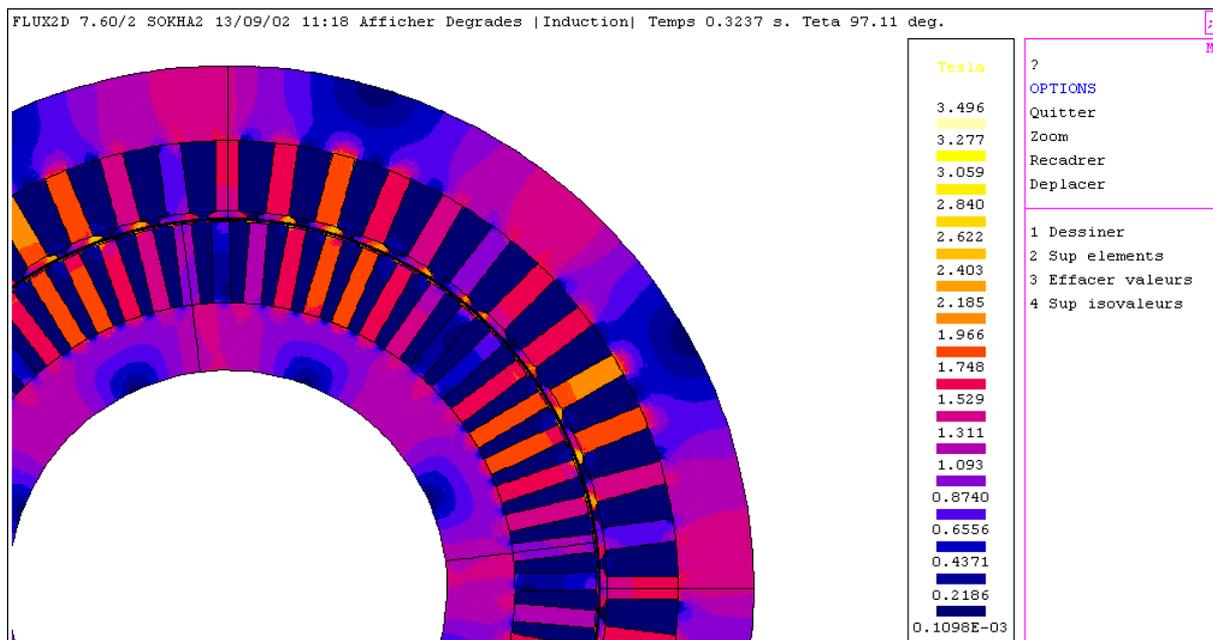


Fig. 3.4 Répartition de l'induction dans la machine ( $f_r=4\text{Hz}$  et  $\hat{I}_s=850\text{ A}$ )

La figure 3.5 montre la répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer créée par tous les conducteurs de toutes les phases. Les 'sauts' correspondent aux passages des encoches, dans lesquelles l'induction circule difficilement en raison de la faible perméabilité de l'air ou des conducteurs de cuivre qui remplissent ces encoches.

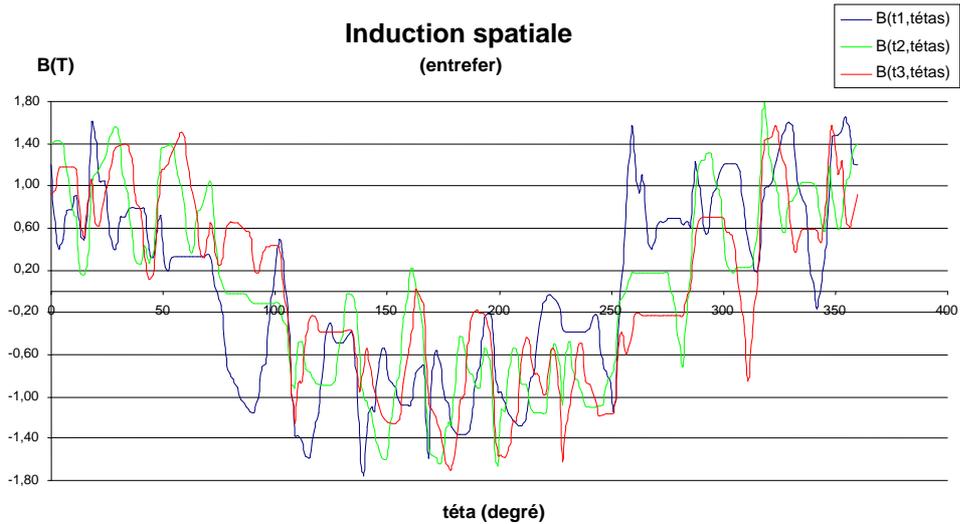


Fig. 3.5 Répartition spatiale de l'induction dans l'entrefer à trois instants différents

On aperçoit sur la répartition spatiale que l'induction monte localement au delà du coude de saturation des tôles. Cette répartition se décale dans l'espace en fonction de l'évolution temporelle des courants imposés. Bien que le fondamental de cette répartition semble sinusoïdal malgré les sauts d'encoches, il ne semble pas évident que les saturations locales ne déforment pas la répartition temporelle des flux, ce qui conduirait à une déformation des forces électromotrices. Il est donc nécessaire de calculer le flux qui traverse la surface fermée par chaque conducteur, puis le flux cumulé vu par une même phase pour se rendre compte que les saturations locales de l'induction n'affectent pas l'évolution temporelle des grandeurs électriques.

La figure 3.6 représente l'évolution temporelle du flux traversant la surface fermée par chaque conducteur. On s'aperçoit que l'évolution temporelle est sinusoïdale. Ceci est dû au fait que le calcul du flux pour une spire à un instant donné, résulte d'une moyenne spatiale de l'induction traversant la surface délimitée par le conducteur. La répartition spatiale des conducteurs d'une même phase aboutit à un déphasage des différents flux. La moyenne des flux récupérés par les différents conducteurs d'une même phase conduit à un flux équivalent vu par la phase. Cette moyenne lisse encore les harmoniques éventuels, ce qui conduit à une allure sinusoïdale du flux équivalent vu par phase.

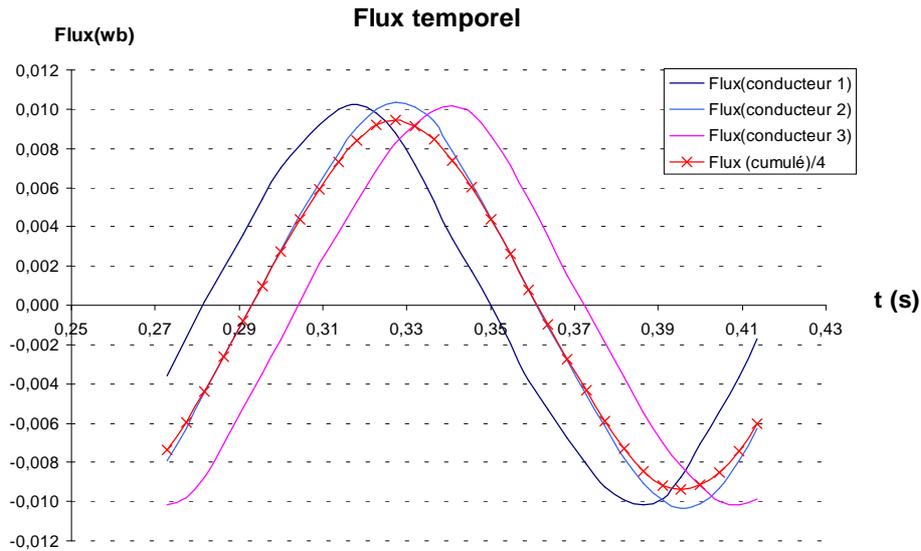


Fig. 3.6 Evolution temporelle du flux vu par les conducteurs

### 3.3 Impact de la saturation sur les performances

#### 3.3.1 Machine idéale (sans saturation)

Si on considère que les paramètres de la machine sont constants quel que soit l'état magnétique, l'évolution du couple en fonction de la pulsation rotorique s'exprime par :

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \hat{I}_s^2 \frac{\omega_r \frac{L_r}{R_r}}{1 + \left( \omega_r \frac{L_r}{R_r} \right)^2} \quad (3.1)$$

Pour un courant statorique crête  $\hat{I}_s$  constant, l'allure du couple correspondrait à l'illustration de la figure 3.7.

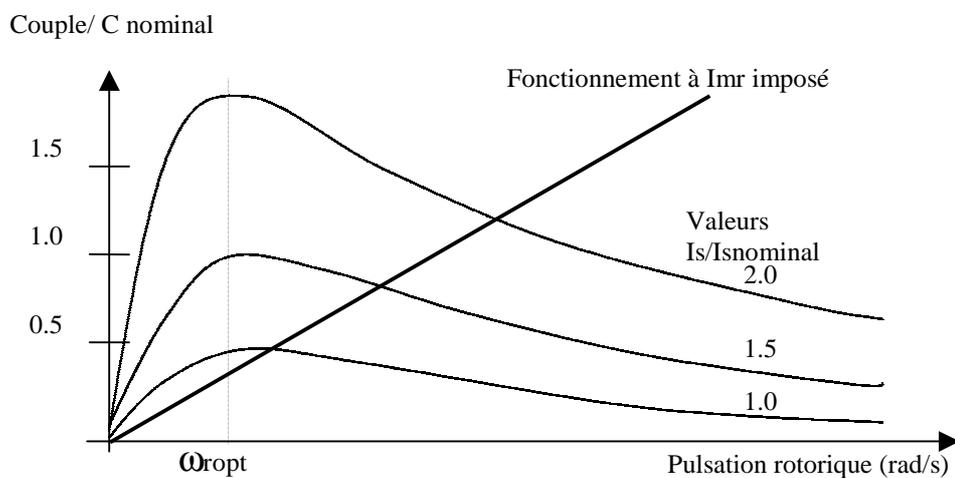


Fig. 3.7 Caractéristique du couple en fonction de la pulsation rotorique (machine linéaire)

Pour un courant  $\hat{I}_s$  imposé, le couple électromagnétique admet un maximum qu'il est aisé de déterminer en annulant la dérivée du couple par rapport à la pulsation rotorique

$$\frac{dC}{d\omega r} = 0 = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_s^2 \cdot Tr' \left( \frac{1 - (\omega r^2 \cdot Tr'^2)}{(1 + \omega r^2 \cdot Tr'^2)} \right) \quad (3.2)$$

ce qui donne lieu aux commandes optimales développées au second chapitre. En utilisant l'expression qui permet d'exprimer  $I_s$  à partir de  $Imr$ , soit :

$$\hat{I}_s^2 = \hat{I}mr^2 \left( 1 + \left( \omega_r \frac{L'_r}{R'_r} \right)^2 \right) \quad (3.3)$$

le couple s'exprime plus simplement

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L'_r} \hat{I}mr^2 \frac{L'_r}{R'_r} \omega r \quad (3.4)$$

En divisant le couple par la pulsation rotorique  $\omega r$  on obtient le rapport

$$\frac{C}{\omega r} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Rr'} \hat{I}mr^2 \quad (3.5)$$

Ce rapport est proportionnel au flux  $\Phi mr^2$ , si l'on suppose que  $Rr'$  ne varie qu'en fonction de la température. En traçant une droite passant par l'origine dans le plan couple-pulsation rotorique (Fig.3.7), les points d'intersections entre les courbes de couple et cette droite correspondent à des points de fonctionnement à flux constant dont l'amplitude est proportionnelle à la pente de la droite.

### 3.3.2 Machine réelle ( avec saturation)

Le couple électromagnétique dépend des paramètres  $Lm^2/Lr'$  et  $Lr'/Rr'$ , lesquels varient avec l'état magnétique (donc le flux rotor) qui est proportionnel au courant magnétisant

$$\Phi mr = Lm * Imr \quad (3.6)$$

La figure 3.8 représente l'évolution des paramètres prédéterminés théoriquement par J.M Biedinger lors de la conception de la machine M1B qui comporte 5 paires de pôles, 4 spires et 5 conducteurs par spire de section 132/100.

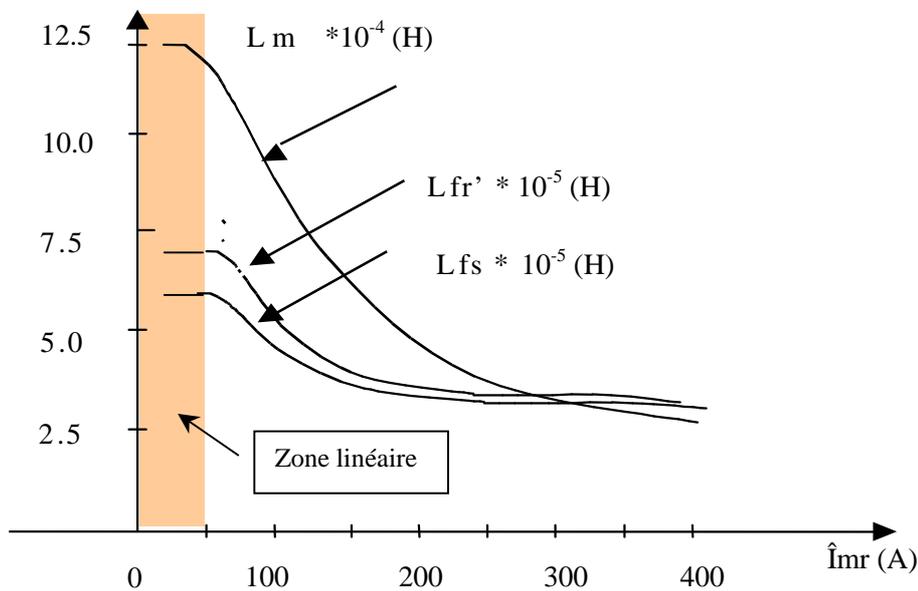


Fig. 3.8 Evolution des inductances en fonction de  $\hat{I}_{mr}$

Pour des fonctionnements à faible flux (zone linéaire), la caractéristique du couple est identique à celle d'une machine idéale ; les paramètres de la machine sont supposés constants, le couple ne dépend alors que de l'amplitude du courant et de la pulsation rotorique. Mais au delà de cette zone de fonctionnement, les valeurs des inductances diminuent avec l'augmentation du courant magnétisant et par conséquent la caractéristique du couple devient non linéaire. En effet, il convient de compléter l'expression du couple en fonction du courant magnétisant du rotor  $I_{mr}$ , en tenant compte de l'évolution des paramètres  $\frac{L_m^2}{L_r}$  et  $Tr$  pour ce même courant  $I_{mr}$ .

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} m_{(i_{mr})} \hat{I}_{mr}^2 Tr_{(i_{mr})} \omega_r \quad (3.7)$$

On peut alors établir la caractéristique du couple en fonction de la pulsation rotorique pour un flux constant, c'est à dire  $\hat{I}_{mr}$  constant. La figure 3.9 illustre l'évolution du couple selon une droite proportionnelle à la pulsation rotorique pour un niveau de flux imposé.

$$C = K(i_{mr})^* \omega_r \quad (3.8)$$

et, compte tenu de la variation des inductances en fonction de  $\hat{I}mr$ , il existe pour chaque couple électromagnétique, un binôme :  $(\hat{I}mr_i, \omega r_i)$  ou  $(\hat{I}s_i, \omega r_i)$  qui satisfait le fonctionnement optimal suivant le critère objectif .

La caractéristique du couple est présentée en figure 3.10. Pour un courant  $I_s$  imposé, le couple électromagnétique admet un maximum pour  $\omega r = \omega r_{opti}$ , qui dépend du niveau de flux et donc de  $I_m r$ .

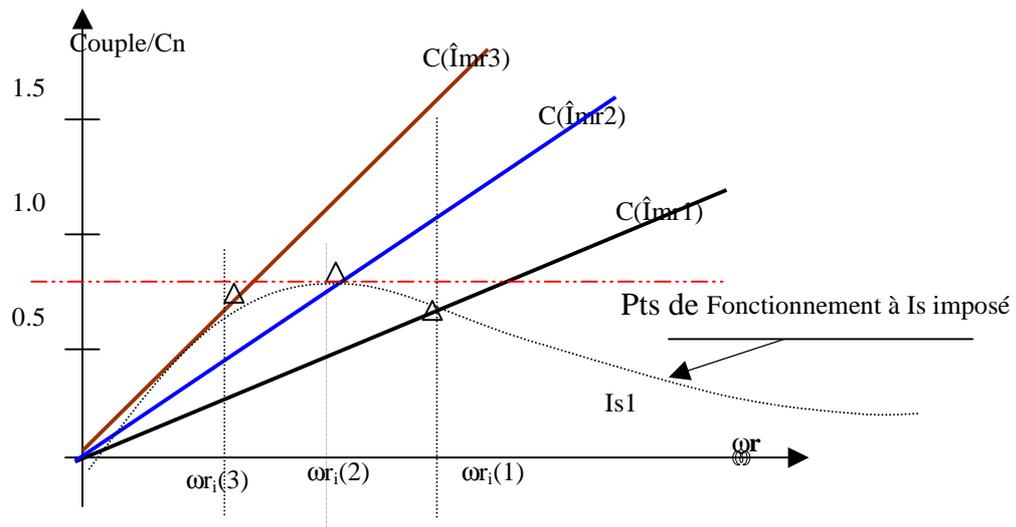


Fig. 3.9 Caractéristique du couple pour trois flux rotor imposés

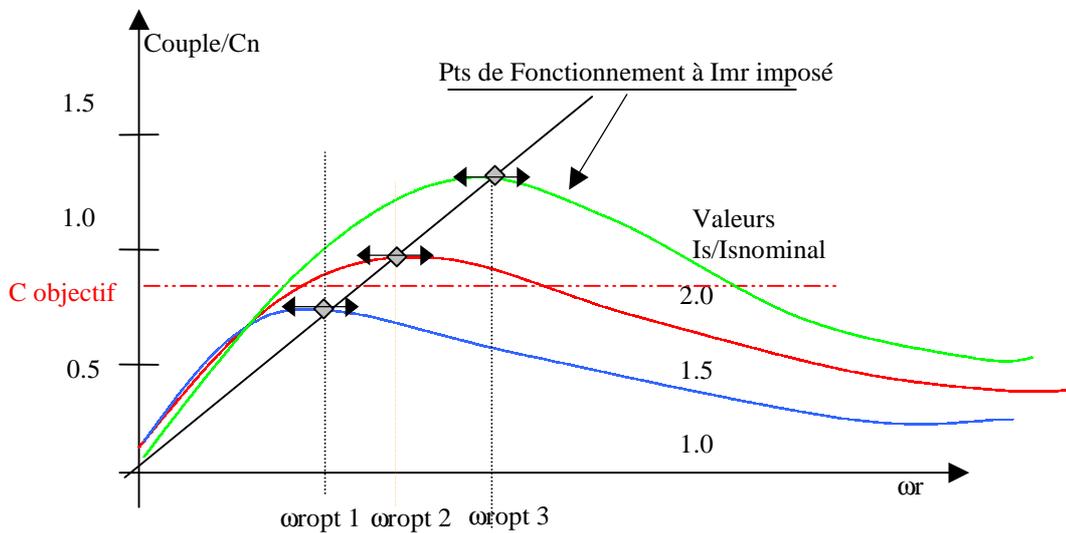


Fig. 3.10 Caractéristiques du couple pour une machine réelle (avec saturation)

**Remarques :**

*Au travers de ces deux cas de machine, nous pouvons constater que l'évolution des paramètres peut dégrader considérablement les performances de la machine.*

*L'emploi d'un courant excessif ou d'un courant mal orienté en raison d'une pulsation  $\omega^r$  différentes de  $\omega^{ropt}$ , implique des pertes Joule au stator et au rotor qui dégraderaient aussi les performances.*

*Il est donc important de bien déterminer l'évolution des paramètres de la machine pour déterminer les lois de commande optimales suivant les critères de fonctionnement et les contraintes associées.*

## **3.4 Identification des paramètres**

### **3.4.1 Principe d'identification**

On distingue deux catégories d'identification, la première est une identification '*en ligne*' et la seconde est une identification '*hors ligne*'.

L'identification '*en ligne*' est souvent mise en œuvre pour estimer les paramètres ou les variables d'états utilisés au sein de commandes vectorielles ou de commandes adaptatives nécessitant la prise en compte de l'évolution éventuelle des paramètres. Dans cette catégorie, on retrouve notamment les observateurs étendus de Luenberger et de Kalman [KALMAN][ZEIN]. L'identification en temps réel des paramètres de la machine asynchrone à l'aide de ces outils nécessite, d'une part, l'implantation de capteurs de courants dans la structure de pilotage et, d'autre part, de moyens de calcul suffisamment puissants pour dérouler l'algorithme d'estimation et effectuer ensuite le calcul relatif à la commande optimale [LORON].

L'identification '*hors ligne*' permet de déterminer en amont (de l'utilisation finale de la machine) le modèle comportemental de la machine par des essais plus exhaustifs et des algorithmes plus robustes, sans être limité par des contraintes temporelles. Cette approche permet de conserver pour l'application finale une structure de pilotage très simple et d'éviter ainsi une mise en œuvre plus onéreuse comme dans le cas précédent. L'identification '*hors ligne*' limite l'utilisation du modèle ainsi identifié à une machine spécifique. Cependant cette limitation n'est pas contraignante dans le cadre de notre étude.

### 3.4.2 Signaux de tests et acquisition

A partir du modèle retenu, nous allons définir le protocole d'essais et déterminer les grandeurs d'entrée et de sortie mesurables qui régissent le fonctionnement de la machine et qui renseignent sur son état énergétique, magnétique et thermique dont dépendent les différents éléments du modèle.

Considérons le couple électromécanique qui régit le fonctionnement de la machine asynchrone en régime stationnaire

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} \frac{Tr_{\alpha r}}{1 + (Tr_{\alpha r})^2} \hat{I}_s^2 \quad (3.9)$$

et qu'on exprime en fonction du courant magnétisant et de la température :

$$C = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r \alpha_r} \frac{Lr'}{R'_{r0}(1 + \alpha_r(\Theta_r - \Theta_{amb}))} \hat{I}_{mr}^2 \quad (3.10)$$

avec

$\Theta_r$  la température des conducteurs de la cage du rotor (aluminium)

$\Theta_{amb}$  la température ambiante

$\alpha$  le coefficient de variation de résistivité de l'aluminium

$R'_{r0}$  la résistance rotorique mesurée à température ambiante

On peut alors établir une relation de proportionnalité entre le couple et le carré du flux.

$$\frac{C(1 + \alpha_r(\Theta_r - \Theta_{amb}))}{w_r} = \frac{3}{2} p \frac{L_\mu^2}{R'_{r0}} I_{mr}^2 = \frac{3}{2} p \frac{1}{R'_{r0}} \Phi_{mr}^2 \quad (3.11)$$

d'où

$$\frac{C(1 + \alpha_r(\Theta_r - \Theta_{amb}))}{w_r} = k \Phi_{mr}^2 \quad (3.12)$$

Le rapport  $\frac{C(1 + \alpha_r(\Theta_r - \Theta_{amb}))}{w_r}$  détermine l'état magnétique de la machine car il est proportionnel au carré du flux. Si on augmente le couple dans les mêmes proportions que la pulsation rotorique on garantit un état magnétique constant et par conséquent on garde les valeurs des inductances constantes. Comme le couple est proportionnel au carré du courant statorique, le carré de ce dernier appartient à la droite d'équation 3.13 [LORENTZ 90].

Le courant statorique est lié au courant magnétisant du rotor par

$$\hat{I}_s^2 = \hat{I}_{mr}^2 \left( \frac{Lr}{Rr} \right)^2 \omega_r^2 + \hat{I}_{mr}^2 \quad (3.13)$$

Pour un état magnétique donné, les termes  $\hat{I}_{mr} \frac{Lr}{Rr}$  et  $\hat{I}_{mr}$  sont constants. Afin de déterminer les paramètres du modèle on procède à des essais pour différents états magnétiques de la machine. Pour chaque état magnétique, on relève 6 à 8 points de fonctionnement différents. Ces points correspondent à plusieurs couples pour différentes pulsations rotoriques et appartiennent tous à une même droite dans l'espace  $(\hat{I}_s^2, \omega_r^2)$  (Fig. 3.15). Pour chaque groupe de points appartenant à une même droite, nous recherchons le binôme  $Lm^2/Lr'$ ,  $Tr$  qui minimise la somme des écarts quadratiques entre les couples mesurés et les couples calculés à partir de ce binôme. Ensuite, en utilisant le binôme précédent, nous recherchons les paramètres  $R_s$ ,  $L_s - Lm^2/Lr'$ , qui minimisent la somme des écarts quadratiques entre les tensions mesurées et les tensions calculées à l'aide du modèle.

### 3.4.3 Contenu informationnel

L'identifiabilité est un élément essentiel de l'estimation des paramètres. Deux propriétés sont à la base de l'identifiabilité : l'unicité du modèle et le contenu informationnel des signaux.

La non unicité caractérise le fait que le modèle comporte un nombre plus important de paramètres qu'il n'est possible de déterminer à partir des équations du système : c'est pourquoi, le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone a été simplifié en ramenant les fuites au stator. **L'unicité** traduit le fait qu'il ne peut pas y avoir plusieurs jeux de paramètres pour un même essai.

**Le contenu informationnel** des signaux caractérise l'influence de chacun des éléments du système selon l'excitation appliquée sur celui-ci. Avant d'estimer les paramètres, il est donc nécessaire de déterminer les sensibilités de chacun des composants, afin de déterminer par exemple les zones de fréquences dans lesquelles il est intéressant 'd'exciter' le système.

La sensibilité d'un paramètre décrit l'influence sur le comportement du système que peut avoir une variation même minime de ce paramètre. Nous allons évaluer la sensibilité de chacune des deux variables par rapport au critère utilisé pour leur identification.

Considérons le premier critère utilisé pour déterminer le premier couple de paramètres  $Tr$  et  $\frac{Lm^2}{Lr'}$ . Celui-ci est caractérisé par la somme des écarts quadratiques entre le couple mesuré et le couple estimé. Considérons le couple estimé :

$$C = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \hat{I}_s^2 \cdot \frac{\omega_r Tr}{1 + (\omega_r Tr)^2} \quad (3.14)$$

La sensibilité de  $Tr$  s'exprime comme la variation relative du couple par rapport à la variation relative de  $Tr$ . Ce rapport est normalisé en le multipliant par  $Tr / C$ .

$$\frac{\partial C}{\partial Tr} \frac{Tr}{C} = \frac{1 - (\omega_r Tr)^2}{1 + (\omega_r Tr)^2} \quad (3.15)$$

Nous avons représenté figure 3.11 l'évolution en valeur absolue de cette sensibilité pour les modes moteur et générateur. On constate que cette sensibilité est optimale pour des fréquences rotoriques importantes. On voit également qu'elle s'annule pour tous les points de fonctionnement  $\omega_r Tr = 1$ . Les essais effectués dans cette dernière configuration ne pourront pas être retenus, car la fonction de sensibilité implique que les résultats d'identification de  $Tr$  pourraient être complètement erronés sans pour autant modifier l'estimation du couple.

*Fig. 3.11 Sensibilité du couple par rapport à  $Tr$  en mode moteur et en mode générateur*

Le second terme identifié à l'aide du couple est  $\frac{Lm^2}{Lr'}$ . Sa sensibilité normalisée est unitaire :

$$\frac{\partial C}{\partial \left( \frac{Lm^2}{Lr'} \right)} \frac{\frac{Lm^2}{Lr'}}{C} = 1 \quad (3.16)$$

Ceci indique que quel que soit l'essai effectué, la moindre variation aura une influence sur l'estimation du couple. Par conséquent, on peut identifier avec confiance ce paramètre dans tout l'espace de fonctionnement.

Le second jeu de paramètres est obtenu en minimisant la somme des écarts quadratiques entre les tensions mesurées et les tensions estimées. Seules les tensions estimées peuvent être influencées par des variations de paramètres.

Considérons la tension estimée :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \bar{I}_s \cdot \frac{\omega^s \omega^r Tr}{1 + (\omega^r Tr)^2} + j_{\omega^s} \bar{I}_s \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega^r Tr)^2} \right] \quad (3.17)$$

nous pouvons calculer sa sensibilité normalisée par rapport à  $R_s$

$$\frac{\partial U_s}{\partial R_s} \frac{R_s}{U_s} = \frac{R_s}{\sqrt{\left( R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{\omega^s \omega^r Tr}{1 + (\omega^r Tr)^2} \right)^2 + \left( \omega^s \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\omega^r Tr)^2} \right] \right)^2}} \quad (3.18)$$

Celle-ci est représentée sur la figure 3.12 pour les modes moteur et générateur. On constate qu'en mode moteur les essais seront plus sensibilisants dans les basses vitesses (inférieures à 100 tr/min) et pour des fréquences rotoriques faibles. En mode générateur, les essais seront plus sensibilisants pour des vitesses comprises entre 100 et 1000 tr/min et surtout pour des fréquences rotoriques faibles.

Fig. 3.12 Sensibilité de la tension par rapport à  $R_s$  en mode moteur et en mode générateur

L'inductance de fuite constitue le second paramètre obtenu à l'aide du critère sur les tensions.

La sensibilité normalisée du critère par rapport à  $Lfs$  s'exprime :

$$\frac{\partial U_s}{\partial \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right)} \frac{\left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right)}{U_s} = \frac{\sigma_s \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right)}{\sqrt{\left( R_s + \frac{Lm^2}{Lr'} \frac{\sigma_s \sigma_r Tr}{1 + (\sigma_r Tr)^2} \right)^2 + \left( \sigma_s \left[ \left( L_s - \frac{Lm^2}{Lr'} \right) + \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \frac{1}{1 + (\sigma_r Tr)^2} \right] \right)^2}} \quad (3.19)$$

Celle-ci est représentée sur la figure 3.13 respectivement pour les modes moteur et générateur

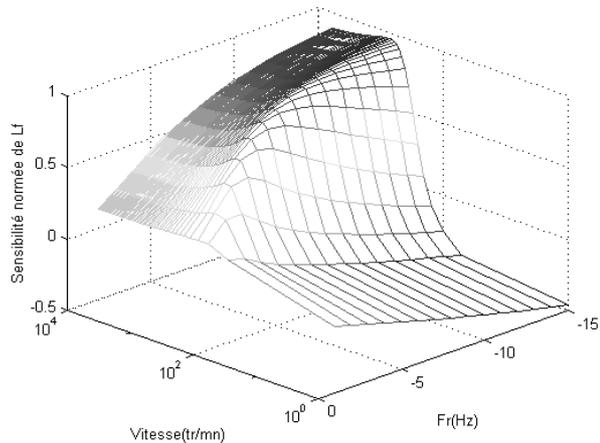


Fig. 3.13 Sensibilité de la tension par rapport à  $Lfs$  en mode moteur et en mode générateur

Dans les deux cas, plus la vitesse et la fréquence sont élevées, plus les essais seront significatifs quant aux résultats d'identification de l'inductance de fuite.

## 3.5 Validation expérimentale

### 3.5.1 Mise en œuvre

Nous disposons d'un banc d'essais au laboratoire de *Valeo Systèmes Electriques* à Créteil. Il est possible de configurer ce banc en tant que banc de charge ou d'entraînement ce qui permet de caractériser les machines électriques respectivement en moteur et en générateur.

Ce banc dispose de deux axes d'entraînement. Le premier, dit 'fort couple', permet de relever le couple moteur à vitesse imposée de 0 à 3000tr/mn, le couple est limité à 300 Nm. Le second dit 'faible couple', permet d'entraîner la machine électrique fonctionnant en génératrice. La vitesse de rotation peut-être réglée de 800 à 6000 tr/mn, le couple est limité à 85 Nm sur cet axe d'entraînement. La machine électrique à tester est placée dans l'enceinte climatique du

banc, ce qui offre ainsi la possibilité d'imposer les températures de fonctionnement (Fig. 3.14).

Le banc est équipé de capteurs pour la mesure des trois courants et des trois tensions machine, de la tension et du courant batterie, de la vitesse mécanique et du couple sur l'arbre d'entraînement. On dispose également d'un certain nombre de thermocouples placés sur le stator de la machine. Des essais par télémessures ont mis en évidence que la température du rotor et celle du stator étaient relativement proches avec des écarts ne dépassant pas dix degrés : par conséquent nous avons considéré tout au long des essais les températures au rotor identiques à celles du stator. Les données rapatriées vers la baie d'acquisition sont filtrées par un filtre du type passe bas d'ordre 2 à 10 kHz.

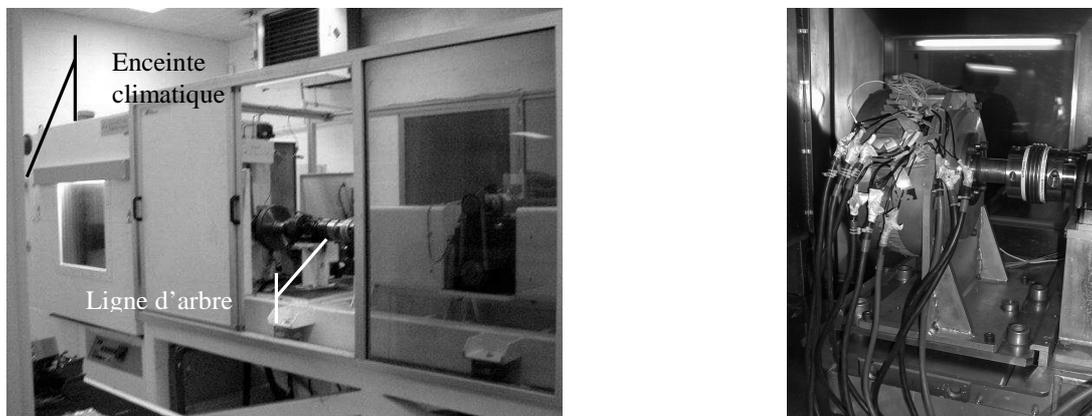


Fig. 3.14 Banc d'essais et montage de la machine dans l'enceinte climatique

Le montage électronique mis en œuvre pour piloter la machine asynchrone est un système de contrôle par autopilotage associé à un onduleur MLI alimenté et régulé en tension. On peut, par action sur les paramètres de commande que sont la tension de consigne  $\hat{U}_s$  et la fréquence de glissement  $f_r$ , imposer un point de fonctionnement à la machine soit en mode moteur soit en mode générateur.

La fréquence rotorique  $f_r$  est fournie par un générateur de fréquence auquel on ajoute ou soustrait les impulsions provenant du capteur incrémental mesurant la vitesse mécanique. La source d'alimentation de l'onduleur est soit, une source réversible de  $20kW$ , soit un lot de trois batteries de  $12V$  mises en série.

En mode moteur, les essais sont effectués à vitesse réduite ( $0$  à  $800tr/mn$ ) pour avoir des courants élevés dans les enroulements du stator, de manière à imposer des fonctionnements à des niveaux importants de saturation. Ces essais permettent de mettre en évidence et d'étudier le phénomène de saturation sur les inductances et de bien sensibiliser la résistance  $R_s$ .

En mode générateur, les essais sont effectués à des vitesses plus importantes (800 à 4000 tr/mn).

Afin d'éviter un échauffement de la machine, pour chaque point d'essai, les consignes sont appliquées et sont maintenues pendant un court instant relativement à la dynamique thermique. Pendant cet instant nous enregistrons toutes les grandeurs requises pour identifier les paramètres ; seules les valeurs enregistrées en régime électrique établi seront exploitées.

Les lois de commandes prédéterminées à l'aide des paramètres théoriques (données de J.M Biedinger) permettent d'orienter les choix des valeurs de  $\hat{U}_s$  et  $f_r$  pour imposer le fonctionnement à flux constant. Par ailleurs, tous les essais sont réalisés en régime sinusoïdal pur afin d'éviter la présence de courants harmoniques issus de la surmodulation, et qui rendraient plus délicate l'analyse des signaux en vue de l'identification des paramètres.

### 3.5.2 Résultats

Pour différentes valeurs de  $\frac{C(1+r(\Theta_r - \Theta_{amb}))}{w_r}$ , c'est à dire différents états magnétiques de la machine, nous avons sélectionné 6 à 8 points de fonctionnement. Ces points doivent vérifier une appartenance à la droite décrite par l'équation (3.13). Nous avons représenté figure 3.15 l'ensemble des mesures effectuées. On peut vérifier que pour chaque état magnétique de la machine, les points de fonctionnement semblent appartenir à des droites de pentes différentes.

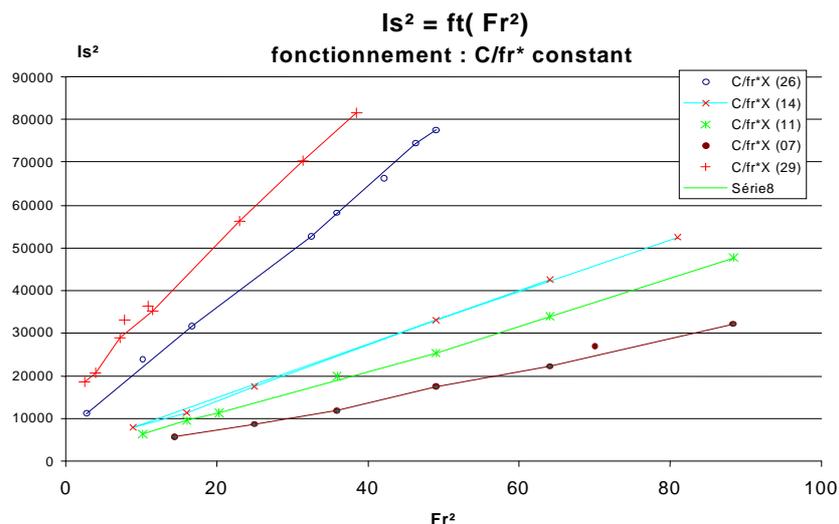


Fig. 3.15 Tracé des essais dans le plan  $I_s^2$  en fonction de  $f_r^2$  pour différents états de magnétisation de l'ADI

Les résultats d'identification sont présentés figures 3.16, 3.17 et 3.18.

La résistance  $R_s$  a été estimée à température ambiante ( $25^\circ\text{C}$ ) pour une valeur comprise entre 26 (à faible vitesse) et  $30 m_{\mathcal{O}}$  (à vitesse élevée). Ce résultat semble cohérent avec les  $26 m_{\mathcal{O}}$  donnés par la mesure de la résistance statorique.

La **résistance rotorique** est déduite des estimations de  $Lm^2/Lr'$  et  $1/Tr$  puisque :

$$Rr = Lm^2/Lr' * 1/Tr \quad (3.20)$$

La valeur estimée est alors comprise entre  $6.8 m_{\mathcal{O}}$  et  $9.0 m_{\mathcal{O}}$  ce qui est du même ordre de grandeur que les  $8.5 m_{\mathcal{O}}$  estimés lors de la conception par J.M Biedinger.

L'identification de **l'inductance de magnétisation**  $Lm^2/Lr'$  est conforme à celle prédite théoriquement lors de la conception (Fig. 3.16). La loi d'évolution en fonction du courant de magnétisation  $\hat{I}_{mr}$  met en relief la saturation magnétique de la machine avec le courant magnétisant croissant.

On remarque un affaissement de  $Tr$  dans la zone linéaire : ceci s'explique par le fait que la résistance rotorique est plus faible dans les basses fréquences que dans les hautes fréquences.

L'identification de **l'inductance de fuite**  $L_s - Lm^2/Lr'$  semble en revanche donner de moins bons résultats que pour les autres paramètres. Au delà d'un courant magnétisant de  $100A$ , les estimations divergent (Fig. 3.18). Ceci s'explique, d'une part, par les faibles valeurs des fuites et, d'autre part, par le fait que les essais, donnant les points au delà des  $100A$ , ont été réalisés pour des vitesses très faibles (inférieures à  $100tr/min$ ), la sensibilité du critère permettant l'identification des fuites est faible pour ces points de fonctionnement. Par conséquent les erreurs commises sur les fuites ne produisent aucun effet sur la variation du critère permettant leur identification.

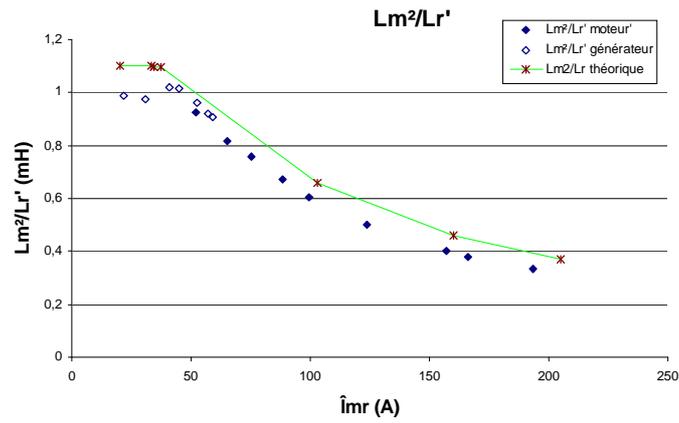


Fig. 3.16 Résultat d'identification de l'inductance magnétisante

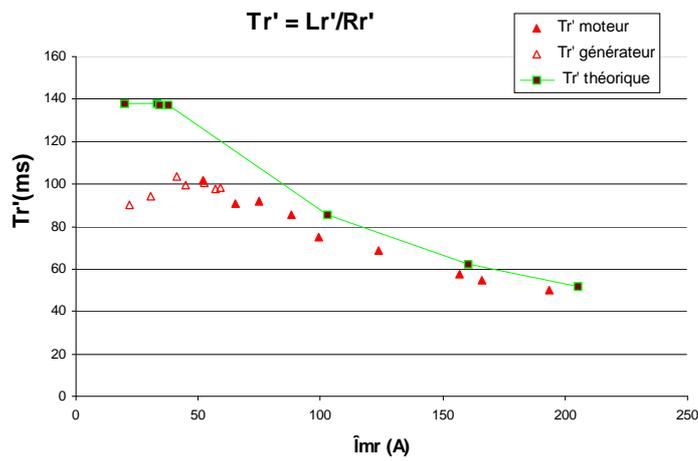


Fig. 3.17 Résultat d'identification de la constante de temps rotorique

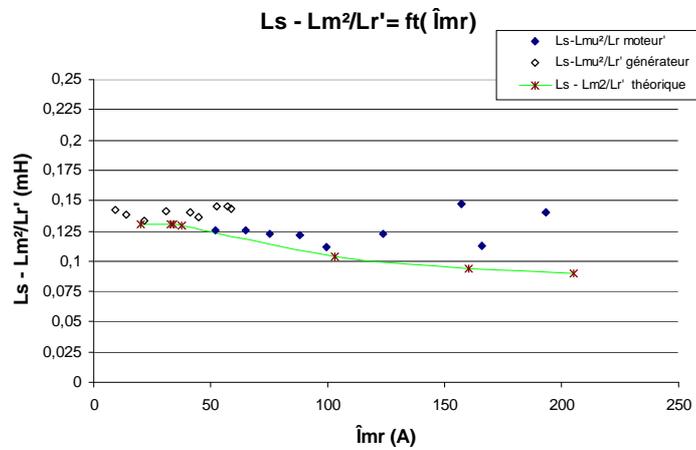


Fig. 3.18 Résultat d'identification de l'inductance de fuite

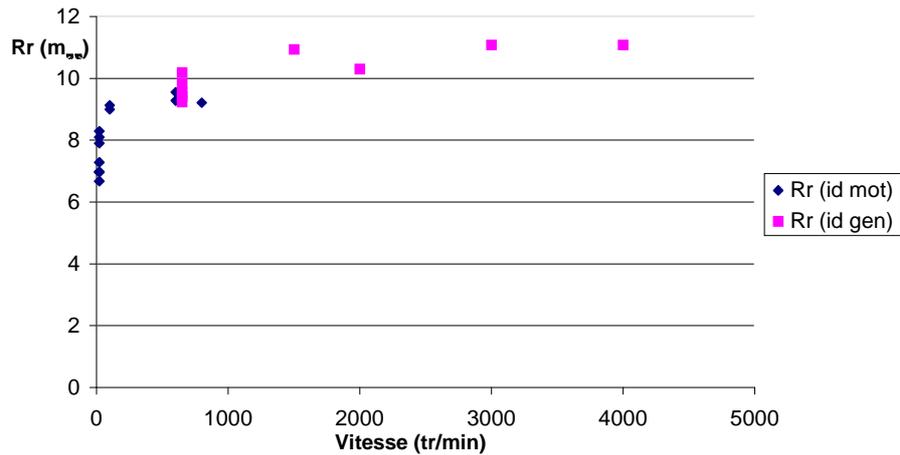


Fig. 3.19 Evolution de la résistance rotorique en fonction de la vitesse

La figure 3.19 montre les résultats d'identification de la résistance rotorique  $R_r$ . Cette résistance évolue en fonction de la fréquence des courants induits sur le rotor. La figure 3.19 montre qu'elle augmente en fonction de la vitesse. Cette augmentation explique l'affaiblissement de la constante de temps  $T_r$  pour les faibles états de magnétisation de la machine (Fig. 3.17). Ces points correspondent en effet à des essais réalisés en mode générateur et donc pour des vitesses supérieures à  $850 \text{ tr/min}$ .

### 3.6 Conclusion

La première partie du chapitre a servi à montrer que les formes d'onde des courants ne sont pas altérées par la saturation magnétique, comme nous avons l'habitude de le voir dans le cas des transformateurs, par exemple, et que par conséquent, pour l'ADI, la notion d'impédance restait valide pour le modèle de la machine même en présence de saturation magnétique, avec cependant une évolution des paramètres inductifs. Nous avons montré la nécessité de prendre en compte leurs évolutions pour garantir la conservation des performances de la machine. Une méthode d'identification hors ligne a donc été mise en œuvre afin d'obtenir les valeurs des quatre paramètres du modèle dont les résultats semblent coïncider avec ceux déterminés en théorie lors de la conception. Les dispersions des résultats obtenus ont été justifiées à l'aide des fonctions de sensibilisation, qui permettent de déterminer quels sont les essais les plus significatifs pour l'identification des paramètres. La machine en mode saturé peut donc être représentée par un schéma à paramètres localisés dont les valeurs des inductances diminuent lorsque la saturation est croissante. Ce modèle est celui retenu pour déterminer les lois de commande optimale avec saturation qui seront exposées dans le chapitre suivant.

# *Chapitre 4*

## *Elaboration des lois de commande pour une machine saturée*

Maintenant que le modèle est bien défini et que l'on connaît l'évolution des valeurs des paramètres en fonction de l'état magnétique et thermique de la machine, il est aisé de trouver les grandeurs de référence qui maximisent le couple en mode démarreur ou le rendement en mode générateur. La méthode de recherche des grandeurs de référence est ici présentée ainsi que les résultats qui mettent en valeur l'intérêt du fonctionnement en surmodulation pour accroître la puissance malgré la limitation en tension imposée par l'alimentation. Une étude de robustesse des lois de commande est présentée en fin de chapitre.

### **4.1 Prise en compte de la saturation dans l'élaboration des lois de commande**

#### 4.1.1 Organigramme de recherche des lois de commande

La recherche des lois de commande optimales consiste à déterminer les références de commande  $[\omega_r$  et  $U_s]$ , qui permettent d'atteindre les objectifs fixés en mode démarreur et en mode alternateur et qui garantissent les contraintes pour chaque point de fonctionnement de l'application (vitesse et température imposées). La prise en compte de la saturation magnétique rend difficile cette recherche. En effet, les valeurs des inductances dépendent de la valeur du courant magnétisant et réciproquement.

Etant donné que nous connaissons les modèles d'évolution des inductances en fonction du courant magnétisant, nous pouvons imposer ce courant et calculer les valeurs des inductances. A partir de ces valeurs, nous pouvons alors calculer la pulsation rotorique qui permet d'atteindre l'objectif fixé (couple ou puissance), puis à l'aide des équations de la machine en déduire les

performances électromécaniques ( $C, P, \omega, I_s$ ), ainsi que la tension  $U_s$  qu'il faut appliquer aux bornes de la machine pour pouvoir imposer le courant magnétisant que nous nous sommes fixés précédemment. Une fois les références de commande déterminées, nous vérifions les contraintes physiques que sont : la limitation en tension, le courant maximal de la batterie, ainsi que la densité de courant imposée dans les enroulements de la machine. Si ces contraintes sont respectées nous regardons alors le rendement obtenu avec le nouveau couple de référence  $[\omega_r(k), U_s(k)]$  par rapport au rendement obtenu avec le couple de valeurs initial  $[\omega_r(i), U_s(i)]$ : si il est meilleur on mémorise le nouveau couple de valeurs. Par contre, si les contraintes ne sont pas vérifiées ou si le rendement obtenu n'est pas meilleur, on réitère les opérations précédentes avec un courant magnétisant plus important.

Le processus employé pour élaborer les lois de commande et déterminer les performances de la machine est résumé sur les organigrammes présentés figures 4.1 et 4.2.

Il est à noter que dans le mode démarreur, il n'est pas nécessaire de rechercher la valeur du taux de surmodulation, car le fonctionnement en régime sinusoïdal est suffisant pour atteindre l'objectif fixé, tout en garantissant les contraintes. En revanche, dans le mode de fonctionnement en mode alternateur, il est nécessaire de rechercher un mode éventuel de fonctionnement en surmodulation afin de garantir un rendement optimal.

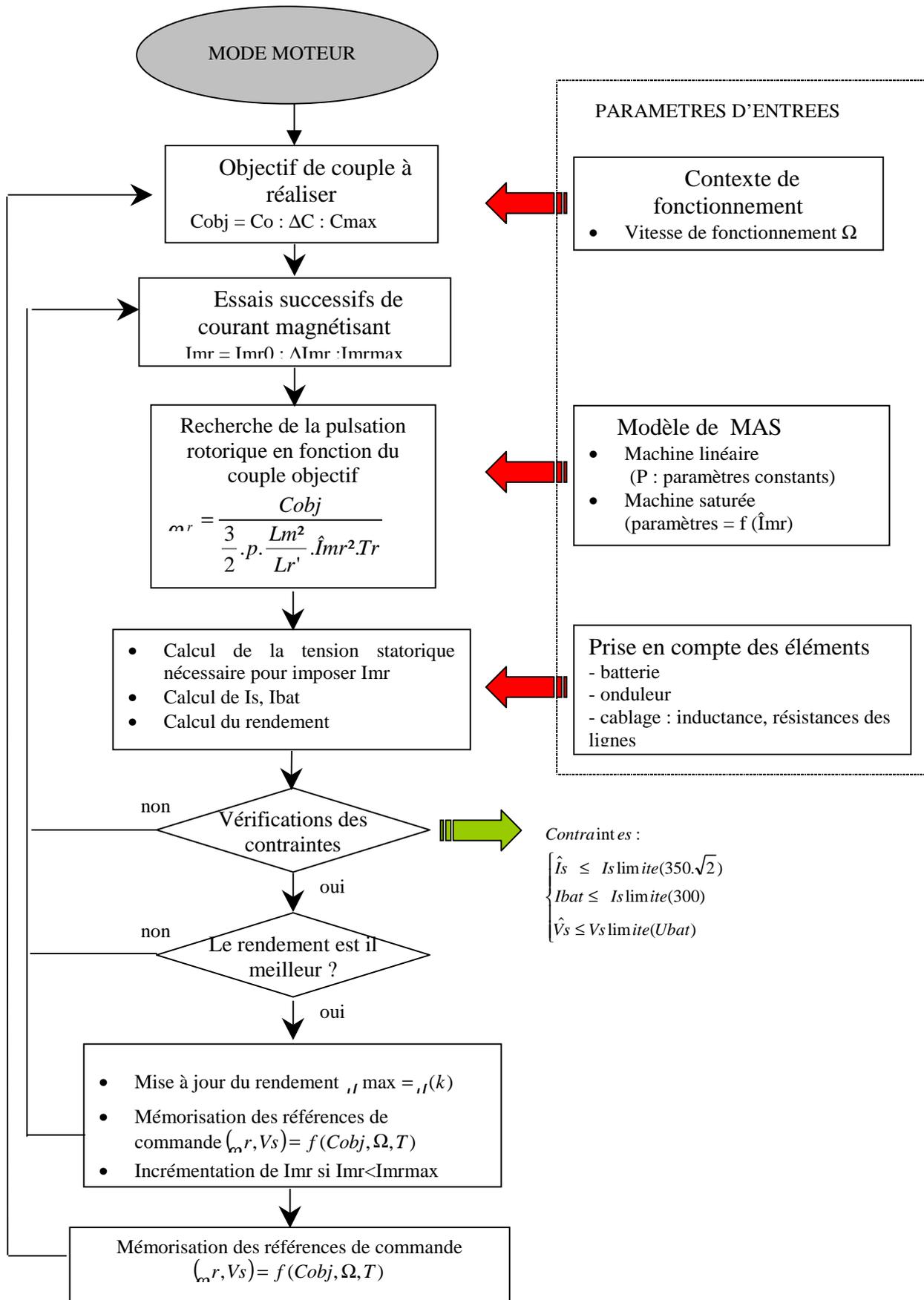


Fig 4.1 Organigramme de recherche de la commande optimale en mode démarreur

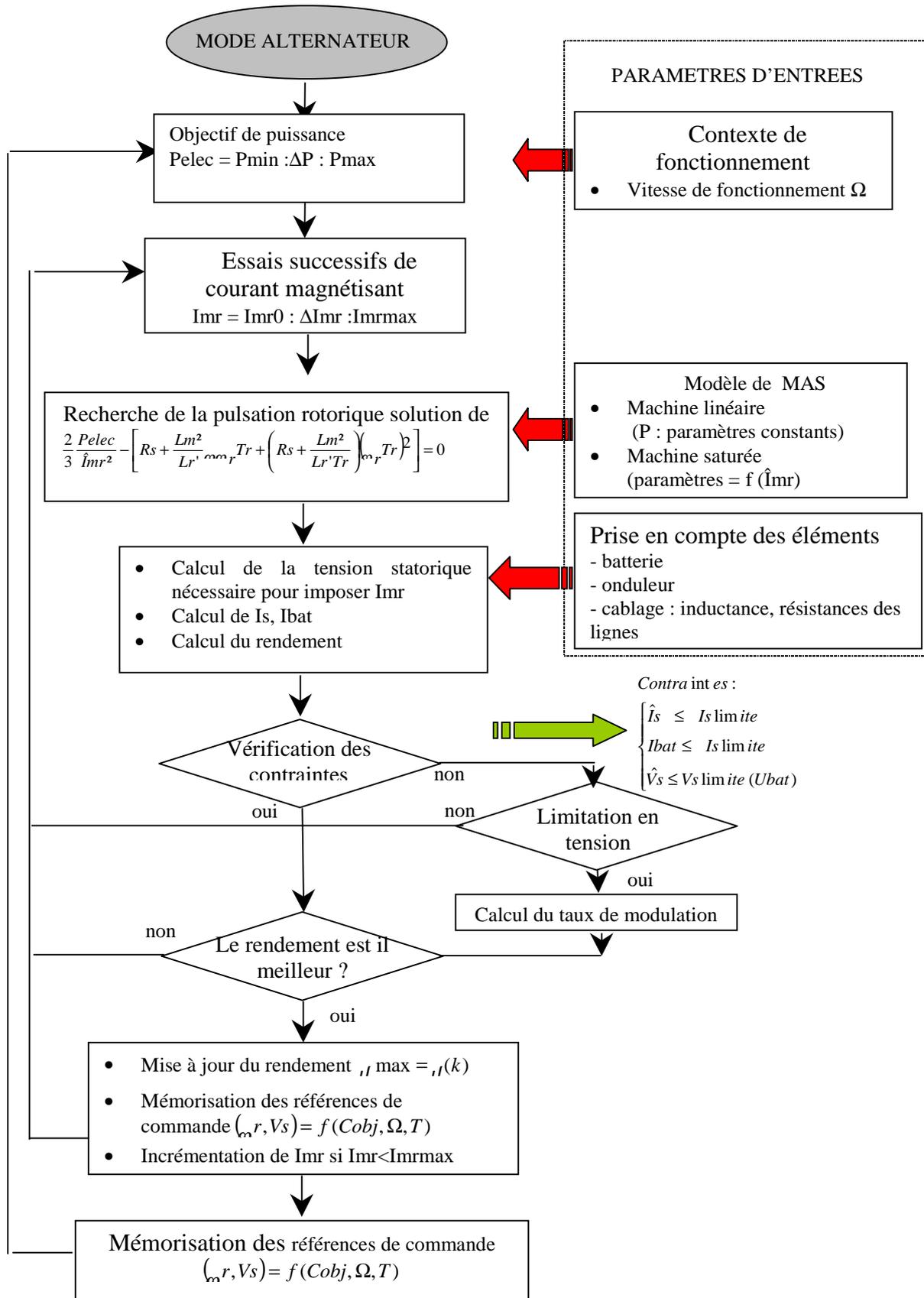


Fig 4.2 Organigramme de recherche de la commande optimale en mode alternateur

#### 4.1.2 Modèles utilisés dans les simulations

Comme nous l'avons vu dans le chapitre trois, les paramètres identifiés correspondent sensiblement aux paramètres théoriques définis lors de la conception de la machine. Ces données ont été calculées à partir de conditions de fonctionnement très diverses (moteur ou alternateur, couple élevé ou faible, machine fortement saturée ou non).

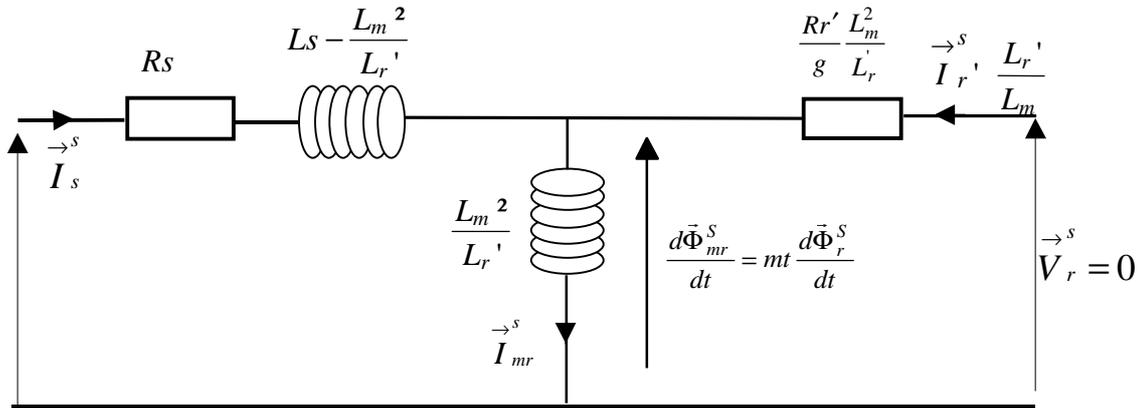


Fig 4.3 Schéma à constantes localisées utilisé

Dans le même esprit, nous tenons compte des variations thermiques des résistances à l'aide des lois ci-dessous et des coefficients de dérive thermique du cuivre et de l'aluminium respectivement pour les résistances du stator et du rotor.

La dérive thermique de la résistance rotorique est prise en compte au travers de la dérive de la constante de temps  $Tr$  identifiée au chapitre 3.

$$R_s(\theta) = 26 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 3,95 \cdot 10^{-3} \cdot (\theta - 20))$$

$$Tr(\theta) = Tr(\theta=50^\circ) / (1 + 4,39 \cdot 10^{-3} \cdot (\theta - 20))$$

Les résultats d'identification établis au chapitre 3 ont permis de déterminer les valeurs des inductances magnétisante et de fuite pour quelques valeurs de courant magnétisant. Afin de connaître les valeurs de ces inductances sur l'ensemble des valeurs que peut prendre le courant magnétisant, les résultats issus de l'identification ont été interpolés.

La figure 4.4 représente les profils des inductances ainsi interpolées.

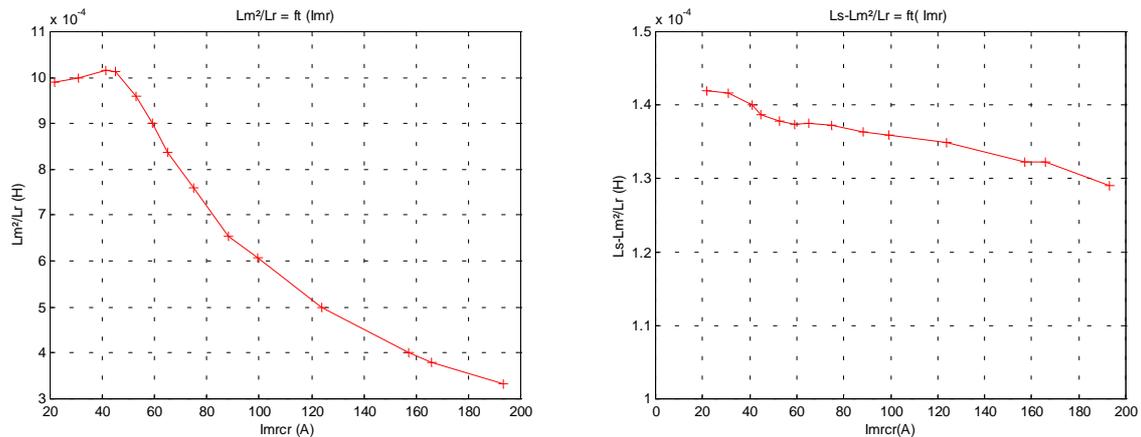


Fig 4.4 Evolution des inductances en fonction de  $Imrcr$

#### 4.1.3 Mesures sur banc d'essais

Avec la machine prototype M1B à 5 paires de pôles, 4 spires, 5 conducteurs (132/100) dont le modèle comportemental a été identifié et étudié au chapitre 3, nous avons effectué des essais sur banc pour déterminer les performances de la machine d'une part, et d'autre part, les lois de commande optimales en modes moteur et générateur.

Ce banc décrit au chapitre 3 est doté d'une enceinte climatique permettant d'imposer des températures ambiantes. Il dispose aussi d'une centrale d'acquisition permettant d'enregistrer les grandeurs électriques, mécaniques et thermiques qui correspondent au point de fonctionnement imposé.

##### 4.1.3.1 Procédure d'essais en mode moteur :

En mode démarreur la vitesse de rotation est maintenue constante par l'axe d'entraînement pour une vitesse  $N$  comprise entre 0 et 1000 *tr/mn*. On agit sur les consignes de l'onduleur ( $V_{cc}, f_r$ ) pour appliquer un système de tensions triphasées  $us1$ ,  $us2$  et  $us3$  d'amplitude égale à  $V_{cc}/2$  et une fréquence  $f_s = f_r + N/60 * p$  aux bornes des enroulements du stator.

Les consignes sont appliquées et sont maintenues durant 3 secondes, pendant lesquelles nous enregistrons toutes les grandeurs électriques, mécaniques et thermiques qui caractérisent le point de fonctionnement. Seules les données en régime électrique établi sont retenues pour déterminer :

- les valeurs efficaces des tensions ( $U_{s1}, U_{s2}, U_{s3}$ ) et des courants de phase ( $I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}$ ) ;
- la tension  $U_{bat}$  et le courant  $I_{bat}$  à l'entrée de l'onduleur ;
- la vitesse de rotation  $N$  et le couple ;
- les températures des enroulements au stator.

Pour un objectif de couple et une vitesse donnée, on essaie successivement différents jeux de consignes en faisant varier  $V_{cc}$  et  $fr$ . Avec les grandeurs électromécaniques enregistrées, on peut déterminer le rendement obtenu et donc le réglage optimal de  $V_{cc}$  et  $fr$ .

On réitère cette procédure, jusqu'à la valeur maximale du couple pour une vitesse donnée. La valeur maximale du couple est obtenue pour la valeur à partir de laquelle on a une augmentation importante des courants de phase ou une dégradation importante du rendement (lorsque l'on agit sur  $V_{cc}$  et  $Fr$  sans pouvoir augmenter le couple). Bien entendu cette recherche doit se faire en respectant les contraintes imposées sur les courants  $I_s$ ,  $I_{bat}$  et de la température. En effet, une durée d'arrêt doit être imposée entre deux mesures pour conserver l'état thermique initial de la machine.

En renouvelant cette procédure pour des vitesses de 0, 20, 50, 100, jusqu'à 1000tr/mn, on peut alors déterminer l'espace couple-vitesse admissible ainsi que les lois de commande optimale  $V_{cc}$  et  $fr$  en mode moteur.

#### **4.1.3.2 Procédure d'essais en mode générateur :**

Le mode de fonctionnement alternateur est obtenu grâce au système d'auto-pilotage de l'onduleur, qui permet d'asservir une fréquence électrique  $f_s = fr + N/60 * p$ , et donc imposer un glissement négatif ( $fr < 0$ ).

On agit de la même manière que précédemment sur  $V_{cc}$ ,  $fr$ , pour faire varier la puissance électrique en sortie de la machine ou le courant de débit  $I_{bat}$  en sortie de l'onduleur, car la tension  $U_{bat}$  est constante : elle est maintenue égale à 42V grâce à une charge électronique.

Pour des vitesses de 800, 1000, 2000, 3000, 4000 et 5000 tr/mn, on recherche le jeu de réglage optimal  $V_{cc}$ ,  $fr$  pour des objectifs de puissances croissantes, jusqu'à obtenir la puissance maximale de la machine, c'est à dire jusqu'à la température maximale admise dans les enroulements ou lorsqu'il n'y plus d'évolution de la puissance électrique. D'une manière générale, on agit sur  $V_{cc}$  pour régler la puissance et on agit sur  $fr$  pour régler le rendement.

On relève les performances à vitesse constante, et après stabilisation en température (45min à 1h).

**Remarques :**

Il s'agit d'une procédure d'essai très longue, qui doit se faire avec précautions, notamment pour le réglage de  $V_{cc}$ , car l'emploi d'une tension excessive peut entraîner un courant trop important et donc endommager la machine et l'onduleur. De même, la consigne de tension doit être bien prise en compte avant tout changement de vitesse.

Par ailleurs, les lois de commandes prédéterminées permettent d'orienter les choix des valeurs de  $V_{cc}$  et  $fr$ .

## 4.2 Lois de commande en mode moteur

### 4.2.1 Objectifs fixés

En mode démarreur le couple exigé par le cahier des charges est de  $140 N.m$  à rotor bloqué. La machine doit ensuite développer un couple équivalent durant un temps bref pour entraîner le moteur thermique jusqu'au ( $300tr/mn$ ), qui correspond au régime requis pour le démarrage. D'après les motoristes, c'est seulement à partir de cette vitesse que le système d'injection est capable d'amener seul le moteur thermique à son régime de ralenti ( $900tr/mn$ ). Néanmoins, l'ADI doit accompagner le démarrage jusqu'à  $800tr/mn$  de manière à réduire cette phase et par conséquent réduire la consommation. Le critère objectif retenu consiste alors à maximiser le couple en mode démarreur.

### 4.2.2 Comparaison entre simulations et expérimentations

L'espace couple vitesse, obtenu en mode démarreur après recherche des grandeurs optimales de référence, est représenté figure 4.5.

La machine associée à son alimentation peut fournir un couple supérieur à  $140Nm$  à rotor bloqué et dans la phase de démarrage à proprement dit ( $0$  à  $300 tr/mn$ ), l'ensemble développe un couple supérieur à  $100N.m$ . Par ailleurs, le couple disponible reste supérieur au couple préconisé dans le cahier des charges à savoir  $30N.m$  à  $925tr/mn$ , ce qui est suffisant pour entraîner le moteur

thermique dans cette plage de vitesse. Ces résultats sont bien sûr obtenus en tenant compte des contraintes de limitation sur le courant batterie *I<sub>bat</sub>* qui doit rester inférieur à 300A.

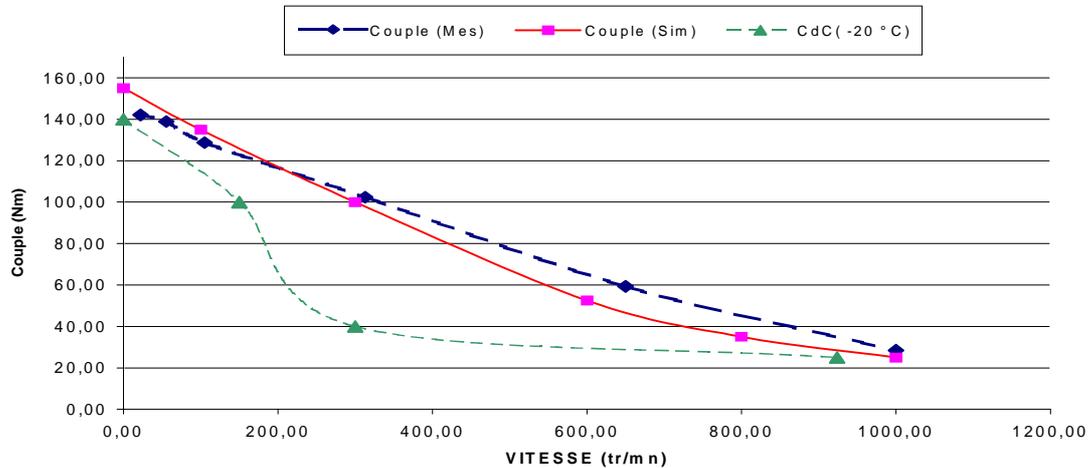


Fig. 4.5 Espace couple- vitesse admissible en simulation et en expérimentation sur banc d'essais

### 4.2.3 Lois de commande

Sur toute la phase de démarrage, la fréquence rotorique  $f_r$  est comprise entre 4.5 et 6.5 Hz (Fig. 4.6). En revanche la variable de réglage la plus évolutive est la tension  $U_{seff}$  faible à très basse vitesse et qui augmente avec la vitesse pour à la fois imposer un flux nominal  $Im_r^*$  et respecter la limitation de tension imposée par la batterie et l'onduleur. Pour la fréquence rotorique  $f_r$ , les simulations correspondent relativement bien aux mesures expérimentales. Cependant la tension efficace statorique  $U_{seff}$  mesurée est légèrement supérieure à celle trouvée en simulation et l'écart augmente avec la vitesse. Cet écart s'explique par le fait qu'on utilise des câbles de longueurs importantes (3 m) entre la machine et l'onduleur, cette longueur étant incontournable pour réaliser la connexion avec l'instrumentation du banc d'essais.

La figure 4.7 représente les courants batterie et statorique en fonction du couple lors du démarrage.

Le courant statorique  $I_{seff}$  prédéterminé en simulation est bien corrélé avec les mesures tant pour les faibles couples que pour les forts couples, ce résultat valide le modèle de paramètres à constantes localisées que nous employons et en l'occurrence les valeurs de  $Lm^2/Lr'$  et  $Tr$  en fonction de  $Im_r$ .

En revanche, on observe un léger écarts entre le courant batterie  $I_{bat}$  simulé et expérimental. Ceci peut s'expliquer par le fait que le modèle de la batterie utilisé dans nos simulations n'est pas complet car ce modèle ne prend pas en compte les phénomènes électrochimiques.

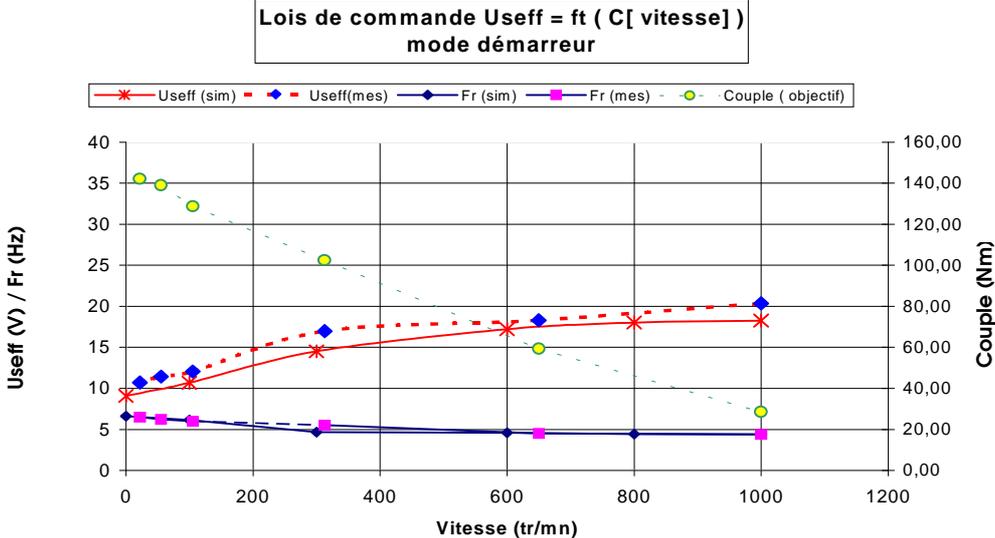


Fig 4.6 Evolution du couple, de la tension statorique et de la pulsation rotorique en simulation et en expérimentation lors d'un démarrage

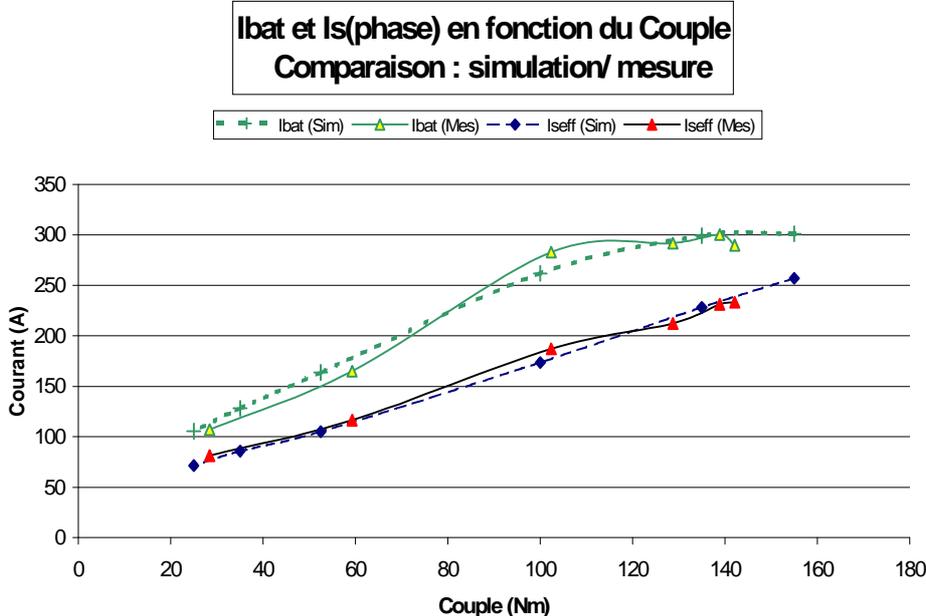


Fig 4.7 Evolution des courants batterie et statorique en simulation et en expérimentation

## 4.3 Lois de commande en mode alternateur

### 4.3.1 Objectifs

En mode générateur la machine doit être capable de délivrer une puissance électrique de l'ordre de 3 à 4 kW entre 800 et 5000 tr/mn en régime stabilisé avec un rendement qui doit être supérieur à 75%. Le critère objectif retenu consiste donc à maximiser le rendement pour éviter les pertes excessives des éléments en mode alternateur.

### 4.3.2 Comparaison entre simulations et expérimentations

Les performances de la machine en alternateur sont représentées figure 4.8.

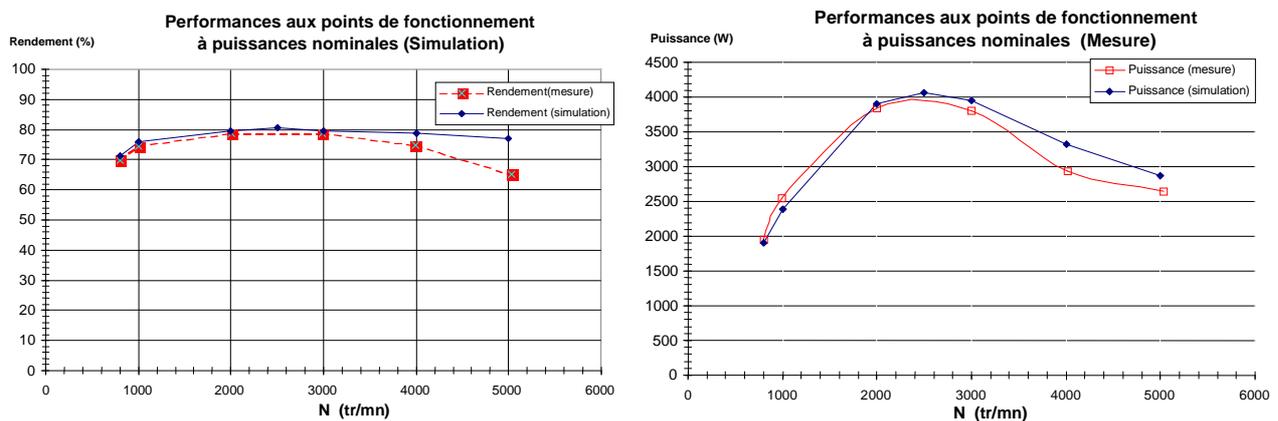


Fig.4.8 Espace de fonctionnement en mode générateur (couplage triangle)

La puissance électrique  $P_{elect}$  ( $U_{bat} * I_{bat}$ ) sur la plage de fonctionnement, pour une température des enroulements stator inférieure à 160°C, est supérieure à 2,5 kW. Elle atteint son maximum à 4,3 kW entre 2000 tr/mn et 3000 tr/mn ; ces vitesses correspondent à un régime ‘usuel’ pour la plupart des véhicules. De plus dans cette zone, le rendement atteint plus de 75%, il décroît au-delà de 3000 tr/mn pour stabiliser aux environs de 65% à 5000tr/mn. Le rendement est calculé avec le rapport de la puissance électrique débitée à la batterie sur la puissance mécanique ( $C_{\gamma}$ ).

Ces performances sont supérieures à celles d’un alternateur à griffes dont le rendement est de 50% à 65%. La conception optimale associée à l’optimisation des lois de commande a donc permis un dimensionnement satisfaisant le cahier des charges.

Les performances obtenues en simulation sont légèrement supérieures à la mesure sur banc d'essais, en particulier un écart de rendement de 5% à 15% est observé sur la plage de vitesse 2000 et 3000 tr/mn: ceci peut s'expliquer par le choix de négliger des pertes fer dans le modèle utilisé pour les simulations.

Les lois de commandes optimales prédéterminées et identifiées par la mesure sur banc d'essais  $U_{seff}=f(C, N)$  et  $fr=f(C, N)$  sont représentées figure 4.9, 4.10 et 4.11.

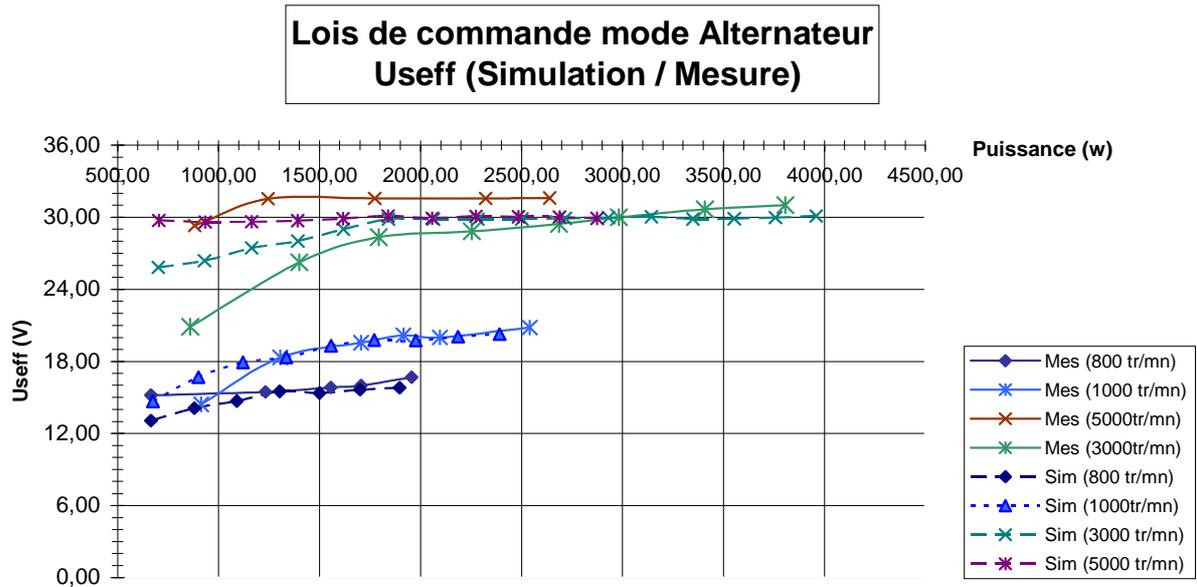


Fig.4.9 Evolution de la tension d'alimentation en mode générateur

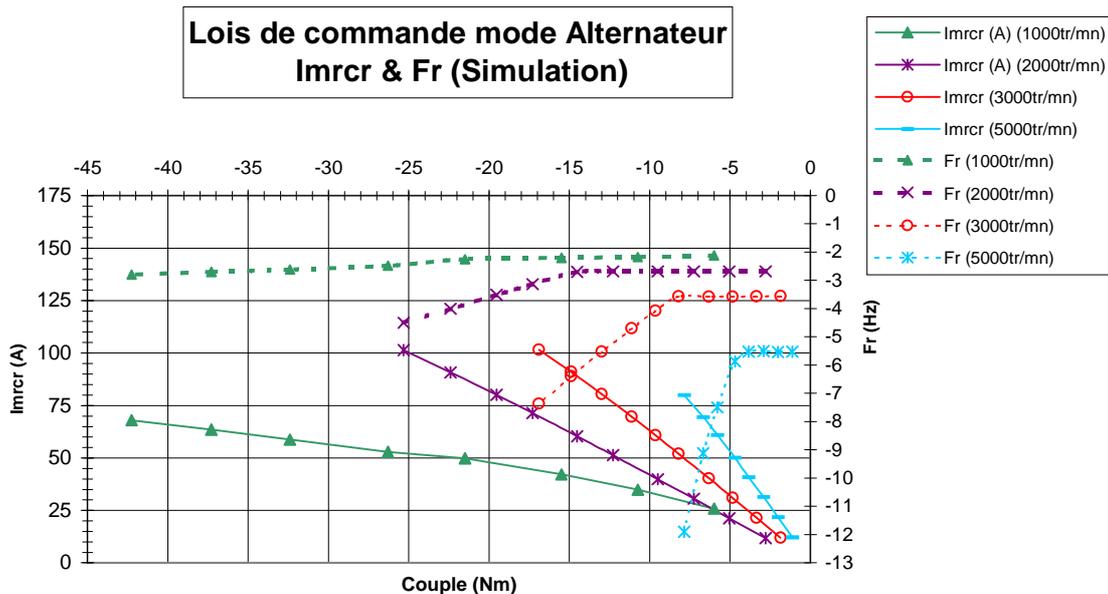
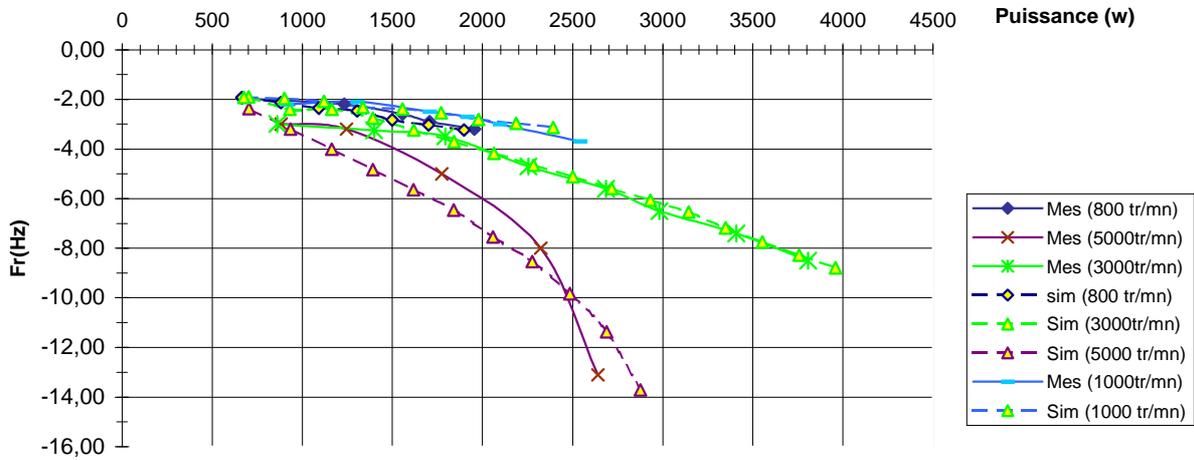


Fig.4.10 Evolution de l'amplitude crête du courant magnétisant et de fr en fonction du couple

### Lois de commande mode Alternateur Fr (Simulation / Mesure)



*Fig.4.11 Evolution de la fréquence rotorique en mode générateur*

A faible vitesse,  $f_r$  optimal est quasi constant. On doit alors agir sur la tension de commande pour augmenter la puissance électrique de la machine.

A forte vitesse l'action doit être portée sur  $f_r$  dès que la tension limite est atteinte.

C'est une évolution conforme à une commande à flux variable, où l'action du défluxage est accentuée à mesure que la vitesse de rotation augmente.

Concernant les lois de commande, à iso puissance, les amplitudes de tensions de commande  $\hat{U}_s$  sont équivalentes en simulation et en expérimentation, mais les fréquences  $f_r$  sont plus faibles en simulation, surtout aux points de fonctionnement à puissances électriques élevées et vitesses élevées. Les éléments pouvant expliquer ces écarts, sont :

- Les incertitudes sur les valeurs des paramètres du modèle de la machine : Les écarts entre les inductances réelles et théoriques peuvent considérablement modifier le couple.
- L'imprécision sur les références de commande qui sont réellement appliquées peut expliquer la différence entre la simulation et l'expérimentation pour la même supposée commande.
- L'imprécision sur la pulsation rotorique réelle : La mise en œuvre de l'autopilotage consiste à imposer la fréquence statoriques  $f_s$  par le biais de l'addition ou la soustraction de la fréquence mécanique  $f_m$  et de la fréquence rotorique  $f_r$ . La fréquence mécanique est obtenue grâce aux impulsions provenant du codeur incrémental de position. La fréquence  $f_r$  est

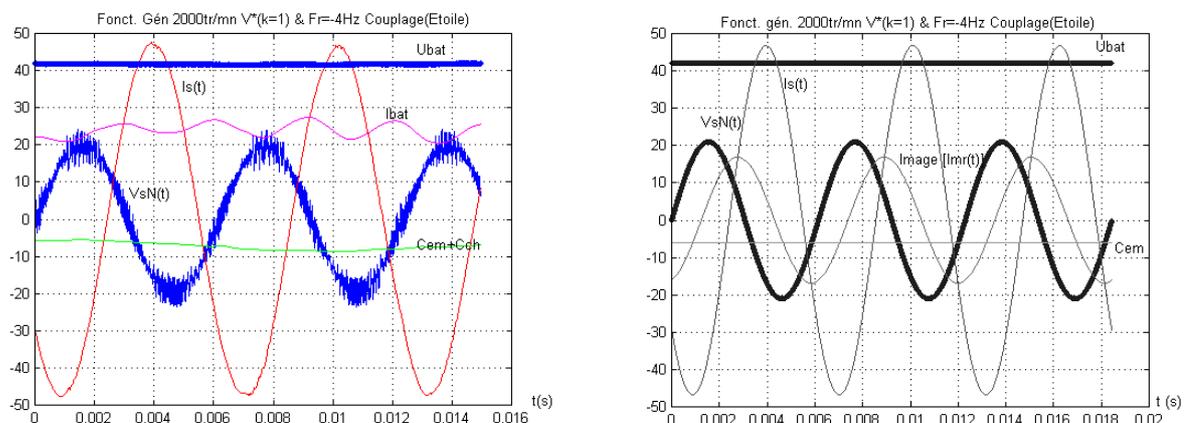
imposée par le biais de créneaux générés par une horloge programmable dont la fréquence correspond à la fréquence de glissement qu'on souhaite imposer. L'addition de ces deux signaux se fait par un circuit logique. Chaque front du signal résultant correspond à un incrément de phase des grandeurs électriques statoriques. Ce signal incrémente l'index d'une mémoire dans laquelle est tabulée la fonction sinusoïdale et qui sera modulée en amplitude par la consigne de tension. Cette approche dispense la mesure de la vitesse qui serait moins robuste. Cependant ce système de discrétisation de  $f_s$  peut générer, d'une part, des sauts instantanés de phase des tensions de consigne, et d'autre part, un glissement non régulier d'une période à une autre, en l'occurrence lorsque le rapport ( $f_m / f_r$ ) n'est pas un nombre entier. Ces deux défauts peuvent donc être aussi à l'origine des écarts sur le  $f_r$  entre la simulation et les expérimentations [KONIECZKA].

## 4.4 Fonctionnement en surmodulation

### 4.4.1 Vérification de la mise en œuvre

En fixant la vitesse du moteur d'entraînement du banc d'essais, nous agissons sur les paramètres de commande que sont la tension  $V^*$  et la fréquence rotorique  $f_r$  pour régler la puissance électrique en sortie de l'onduleur.

Les figures 4.12 et 4.13 reproduisent les signaux des grandeurs  $V_sN$ ,  $I_s$ , le couple et la tension en sortie de l'onduleur  $V_aM$



Mesure sur banc d'essais

Simulation

Fig.4.12 Fonctionnement en sinusoïdal pur consigne ( $k=1$ )

Mesure sur banc d'essais

Simulation

*Fig.4.13 Fonctionnement en surmodulation (k=1.4)*

Les oscillogrammes relevés sur banc d'essais sont conformes à la simulation. Les amplitudes et les phases des courants  $I_s$  sont similaires et la déformation du courant en surmodulation est également bien corrélée.

#### 4.4.2 Comparaison des performances

Pour juger de l'intérêt du fonctionnement en surmodulation, nous avons imposé  $fr=-5Hz$  pour une machine couplée en étoile et une vitesse de  $2000\ tr/mn$ , et nous réalisons des essais à puissances variables en agissant sur l'amplitude de la tension de consigne  $V^*$ .

$V^*(V)$	Fr (Hz)	I <sub>bat</sub> (A)	P Mesurée(W)	Rend.(%)	I <sub>bat</sub> (A)	P simulée (W)	Rend.(%)
38 (k=0.9)	-5	22.3	936.60	72.86	26.3	1104.60	81.14
42 (k=1.0)	-5	29.3	1230.60	75.44	32.2	1352.40	82.79
46 (k=1.1)	-5	33.2	1394.40	77.87	36.3	1524.60	82.72
50 (k=1.2)	-5	36.5	1533.00	77.57	39.1	1642.20	83.41
54 (k=1.3)	-5	39.55	1661.10	78.53	41.1	1726.20	83.25
58 (k=1.4)	-5	42.28	1775.97	79.26	42.7	1793.40	83.13
60 (k=1.45)	-5	43.25	1816.50	79.61	43.4	1822.80	83.28

*Tab 4.1 Performances établies à 2000tr/mn en fonction du taux de surmodulation*

Les courbes de puissance et de rendement obtenues sont représentées par les figures 4.14 et 4.15.

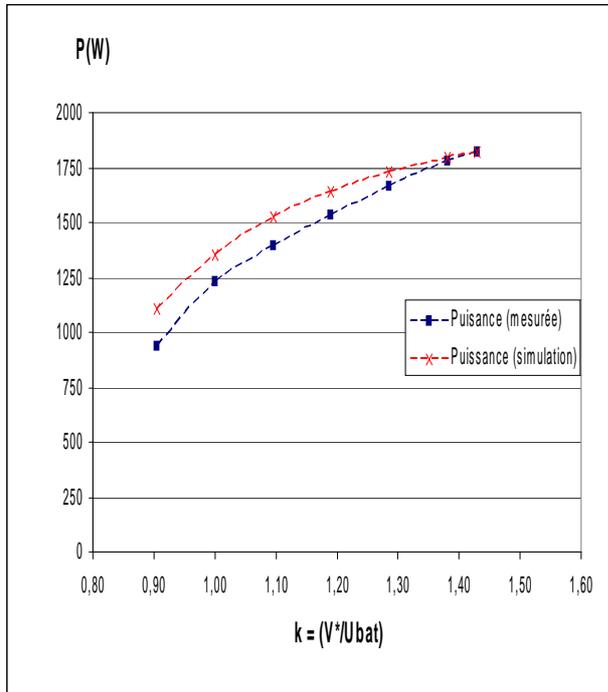


Fig.4.14 Evolution de la puissance

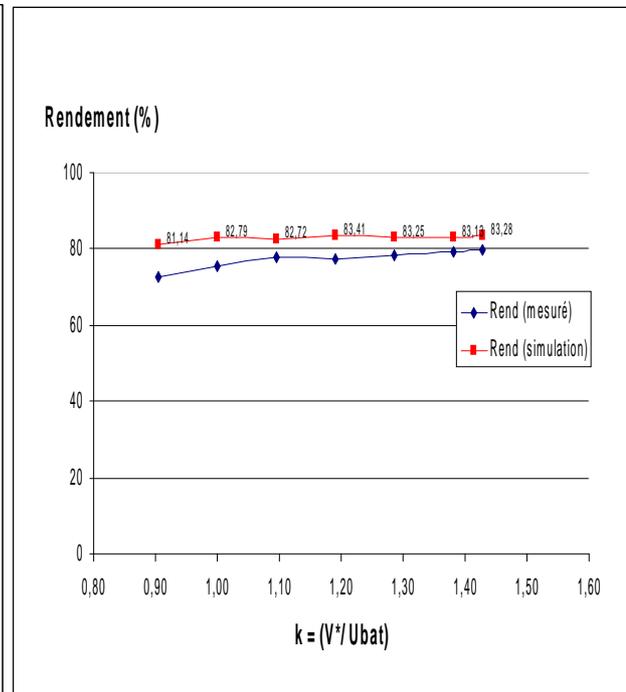
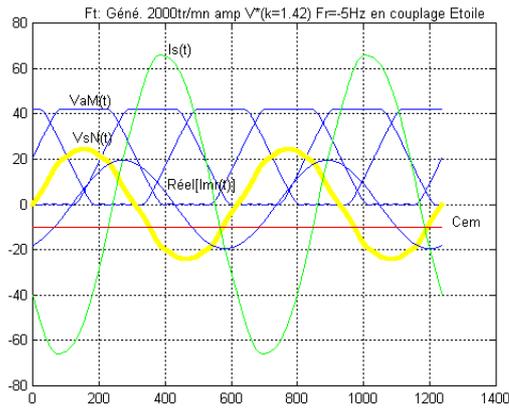


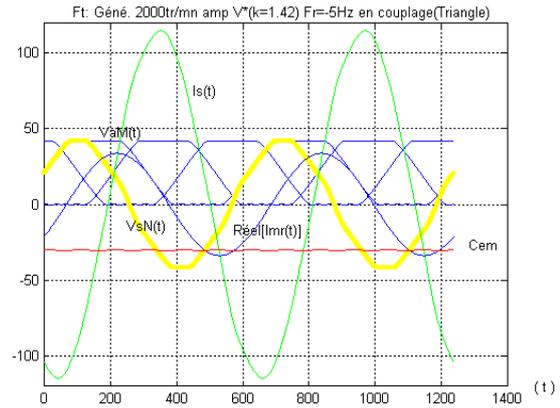
Fig.4.15 Evolution du rendement en fonction du taux de surmodulation pour  $N=2000tr/mn$   $fr=-5Hz$

Ces graphes montrent, que l'on peut augmenter la puissance électrique  $I_{bat}.U_{bat}$  en conservant des rendements élevés grâce au fonctionnement en surmodulation.

Nous avons étudié essentiellement le cas du couplage étoile. Mais la méthode que nous présentons est aussi applicable au cas d'un couplage triangle. Pour la même tension de commande  $V^*$ , l'amplitude des tensions de phases sont plus importantes en couplage triangle, ce qui permet de fournir une puissance plus importante qu'en couplage étoile. Les oscillogrammes de la figure 4.16 permettent d'illustrer les points de fonctionnements obtenus pour le même taux de surmodulation et la même fréquence  $fr$  en étoile et en triangle, à  $2000tr/mn$ .



Fonctionnement en couplage étoile



Fonctionnement en couplage triangle

Fig 4.16 Fonctionnement avec un taux de surmodulation  $k=1.42$ , et une fréquence  $f_r=5\text{Hz}$ .

## 4.5 Robustesse de la commande

A présent que les grandeurs de référence optimales ont été trouvées, il faut s'assurer de la robustesse des lois de commande établies. Il faut vérifier que, malgré des variations éventuelles sur les paramètres du système réel par rapport aux paramètres du modèle choisi pour régler la commande, nous garantissons les performances annoncées précédemment et ceci pour les modes démarreur et alternateur.

### 4.5.1 Mode moteur

Pour étudier la robustesse des lois de commande prédéterminées pour assurer le démarrage du moteur thermique à température ambiante ( $25^\circ\text{C}$ ), on vérifie les performances de ce mode dans le cas d'un démarrage après une utilisation suffisamment longue du véhicule pour atteindre la stabilisation thermique du bloc-moteur.

On simule alors la température de l'ambiance égale à  $100^\circ\text{C}$  pour laquelle on suppose une élévation de  $20^\circ\text{C}$  du moteur pendant la phase de démarrage. La température prise en compte au niveau du stator et rotor pour simuler l'augmentation de la température correspondante pendant la phase de démarrage, est alors de  $120^\circ\text{C}$  pour le stator et de  $130^\circ\text{C}$  pour le rotor (on considère une différence température entre le rotor et le stator d'environ  $10^\circ\text{C}$ ). Les valeurs de consigne de

tension et de la fréquence rotorique sont maintenues aux valeurs initialement calculées pour une température de 25°C.

Avec la température croissante, les résistances augmentent, par conséquent les pertes Joule augmentent également ce qui décroît les performances au niveau du couple utile. Les résultats sont présentés dans le tableau 4.2 et l'espace atteignable est illustré sur la figure 4.17. On observe une diminution des performances d'environ 15%, mais l'espace couple-vitesse obtenu dans ce contexte reste satisfaisant par rapport au cahier des charges.

Fonctionnement à l'ambient (25°C) . Température stator 45°C et rotor 45° $R_s = 26 m\Omega$						Fonctionnement à Chaud (100°C) Température stator 120°C et rotor 130° $R_s = 33 m\Omega$				
Vitesse (tr/mn)	Couple (Nm)	Vcc*	fr	Is (phase)	Rend (%)	Couple (Nm)	Vcc*	fr	Is (phase)	Rend. (%)
0	155	14.7	6.62	250	0.02	112	14.7	6.62	192.5	0
100	135	17.6	6.15	220	20	101	17.6	6.15	173.7	18.8
300	100	23.7	4.65	172	47.95	76.2	23.7	4.65	141.4	44.5
600	52.5	28	4.55	105	68	40.7	28	4.55	84.2	67.9
800	35	29.5	4.4	82.5	70	25	29.5	4.4	63.4	73.8
1000	25	30.5	4.4	70	78	19.5	30.5	4.4	55.75	77

Tab 4.2 Impact des variations de la température stator et rotor sur les performances en mode démarreur

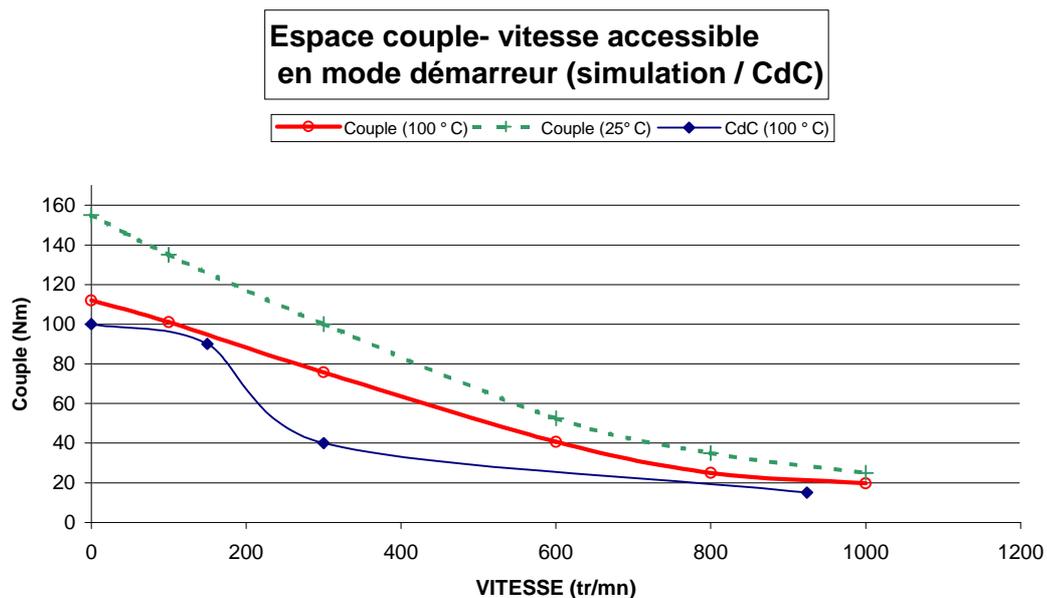


Fig. 4.17 Espace couple vitesse accessible à 25 et 100°C  
Comparaison avec l'espace préconisé dans le cahier des charges

## 4.5.2 Mode générateur

### 4.5.2.1 Sensibilité du rendement par rapport à la fréquence rotorique

La mesure de vitesse réalisée avec le capteur inductif monté sur l'ADI muni d'une couronne de 120 dents engendre une incertitude qui se reporte sur l'application réelle de la fréquence rotorique dans l'autopilotage (cf paragraphe 4.3.2). Nous devons donc vérifier la robustesse des lois de commande relative à la résolution choisie pour mesurer la vitesse.

Pour une vitesse de 2000tr/mn, avec des jeux de valeurs ( $V$ ,  $fr$ ) qui permettent de réaliser le même objectif de puissance que le jeu optimal ( $V^*$ ,  $fr^*$ ), nous avons tracé figure 4.18, l'évolution du rendement obtenu en fonction de la puissance. On peut constater que le rendement reste sensiblement le même pour des faibles puissances. Un écart de 1 à 2% sur le rendement peut être observé pour des puissances supérieures à 1500W dans la configuration :

$$fr = fr^* \pm 7.5\%$$

Compte tenu des remarques faites sur la précision du capteur de vitesse, il est donc difficile de déterminer le jeu de paramètre optimal ( $V^*$ ,  $fr^*$ ) par la mesure expérimentale. Mais ce faisant, on ne dégrade pas énormément les performances de la machine.

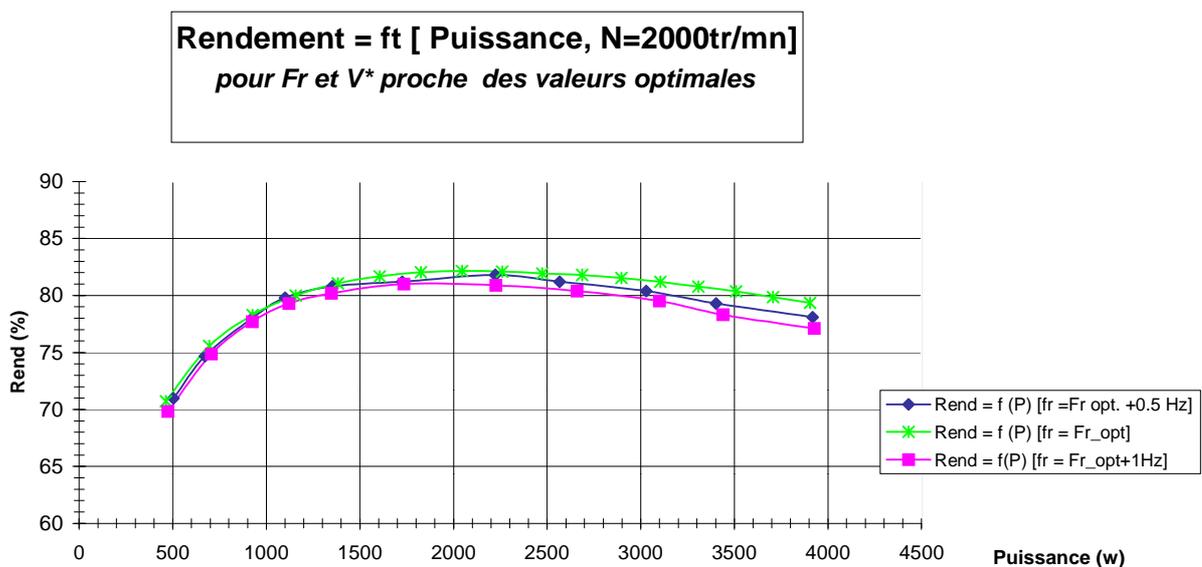


Fig. 4.18 Variation du rendement pour des variation de la fréquence rotorique  $fr$  autour d'un jeu de valeurs optimales

#### 4.5.2.2 Sensibilité par rapport aux paramètres machines

Pour étudier l'influence de la variation des températures statorique et rotorique sur les lois de commande prédéterminées pour assurer le fonctionnement à température ambiante ( $25^{\circ}\text{C}$ ), on impose comme dans le cas du mode moteur une ambiance de  $100^{\circ}\text{C}$  ce qui correspond à une température de  $200^{\circ}\text{C}$  pour le stator et le rotor en régime permanent. L'espace puissance vitesse correspondant est représenté figure 4.19.

Les résistances statorique et rotorique augmentent proportionnellement à l'augmentation de la température. Ce phénomène tend à faire augmenter les pertes Joule. Dans la plage de fonctionnement  $800$  à  $3000\text{tr/mn}$ , on constate que la puissance fournie par l'alternateur est réduite à  $100^{\circ}\text{C}$  par rapport à des fonctionnement à  $25^{\circ}\text{C}$  en raison notamment de l'augmentation des pertes Joule. En revanche, au delà de  $4000\text{tr/mn}$  la puissance fournie à  $25^{\circ}\text{C}$  est identique à celle fournie à  $100^{\circ}\text{C}$ , car malgré l'élévation relative des résistances avec la température, les chutes de tension ohmique deviennent négligeables par rapport aux tensions aux bornes des inductances qui croient proportionnellement à la fréquence.

La perte de  $400\text{W}$  dans la zone de fonctionnement nominal, ce qui représente  $10\%$  de la puissance nominale, laisse envisager la nécessité d'ajuster les lois de commandes en fonction de la température.

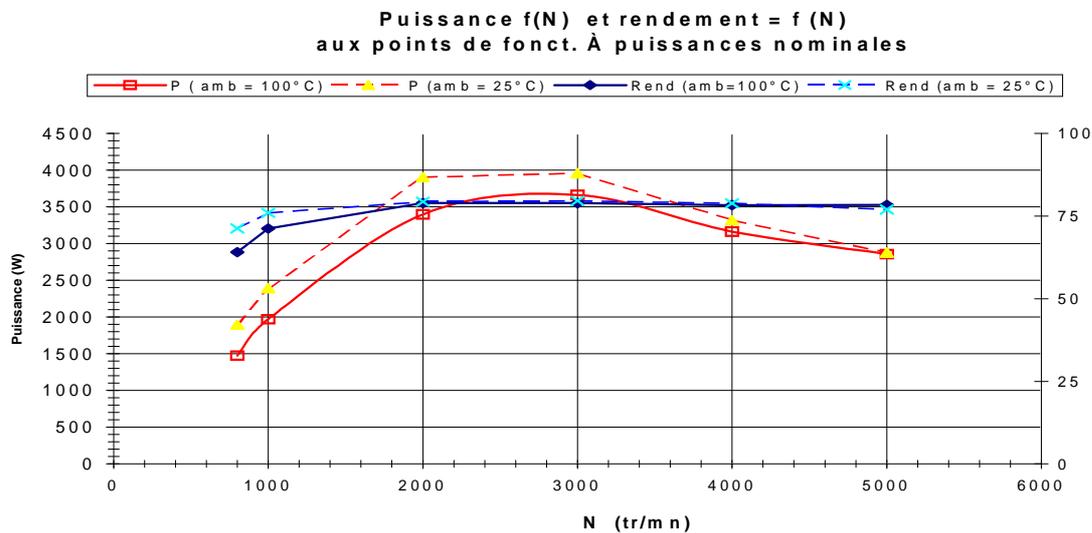


Fig. 4.19 Evolution de la puissance et du rendement en fonction de la vitesse pour des températures à  $25^{\circ}\text{C}$  et  $100^{\circ}\text{C}$

## 4.6 Conclusion

Les organigrammes de recherche des lois de commandes optimales pour le mode démarreur et le mode alternateur ont été détaillés en début de chapitre.

Pour chacun des modes de fonctionnement de l'ADI, moteur et alternateur, les critères à optimiser sont respectivement le couple et le rendement.

Pour le mode démarrage, les lois de commande que nous avons obtenues permettent d'appliquer un couple supérieur à  $140 N.m$  à vitesse nulle, d'imposer un couple supérieur à  $100 N.m$  à  $300 tr/mn$  et décroissant jusqu'à  $900 tr/mn$  conformément au cahier des charges. Dans ce mode de fonctionnement, le couple de référence est tabulé en fonction de la vitesse : à chaque consigne de couple correspondent les références de tensions statoriques à imposer ainsi que les pulsations rotoriques.

En ce qui concerne le mode alternateur, les performances obtenues permettent de fournir une puissance électrique supérieure à  $2.5 kW$  et d'atteindre  $4.3 kW$  à  $2300 tr/mn$ . Dans la plage des fortes puissances, le rendement est supérieur à  $75\%$ , en revanche celui-ci descend aux environs de  $65\%$  dans les extrêmes de la plage de vitesse.

La dernière partie est réservée à la présentation des essais en surmodulation afin de valider les modèles utilisés par comparaison des formes d'ondes et des performances obtenues en simulation et au cours des différents essais. Les comparaisons effectuées permettent de valider le modèle utilisé, malgré une erreur d'une centaine de Watts imputée aux pertes fer non prises en compte directement dans le modèle de la machine. Les comparaisons ont également souligné la simplicité du modèle de batterie, réduit à une *f.e.m* en série avec une résistance interne, au regard des phénomènes électrochimiques réellement mis en jeu. Cette partie montre clairement l'intérêt du fonctionnement en surmodulation pour continuer d'accroître les performances de la machine malgré la limitation en tension de la batterie. Ce mode de fonctionnement n'a été utilisé que pour le mode alternateur, étant donné que les performances en régime sinusoïdal 'pur' sont suffisantes pour atteindre les performances requises pour le démarrage du moteur thermique.

# *Conclusion générale*

Nous avons présenté dans ce mémoire une méthodologie d'optimisation des lois de commande d'une machine asynchrone réversible, destinée à l'application d'un système embarqué qui est l'alternateur-démarrateur.

Cet outil permet de rechercher l'espace de fonctionnement maximal de la machine, c'est à dire le couple ou la puissance en fonction de la vitesse en mode moteur et générateur. Il permet, en fonction des objectifs à atteindre dans chacun des deux modes, d'identifier le meilleur mode de fonctionnement et de réglage des grandeurs de commande optimale (tensions et fréquence de glissement) en régime stationnaire. Ainsi, le mode d'alimentation sinusoïdal est privilégié, mais le fonctionnement en surmodulation est aussi envisagé à forte vitesse, pour imposer le flux optimal lorsque la limitation en tension du réseau de bord est atteinte.

Nous avons défini dans le premier chapitre le modèle à quatre paramètres à partir duquel nous avons mis en œuvre cette méthodologie. Les différentes stratégies de pilotage ont été évoquées ainsi que la méthodologie d'optimisation dans le second chapitre. Le troisième chapitre a été consacré à la validation du modèle à quatre paramètres en présence de la saturation magnétique, et a présenté les résultats et la méthode d'identification hors ligne des paramètres. Le dernier chapitre a exposé la méthodologie complète en tenant compte de la saturation magnétique et de la limitation en tension de la batterie. La fin de ce chapitre a été consacrée à la robustesse de la commande par rapport aux variations thermiques de la machine et par rapport à la fréquence rotorique imposée, dont la précision est assujettie à la mesure de vitesse.

Cette étude a contribué à la mise en œuvre d'un démonstrateur en partenariat avec RENAULT et VALEO sur l'intégration d'un ADI asynchrone sur une TWINGO. Celui-ci a été le premier

démonstrateur sur véhicule et a permis de montrer la capacité du système à répondre au cahier des charges.

## Les apports de la thèse

La **surmodulation** a permis d'imposer des tensions statoriques de référence au delà de la tension d'alimentation fixée à *42 Volts* en mode générateur. Ce fonctionnement au delà de la limitation de tension provoque un écrêtage des tensions aux bornes des enroulements de la machine. Cela engendre des harmoniques de tensions eux mêmes à l'origine d'harmoniques de courant. Cependant, les harmoniques de courants restent très limités en amplitude. Ce mode de fonctionnement permet donc d'augmenter les fondamentaux en s'affranchissant des effets harmoniques. On augmente ainsi la puissance développée tout en limitant les pertes par effet Joule ce qui garantit la conservation, voire l'augmentation du rendement.

**La méthode d'identification hors ligne** présentée dans le manuscrit permet d'offrir un outil simple à mettre en œuvre par les ingénieurs de VALEO sans nécessairement avoir des compétences pointues dans le domaine de l'identification. Cette phase d'identification était indispensable, d'une part, afin de valider les valeurs théoriques et vérifier que la réalisation pratique du prototype n'a pas altéré le dimensionnement optimal de la conception et, d'autre part, pour déterminer les limites de l'espace de travail possible de la machine. Cette délimitation permet de cadrer les plages de variation des tensions statoriques et des pulsations rotoriques qu'il est possible d'imposer à la machine sans risquer de la détruire.

La présentation de l'étude des sensibilités sur les paramètres permet l'interprétation à posteriori des résultats d'identification. Les sensibilités peuvent également être utilisées à priori pour déterminer les plages de fonctionnement les plus significatives pour l'identification des différents paramètres ; dans les deux cas les paramètres théoriques sont nécessaires pour cadrer les plages maximales des essais.

Bien que pratique à mettre en œuvre, la méthode d'identification hors ligne ne permet pas de prendre en compte les bruits sur les différentes mesures. La robustesse de la méthode par rapport à ces bruits vient de la redondance des comparaisons entre les estimations du modèle et les mesures sur banc.

## Les perspectives

Les perspectives d'amélioration de ce travail sont doubles : ils concernent l'identification de la machine et, sa commande.

En ce qui concerne l'identification de la machine, bien que la méthode proposée dans cette thèse semble donner des résultats tout à fait satisfaisants, elle n'est pas adaptée pour une utilisation temps réel en vue d'ajuster les lois de commande en fonction des variations paramétriques éventuelles. En effet, cette méthode nécessite, d'une part, plusieurs itérations par point de fonctionnement et, d'autre part, la mesure du couple.

La mise en œuvre d'une solution de type observateur est mieux adaptée à l'identification en temps réel. Cependant les études menées dans le cadre d'un programme de recherches partagées entre le laboratoire d'électromécanique de Compiègne (LEC) et VALEO Systèmes Electriques, sur la surveillance thermique par filtrage de Kalman, ont montré la difficulté de garantir la précision des estimations sur toute la plage de fonctionnement de l'ADI. En effet, les sensibilités des paramètres ne sont pas constantes sur l'espace de fonctionnement, on ne peut donc pas estimer correctement tous les paramètres pour un même point de fonctionnement. De plus, la faible résolution du capteur de vitesse engendre des erreurs sur le glissement, qui se reportent sur la valeur de la résistance rotorique et par conséquent sur les autres paramètres.

Il semble cependant possible d'envisager une identification partielle en ligne des paramètres en utilisant les modèles des paramètres inductifs trouvés hors ligne, à partir desquels on ajusterait uniquement les résistances stator et rotor qui varient en fonction de la température.

La seconde perspective concerne la mise en œuvre d'une commande vectorielle de la machine afin de mieux prendre en compte les régimes transitoires imposés à celle-ci. Si cette commande n'est pas à priori indispensable pour les fonctions démarreur et alternateur, elle le sera pour l'ajout de fonctions d'assistance au moteur thermique. Rappelons que la stratégie de commande scalaire avait été choisie pour des raisons de faible coût de mise en œuvre ; la commande vectorielle nécessitera l'implantation de capteurs de courant et un processeur de calcul suffisamment puissant, tout comme pour l'identification en ligne d'ailleurs. C'est pourquoi la multiplication des fonctions de l'ADI devra justifier la sophistication de sa commande.

## Vers le ‘Mild Hybride’

La machine électrique étudiée dans cette thèse a été conçue pour réaliser deux fonctions, le démarrage du moteur thermique et la génération de l’énergie électrique à bord du véhicule. Le surcoût de mise en œuvre pour les fonctions de démarreur et d’alternateur seules ne justifie pas encore le gain de performances par rapport aux alternateurs à griffes classiques.

En revanche, d’autres prototypes de dimensions plus importantes ont vu le jour consécutivement à l’expérience acquise sur la première version d’ADI. La multiplication des fonctions réalisées, telles que le mode ‘*stop and go*’ ou l’assistance du moteur thermique en vue d’améliorer son rendement, laisse envisager une plus value non négligeable qui justifiera le prix de l’ADI. Si l’octroi de ces fonctions à l’ADI va faire évoluer le véhicule complètement thermique vers un véhicule hybride électrique ‘doux’, appelé ‘*Mild Hybride*’, cette métamorphose ne se fera qu’à deux conditions : la première concerne la gestion autonome de l’énergie électrique qui passe irrémédiablement par une modélisation fine de la batterie, la seconde implique une élévation de la tension du réseau de bord. L’ADI ne verra vraisemblablement le jour qu’avec le passage en 42 volts du réseau de bord des véhicules de tourisme.

# ANNEXE A

## Conversion électro- mécanique

Lorsqu'un conducteur, dans lequel circule un courant  $i$ , est plongé dans un champ d'induction magnétique  $B$ , il s'exerce alors une force sur ce conducteur, telle que pour de petits éléments de conducteur de longueur  $dl$ , cette force est définie par l'expression de LAPLACE :

$$d\vec{f} = \vec{i} \wedge d\vec{B}dl$$

Dans une machine électrique le calcul du couple généré devrait s'effectuer par la sommation de tout ces éléments de force  $d\vec{f}$  sur tous les conducteurs. En raison de la complexité géométrique de la machine, on préfère une approche énergétique, celle des travaux virtuels.

### A.1 Méthode des travaux virtuels

L'idée consiste à évaluer les variations d'énergie amenées, stockées ou transformées, puis d'établir un bilan de puissance. L'énergie électrique amenée au système est en partie stockée dans le système et l'autre partie est transformée en énergie mécanique.

$$\boxed{dWe = dWS + dWm}$$

$dWe$  = énergie électrique appliquée au système pendant un temps  $dt$

$dWS$  = énergie électrique stockée dans le système pendant un temps  $dt$

$dWm$  = énergie mécanique engendrée pendant un temps  $dt$

On désigne les énergies électrique et mécanique telles que :

$We$  = Energie fournie – pertes énergie électrique

$Wm$  = Energie mécanique utile en sortie de la machine + pertes mécanique + accroissement énergie mécanique stockée

**Considérons un système à double excitation :**

On part d'un bilan énergétique

$$dWe = dWS + dWm$$

avec

$$dWe = e_1 i_1 dt + e_2 i_2 dt = \frac{d_{\theta} 1}{dt} i_1 dt + \frac{d_{\theta} 2}{dt} i_2 dt = i_1 d_{\theta} 1 + i_2 d_{\theta} 2$$

Pour calculer l'énergie emmagasinée, on suppose la partie mobile immobilisée ( $d_{\theta} = 0$ )

$$dW_s = i_1 d_{\phi} 1 + i_2 d_{\phi} 2$$

La coénergie étant définie par

$$W'_s + W_s = i_1 \phi_1 + i_2 \phi_2$$

on en déduit

$$\begin{aligned} dW'_s &= d(i_1 \phi_1 + i_2 \phi_2) - dW_s = i_1 d_{\phi} 1 + \phi_1 di_1 + i_2 d_{\phi} 2 + \phi_2 di_2 - i_1 d_{\phi} 1 - i_2 d_{\phi} 2 \\ &= \phi_1 di_1 + \phi_2 di_2 \end{aligned}$$

Si il y a rotation

$$dW_m = C d_{\alpha}$$

donc

$$dW_e = dW_s + dW_m = i_1 d_{\phi} 1 + i_2 d_{\phi} 2$$

$$dW_s = i_1 d_{\phi} 1 + i_2 d_{\phi} 2 - C d_{\alpha}$$

et la variation de la coénergie devient

$$dW'_s = d(i_1 \phi_1 + i_2 \phi_2) - dW_s = \phi_1 di_1 + \phi_2 di_2 + C d_{\alpha}$$

D'autres part  $dW'_s$  étant une fonction de  $i_1$ ,  $i_2$  et  $\theta$

$$dW'_s = \frac{\partial W'_s}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial W'_s}{\partial i_2} di_2 + \frac{\partial W'_s}{\partial \alpha} d_{\alpha}$$

Par comparaison on en déduit que le couple provient de la variation par rapport à la position de la coénergie :

$$C = \frac{\partial W'_s}{\partial \alpha}$$

## A.2 Expression du couple en fonction des inductances

$$\phi_1 = L1 I1 + M I2$$

$$\phi_2 = M I1 + L2 I2$$

La variation de coénergie en l'absence de rotation est égale à  $\phi_1 di_1 + \phi_2 di_2$  s'écrit

$$\begin{aligned} dW'_s &= (L1 I1 + M I2) di_1 + (L2 I2 + M I1) di_2 \\ &= d \left( \frac{1}{2} L1 I1^2 + M I1 I2 + \frac{1}{2} L2 I2^2 \right) \end{aligned}$$

On peut donc écrire la coénergie sous forme matricielle

$$W'_s = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I1 & I2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L1 & M \\ M & L2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} [I]^T [L] [I]$$

L'expression du couple pour un système en rotation s'exprime :

$$C = \frac{\partial W'_s}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{d}{d_{\alpha}} [L] \right\} [I]$$

## ANNEXE B

### Détails des calculs des transformations dans un repère diphasé

#### B.1 Relations entre les vecteurs et les matrices

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ i_{rqr} \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix}$$

$$\vec{U}_s = u_{s_{re}} + j u_{s_h} = \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] [u_s]$$

$$\vec{I}_s = i_{s_{re}} + j i_{s_h} = \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] [i_s]$$

$$\vec{\Phi}_s = \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] [\Phi_s]$$

$$\vec{I}_r = \frac{2}{q_r} \sum_{k=1}^{q_r} (I_k e^{j \frac{(k-1)2\pi}{q_r}})$$

$$\vec{I}_r = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j \frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} [I_r]$$

avec  $a = e^{j \frac{2\pi}{3}}$

#### B.2 Vecteur tension statorique

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt}$$

$$\frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] [u_s] = \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] [R_s][i_s] + \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] \frac{d[\Phi_s]}{dt}$$

$$\boxed{\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt}}$$

#### B.3 Vecteur tension rotorique

$$[v_r] = R_r [i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt}$$

$$\frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j \frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} [v_r] = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j \frac{2\pi}{q_r}} & \dots & e^{j \frac{(q_r-1)2\pi}{q_r}} \end{bmatrix} \left( R_r [i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \right) = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt}$$

$$\boxed{\vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt}}$$

## B.4 Vecteur flux statorique

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{rs}] [i_r]$$

$$\vec{\Phi}_s = \frac{2}{3} \cdot [1 \quad a \quad a^2] ([L_{ss}] [i_s] + [M_{rs}] [i_r])$$

➤ Calcul de  $\frac{2}{3} \cdot [1 \quad a \quad a^2] [L_{ss}] [i_s]$

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} \cdot [1 \quad a \quad a^2] [L_{ss}] [i_s] &= \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] \left( (L_{ss} - M_{ss}) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right) [i_s] \\ \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] (L_{ss} - M_{ss}) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [i_s] &= (L_{ss} - M_{ss}) \cdot \vec{I}_s^s \\ \frac{2}{3} [1 \quad a \quad a^2] M_{ss} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} [i_s] &= 0 \end{aligned}$$

➤ Calcul de  $\frac{2}{3} \cdot [1 \quad a \quad a^2] ([M_{sr}] [i_r])$

$$\begin{aligned} [M_{sr}] &= M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(p_{\cdot n}) & \cos(p_{\cdot n} + \frac{2r_r}{q_r}) & \dots & \cos(p_{\cdot n} + \frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r) \\ \cos(p_{\cdot n} - \frac{2r_r}{3}) & \cos(p_{\cdot n} - \frac{2r_r}{3} + \frac{2r_r}{q_r}) & \dots & \\ \cos(p_{\cdot n} + \frac{2r_r}{3}) & & \dots & \cos(p_{\cdot n} + \frac{2r_r}{3} + \frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r) \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] &= \frac{1}{2} M_{sr} \cdot e^{jp_{\cdot n}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2r_r}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r} \\ e^{j(-\frac{2r_r}{3})} & e^{j(-\frac{2r_r}{3} + \frac{2r_r}{q_r})} & \dots & \\ e^{j(+\frac{2r_r}{3})} & & \dots & e^{j(+\frac{2r_r}{3} + \frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r)} \end{bmatrix} + \dots \\ &+ \frac{1}{2} M_{sr} \cdot e^{-jp_{\cdot n}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2r_r}{q_r}} & \dots & e^{-j\frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r} \\ e^{-j(-\frac{2r_r}{3})} & e^{-j(-\frac{2r_r}{3} + \frac{2r_r}{q_r})} & \dots & \\ e^{-j(\frac{2r_r}{3})} & & \dots & e^{-j(\frac{2r_r}{3} + \frac{q_r - 1}{q_r} \cdot 2r_r)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[i_r] &= \frac{I_r}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2r}{q_r}} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{(q_r-1)2r}{q_r}} \end{pmatrix} + \frac{I_r^*}{2} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2r}{q_r}} \\ \vdots \\ e^{+j\frac{(q_r-1)2r}{q_r}} \end{pmatrix} \\
[M_{sr}][i_r] &= \frac{M_{sr}}{2} \cdot \begin{pmatrix} e^{jp_\Lambda} \cdot \frac{J_r}{2} \cdot \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{q_r} e^{j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \sum_{i=1}^{q_r} e^{j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \sum_{i=1}^{q_r} e^{j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \end{pmatrix} \\ e^{-jp_\Lambda} \cdot \frac{J_r^*}{2} \cdot \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{q_r} e^{-j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \sum_{i=1}^{q_r} e^{-j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \sum_{i=1}^{q_r} e^{-j\frac{(i-1)2r}{q_r}} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \\
[M_{sr}][i_r] &= \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \left( e^{jp_\Lambda} \cdot J_r \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} + e^{-jp_\Lambda} J_r^* \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} \right)
\end{aligned}$$

d'où

$$\begin{aligned}
\frac{2}{3} \cdot [1 \ a \ a^2][M_{sr}][j_r] &= \frac{2}{3} \cdot [1 \ a \ a^2] \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot \left( e^{jp_\Lambda} \cdot J_r \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} + e^{-jp_\Lambda} J_r^* \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} \right) \\
\frac{2}{3} \cdot \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot e^{jp_\Lambda} \cdot \vec{J}_r \cdot [1 \ a \ a^2] \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} &= \frac{M_{sr}}{3} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot e^{jp_\Lambda} \cdot \vec{J}_r \cdot 3 = M_{sr} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot e^{jp_\Lambda} \cdot \vec{J}_r \\
\frac{2}{3} \cdot [1 \ a \ a^2] \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot e^{-jp_\Lambda} \cdot \vec{J}_r \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2r}{3}} \\ e^{-j\frac{2r}{3}} \end{pmatrix} &= 0
\end{aligned}$$

D'où

$$\vec{\Phi}_s^s = (L_{ss} - M_{ss}) \vec{I}_s^s + \frac{q_r}{2} M_{sr} \cdot \vec{J}_r^r e^{jp_\Lambda}$$

## B.5 Vecteur flux rotorique

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s]$$

$$\vec{\Phi}_r = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2p_r}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2p_r}{q_r}} \end{bmatrix} \cdot [\Phi_r] = \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2p_r}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2p_r}{q_r}} \end{bmatrix} ([L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s])$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(p_{r\alpha}) & \cos(p_{r\alpha} - \frac{2p_r}{3}) & \cos(p_{r\alpha} + \frac{2p_r}{3}) & \\ \cos(p_{r\alpha} + \frac{2p_r}{q_r}) & \cos(p_{r\alpha} + \frac{2p_r}{q_r} - \frac{2p_r}{3}) & : & \\ : & : & : & \\ : & : & : & \\ \cos(p_{r\alpha} + \frac{(q_r-1)2p_r}{q_r}) & \dots & \cos(p_{r\alpha} + \frac{q_r-1}{q_r} \cdot 2p_r + \frac{2p_r}{3}) & \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } \frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2p_r}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2p_r}{q_r}} \end{bmatrix} \cdot [L_{rr}][i_r] = (L_{rr} - M_{rr}) \cdot \vec{I}_r$$

en utilisant le développement  $\cos(x) = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2}$ , on obtient :

$$\frac{2}{q_r} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2p_r}{q_r}} & \dots & e^{j\frac{(q_r-1)2p_r}{q_r}} \end{bmatrix} \cdot [M_{rs}][i_s] = 0 + \frac{3}{2} \cdot M_{rs} \cdot e^{-jp_{r\alpha}} \cdot \vec{I}_s$$

$$\boxed{\vec{\Phi}_r = (L_{rr} - M_{rr}) \cdot \vec{I}_r + \frac{3}{2} \cdot M_{rs} \cdot \vec{I}_s \cdot e^{-jp_{r\alpha}}}$$

## B.6 Expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = [i_s]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \alpha} [M_{sr}][i_r]$$

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} [M_{sr}][i_r] = \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \left( jp_{r\alpha} \cdot e^{jp_{r\alpha}} \cdot \vec{I}_r \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2p_r}{3}} \\ e^{+j\frac{2p_r}{3}} \end{bmatrix} - jp_{r\alpha} \cdot e^{-jp_{r\alpha}} \cdot \vec{I}_r^* \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2p_r}{3}} \\ e^{-j\frac{2p_r}{3}} \end{bmatrix} \right)$$

$$[i_s]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2p_r}{3}} \\ e^{+j\frac{2p_r}{3}} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \vec{I}_s^* \quad \text{et} \quad + [i_s]^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{+j\frac{2p_r}{3}} \\ e^{-j\frac{2p_r}{3}} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \vec{I}_s$$

$$C_{em} = \frac{M_{sr}}{2} \cdot \frac{q_r}{2} \left( jp_{r\alpha} \cdot e^{jp_{r\alpha}} \cdot \frac{3}{2} \vec{I}_s^* \cdot \vec{I}_r - jp_{r\alpha} \cdot e^{-jp_{r\alpha}} \cdot \frac{3}{2} \vec{I}_s \cdot \vec{I}_r^* \right)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \frac{q_r}{2} \cdot \text{Imag} \left[ \vec{I}_s^T \cdot \left( \vec{I}_r \cdot e^{jp_{r\alpha}} \right)^* \right]$$

# ANNEXE C

## Fonctionnement de la machine en régime harmonique

### C.1 Calcul des harmoniques de courant

Lorsque la machine est alimentée par un système de trois tensions sinusoïdales ( $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ ) de pulsation  $\omega_s$ , induit trois courants ( $I_a$ ,  $I_b$  et  $I_c$ ) périodiques, de période  $T = 2\pi/\omega_s$ , et d'un déphasage  $\beta$ , lesquels sont définis par :

$$I_a(t) = \hat{I}_s \cdot \cos(\omega_s t + \beta)$$

$$I_b(t) = \hat{I}_s \cdot \cos\left(\omega_s \left(t - \frac{2\pi}{3}\right) + \beta\right)$$

$$I_c(t) = \hat{I}_s \cdot \cos\left(\omega_s \left(t - \frac{4\pi}{3}\right) + \beta\right)$$

Si la machine est alimentée par un système de tensions triphasées non sinusoïdales pures, et comme on peut considérer la machine linéaire, on peut écrire par superposition, que le courant statorique est composé de la somme de tous les harmoniques tel que :

$$\bar{I}_s = \sum_p \bar{I}_{s_p} = \sum_p \hat{I}_{s_p} \cdot e^{+j(p\omega_s t + \beta_p)}$$

Le courant magnétisant s'exprime de la même façon :

$$\bar{I}_m r = \sum_p \frac{\bar{I}_{s_p}}{1 + j\omega_p r_p} = \sum_p \bar{I}_m r_p \cdot e^{+j(p\omega_s t + \beta_p)}$$

### C.2 Calcul du couple électromagnétique

On en déduit l'expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \text{Im ag} \left[ \bar{I}_s \cdot \overline{\bar{I}_m r}^* \right]$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \text{Im ag} \left[ \sum_k \hat{I}_{s_k} \cdot e^{j(k\omega_s t + \beta_k)} \cdot \sum_n \hat{I}_m r_n \cdot e^{-j(n\omega_s t + \beta_n)} \right]$$

qu'on décompose en deux parties :

$$Cem = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \left\{ \text{Im ag} \left[ \sum_k \hat{I}_{s_k} \cdot \hat{\text{Im}} r_k \cdot e^{j(\omega_k - \omega_k)t} \right] + \text{Im ag} \left[ \sum_k \sum_{n \neq k} \hat{I}_{s_p} \cdot \hat{\text{Im}} r_n \cdot e^{j(k_{ms} - n_{ms})t} \cdot e^{j(\omega_k - \omega_n)t} \right] \right\}$$

Le couple électromécanique est composé d'une composante stationnaire  $C_s$  indépendante du temps, et d'une composante pulsante  $C_p$  dépendante du temps.

$$Cem = C_s + C_p(t)$$

$$C_s = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \sum_k \hat{I}_{s_k} \cdot \hat{\text{Im}} r_k \cdot \text{Sin}(\omega_k - \omega_k)$$

et

$$C_p = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \left[ \sum_k \sum_{n \neq k} \hat{I}_{s_p} \cdot \hat{\text{Im}} r_n \cdot \text{Sin}[(k_{ms} - n_{ms})t + (\omega_k - \omega_n)t] \right]$$

La composante stationnaire du couple est produite par l'interaction des champs harmoniques de même rang au stator et au rotor.

La composante pulsante du couple sont produites par les interactions entre des ondes de champ magnétique statorique et rotorique de rangs différents. Cette dernière composante a une valeur moyenne nul.

### C.3 Calcul des pertes Joule

Les pertes Joule au stator :

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot \sum_k \hat{I}_{s_k}^2$$

Les pertes Joule au rotor :

$$P_{jr} = \frac{3}{2} \cdot R_r \cdot \sum_k \hat{I}_{r_k}^2$$

avec

$$\bar{I}_r = (\bar{\text{Im}} r - \bar{I}_s) \cdot \frac{Lm}{Lr'}$$

$$P_{jr} = \frac{3}{2} \cdot R_r \cdot \sum_k \hat{I}_{s_k}^2 \cdot \frac{(\omega_r \cdot Tr)^2}{1 + (\omega_r \cdot Tr)^2} \cdot \left( \frac{Lm}{Lr'} \right)^2 = \frac{3}{2} \sum_k \hat{I}_{s_k}^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot Tr}{1 + (\omega_r \cdot Tr)^2} \cdot \frac{Lm^2}{Lr'} \cdot \omega_r$$

Le rendement de la machine en générateur :

$$\eta = \frac{P_{elec}}{P_{mec}} = \frac{C_{em} \cdot \Omega - (P_{js} + P_{jr})}{C_{em} \cdot \Omega}$$

## C.4 Calcul des pertes liées à l'onduleur

La puissance électrique issue de la machine transite via l'onduleur pour recharger la batterie du côté continu. Afin de déterminer le rendement global du système ADI, il est impératif de prendre en compte le rendement de l'onduleur, c'est à dire qu'il faut évaluer ses pertes. Celles-ci ont deux origines, la conduction et la commutation.

### C.4.1 Pertes en conduction

Avec la MLI employée, la durée de conduction des transistors d'un bras de pont peut-être définie en considérant la consigne de commande

$$V^* = k \cdot \frac{U_{bat}}{2} \sin(\omega_s t) + \frac{U_{bat}}{2}$$

en considérant la période du signal de découpage triangulaire  $T_d = 1/20\text{Khz}$  très petit par rapport à la période du signal, et de valeur crête  $U_{bat}$ .

alors on désigne par  $\tau$   $0 \leq \tau \leq 1$  la durée de conduction d'un transistor supérieur tel que

$$\tau = \frac{T_d}{2} \cdot (1 - k \cdot \sin(\omega_s t))$$

et  $0 \leq 1 - \tau \leq 1$  pour le transistor inférieur tel que

$$1 - \tau = \frac{T_d}{2} \cdot (1 + k \cdot \sin(\omega_s t))$$

On définit par  $P_{sh}$  les pertes en conduction du transistor supérieur :

$$P_{sh} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} R_{ds} \cdot \frac{\tau(t)}{T_d} \cdot i_s^2(t) dt$$

$$P_{sh} = \frac{1}{2} \cdot \int_0^{2\pi} R_{ds} \cdot \frac{1}{2} (1 - k \cdot \sin(\alpha)) \left( \hat{I}_s \cdot \sin(\alpha - \phi) \right)^2 d\alpha$$

avec

$T_s$  : la période électrique

$R_{ds}$  : la résistance de  $1.5\text{m}\Omega$  du transistor à l'état passant

$\phi$  : le déphasage entre la tension et le courant d'une phase

De même pour le transistor inférieur qui conduit pendant la durée complémentaire du transistor supérieur, les pertes en conduction s'écrivent

$$P_{sb} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} R_{ds} \cdot \frac{1 - r(t)}{T_d} \cdot i_s^2(t) dt$$

$$P_{sb} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} R_{ds} \cdot \frac{1}{2} (1 + k \cdot \sin(\alpha)) \left( \hat{I}_s \cdot \sin(\alpha - \theta) \right)^2 d\alpha$$

Les pertes d'un bras de pont complet sont alors égales à

$$P_s = P_{sh} + P_{sb} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} R_{ds} \cdot \left( \hat{I}_s \cdot \sin(\alpha - \theta) \right)^2 d\alpha$$

d'où

$$P_s = \frac{R_{ds} \hat{I}_s^2}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos(2(\alpha - \theta))}{2} d\alpha$$

$$P_s = R_{ds} \cdot \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right)^2$$

Les pertes totales des 3 bras de pont

$$P_{spont} = 3 \cdot P_s = \frac{3}{2} \cdot R_{ds} \cdot \hat{I}_s^2$$

#### C.4.2 Pertes en commutation

Les transistors de l'onduleur fonctionnent en commutation 'dure', la durée de commutation  $t_c$  est de 75ns. On supposera que l'évolution du courant et de la tension aux bornes d'un transistor est linéaires pendant la commutation. Pour simplifier les calculs on suppose que la tension passe d'une tension  $U_{bat}$  à une tension nulle pendant que le courant passe d'un courant nul à un courant efficace  $\frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}}$ .

Sachant qu'il y a deux commutations dans une période de découpage  $T_d$ , on appliquera la formule suivante pour calculer les pertes en commutation pour un transistor.

$$P_d = \left( U_{bat} - U_{bat} \frac{t}{T_c} \right) \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \frac{t}{T_c} \right) \frac{2}{T_d}$$

soit après développement

$$Pd = Ubat \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right) \frac{Tc}{4} \cdot \frac{1}{Td}$$

et donc pour l'onduleur complet

$$Pd = 2.Ubat \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right) \frac{Tc}{Td}$$

### C.4.3 Pertes globales

Les pertes totales de l'onduleur sont donc composées des pertes en conduction et des pertes en commutation :

$$P_{onduleur} = P_s + P_d = 3.R_{ds} \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right)^2 + 2.Ubat \cdot \left( \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} \right) \frac{Tc}{Td}$$

Le rendement global de la machine couplée à l'onduleur est calculé de la façon suivante :

$$\eta = \frac{P_{elec}}{P_{mec}} = \frac{Cem.\Omega - (P_{js} + P_{jr} + P_{onduleur})}{Cem.\Omega}$$

# ANNEXE D

## Modèle de batterie utilisé pour les simulations

### D.1 Batterie

La batterie est la source d'alimentation de l'ADI, elle est modélisée par une force électromotrice  $E_{bat}$  en série avec une résistance interne  $R_{bat}$ . Leurs valeurs sont définies en fonction du mode de fonctionnement :

#### D.1.1 Fonctionnement en moteur :

Nous utilisons le modèle de décharge :  $E_{bat} = 36V$  et  $R_{bat} = 40 m\Omega$

La tension en charge :

$$U_{bat} = E_{bat} - R_{bat}.I_{bat}$$

La puissance fournie par la batterie:

$$P = U_{bat}.I_{bat} = (E_{bat} - R_{bat}.I_{bat}).I_{bat}$$

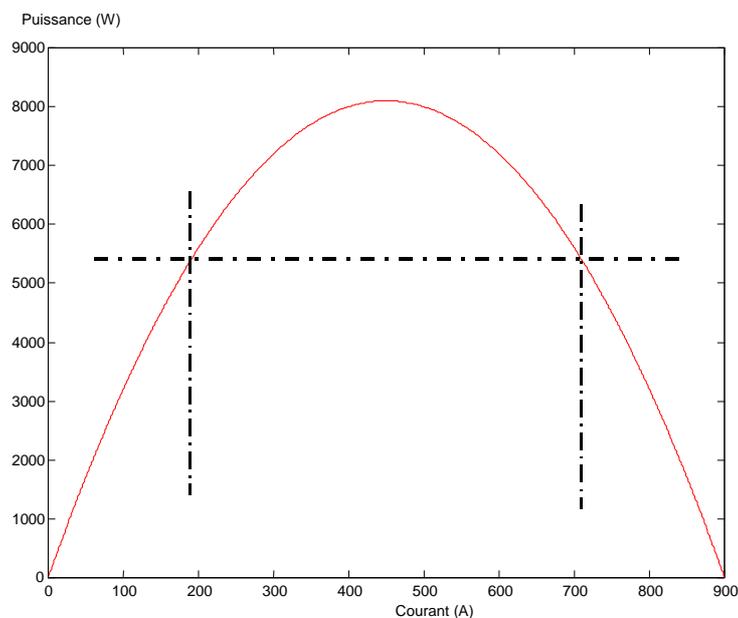


Fig D.1 Puissance fournie par la batterie en fonction du courant débité

Pour une puissance donnée, correspondent deux courants débités possibles (Fig. D.1) :

$$I_{bat} = \frac{E_{bat} \pm \sqrt{E_{bat}^2 - 4 * R_{bat}.P}}{2.R_{bat}}$$

pour lesquels, correspondent deux tensions batterie

$$U_{bat} = \frac{E_{bat}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{E_{bat}}{2}\right)^2 - R_{bat}.P}$$

### D.1.1 Fonctionnement en générateur :

On utilise le modèle de recharge :  $E_{bat} = 42V$  et  $R_{bat} = 0$ .

La tension de recharge de la batterie est supposée constante telle que :

$$U_{bat} = E_{bat}$$

La puissance absorbée par la batterie est alors :

$$P = E_{bat}.I_{bat}$$

## D.2 Câblage entre la batterie et l'onduleur

Dans l'application, la batterie sera située dans le coffre arrière. Elle est connectée à l'onduleur par deux câbles de puissance de section  $50mm^2$  et d'une longueur de  $5m$ .

On modélise le câblage par une résistance  $R_l = 3.2m\Omega$  (conductivité  $\sigma = 1.6710^{-5} \Omega/m^2$ ) et  $L_l = 10\mu H$ . Seule la résistance sera prise en compte pour déterminer les pertes en ligne.

## ANNEXE E

### Injection de l'harmonique h3

#### E.1 But

L'injection de l'harmonique h3 permet de repousser les limites d'écrtage des tensions simples dans un systme triphas. L'injection est ralisee par la consigne  $V^*$  :

$$V^* = V_0 \sin(\omega t) + h3 \sin(3\omega t)$$

En choisissant h3 pour que  $V^*$  prsente un mplat, c'est à dire avoir une drivée seconde nulle de la consigne de tension  $\frac{d^2V^*}{d\omega^2} = 0$  à  $\theta = \pi/2$ .

Le rsultat de ce calcul impose  $h3 = \frac{V_0}{9}$ .

L'écrtage de la tension simple se produit pour  $k > 1.125$ , avec  $k = \frac{2V_0}{U_{bat}}$ , avec k : indice de surmodulation et  $U_{bat}$  la tension d'écrtage.

#### E.1.1 Srie de Fourier de la tension écrtée $V_{aM}(t)$

A partir d'une tension de consigne  $V^*$

$$V^* = k \frac{U_{bat}}{2} \sin(\omega t) + \frac{k}{9} \frac{U_{bat}}{2} \sin(3\omega t) + \frac{U_{bat}}{2}$$

la tension  $V_{aM}$  au point milieu d'un bras de pont se dcompose en srie de Fourier de la faon suivante :

$$V_{aM}(t) = \frac{U_{bat}}{2} + \sum_{n=1}^k b_n \cdot \sin[n\omega t]$$

avec

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_{aM}(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) \cdot d\omega t$$

En dfinissant l'angle  $\alpha$  tel que :

$$\frac{U_{bat}}{V_0} = \sin(\alpha) + \frac{1}{9} \cdot \sin(3\alpha)$$

pour n= 1

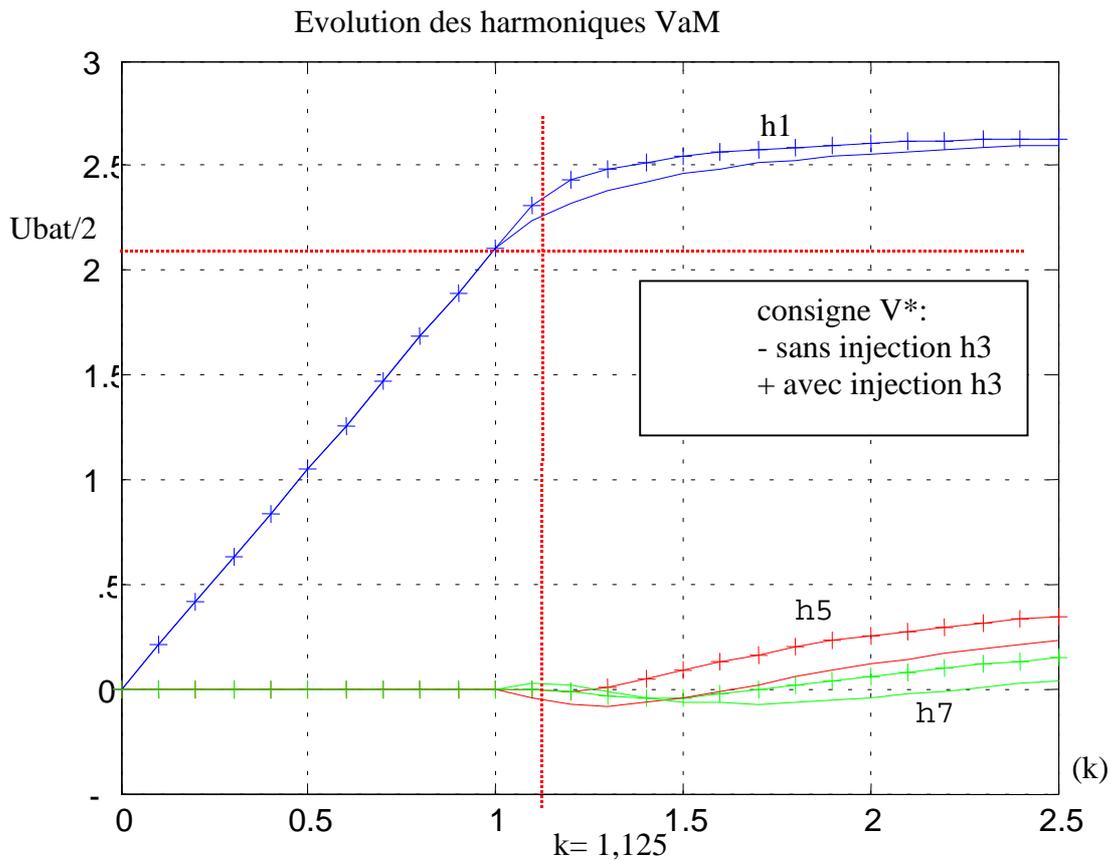
$$b1 = \frac{k.Vo}{\omega} \left[ \omega + \frac{4}{3} \frac{\sin(2\omega)}{2} + \frac{1}{3} \frac{\sin(4\omega)}{4} \right]$$

pour n= 2.p +1 avec p = 1,2,3 .....k

$$bn = \frac{k.Ubat}{n\omega} \left[ \frac{\sin[(n-1)\omega]}{n-1} + \frac{\sin[(n+1)\omega]}{n+1} + \frac{1}{3} \frac{\sin[(n-3)\omega]}{n-3} + \frac{1}{3} \frac{\sin[(n+3)\omega]}{n+3} \right]$$

### E.1.2 Evolution des harmoniques $V_{aM}$ :

Pour une consigne  $V^*$  définie par :  $V^* = k \frac{Ubat}{2} \sin(\omega) + \frac{k}{9} \frac{Ubat}{2} \sin(3\omega) + \frac{Ubat}{2}$   
avec k variant de 0 à 2.5



on peut observer qu'il y a linéarité entre  $V_{aM}$  et  $V^*$  tant que  $k \leq 1,125$ , au delà de cette valeur, on a l'écrêtage de la tension simple.

# Bibliographie

[BABA]

A. BABA 'Optimisation du flux dans la machine à induction par une commande vectorielle : Minimisation des pertes' ; *Thèse de doctorat du Laboratoire de Génie Electrique de Paris à SUPELEC* Janvier 1997.

[BIEDINGER 99]

J.M. BIEDINGER , G FRIEDRICH, J.P VILAIN, 'Design of an integrated starter-generator : Comparison of an induction machine and a wound rotor synchronous machine', *Journée SEE*, ENS Cachan 1999.

[BIEDINGER]

J.M. BIEDINGER 'Entraînements électriques à vitesse variable tome1 :Machines asynchrone' ; *Polycopiés de cours de l'université de technologie de Compiègne*

[BORNE]

P. BORNE, G. DAUPHIN-TANGUY, J. P. Richard, 'Commande et optimisation des processus', *Editions Technip*

[CHEN]

S. CHEN, B. LEQUESNE, R. R. HENRY 'Design and testing of belt driven induction starter generator', *IEEE Trans. Industry Applications*, vol 38, N° 6, November 2002, pp 1525-1533

[CERAOLO]

M. CERAOLO, 'New Dynamical Models of Lead -Acid Batteries', *IEEE Trans. On power systems*, vol 15, N° 4, November 2000

[DEROUANE]

B. DEROUANE 'Contribution à l'étude de la machine asynchrone destinée à la motorisation d'un mobile avec source d'énergie embarquée', *Thèse de l'Université de technologie de compiègne*, Juillet 1995.

[GIRARD]

M. GIRARD 'Amplificateurs de puissance', *Editions Ediscience International* 1993

[GRELLET]

G. GRELLET , G. CLERC, 'Actionneurs électriques', *Editions Eyrolles*, 1996.

[HAUTIER]

J. P. HAUTIER, J. P. CARON, 'Modélisation et commande de la machine asynchrone', *Editions Technip*

[JONG]

H.C.J de JONG, 'Saturation in Electrical Machines', in Proc. *International Conference en Electrical Machines*, Part 3, Athens, Greece, September15-17 1980

[KALMAN]

R.E KALMAN, 'A new approach to linear filtering and prediction problems', *Transaction of the ASME, J Basic Eng.*, Series 82D, Mars 1960, pp 35-45.

[KARDEN]

P. MAURACHER, E KARDEN, 'Dynamic modelling of lead acid batteries using impedance spectroscopy for parameter identification', *Journal of Power Sources* 67 (1997) 69-84

[KASMIEH]

T. KASMIEH, 'Modélisation et caractérisation de la saturation magnétique des Machines asynchrone en vue de la commande', *Thèse de l'Institut national polytechnique de Toulouse*, Septembre 1998.

[KONIECZKA]

A. KONIECZKA, J.P. VILAIN, S. LY, C. PLASSE, 'Optimization of the control of an Integrated Starter Alternator using an induction machine - Mechanical sensor role', *ICEM* 2002, Brugge, Belgium.

[KONIECZKA]

A. KONIECZKA, 'Contribution à l'optimisation de la commande d'un alterno-démarrreur intégré asynchrone', *Thèse de Doctorat de l'Université de Compiègne*, Avril 2003

[LEIDHOLD]

R. LEIDHOLD, G. GERCIA, 'Field- Oriented Controlled Induction Generator With Loss Minimization' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.-49, N°1, February 2002.

[LEONHARD]

W. LEONHARD, 'Control of electrical drives', *Springer Verlag*, Berlin 1985

[LORENTZ 90]

R. D LORENZ, D. W. NOVOTY, 'Saturation Effects in Field-Oriented Induction Machines', *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol IA-26, N°2 March/April 1990.

[LORENTZ 92]

R.D. LORENTZ, S.M. YANG, 'Efficiency- Optimized Flux Trajectories for Closed-Cycle Operation of field- Orientation Induction Machines Drives' *IEEE Transactions on Industry Application*, Vol IA-28, N°3, May/June 1992.

[LORON]

L. LORON, 'Identification et commande des machines électriques', *Thèse d'habilitation à la direction des recherches*, Université de Technologie de Compiègne, 15 janvier 1998.

[MILLENT]

E. MILLENT, 'Contribution à l'étude d'un actionneur Asynchrone à Contrôle Vectoriel et de ses possibilités d'utilisation dans les applications embarquées' *Thèse de l'Université de technologie de compiègne*, Novembre 1992.

[PLASSE]

C. PLASSE, M. CHEMIN, G. LACAMOIRE, Société Valeo VES, 'L'alternateur, du Stop & Go au groupe motopropulseur hybride', *Conférence Société des Ing. Automobile*, Palais des congrès de Versailles 13-14 Novembre 2001.

[TERATANI]

T. TERATANI, K. KURAMOCHI, H. NAKAO, 'Development of Toyota Mild Hybrid System (THS-M) with 42V PowerNet', *Proceeding IEMDC Madison 2003*, vol1 pp 3-10

[VAS]

P. Vas 'Vector control of A.C.Machines', *Oxford University Press*, 1990

[VILAIN]

J.P. VILAIN, E. MILLENT, 'The Vector Controlled asynchronous actuator and its using possibilities for embarked applications', *EPE proceedings*, Vol. N° 5 p. 109-114, EPE Brighton, England, 13-16 September 1993.

[VUKOSAVIC]

S. VUKOSAVIC, A. STANKOVIC, 'Sensorless Induction Motor Drive with a Single DC-Link Current Sensor and instantaneous Active and Reactive Power Feedback' *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.-48, N°1, February 2001.

[ZEIN]

I. ZEIN, 'Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone', *Thèse de doctorat de l'Université de Technologie de Compiègne*, soutenue le 28 septembre 2000.