

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande Electrique

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP
ASSOCIES A DES ONDULEURS DEUX
NIVEAUX ET TROIS NIVEAUX**

Présentée par :
BOUSEBAIBET Soumia
Soutenu le : 02 Juin 2016

Devant le jury compose de :

Mr. MENACER Arezki

Mr. GOLEA Amar

Mr. YEHIA Khaled

Pr

Pr

M.C.A

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2015 / 2016

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande Electrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP
ASSOCIES A DES ONDULEURS DEUX NIVEAUX ET
TROIS NIVEAUX**

Présenté par :

BOSEBAIBET Soumia

Avis favorable de l'encadreur :

GOLEA Amar

signature

Avis favorable du Président du Jury

MENACER Arezki

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Commande

Thème :

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ASSOCIES A DES ONDULEURS A DEUX NIVEAUX ET A TROI NIVEAUX

Proposé et Dirigé par : Prf : GOLEA Amar

RESUMES (Français et Arabe)

Résumé:

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Dans ce cadre, une commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est présentée. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre le flux et le couple. La machine est alimentée premièrement par un convertisseur statique (onduleur) de deux-niveaux et par la suite par un onduleur à trois-niveaux (NPC),

ملخص:

تستخدم المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم على نحو متزايد في الموازنة إلى الأداء المتفوق ل غيرها من محركات التيار المتناوب. نقترح لترتيب آلة متزامن مع مغناطيس دائم مع التوجه الدوار تغيرا مستمرا. هذا النظام هو القضاء على مشكلة اقتران بين تدفق و عزم الدوران. و التدريب على استخدامي المحول الثابت المموج للتوتر الكهربائي ذو مستويين و مموج للتوتر الكهربائي ذي ثلاث مستويات

Remerciement

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude.

Ce travail a été réalisé au niveau du département de génie électrique de l'université Mohamed Khider de Biskra

Mes premiers remerciements s'adressent à mon directeur de mémoire, Monsieur GOLEA AMAR, professeur à l'université de Biskra qui a bien voulu me proposer ce thème et m'aider à sa réalisation et pour le soutien moral qu'elle m'a apporté tout au long de ce travail, pour sa générosité, ses conseils précieux et l'élaboration de ce travail.

Et remercie également, Menacer Arezki Professeur à l'université de Biskra d'avoir accepté de présider le jury de mon mémoire.

Je remercie aussi Dr. Yehia Khaled, Maître de conférences classe A pour avoir eu l'amabilité d'être examinateur de mon travail.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Notations et symboles

Notations et Symboles

Symboles :

MSAP	Machine synchrone a aimants permanent
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
Kp	Gain proportionnel de régulateur PI
Ki	Gain proportionnel de régulateur PI
P	Opérateur de Laplace
NPC	Neutral Point Clamping
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
THD	Total Harmonic Distortion
Fbo	Fonction de transfert en boucle ouverte

Notations :

R_s	La résistance statoriques
R_r	Résistance d'amortisseur.
R_e	Resistance de l'enroulement d'excitation.
l_s	Inductance de fuite statorique.
l_r	Inductance de fuite d'amortisseur.
l_e	Inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.
L_{mq}	Inductance magnétisante suivant l'axe q.
L_{md}	Inductance magnétisante suivant l'axe d.
ω_r :	Vitesse de rotation électrique
ω_s	Vitesse de synchronisme.
Φ_{ds}	Composante de flux statorique suivant l'axe d.
Φ_{qs}	Composante de flux statorique suivant l'axe q.
i_{ds}	Composante du courant statorique suivant l'axe d.
i_{qs}	Composante du courant statorique suivant l'axe q.

Notations et Symboles

i_{dr}	Composante du courant rotorique suivant l'axe d.
i_{qr}	Composante de flux statorique suivant l'axe q.
i_e	Courant d'excitation.
v_{ds}	Composante de tension statorique suivant l'axe q.
v_{qs}	Composante de tension statorique suivant l'axe d.
v_e	Tension d'excitation
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes de référentiel de Park

Sommaire

SOMMAIRE

Remerciement	
Dédicace	
Notations et symboles.....	
Sommaire	
Liste des figures.....	
Introduction Générale	2

Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone à aimant permanent

I.1 Introduction	6
I.2 Présentation de la MSAP.....	6
I.2.1 L'aimant	8
I.2.2 Caractéristiques générales des aimants permanents	8
I.2.3 Différents types d'aimant permanent.....	9
I.2.4 Etude de différentes configurations de la MSAP.....	11
I.2.5 Localisation des aimants au rotor.....	12
I.2.6 Avantages de la MSAP.....	13
I.2.7 Inconvénients de la MSAP.....	13
I.4 Les domaines d'application de la MSAP.....	14
I.5 Modélisation de la MSAP.....	14
I.5.1 Modèle de la machine synchrone à rotor bobiné.....	15
I.5.2 Modèle de la MSAP.....	17
I.5.2.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	18
a- Equations électriques.....	18
b- Equation mécanique.....	19
I.5.2.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé.....	20
I.5.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park.....	22
I.5.3.1 Equations électriques.....	22
I.5.3.2 Equation mécanique.....	22
I.5.3.3 Couple électromagnétique.....	23
I.6 Conclusion.....	24

Chapitre II : Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

II.1 Introduction	26
II.2 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension deux niveaux	26
II.2.1 Constitution de l'alimentation de la MSAP.....	26
II.2.2 Définition de l'onduleur.....	28
II.2.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....	29
II.2.4 Différents types de commande des interrupteurs.....	31
II.2.5 Résultats de simulation.....	34
II.3 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension trois niveaux.....	37
II.3.1 Introduction.....	37
II.3.2 Structure topologique de l'onduleur.....	37
II.3.3 Modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant.....	38
II.3.4 Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur.....	38
II.3.5 Stratégies de commande MLI des NPC-3N.....	40
II.3.5.1 Commande TRIANGULO-SINUSOÏDALE à une seule porteuse.	41
II.3.5.2 Commande TRIANGULO-SINUSOÏDALE à deux porteuses.	42
II.3.6 Résultats de simulation.....	42
II.4 Conclusion.....	44

Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP alimentée en courant

III.1 Introduction	46
III.2 Machine synchrone autopilotée.....	46
III.3 Principe de la commande vectorielle.....	47
III.4 Calcul des paramètres du régulateur PI (régulateur de la vitesse).....	49
III.5 Bloc de défluxage.....	51
III.6 Interprétation des résultats.....	51
III.7 Résultats de simulation.....	56
III.7.1 Tests de robustesse.....	56
III.7.2 Interprétations	63
III.8 Conclusion.....	65

Chapitre IV : Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

IV.1 Introduction	67
IV.2 Commande par MLI.....	67
IV.3 Découplage.....	68
IV. 4 Détermination des régulateurs de courants.....	71
IV .5. Détermination du régulateur de vitesse.....	72
IV .6 Interprétation des résultats.....	73
IV. 7 Comparaison entre les différents types de commande de l'onduleur (NPC)-3N (application sur La MSAP).....	78
IV.8 Conclusion.....	80
Conclusion Générale.....	82
Bibliographie.....	84

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone à aimant permanent

Fig. I.1 : Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	07
Fig. I.2 : Moteur industriel à aimant permanents qq kW (doc. aimants Philips).....	07
Fig. I.3 : Courbe de désaimantation.....	08
Fig. I.4 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.....	10
Fig. I.5 : Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants permanents	11
Fig. I.6 : Localisation des aimants permanents.....	12
Fig. I.7 : Modélisation de la machine synchrone triphasée.....	15
Fig. I.8 : Modèle de Park de la machine synchrone.....	16
Fig. I.9: Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel dq...18	
Fig. I.10: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	20
Fig. I.11: Représentation des trois phases de la machine synchrone avec fém. liées...24	

Chapitre II : Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

Fig. II.1 : Schéma de l'association MSAP onduleur de tension 2 niveaux.....	26
Fig. II.2: Pont de diodes triphasé.....	27
Fig. II.3: Schéma du filtre.....	27
Fig. II.4: Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	29
Fig. II.5: Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis.....	32
Fig. II.6: Schéma synoptique d'un MLI.....	33
Fig. II.7: M.L.I à échantillonnage naturel.....	34
Fig. II.8: courant d'une phase et sa référence.....	35
Fig. II.9: Signaux de l'onduleur avec commande MLI.....	36
Fig. II.10: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	37
Fig. II.11: Interrupteur bidirectionnel en courant.....	38
Fig. II.12 : Les différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur.....	40
Fig. II.13 : principe de la MLI à une seul porteuse.....	41
Fig. II.14: principe de la MLI à deux porteuses.....	42
Fig. II. 15 : La commande MLI à une seule porteuse.....	43
Fig. II. 16 : La commande MLI à deux porteuses.....	44

Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP alimentée en courant

Fig.III.1: Structure des machin autopilotées.....47

Fig. III.2 : Schéma bloc de régulation (commande en courant).....49

Fig. III.3 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse.....50

Fig.III.4 : Bloc défluxage.....51

Fig. III.5 : Résultats de simulation de la régulation (Mode normal).....52

Fig. III.6 : Résultats de simulation de la régulation analogique (Mode défluxé).....53

Fig. III.7 : Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation (+1000 tr/min à -1000 tr/min, mode normal).....54

Fig.III.8 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge (0 N.m à 5 N.m, mode normal).....55

Fig. III.9 : Schéma globale de la Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en courant..... 56

Fig. III.10: Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge (Cr = 0 N.m à 5 N.m, mode normal).....59

Fig. III.11 : Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (de +1000 tr/min à -1000 tr/min, Cr = 0)61

Fig.III.12: Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation en mode de défluxage (De +150 tr/min à -1500tr/min).....63

Chapitre IV : Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Fig. IV.1 : Schéma global de la commande vectorielle en tension de la MSAP avec compensation.....67

Fig. IV.2 : Description de couplage69

Fig. IV.3 : Découplage par compensation.....70

Fig. IV.4 : Commande découplée.....70

Fig. IV.5 : Boucle de régulation du courant I_d71

Fig. IV.6 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.....73

Fig. IV.7 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge 75

LISTE DES FIGURES

Fig. IV.8 : Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation (+1000tr/min à 1000tr/min).....	77
Fig. IV.9 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge.....	80
Liste des tableaux	
Tab. II.1 : Tableau récapitulatif relatif au bras n°1	40

Introduction Générale

Introduction Générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [KAD00].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [HEM12].

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terres rares (par exemple du type alnico, samarium , cobalt, néodyme fer bore...) leur permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages :induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines [MUL05].

Les onduleurs sont constitués en grande partie par des interrupteurs. Ces derniers sont soumis, dans la majorité des cas, à de fortes contraintes thermiques puisqu'ils sont appelés à bloquer la pleine tension imposée par la source continu, étant donné que le phénomène est répétitif, le rendement et la durée de vie des composants sont réellement affectés [SUB12] , [CAL13].

La structure des onduleurs multi-niveaux, trois-niveaux et plus, permettent de pallier cette problématique. L'utilisation de ce type d'architecture aide à la limitation des contraintes en tension subies par les interrupteurs en fractionnant la tension continue à l'entrée d'ondeur. L'association d'une architecture de type multi -niveau à une commande

judicieuse des interrupteurs de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques et par conséquent, d'améliorer le contenu spectral des signaux de sortie (tension et courant). Toutefois, le choix d'un nombre élevé de niveaux et par suite l'utilisation de plus de composants rendra le système plus encombrant donc la structure trois-niveaux semble la mieux adaptée aux exigences spécifiées [SIV14], [ROD10].

La commande vectorielle est appelée aussi commande par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Les principes de cette commande ont été élaborés dès 1972, par Blaschke, cette commande permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. [AMI07], [CHA96].

Dans notre travail, nous intéressons à l'étude des machines synchrones à aimants permanents alimentées par deux topologies des onduleurs l'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et la commande par Hystérésis et l'autre un onduleur de tension à trois niveaux (NPC) commandé par MLI à une seule porteuse et à deux porteuses.

L'objectif de ce présent travail est l'étude du comportement dynamique de la MSAP lors d'un réglage de vitesse par la commande vectorielle.

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres.

- ❖ Le premier chapitre concerne, dans une première partie, une étude des matériaux et les éléments constituant les aimants permanents et la deuxième partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone classique et la MSAP à pôles légèrement saillants dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple.

- ❖ Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et à la modélisation de l'association convertisseur machine (MSAP). Dans cette partie on présentera le modèle et la commande des interrupteurs des deux onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux

- ❖ Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP alimentée en courant.
- ❖ Au dernier chapitre, on présentera la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.

Chapitre I

Généralités sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

I.1 Introduction :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [KAD00].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [BEN09]. [CHO11]

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [NAB10] [BEN09]

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents

I.2 Présentation de la MSAP

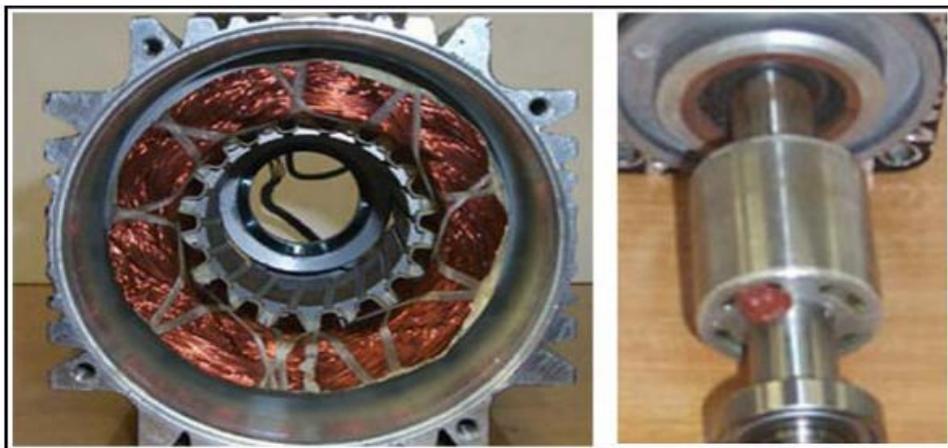
La machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation, en régime permanent se trouve en étroite relation avec la fréquence de l'enroulement statorique. Si cet enroulement est conçu de façon à former « p » paires de pôles et si « f » désigne la fréquence des courants statorique, la vitesse de rotation est alors :

$$\Omega = \frac{60f}{p}$$

- **Le stator** : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est

représenté par les trois axes (a, b, c), déphasés l'un par rapport à l'autre de 120° électrique.

- **Le rotor** : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais-bagues et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor.



Stator

Rotor

Fig. I.1 : Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents



Fig. I.2 : Moteur industriel à aimant permanents qq kW (doc. aimants Philips)

I.2.1 L'aimant :

Les aimants permanents ont une longue histoire qui commença dès l'antiquité. La boussole, inventée par les chinois, en fut la première application et certaines maquettes datent du III^{ème} siècle avant JC. Son utilisation pour la navigation maritime date probablement du XIII^{ème} siècle. Elle fut introduite en Europe environ deux siècles plus tard et au XVIII^{ème} Siècle, Londres devient le centre mondial de la fabrication des aimants. Au XXI^{ème} siècle, trois principales familles d'aimants permanents ont été développées à savoir les ferrites, les céramiques et les terres rares [HEI02].

I.2.2 Caractéristiques générales des aimants permanents :

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont des matériaux magnétiques durs principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (figure. I.3) [GAS04].

A partir de cette courbe, on retrouve la valeur de :

- ✓ l'induction rémanente B_r , correspondant à l'induction résiduelle en circuit fermé. Il peut être représenté à la force d'attraction ;
- ✓ le champ coercitif de l'induction H_{CB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction. Une valeur élevée indique un aimant plus stable et plus résistant.
- ✓ Le produit d'énergie volumique $B_H \max$. Plus la valeur est élevée, plus l'aimant est puissant.
- ✓ Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $B_H \max$.

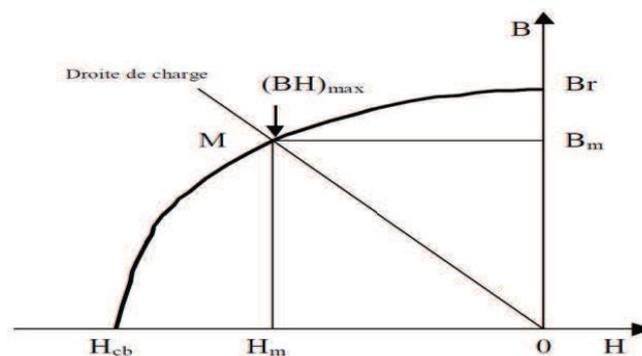


Fig. I.3 : Courbe de désaimantation [GAS-04]

I.2.3 Différents types d'aimant permanent [BOU 12] [GAS04]

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanent, dont les propriétés et leurs applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types :

➤ **Les Alnico :**

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt caractérisé par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques Énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'alimentation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque utilisés.

➤ **Les ferrites**

Aimants permanents, forme des matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie prix.

➤ **Les alliages métaux-terres rares**

Ils sont actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium-cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est élevé.

➤ **Néodyme-Fer-Bore (NdFeB)** ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont bien moins coûteux. Cependant, leur tenue à la chaleur est moins élevée (jusqu'à 180 °C).

On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant sur la figure (I.4)

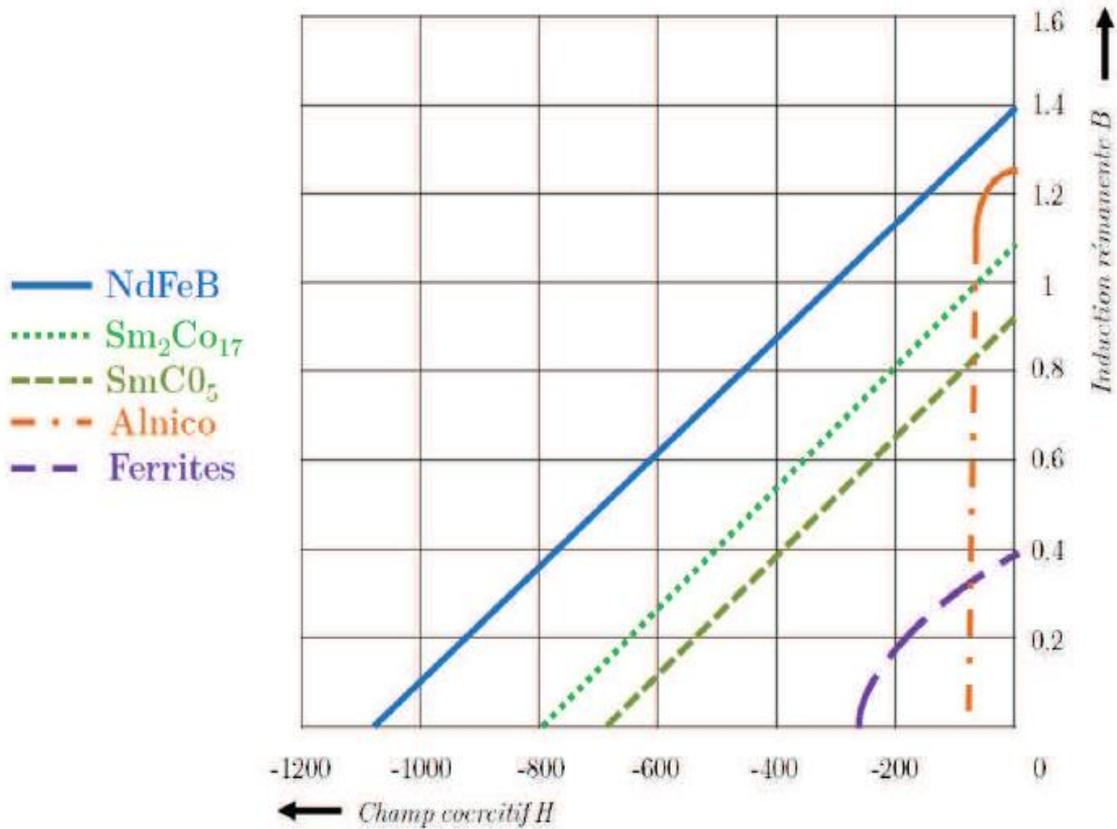


Fig. I.4 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants

La figure I-5 montre l'évolution et les perspectives à venir de la densité énergétique des aimants permanents. La valeur maximale actuellement atteinte pour tous les aimants permanents est de 470 kJ/m^3 avec le matériau NdFeB fritté qui fait partie des terres rares. La limite technique estimée pour les aimants en Néodyme est d'environ 485 kJ/m^3 , tandis que pour tous les aimants permanents confondus, il est de 720 kJ/m^3 . Enfin, la limite théorique, mais pratiquement irréalisable, pour tous les aimants permanents est de 960 kJ/m^3 [INT-B].

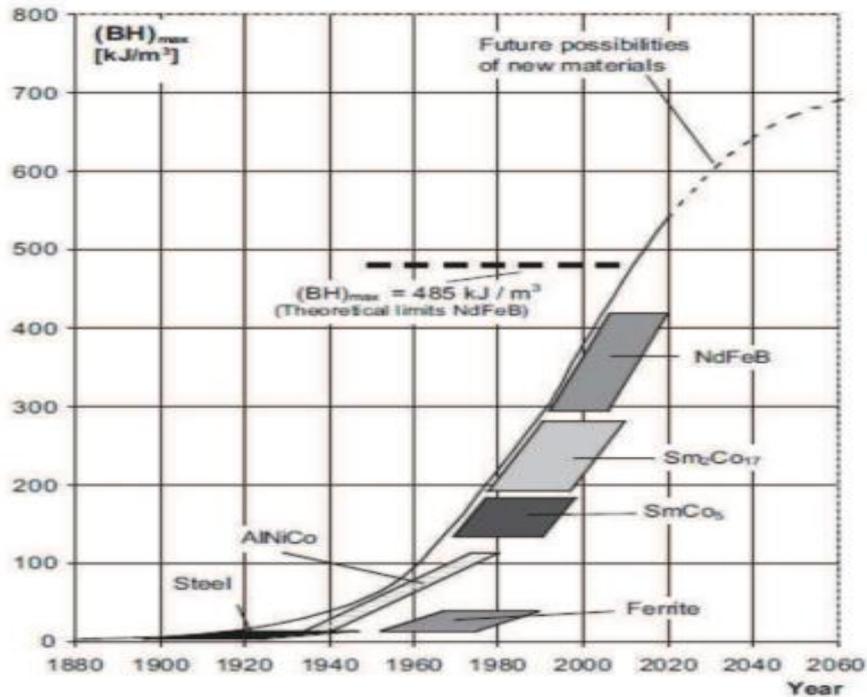


Fig. I.5 : Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants permanents [INT-A]

I.2.4 Etude de différentes configurations de la MSAP :

Il existe pour la MSAP de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants permanents cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse [TOU06]. Grâce à l'usage des aimants permanents, on retrouve une grande modularité dans la réalisation des machines synchrones. Ainsi, une multitude de structures existe et l'on peut les distinguer en fonction de plusieurs critères à savoir [SES-11] :

- La position de l'inducteur par rapport à l'induit qui revient à déterminer la position du rotor interne ou externe par rapport au stator.
- La direction du flux qui peut-être axial, radial ou transverse.
- La localisation des aimants au rotor qui donne un certain nombre de configurations possibles avec aimants enterrés ou en surface.

I.2.5 Localisation des aimants au rotor

La position des aimants au rotor influe considérablement le fonctionnement de la machine [CHA12]. Ces derniers peuvent-être positionnés à la surface du rotor ou bien à l'intérieur du rotor [BEN09]. La figure I.6 illustre les différentes possibilités du positionnement de ces aimants :

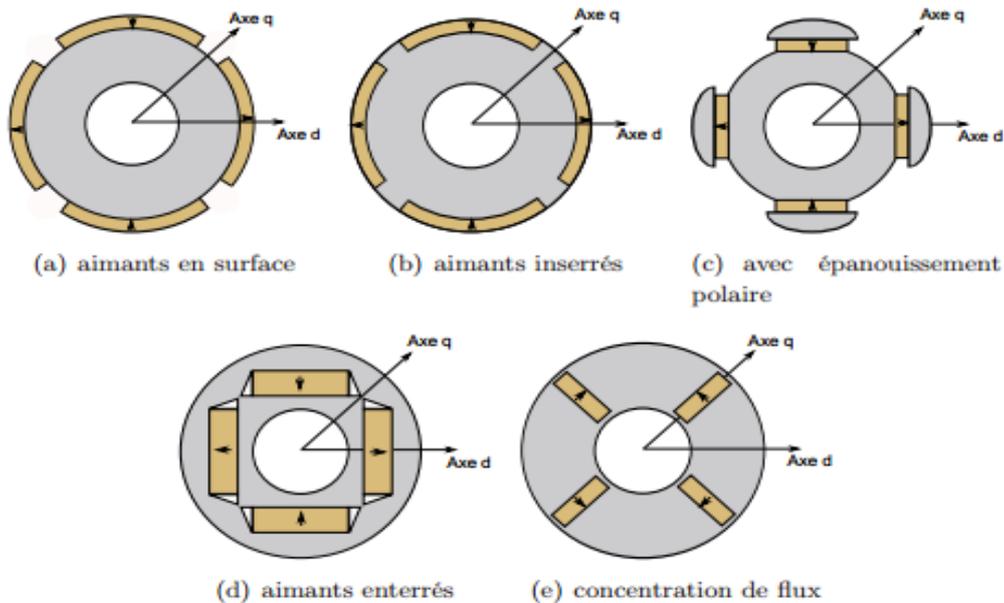


Fig. I.6 : Localisation des aimants permanents [SES11]

Dans nos jours, la MSAP la plus fabriquée est celle ayant les aimants permanents situés à la surface du rotor. Pour ce type de machine, les aimants sont généralement radialement magnétisés. Lors du processus de conception, ces machines apportent l'avantage de simplifier la modélisation du fait que la perméabilité des aimants NdFeB est relativement proche de celle de l'air. La construction de ce type de rotor est simple et peu cher car les aimants sont directement collés à la surface du rotor. En revanche, les aimants sont fortement soumis aux champs magnétiques inverses et le risque de démagnétisation est plus grand. De même, l'entrefer étant important, les inductances d'axes « d » et « q » sont relativement proches et la capacité de défluxage (régime de désexcitation) pour augmenter la vitesse de rotation est très limitée [MUL95]. Par ailleurs, l'inertie du rotor et le risque du détachement des aimants, apportent des limites de fonctionnement à hautes vitesses. Toutefois, il existe des techniques permettant d'améliorer la tenue mécanique moyennant un surcoût important. Par conséquent, ces machines sont davantage destinées aux applications à faible vitesse de rotation. Les

machines à aimants enterrés permettent d'autres avantages et performances favorisant leur choix pour la traction électrique. Tout d'abord, elles permettent un fonctionnement en forte surcharge et une large extension de la plage de vitesses grâce à leur capacité de défluxage [MUL-95].

Aussi, les aimants ne présentent pas de risque d'être éjectés à cause de la force centrifuge (du moins si les ponts en bouts d'aimants sont correctement dimensionnés). Le risque de démagnétisation des aimants est aussi diminué grâce au champ de réaction d'induit qui ne les traverse plus directement. Il existe également un couple de saillance qui s'ajoute au couple moyen. De plus, l'induction d'entrefer est plus élevée, leur conférant ainsi une compacité et un rendement supérieur aux autres machines. Par ailleurs, les MSAP à aimant enterrés à concentration de flux accroissant la fiabilité et la robustesse, critère nécessaire aux applications embarquées du transport. Les aimants sont protégés contre la démagnétisation, en particulier lors du défluxage, et contre les dommages physiques dus à la corrosion [DOG12].

I.3.1 Avantages de la MSAP [BEN09], [KAD00], [ABD11]

- ❖ Un facteur de puissance et un rendement élevés
- ❖ Une plus grande robustesse par rapport au moteur à courant continu
- ❖ Une puissance massique élevée
- ❖ Un développement de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul ont permis d'apporter des solutions au problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant ainsi l'autopilotage du MSAP
- ❖ Suppression des bagues et des ballast, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- ❖ Grande fiabilité.
- ❖ Fonctionnement en survitesse.
- ❖ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine.

I.3.2 Inconvénients de la MSAP [ABD11]

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ❖ Coût élevé à cause du prix des aimants ;
- ❖ Interaction magnétique due au changement de structure ;
- ❖ Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine ;

- ❖ Diminution de l'aimantation selon une loi logarithmique en fonction du temps.
- ❖ Une électronique de commande assez compliquée « nécessité d'un capteur de position ».

I.4 Les domaines d'application de la MSAP [BEN9]

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- ❖ Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de
- ❖ puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction;

Après avoir présenter les différentes machines synchrones, puis les aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. Dans le contexte de l'application qui nous concerne, nous optons pour une MSAP, dont les aimants permanents sont montés sur la surface.

I.5 Modélisation de la MSAP

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [MER]. Pour les applications de contrôle de couple/courant et vitesse/position, la modélisation de la MSAP repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) et sur certaines hypothèses simplificatrices pour des moteurs de construction classique. La modélisation utilisée dans cette partie est basée sur une représentation dans un repère diphasé lié au rotor (d, q) à l'aide de la transformation de Park. L'utilisation de ce modèle permet de voir l'effet des champs tournants, modélisés sous forme de vecteurs tournants, sur la création du couple. Cette transformation d'état offre en effet un certain nombre d'avantages, parmi lesquels le fait que dans ce nouveau repère, le couple électromagnétique est une image directe de la composante en quadrature (q) du courant statorique [MAR07].

I.5.1 Modèle de la machine synchrone à rotor bobinée [GOL94]

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants « collecteur + balais ». Cela, permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation. La machine synchrone mise en équation correspond à la structure présentée par la figure (I.7) :

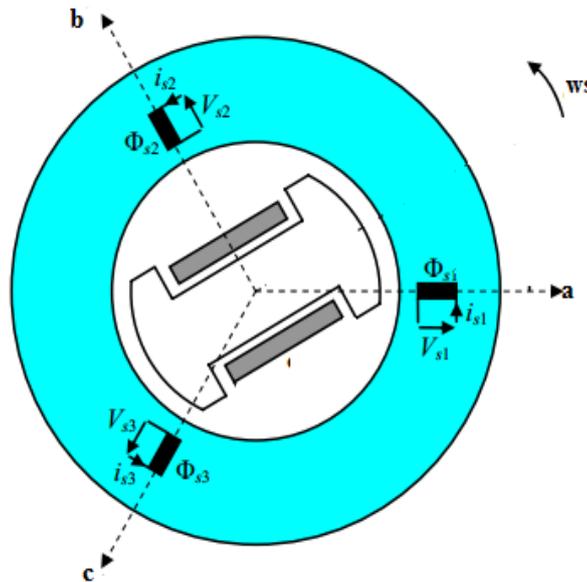


Fig. I.7 : Modélisation de la machine synchrone triphasée

Pour transformer la machine triphasée en machine biphasé, on modifie les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux en utilisant la transformation de Park. La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, flux et tensions un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ce changement de variable est la substitution aux enroulements réels a, b et c en enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère od, oq et dont les conducteurs restent liés au stator figure (I.8).

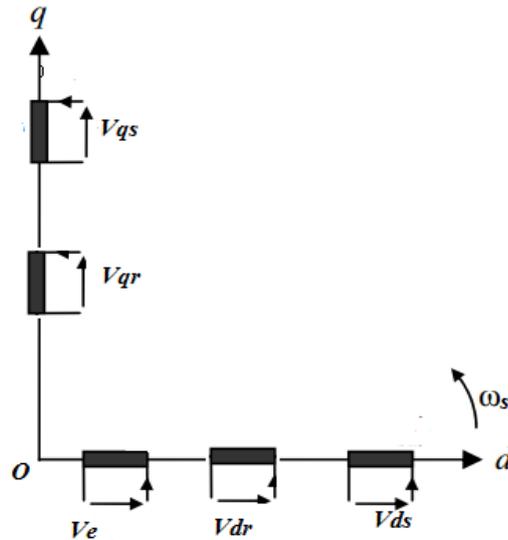


Fig. I.8 : Modèle de Park de la machine synchrone.

Le modèle de la machine dans un référentiel od et oq liée au champ tournant ou au rotor et donné par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + l_s \cdot P i_{qs} + \omega_r \cdot \varphi_{ds} + Lm_q \cdot P(i_{qs} + i_{qr}) \quad (I-1) \\ V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + l_s \cdot P i_{ds} - \omega_r \cdot \varphi_{qs} + Lm_d \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I-2) \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + l_r \cdot P i_{qr} + Lm_q \cdot P(i_{qr} + i_{qs}) \quad (I-3) \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + l_r \cdot P i_{dr} + Lm_d \cdot P(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I-4) \\ V_e = R_e \cdot i_e + l_e \cdot P \cdot i_e + Lm_d \cdot P(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I-5) \end{array} \right.$$

L'équation mécanique est donnée par la formule suivante :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I-6)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par formule suivante :

$$C_e = np. (\varphi_{ds}. i_{qs} - \varphi_{qs}. i_{ds}) \quad (I-7)$$

Les composantes du flux statorique φ_{ds} et φ_{qs} sont données les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_{ds}. i_{ds} + L_{md}. (i_{dr} + i_e) \\ \varphi_{qs} = L_{qs}. i_{qs} + L_{mq}. i_{qr} \end{array} \right. \quad (I-8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_{ds}. i_{ds} + L_{md}. (i_{dr} + i_e) \\ \varphi_{qs} = L_{qs}. i_{qs} + L_{mq}. i_{qr} \end{array} \right. \quad (I-9)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ds} = l_s + L_{md} \\ L_{qs} = l_s + L_{mq} \end{array} \right. \quad (I-10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{ds} = l_s + L_{md} \\ L_{qs} = l_s + L_{mq} \end{array} \right. \quad (I-11)$$

En remplaçant les équations (I-8) et (I-9) dans les équations (I-1) et (I-2), la dynamique de la machine peut être représentée sous forme matricielle par le système d'équations suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ V_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s + PL_{qs} & \omega_r. L_{ds} & pL_{mq} & \omega_r. L_{md} & \omega_r. L_{md} \\ -\omega_r. L_{qs} & R_s + PL_{ds} & -\omega_r. L_{mq} & PL_{md} & P. L_{md} \\ PL_{mq} & 0 & R_r + PL_{qr} & 0 & 0 \\ 0 & PL_{md} & 0 & R_r + pL_{dr} & pL_{md} \\ 0 & PL_{md} & 0 & PL_{md} & R_e + P(l_e + L_{md}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

I.5.2 Modèle de la MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation de la MSAP est un cas particulier du modèle de la machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux des l'aimants [BEN 05]. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique. A fin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir [OMR14] :

Que :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale ;
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.5.2.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé

a- Equations électriques

Les tensions, flux et courants statorique triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement

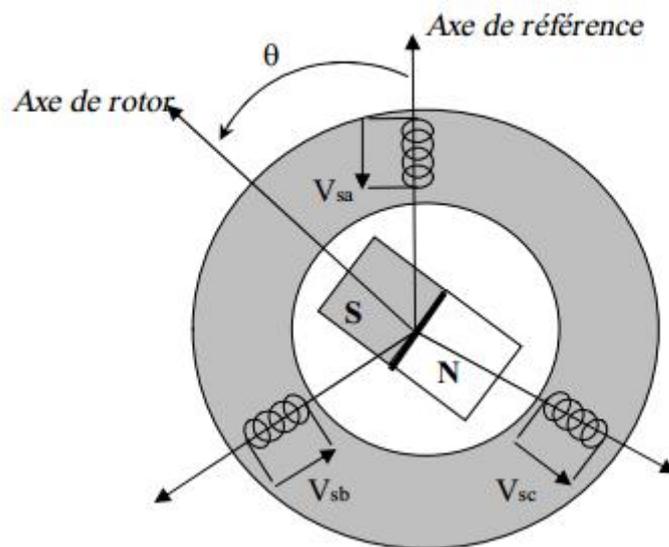


Fig. I.9: Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel dq.

A partir de la figure(I.9), nous écrivons les équations de la MSAP dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Résistance statoriques .

$$[Ls] = \begin{bmatrix} l_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & l_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & l_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductances du stator.}$$

$$[\varphi_s] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant.}$$

Ou :

φ_f : Valeur constante du flux crée par l'aimant a travers l'enroulement statoriques.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

$$\theta(t) = \int_0^T \omega d(T) \quad (I.15)$$

Et

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (I.16)$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

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

Ω : La vitesse mécanique de rotation de la machine (rotor).

b- Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (I.17)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

I.5.2.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé

Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [REZ 09] [BEN 05].

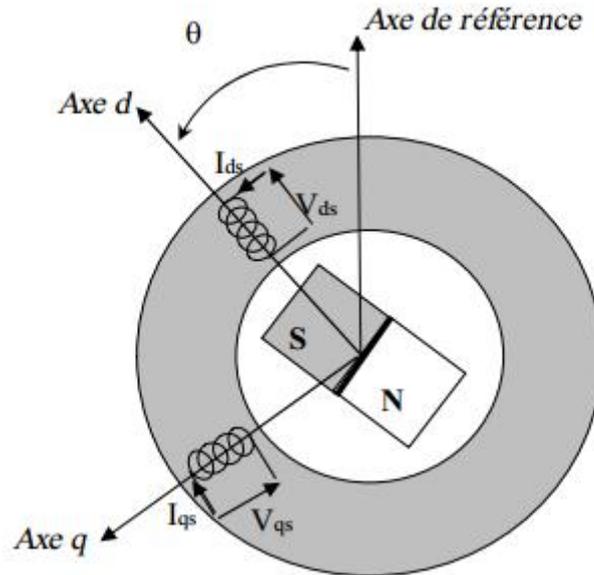


Fig. I.10 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

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

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (I.18)$$

Avec :

$P(\theta)$: la matrice de passage direct de Park

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$[V_d \quad V_q \quad V_0] = P(\theta)[V_a \quad V_b \quad V_c]^T$$

$$[I_d \quad I_q \quad I_0] = P(\theta) [I_a \quad I_b \quad I_c]^T$$

$$[\varphi_d \quad \varphi_q \quad \varphi_o] = P(\theta)[\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$$

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

Passage inverse : diphasé au triphasé

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

$$[\mathbf{X}_{abc}] = \mathbf{P}(\theta)^{-1} [\mathbf{X}_{dqo}] \quad (\text{I.20})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $\mathbf{P}(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$\mathbf{P}(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

I.5.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

I.5.3.1 Equations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

D'après la relation (I.22), on constate un couplage entre les axes « d » et « q »

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Avec :

φ_{sf} : Flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature.

I.5.3.2 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.24})$$

Avec : $\omega = p \cdot \Omega$

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m^2).

F : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.5.3.3 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_e = p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q \right] \quad (\text{I.25})$$

Pour adapter les équations de la machine synchrone à aimants pérennants à la topologie des convertisseurs à fréquence variable, les équations (I.22) sont organisées de la façon suivante, en remplaçant φ_{qs} et φ_{ds} à partir des équations (I.23) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + l_s \cdot P \cdot i_{ds} + v_{ids} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + l_s \cdot P \cdot i_{qs} + v_{iqs} \end{cases} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{id} = \omega r \cdot \varphi_{ds} + L_{md} \cdot P \cdot i_{ds} \\ v_{iq} = -\omega r \cdot \varphi_{qs} + L_{mq} \cdot P \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I.27)$$

A partir de cette nouvelle par représentation, les équations des trois phases de la machine Fig. I.11 sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + l_s \cdot P \cdot i_a + v_{ia} \\ V_b = R_s \cdot i_b + l_s \cdot P \cdot i_b + v_{ib} \\ V_c = R_s \cdot i_c + l_s \cdot P \cdot i_c + v_{ic} \end{cases} \quad (I.28)$$

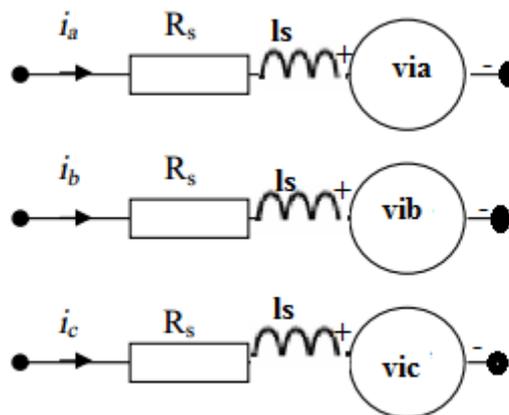


Fig. I.11 : Représentation des trois phases de la machine synchrone avec fém. liées

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'étude est orientée dans un premier temps vers les différentes machines synchrones, puis les aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. Le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande vectorielle qui va être présentée dans le troisième chapitre

Chapitre II

Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de tension

II.1 Introduction :

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs. [AMA 01]

II.2 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension deux niveaux

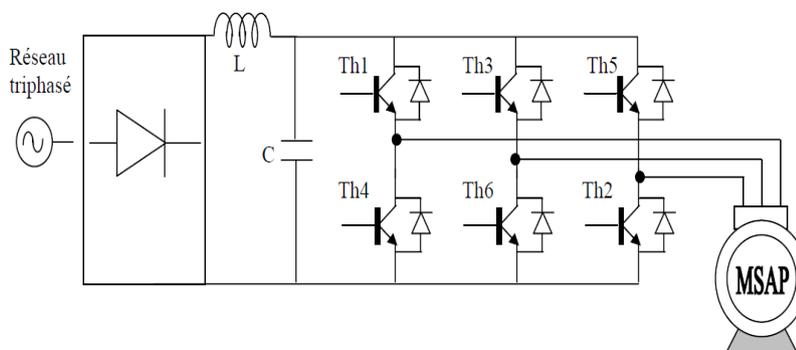


Fig.II.1 :Schéma de l'association MSAP onduleur de tension 2 niveaux

II.2.1 Constitution de l'alimentation de la MSAP

Les différents éléments constituant la chaîne d'alimentation sont :

- **Source électrique à courant alternatif** : la source électrique alternative est généralement obtenue par un réseau triphasé électrique.
- **Redresseur** : il permet de transformer une tension alternative en tension continue.
- **Filtrage** : il élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur.
- **Onduleur** : il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variable

➤ **Modélisation du redresseur à diodes [ABD]**

Le redresseur à diodes est un pont triphasé non commandé alimenté par un réseau de tension triphasé. On supposera que la commutation des diodes est instantanée ainsi : deux diodes de même bras ne peuvent conduire simultanément et on aura :

D1 conduit si $V_i = \text{Max}(V_j) \quad j=1, 2,3 \quad i=1,2$

D2 conduit si $V_i = \text{Min}(V_j) \quad j=1, 2,3 \quad i=1,2$

Pendant la période de conduction, la tension U_{red} du redresseur est donnée par la formule suivante :

$$U_{red} = \max(V_j) - \min(V_j) \quad j=1, 2,3 \quad i=1,2$$

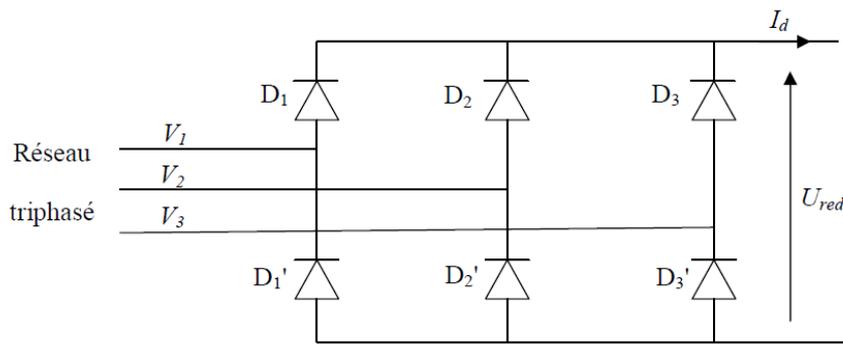


Fig.II.2 :Pont de diodes triphasé

➤ **Modélisation du filtre**

Ce filtre est constitué d'une capacité C qui sert à supprimer les variations brusque de la tension U_{red} durant la commutation des interrupteurs et d'une inductance L qui élimine les ondulations du courant I_d à la sortie du redresseur

La figure (II.3) représente le schéma de filtre

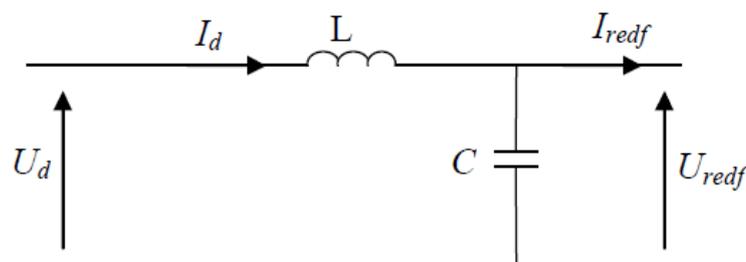


Fig. II.3 :Schéma du filtre

D'après le schéma précédent, on peut obtenir les équations régissant le fonctionnement du filtre LC telle que :

$$U_{red} = L \frac{dI_d}{dt} + U_{redf} \quad (\text{II. 1})$$

$$\frac{dU_{redf}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I_{redf})$$

II.2.2 Définition de l'onduleur [REZ 09]

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts. On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source on a :
 - onduleurs de tension.
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.). [SEG]

La figure (II.4) présente le schéma de l'onduleur de tension deux niveaux

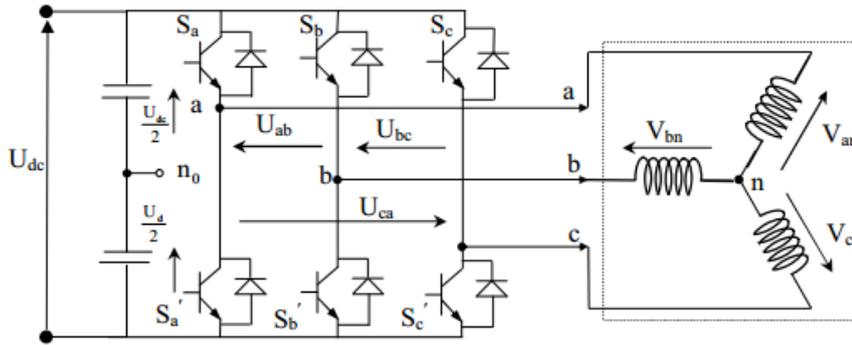


Fig.II.4 :Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

II.2.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé [ZEG08]

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques. Les transistors sont supposés des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert

Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= V_{ano} - V_{bno} \\
 U_{bc} &= V_{bno} - V_{cno} \\
 U_{ca} &= V_{cno} - V_{ano}
 \end{aligned}
 \tag{II. 2}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle,

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\
 V_{bn} &= \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\
 V_{cn} &= \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}]
 \end{aligned} \tag{II. 3}$$

Donc :

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{aligned}
 V_{an} + V_{no} &= V_{ano} \\
 V_{bn} + V_{no} &= V_{bno} \\
 V_{cn} + V_{no} &= V_{cno}
 \end{aligned} \tag{II. 4}$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} [V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \tag{II. 5}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i$ ($i= a, b, c$) = on a :

$$V_{ino} = S_i U_o \cdot \frac{U_o}{2} \tag{II. 6}$$

On a donc :

$$\begin{aligned}
 V_{ano} &= (S_a - 0.5)U_o \\
 V_{bno} &= (S_b - 0.5)U_o \\
 V_{cno} &= (S_c - 0.5)U_o
 \end{aligned} \tag{II. 7}$$

En remplaçant l'équation (II.7) dans (II.2) on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ano} + \frac{2}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} + \frac{2}{3}V_{cno}
 \end{aligned} \tag{II. 8}$$

En remplaçant (II.7) dans (II.8), on trouve :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Uo. \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.2.4 Différents types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- ❖ Contrôle des courants par hystéries
- ❖ Contrôle des courants par Modulation de Largeurs d'Impulsions (M.L.I).

➤ Contrôle des courants par hystéries

Cette méthode, certainement la plus simple, a souvent été employée pour l'alimentation des machines à courant alternatif. On présente le diagramme de principe pour cette technique, où les références de courant sont sinusoïdales. Cette stratégie utilise trois régulateurs indépendants, un par phase; donc le courant est forcé pour rester autour de sa référence avec certaine bande. Le comparateur à hystérésis commute le courant réel pour qu'il reste autour de sa référence avec certaine bande.

- **Les avantages de cette methode :**
 - Cette technique est plus simple, robuste et donne certaine exactitude en poursuite du courant de référence.
 - Assure un contrôle efficace de la position des impulsions de commande
 - Amélioration de la qualite des courants de charge en terme THD et garantit un fonctionnement efficace de l'onduleur. [MAL90]

- **Les inconvénients :**

- La fréquence de commutation est variable et dépend en grande partie des paramètres de la machine, de la tension du bus continue et de la bande d'hystérésis.

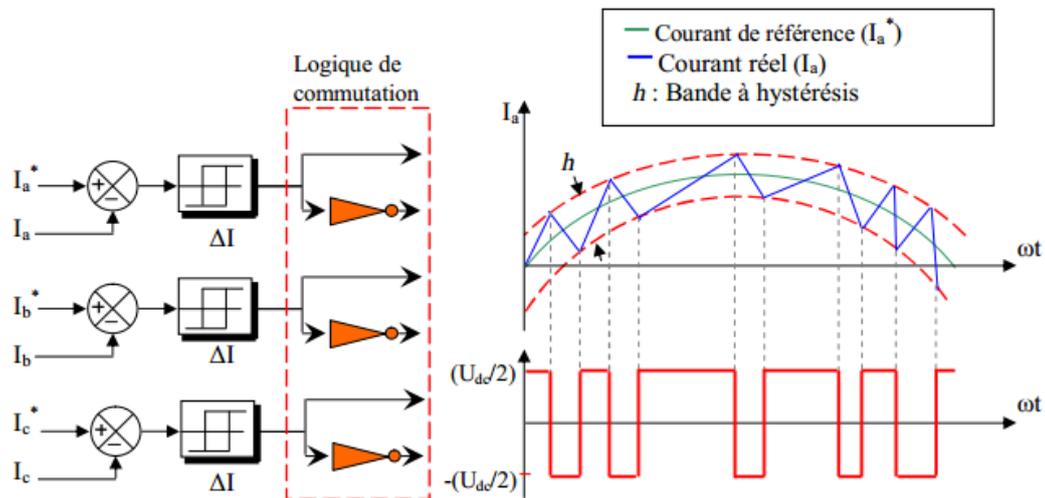


Fig.II. : Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis

- **Contrôle des courants par Modulation de Largeurs d'Impulsions (M.L.I) [MER]**

Le principe de la méthode de contrôle des courants par M.L.I est que à partir d'une source de tension continue, elle impose aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale. La M.L.I. est obtenue par la comparaison de deux signaux : Un signal triangulaire de haute fréquence (F_p) appelé "porteuse" et un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence $F_m \ll F_p$. Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

La figure (II.6) présente Schema synptotique de Modulation de Largeur d'impulsion (MLI)

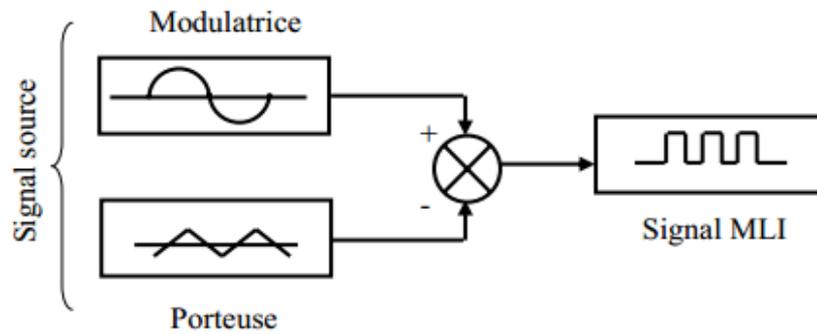


Fig.II.6 : Schéma synoptique d'un MLI

Ces deux signaux sont définis comme étant :

- ***f* L'onde porteuse**: qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- ***f* L'onde modulatrice**: qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée.(en général une onde sinusoïdale).

Deux principaux paramètres caractérisant la MLI, sont.

- ***f* L'indice de modulation *ML***: qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celle de l'onde porteuse :

$$ML = \frac{Vm}{Vp}$$

- ***f* Le rapport de modulation *Mr***:qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice :

$$Mr = \frac{Fp}{Fm}$$

La M.L.I. sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire sur la figure (II.7). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse

En triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f [MOH10]

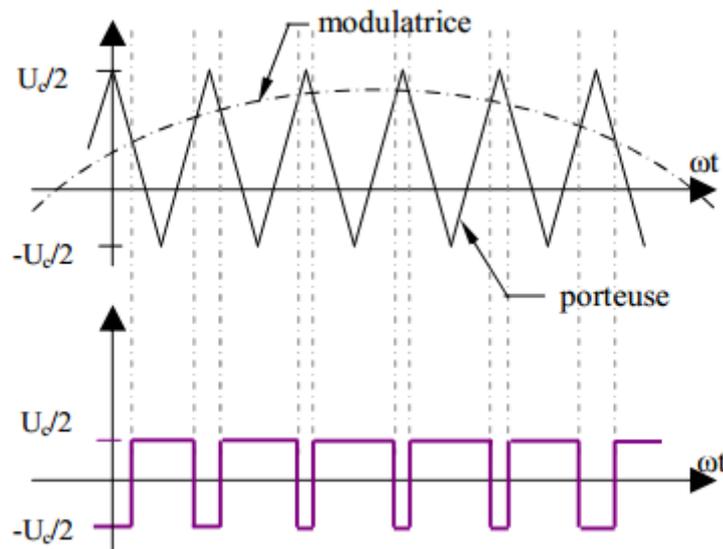
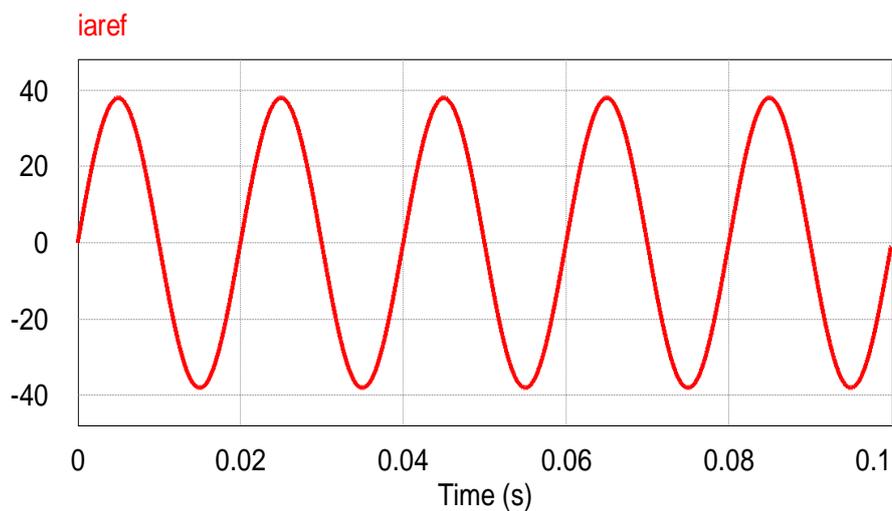


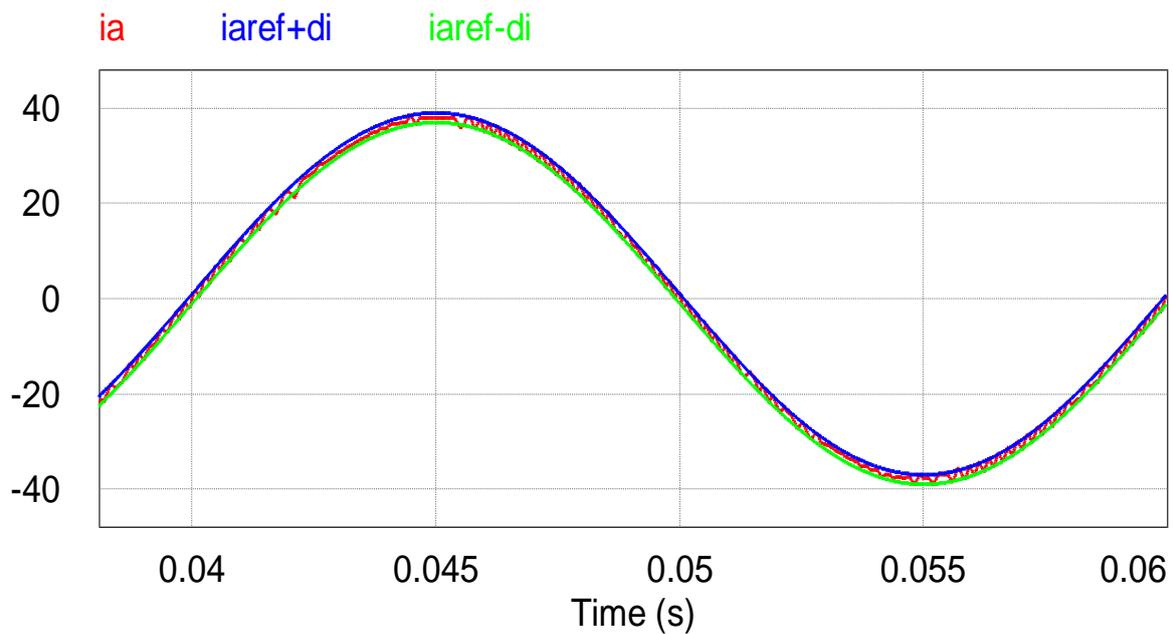
Fig.II.7: M.L.I à échantillonnage naturel

II.2.5 Resultats de simulation :

Après avoir rappelé les différents commande de l'onduleur de tension a deux niveaux , nous allons maintenant le simulé sous l'environnement du logiciel **PSIM9.0.3**. La figure (II.8) représente les signaux de commande de l'hystérisis a $d_i=0.01$.



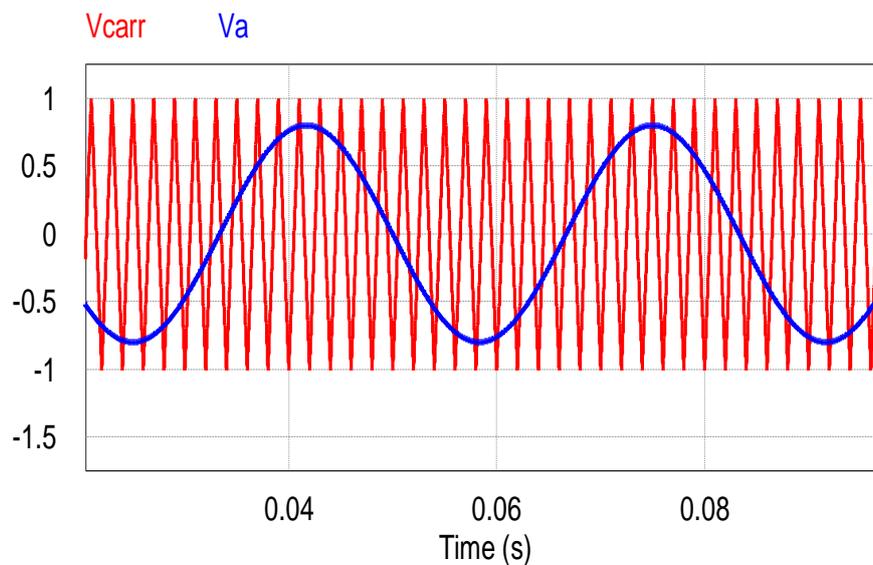
iaref



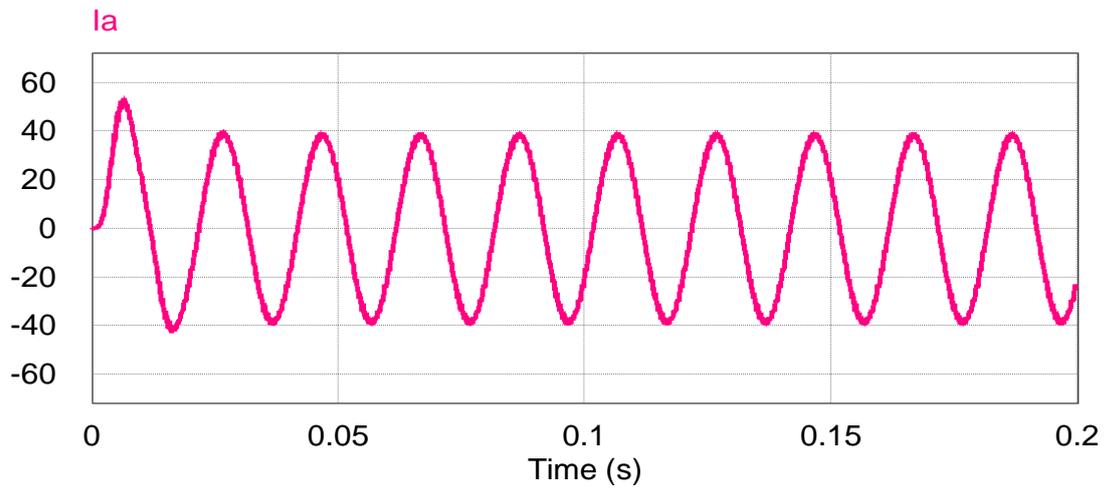
Le courant i_a avec la bande d'hystérésis ($i_{ref}+d_i$ et $i_{ref}-d_i$)

Fig.II.8 : courant d'une phase et sa référence

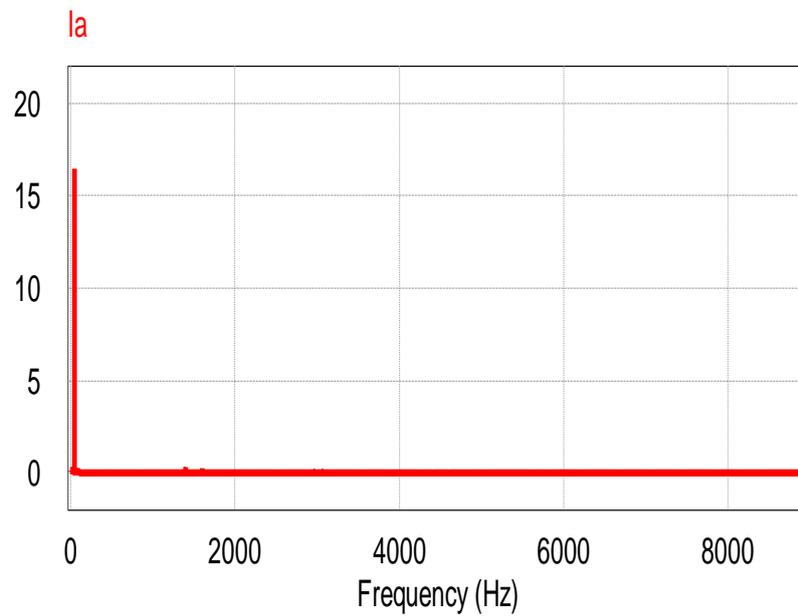
La figure (II.9) présente les signaux de commande par MLI, les signaux du courant de phase de l'onduleur ainsi que le spectre du courant de l'onduleur de tension à deux niveaux à fréquence de commutation $f=1500\text{HZ}$.



Principe de la commande MLI



Le courant i_a [A]



Le spectre d'harmoniques du courant i_a « THD=0.03% »

Fig.II.9 : Signaux de l'onduleur avec commande MLI

II.3 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension trois niveaux

II.3.1 Introduction :

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier lié également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentant un contenu harmoniques réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux. La première topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension. Nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement) et les stratégies de commande [BEN10].

II.3.2 Structure topologique de l'onduleur

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (II.10). Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E, dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K1, K2, K3 et K4 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu [BAL10] [DUG12] [PRA14].

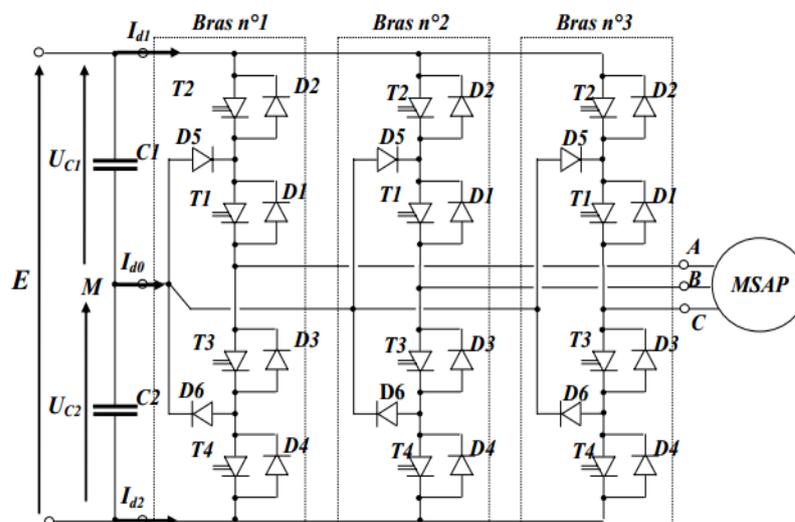


Fig.II.10 :Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.3.3 Modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant

L'ensemble interrupteur (T) et la diode (D) peut être remplacé par un interrupteur bidirectionnel en courant :

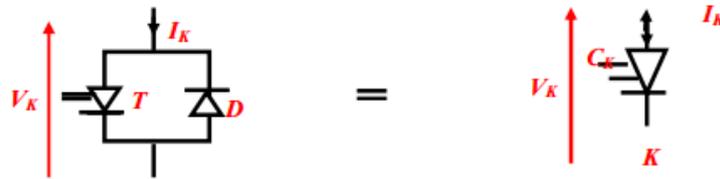


Fig .II.11 :Interrupteur bidirectionnel en courant

Avec : C_K la commande de l'interrupteur (K)

En général un convertisseur NPC N-niveau à trois phases, est composé de $2 * (N-1)$ interrupteurs connectés en série et (N-1) liaison à courant continu. La tension aux bornes du condensateur est égale à $(U_{dc} / N-1)$.

II.3.4 Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras est de 04 interrupteurs est de $2^4=16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4 . Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles :

- Configuration 0 : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie V_{AM} est imposée par la charge ; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

- Configuration 1 : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 1 0 0)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = +U_C = +E/2$.

- Configuration 2 : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (1 0 0 0)$

L'interrupteurs K_1 est passant et (K_2, K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

- Configuration 3 : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 1)$

Les interrupteurs (K_1, K_2) sont bloqués et (K_3, K_4) sont passants et la tension

de sortie : $V_{AM} = -U_C = -E/2$.

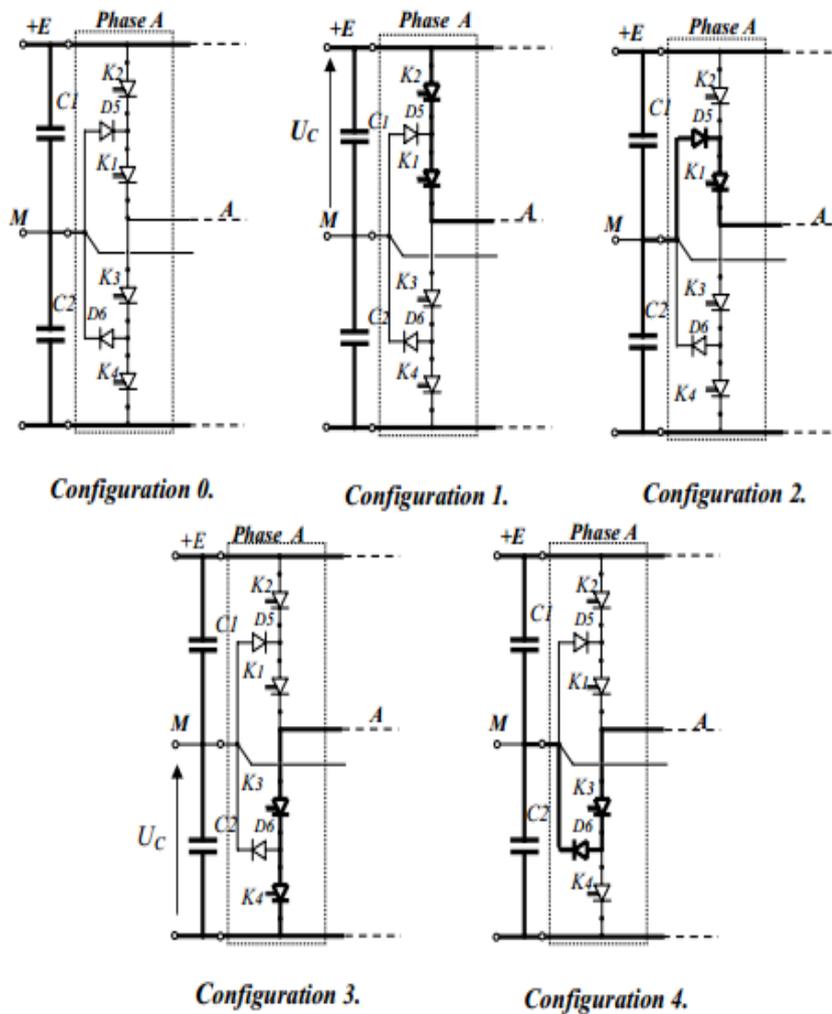
- Configuration 4 : $(C_{11} C_{12} C_{13} C_{14}) = (0 0 1 0)$

L'interrupteurs K_3 est passant et (K_2, K_1, K_4) sont bloqués et la tension de

sortie : $V_{AM} = 0$. [FAD06]

Les autres configurations sont à éviter, car [YAK05], [BOU05] :

- Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.



FigII.12 : Les différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans la table (II.1) (V_k potentiel au nœud k par rapport à l'origine des potentiels n_0).

Tableau (II.1) : Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1

Configurations	Commande	Tension V_{AM}	Courant continu	Observation
Conf 0	$C_{ij}=0$ $i=1,3$ $j=1,4$	Imposé par la charge	$I_{d0}=I_{d1}=I_{d2}=0$ $I_A=0$	Configuration non désirable pour la commande
Conf 1	$C_{11}=C_{12}=1$ $C_{13}=C_{14}=0$	$+U_C$	$I_{d1}=I_A$ $I_{d0}=I_{d2}=0$	Niveau de tension ($+U_C$)
Conf 2	$C_{11}=C_{12}=0$ $C_{13}=C_{14}=1$	$-U_C$	$I_{d1}=I_{d2}=0$ $I_{d0}=I_A$	Niveau de tension (0)
Conf 3	$C_{11}=C_{12}=0$ $C_{13}=C_{14}=1$	$-U_C$	$I_{d1}=I_{d0}=0$ $I_{d2}=I_A$	Niveau de tension ($-U_C$)
Conf 4	$C_{13}=1$ $C_{11}=C_{12}=C_{14}=0$	0	$I_{d1}=I_{d2}=0$ $I_{d0}=I_A$	Niveau de tension (0)

$i=1,3$: numéro du bras

$j=1,4$: numéro de l'interrupteur du bras i

II.3.5 Stratégies de commande MLI des NPC-3N [KHO10]

La technique MLI est l'une des techniques utilisées dans la commande des onduleurs pour obtenir à partir d'une source continue une alimentation variable en tension et en fréquence.

On étudiera par la suite deux stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux

- Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.
- Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Le critère qui sera considéré est tel que la forme d'onde de la tension de sortie soit la plus proche possible d'une sinusoïde, donc avec un minimum d'harmoniques

➤ Tensions de référence

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tensions triphasées équilibrées direct sont :

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= V_m (\cos\theta) \\ V_{ref2} &= V_m \left(\cos\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{ref3} &= V_m \left(\cos\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (II.10)$$

➤ Les caractéristiques de MLI

Si la référence est sinusoïdale, On définit deux grandeurs :

- L'indice de modulation m :égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse sur la fréquence de la référence f_r : $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le coefficient de réglage en tension r :égal au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la valeur crête V_p de la porteuse : $r = \frac{V_m}{V_p}$

II.3.5.1 Commande TRIANGULO-SINUSOIDALE à une seule porteuse

Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie.

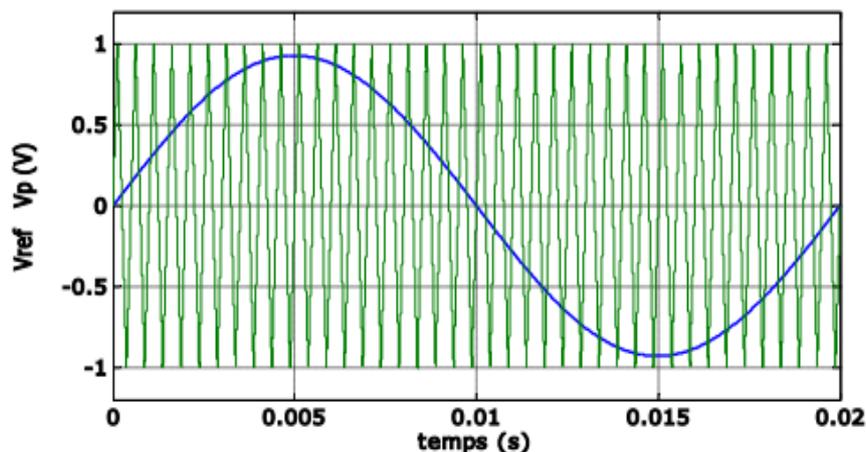


Fig.II.13 :principe de la MLI à une seule porteuse

II.3.5.2 Commande TRIANGULO - SINUSOÏDALE à deux porteuses

On utilise deux porteuses identiques, triangulaires unipolaires, déphasées, dans le temps, d'une demi période de hachage ($1/2f_p$) et décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Le principe de cette stratégie de commande, est de comparer le signal de référence ou modulante V_{ref} de forme sinusoïdale avec le signal de n porteuses V_p de forme triangulaire. Cette comparaison compte sur les intersections, afin de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sorties. [MOU07]

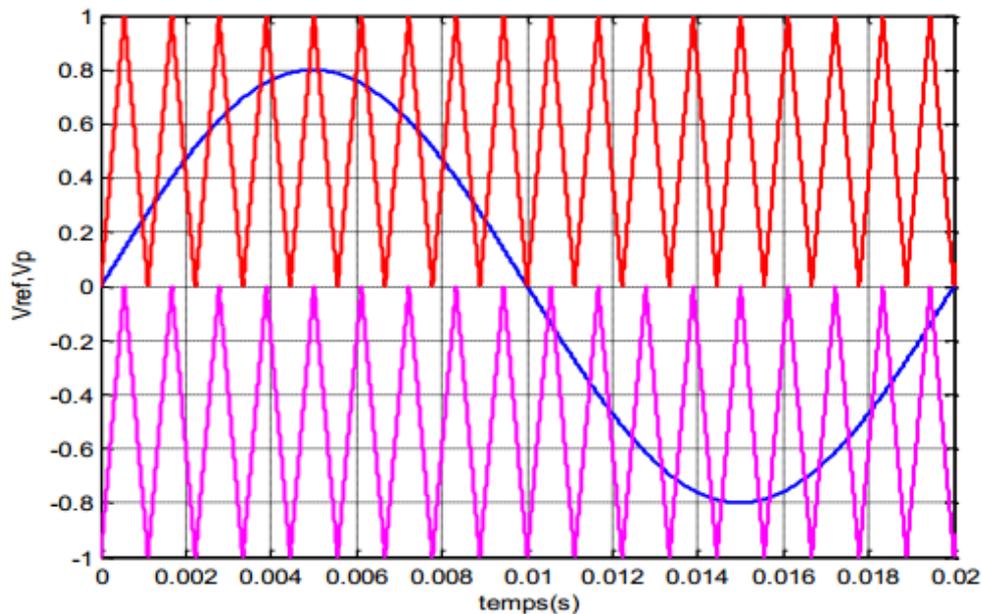
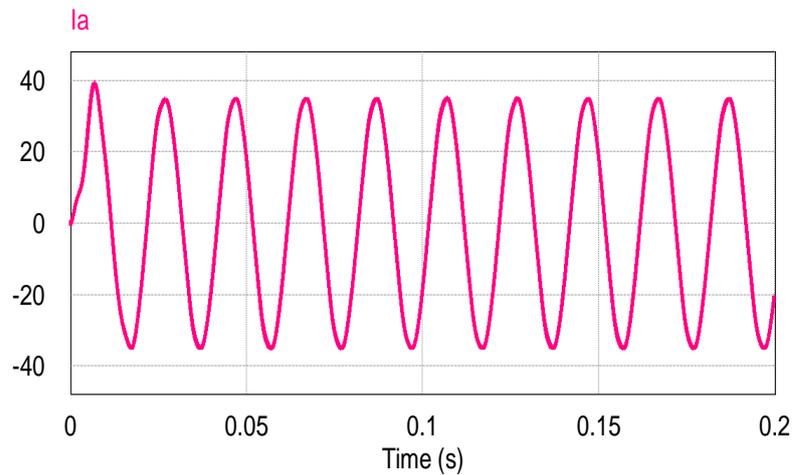


Fig.II.14 : principe de la MLI à deux porteuses

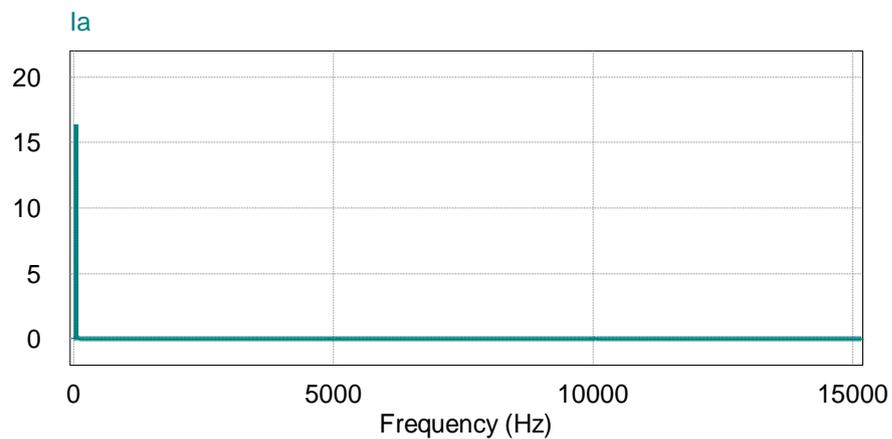
II.3.6 Résultats de simulation

On simule l'onduleur de tension à trois niveaux (NPC) pour les deux commande MLI à une seule porteuse et deux porteuses (charge R-L) à fréquence de commutation $f=5000$ HZ. Les résultats sont présentés sur les figures (II.15) et (II.16).

La figure (II.15) montre les résultats de la commande MLI à une seule porteuse. Les résultats montrent la tension de phase de sortie, le courant de phase ainsi que le spectre d'harmoniques. Le THD dans ce cas est de l'ordre de 0.02%, en comparant avec le THD de l'onduleur à deux niveaux qui est de l'ordre de 0.03%. Donc l'onduleur NPC à trois-niveaux donne une meilleure performance du point de vue THD.



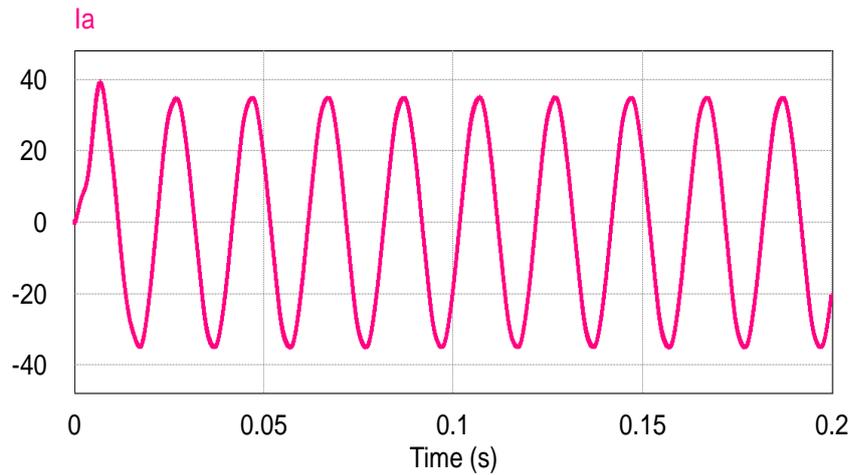
Le courant I_a [A]



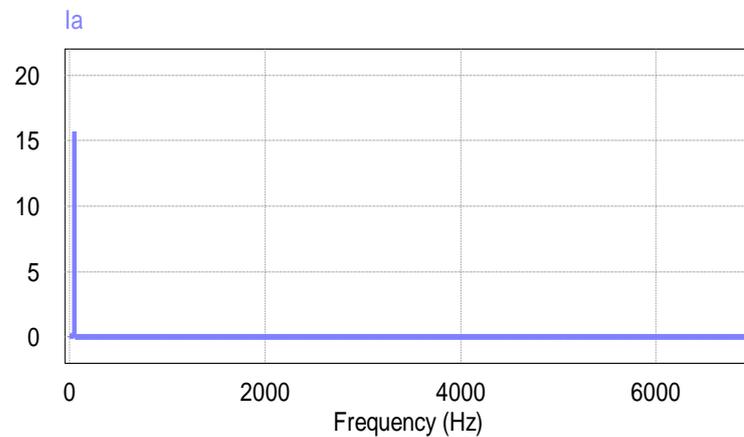
Le spectre d'harmoniques du courant I_a « THD=0.02% »

Fig.II. 15 : La commande MLI à une seule porteuse

La figure (II.16) montre les résultats de la commande MLI à deux porteuse de l'onduleur de tension à trois niveaux. Les résultats de simulation montrent une amélioration du THD (0.02%), par rapport à l'onduleur deux et trois niveaux à une seule porteuse. Le courant statorique est de forme sinusoidale.



Le courant de phase I_a [A]



Le spectre d'harmoniques du courant I_a « THD=0.01% »

Fig.II. 16 : La commande MLI à deux porteuses

II.4 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé, permettant d'atteindre des performances recherchées. Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension à deux et trois niveaux où les résultats de simulation sont obtenus avec une charge R-L. On a aussi présenté les différentes techniques de modulation à une et à deux porteuses. Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle de la MSAP alimenté en courant.

Chapitre III

La commande vectorielle de la MSAP alimentée en courant

III.1 Introduction : [Car 95]

Par le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, la MSAP tend à se substituer à la machine à courant continu. Cette évolution est motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose que le modèle de la MSAP correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande, à été proposée par Blaschke en 1972, elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques ; l'implantation de la commande était alors difficile.

Avec l'évènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

III.2 Machine synchrone autopilotée : [BER 02]

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit, donc du champ statoriques, ne permet pas au champ rotorique de « s'accrocher ».

D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire.

La figure (III.1) montre le principe de l'autopilotage de l'ensemble commande-onduleur-machine.

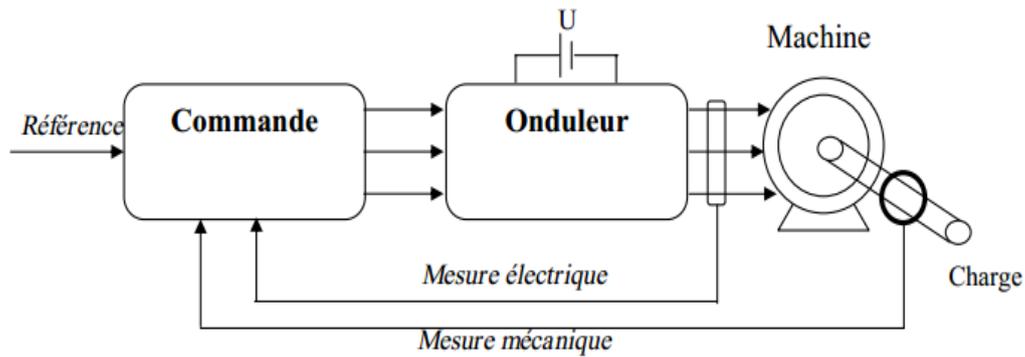


Fig.III.1: Structure des machines autopilotées

III.3 Principe de la commande vectorielle [REK 91] [BEN09] [GLO 94], [BOU 05]

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une à MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante I_{ds} du courant statorique. Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC. Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant « d » s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle du courant de la machine et consiste à imposer directement les courants de phases dans une bande autour des courants de références: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle du courant de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les

références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané d' I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q relation (I.36) dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon (I.37), la valeur optimale du courant I_d soit évidemment nulle.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la MSAP en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux.

Si le courant I_d est forcé à zéro, la composante du flux statorique devient $\phi_d = \phi_f$ et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = p \cdot \phi_f \cdot I_q \quad (\text{III.1})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à I_q , d'où la représentation suivante :

$$C_e = K_t \cdot I_q \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$K_t = p \cdot \phi_f \quad (\text{III.3})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

Un schéma bloc de commande d'un système d'entraînement de vitesse à MSAP, basé sur la technique de la commande vectorielle, est représenté par la figure (III.2) suivante :

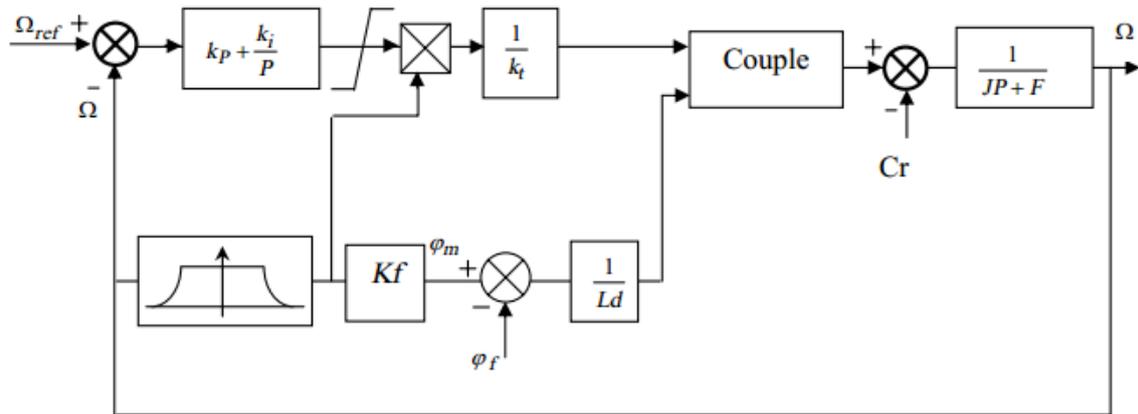


Fig. III.2 : Schéma bloc de régulation (commande en courant)

Un schéma bloc de régulation (sans convertisseurs) est établi et il associe à un seul régulateur. La vitesse est mesurée directement et il est possible de faire sa régulation par contre-réaction, en utilisant un régulateur PI avec ses deux degrés de liberté qui permet de fixer des caractéristiques dynamiques pour un point de fonctionnement. Au niveau du calcul des paramètres du régulateur. L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur pour générer le couple de référence et lorsque la machine fonctionne à un couple constant où $Id=0$, le couple électromagnétique de référence est divisé par la constante de couple pour donner la composante Iq de référence.

Lorsque la machine est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, le variateur fonctionne dans le mode défluxé (puissance constante). Comme la MSAP est entièrement commandable par le stator, le flux d'entrefer est défluxé par l'introduction d'un courant i_d négatif qui crée un flux en opposition à celui dû aux aimants. La sortie du bloc de défluxage est égale à l'unité pour une vitesse inférieure ou égale à la valeur nominale et décroît hyperboliquement avec la vitesse entre la valeur nominale et la valeur maximale.

Lorsque la sortie df est unité $\varphi_f = \varphi_m$ et $I_{ds}=0$, si cette sortie est inférieure à l'unité un couple référence réduit est imposé. Les deux composantes sont utilisées pour calculer le couple de la machine comme dans l'équation (I-37).

III.4 Calcul des paramètres du régulateur PI (régulateur de la vitesse) :

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par :

$$T(p) = Kp + \frac{Ki}{p} \quad (\text{III. 4})$$

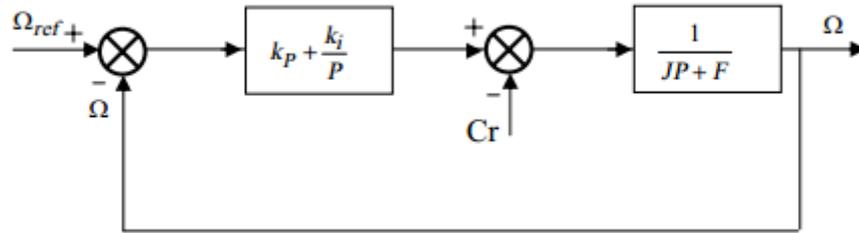


Fig. III.3 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant les frottements F est donnée par :

$$G(p) = \frac{Kp \cdot p + Ki}{1 + \frac{Kp}{Ki}p + \frac{J}{Ki}p^2} \quad (\text{III. 5})$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système de second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0}p + \frac{1}{\omega_0^2}p^2} \quad (\text{III. 6})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{Kp}{Ki} = \frac{2\xi}{\omega_0}, \quad \frac{J}{Ki} = \frac{1}{\omega_0^2}, \quad \frac{Kp}{Ki} = \tau \quad (\text{III. 7})$$

On aura :

$$Kp = \frac{4J}{\tau}, \quad Ki = \frac{4J}{\tau^2} \quad (\text{III. 8})$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine :

$$\frac{Lqs}{Rs}$$

III.5 Bloc de défluxage [MER]

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, d'une part, d'autre part ce bloc permet, d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} df &= 1 && \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_o \\ df &= \frac{\Omega_o}{|\Omega|} && \text{pour } |\Omega| > \Omega_o \end{aligned} \quad (\text{III. 9})$$

Avec :

Ω_o : vitesse nominale

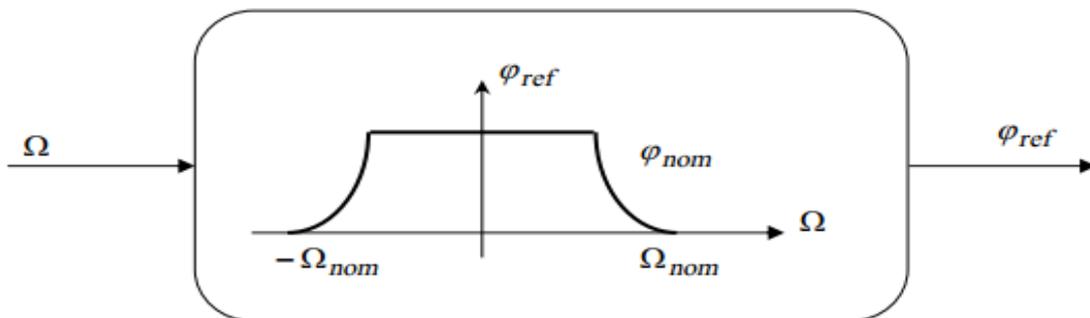
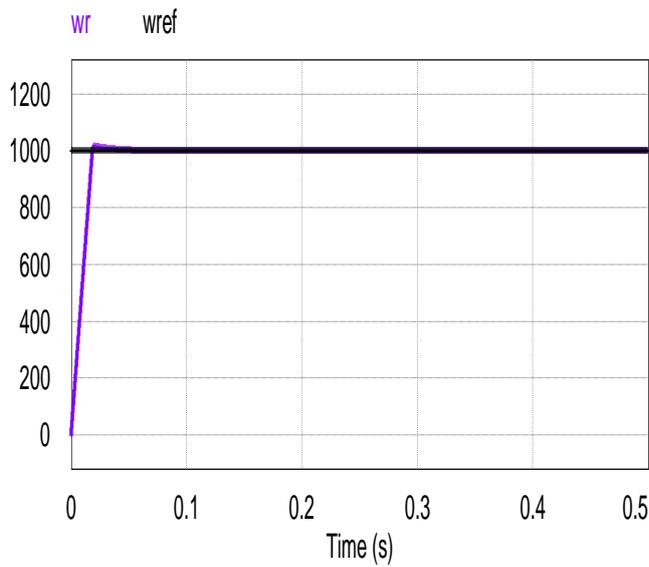


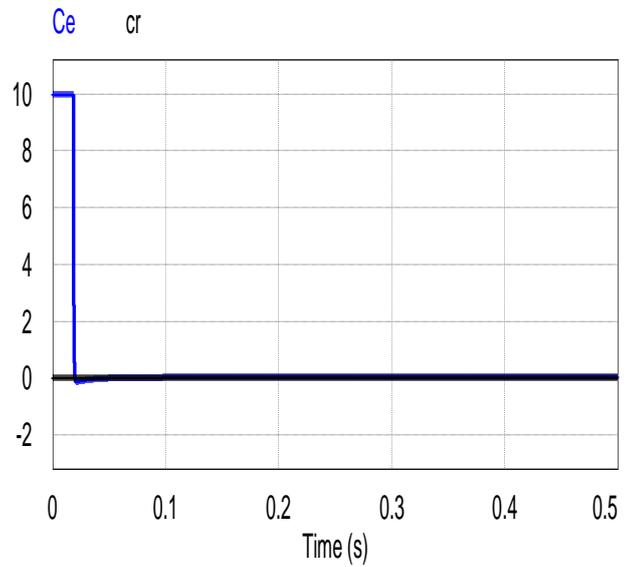
Fig.III.4 : Bloc défluxage

III.6 Interprétation des résultats :

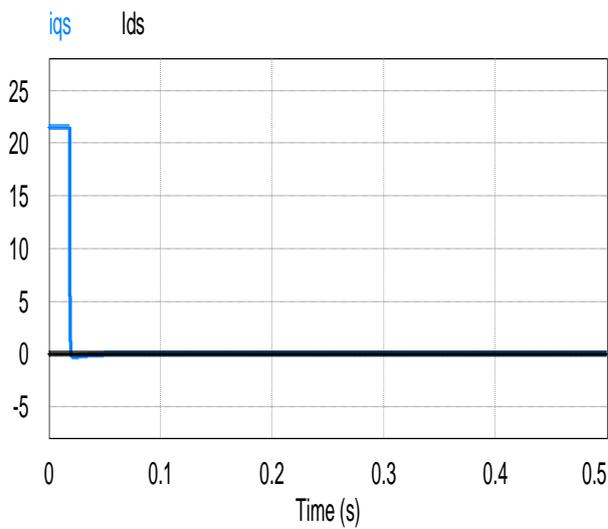
Pour étudier la régulation représentée par la Figure (III.5) nous avons simulé un démarrage à vide ($C_r = 0$) pour une vitesse de référence $\Omega_{réf}=1000$ (tr/min). Les paramètres du régulateur PI calculés sur la base analogique. Les résultats de simulation sont obtenus à l'aide du logiciel PSIM9.0.3.



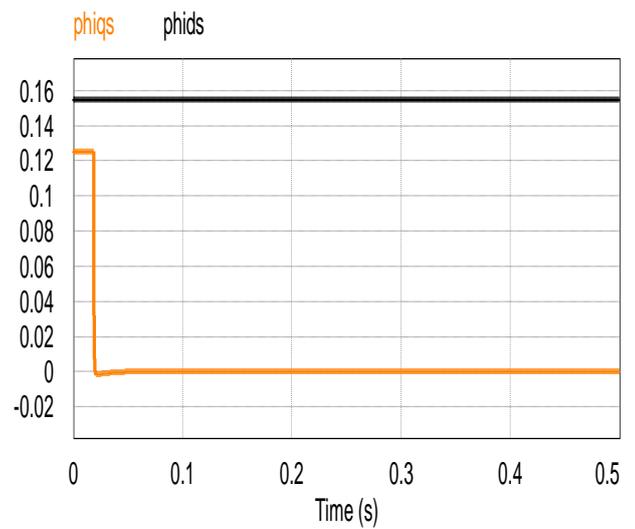
Vitesse [tr/min]



Couple [N.m]



Courants Id et Iq [A]



Flux φ_{ds} et φ_{qs} [web]

Fig. III.5 : Résultats de simulation de la régulation (Mode normal)

Nous avons examiné également le fonctionnement en mode défluxé Fig. III.5, pour lequel nous constatons, à une vitesse de référence $\Omega_{réf} = 1500$ (tr/min) que le système répond pratiquement sans dépassement avec un temps de réponse plus important que dans le cas du mode normal ($Cr=0$).

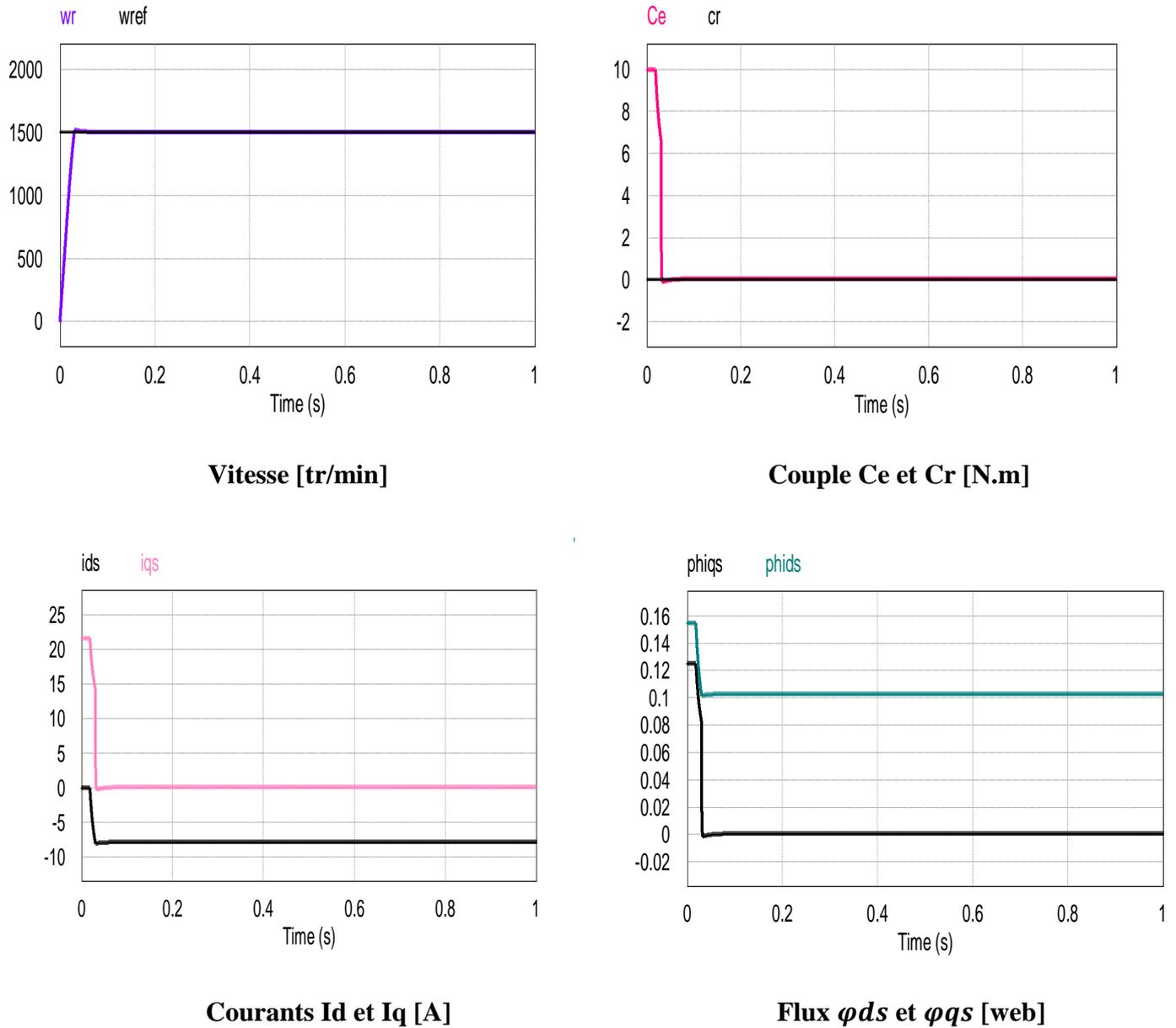


Fig. III.6 : Résultats de simulation de la régulation analogique (Mode défluxé)

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage, puis une inversion du sens de rotation. Nous constatons que la vitesse répond sans dépassement en démarrage et en inversion Fig. III.7.

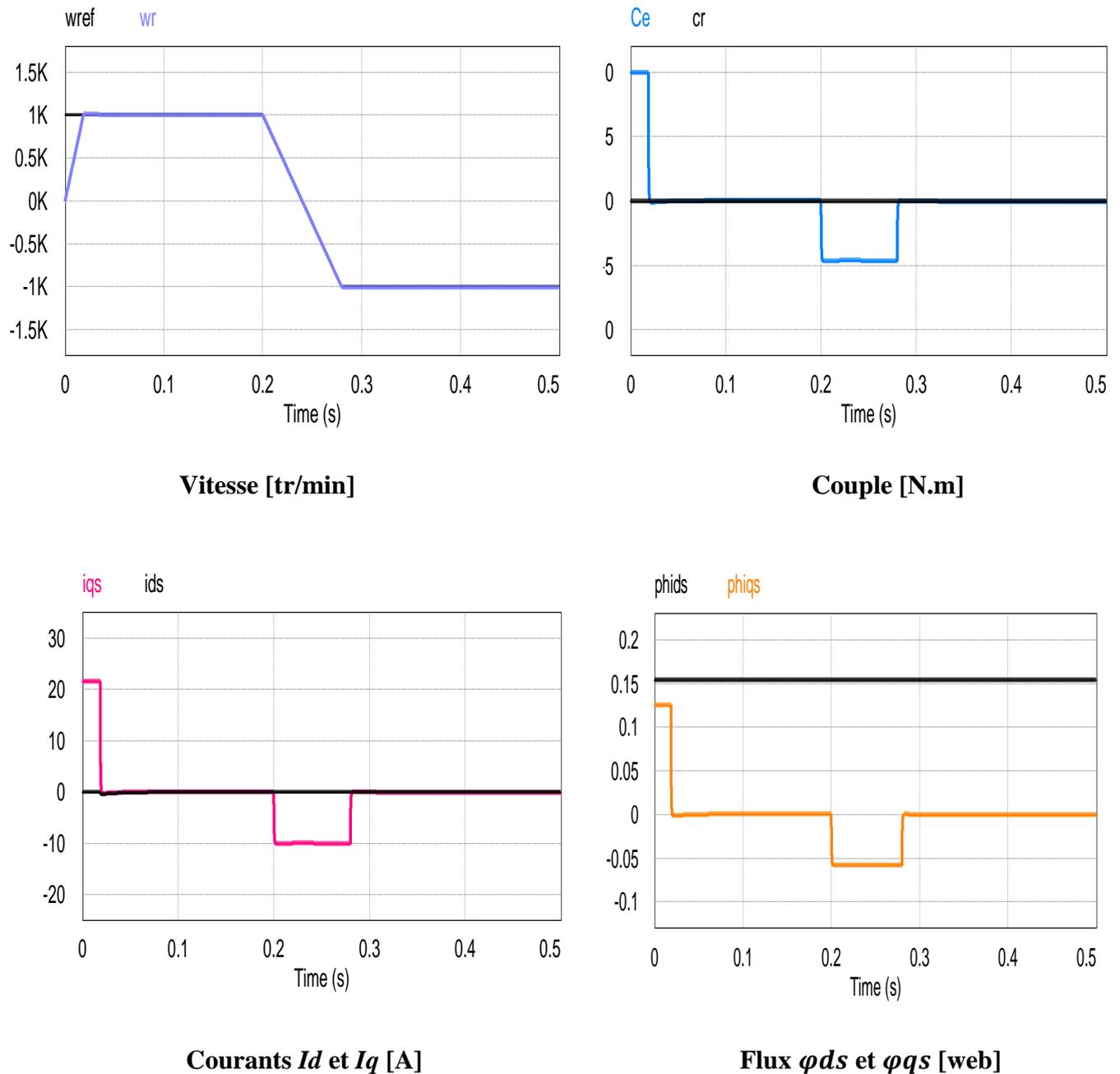


Fig. III.7 : Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation

(+1000 tr/min à -1000 tr/min, mode normal)

La réponse du système à une perturbation de charge de 5Nm exercée à l'instant $t=0,2s$ à partir de l'instant initial est également testée Fig.III.8

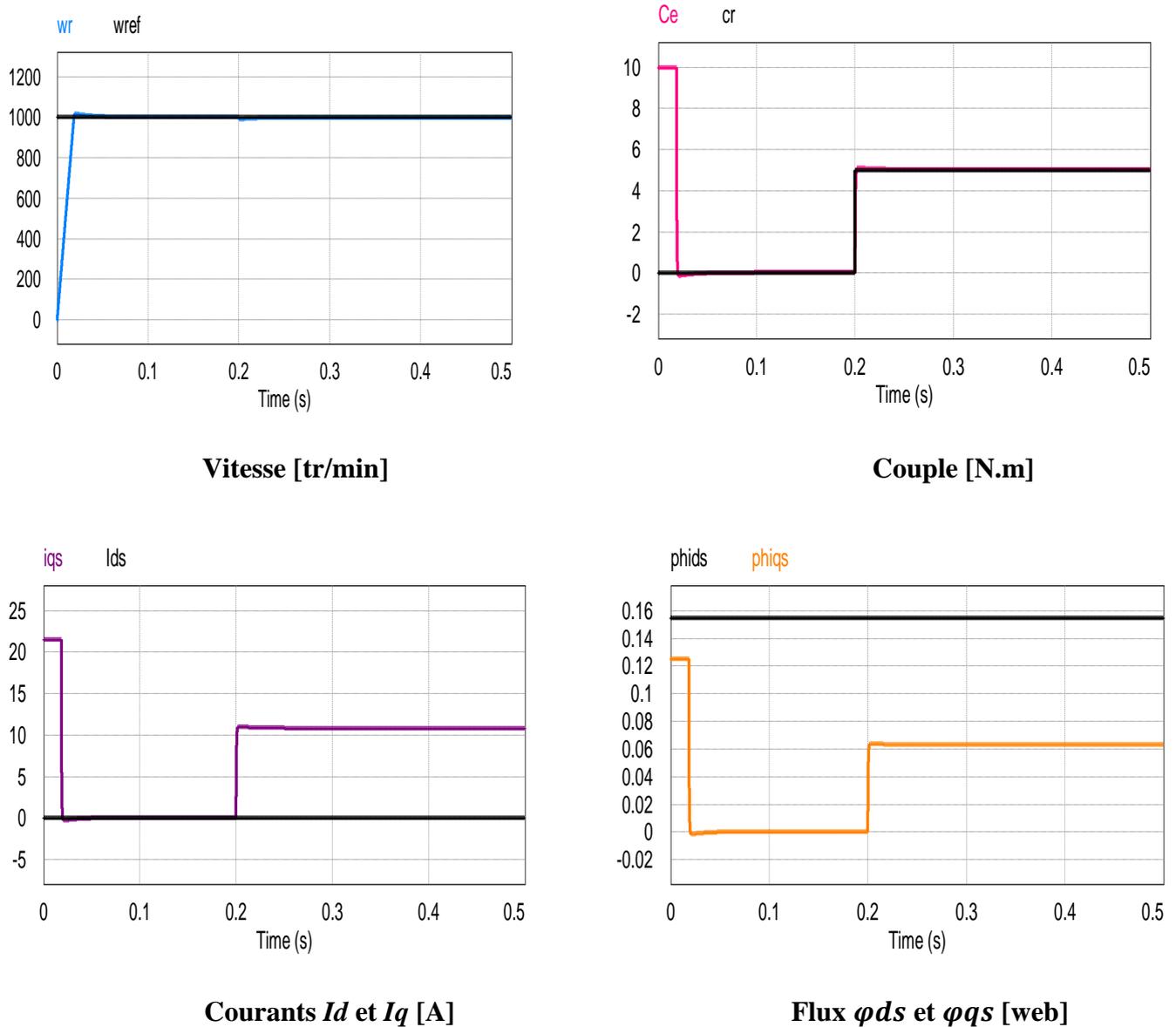


Fig. III.8 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge

(0 N.m à 5 N.m, mode normal)

Commande par régulateurs à hystérésis : [BER 00] [BEN09]

Dans certaines applications la préférence est donnée à une commande en courant ; cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant en moyen d'un régulateur linéaire classique PI ou à hystérésis. L'organigramme de simulation de la commande par hystérésis classique est donné par la

Figure (III.8) ci-après. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine “ $I_{saréf}$, $I_{sbréf}$ et I_{scref} ” par la transformation de Park. Chaque courant de phase mesuré “ I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} ” est contrôlé indépendamment par un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l’onduleur.

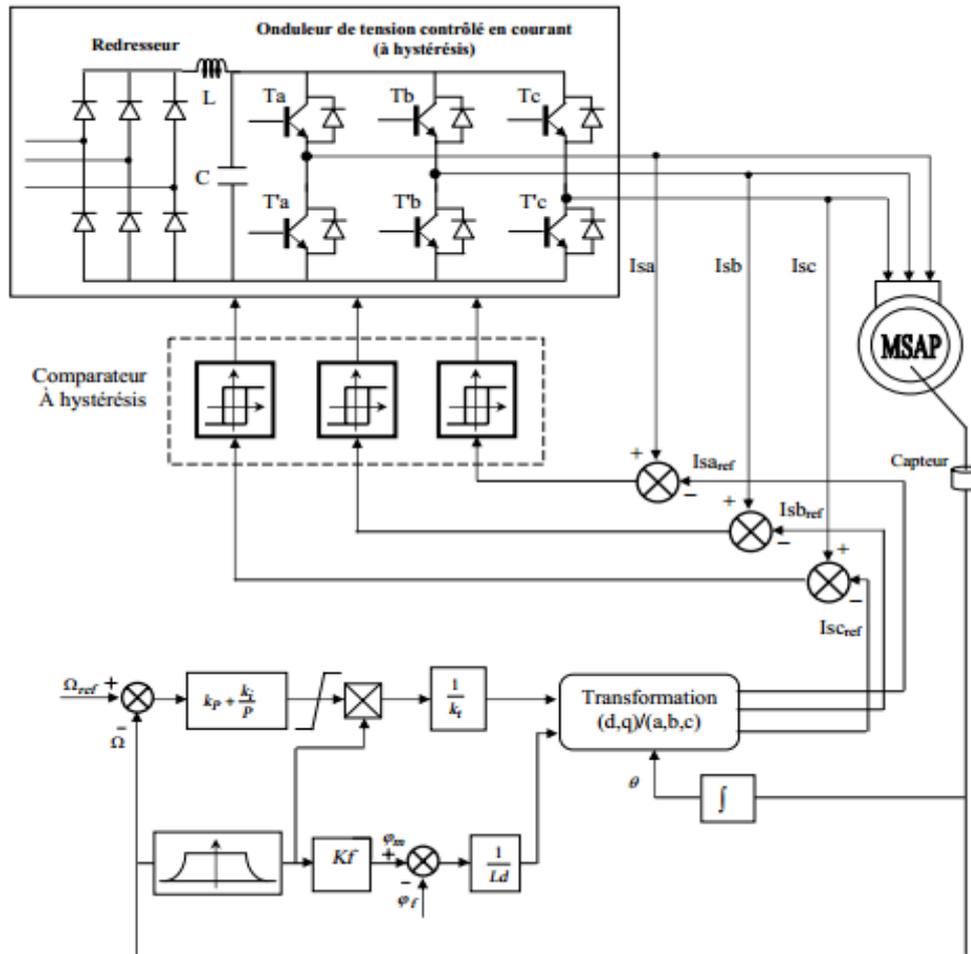


Fig. III.9 : Schéma globale de la Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en courant

III.7 Résultats de simulation

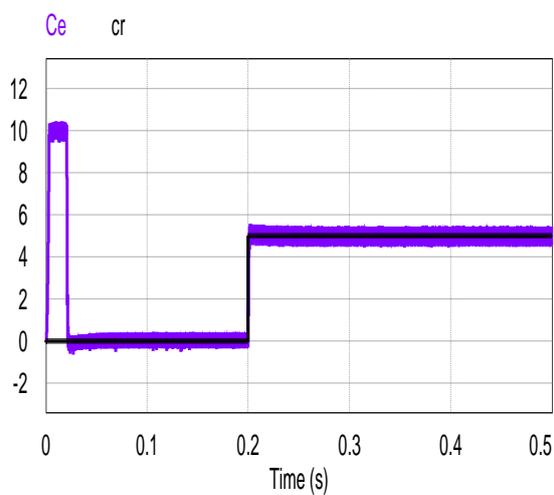
III.7.1 Tests de robustesse :

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel, avec un onduleur deux niveaux et trois niveaux commandé à hystérésis $d_i=0.5$.

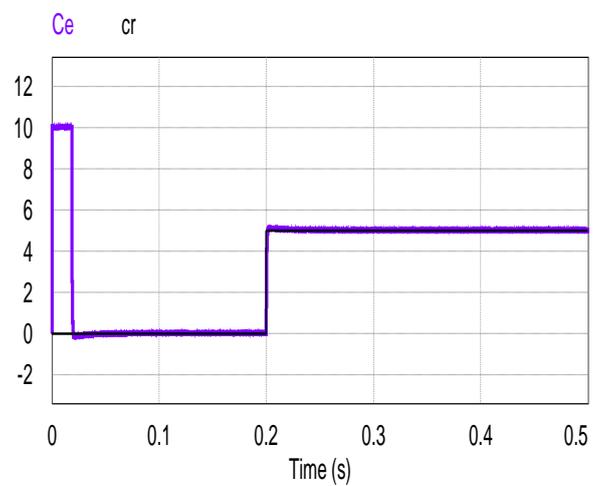
- ✓ Une variation du couple de charge est appliquée.
- ✓ Une inversion du sens de rotation.
- ✓ Une inversion du sens de rotation avec le défluxage

Dans la figure (III.9), nous avons examiné le fonctionnement en charge de la MSAP avec un onduleur deux niveaux et trois niveaux. Le couple résistant $C_r=5\text{N.m}$ est appliqué à l'instant 0.2 sec.

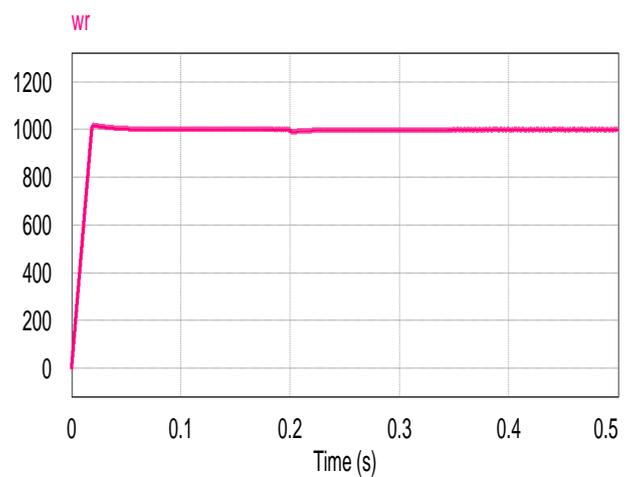
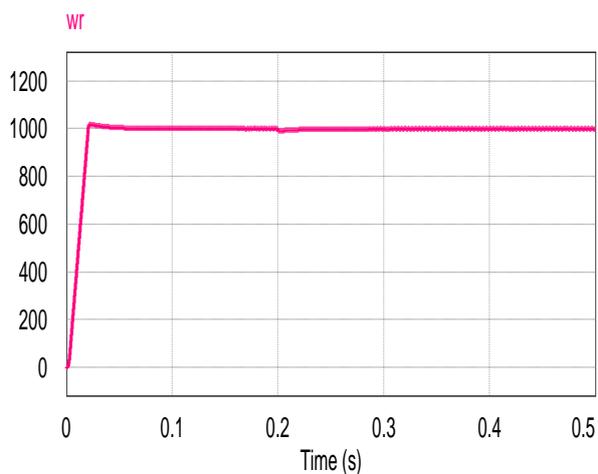
Onduleur deux niveaux



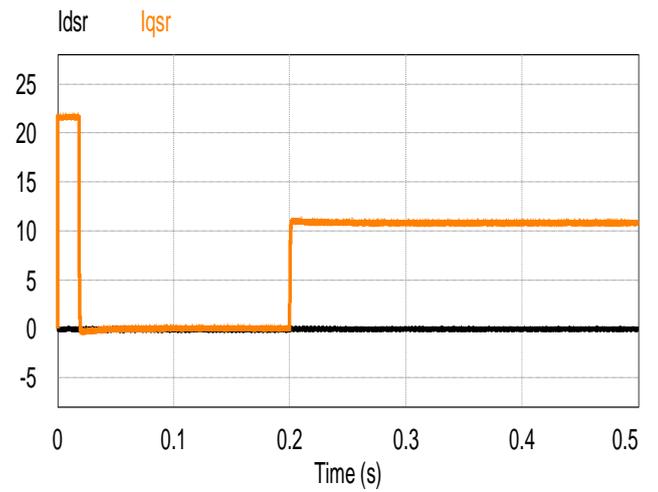
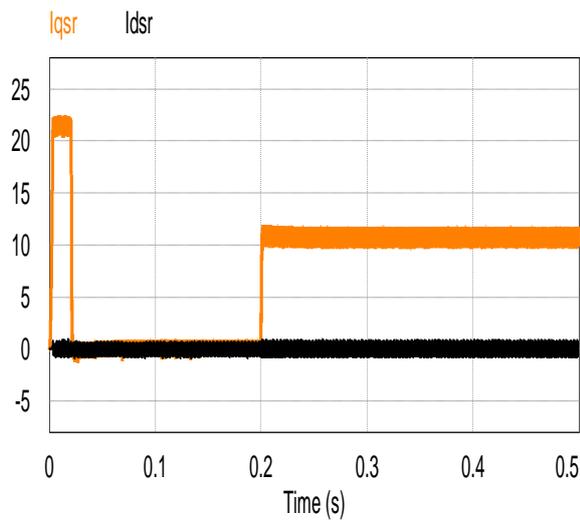
Onduleur trois niveaux



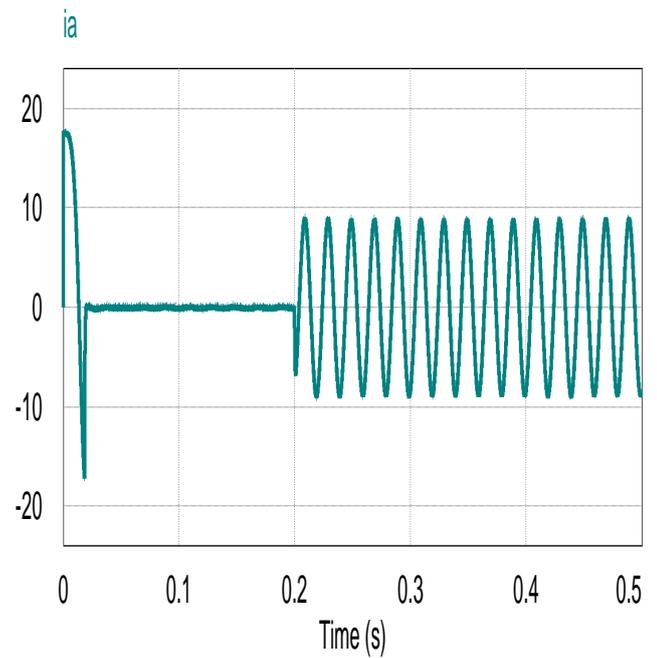
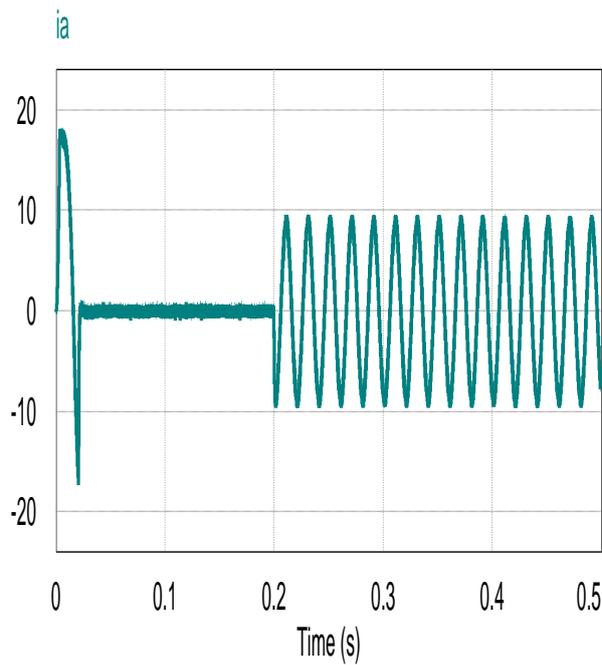
Couple électromagnétique C_e [N.m]



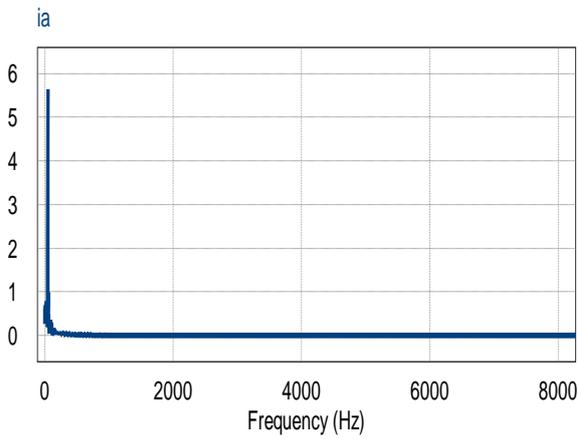
Vitesse [tr/min]



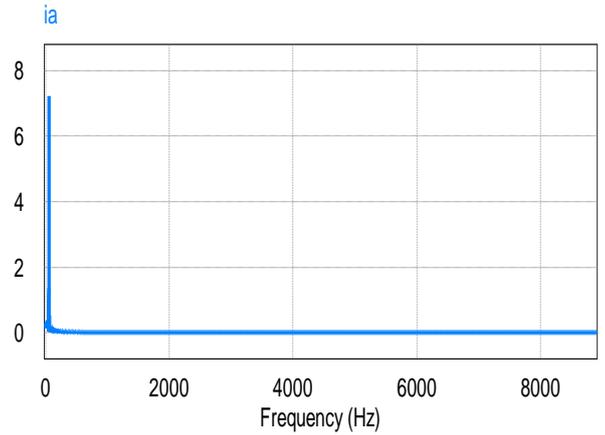
Courants I_d et I_q [A]



Courant de phase I_a [A]



Le THD (0.05%)



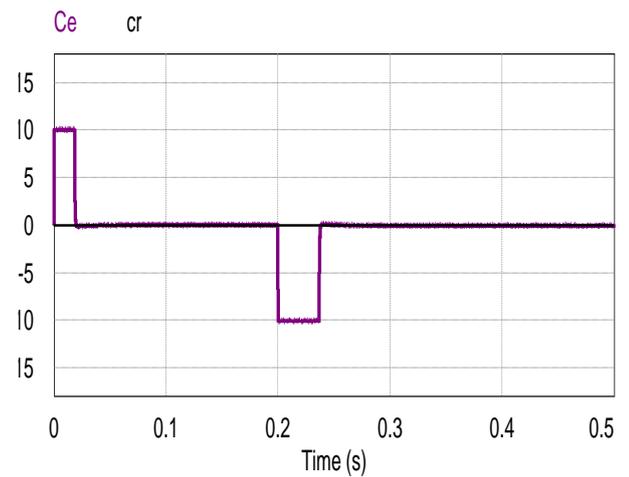
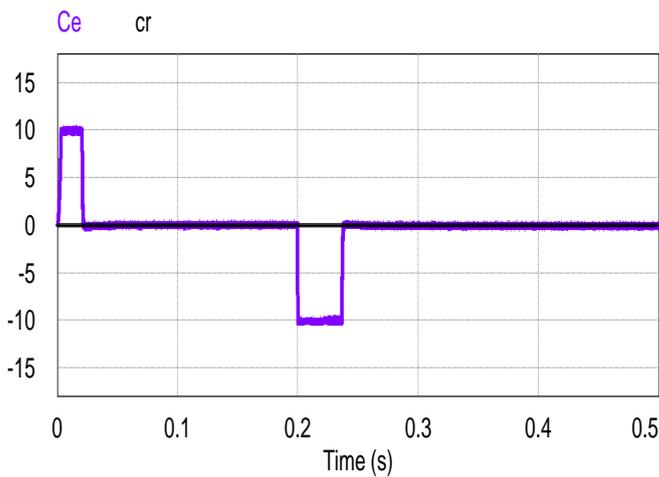
Le THD (0.02%)

Le spectre harmonique du courant i_a

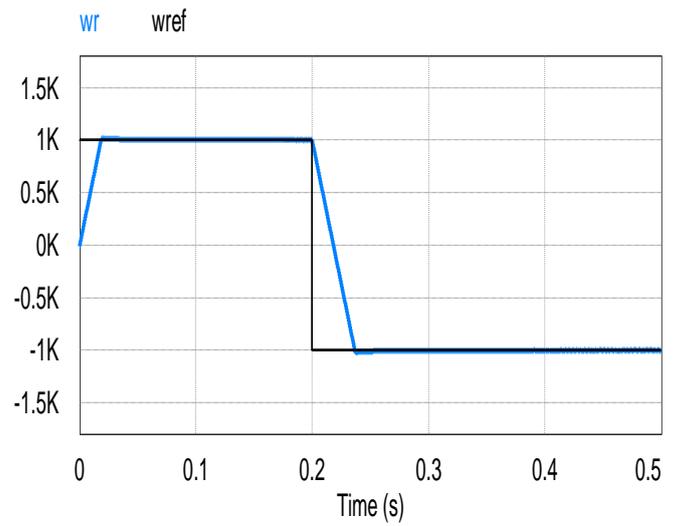
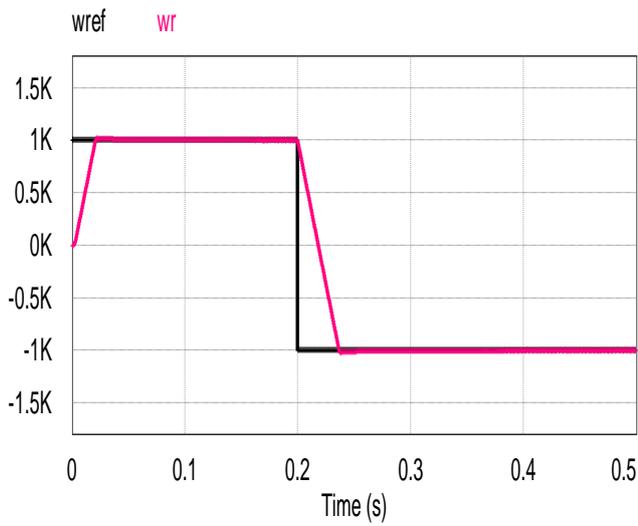
Fig. III.10 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge

($C_r = 0$ N.m à 5 N.m, mode normal)

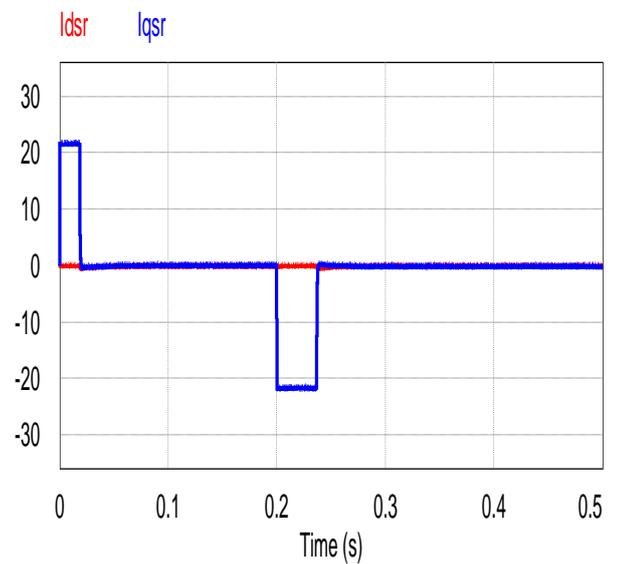
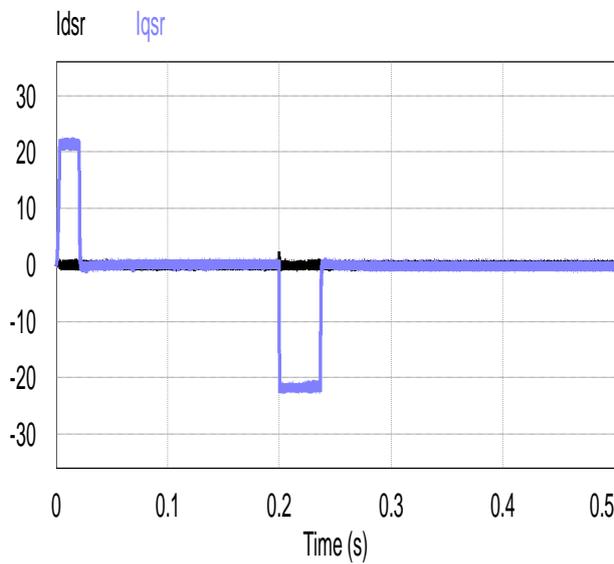
La figure (III.11) montre l'inversion du sens de rotation (de 1000tr/min à -1000tr/min) associée aux deux onduleurs : deux niveaux et trois niveaux ($C_r = 0$ N.m).



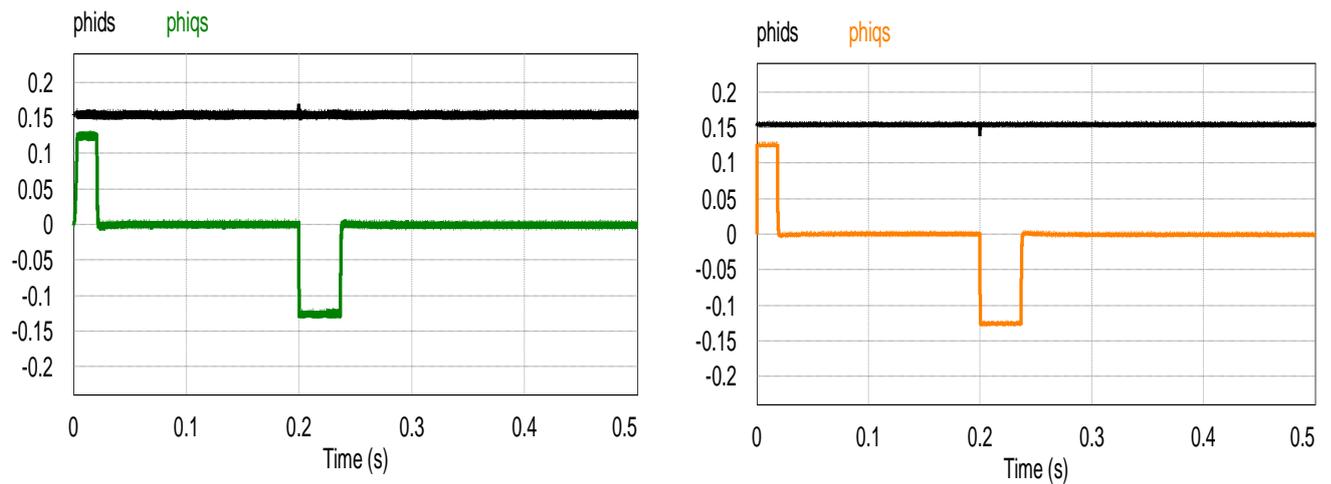
Couple C_e et C_r [N.m]



Vitesse [tr/min]



Courants I_d et I_q [A]

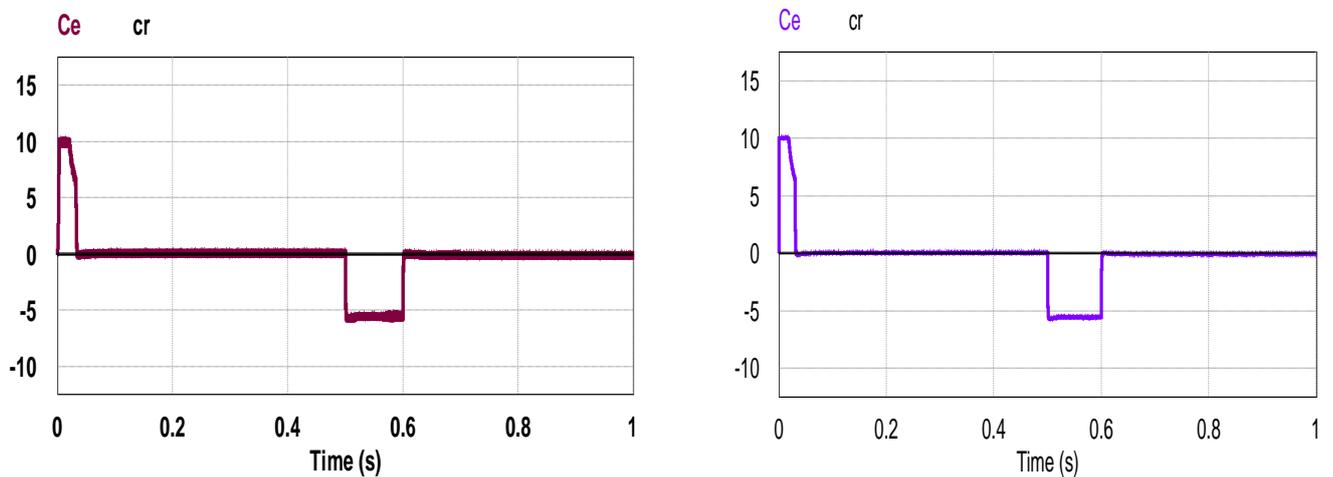


Flux φ_{ds} et φ_{qs} [web]

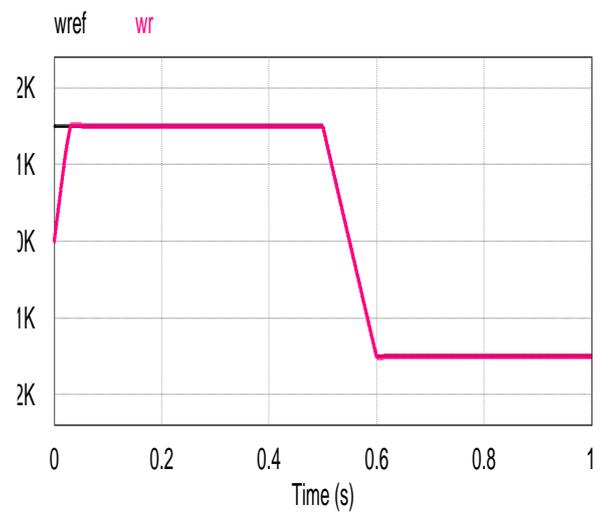
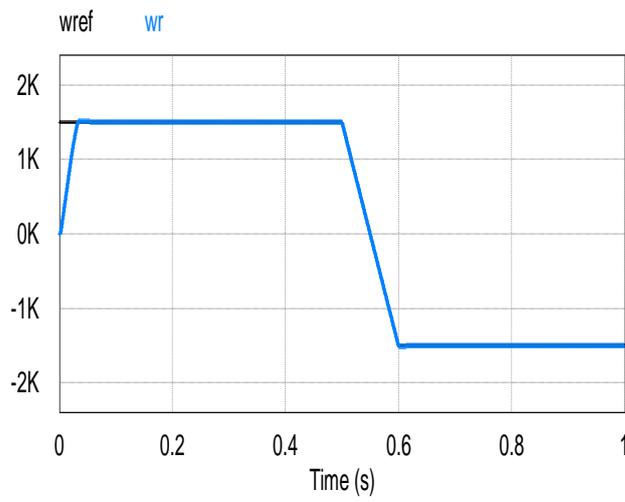
Fig. III.11 : Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation

(de +1000 tr/min à -1000 tr/min, $C_r = 0$)

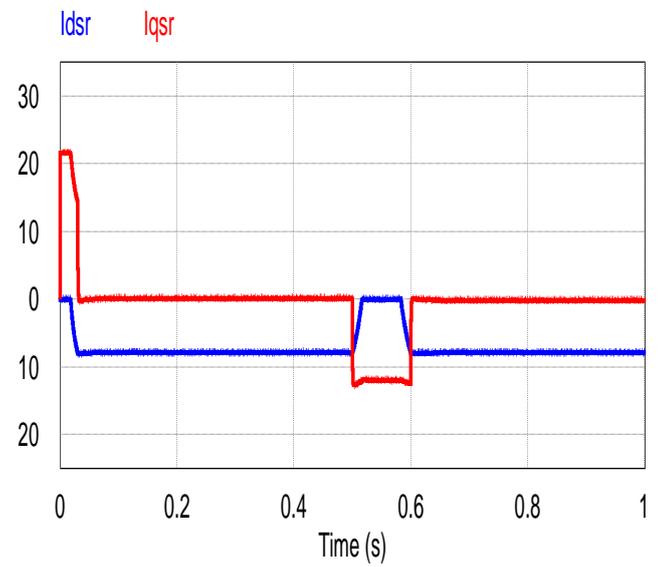
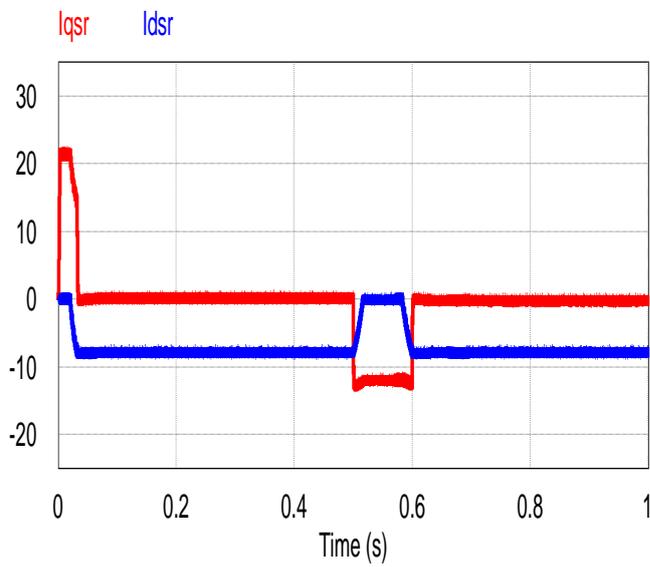
Nous avons également examiné le fonctionnement en mode défluxé avec l'inversion du sens de rotation avec un couple résistant nul, sur la figure (III.12).



Couple C_e et C_r [N.m]



Vitesse [tr/min]



Courants I_d et I_q [A]

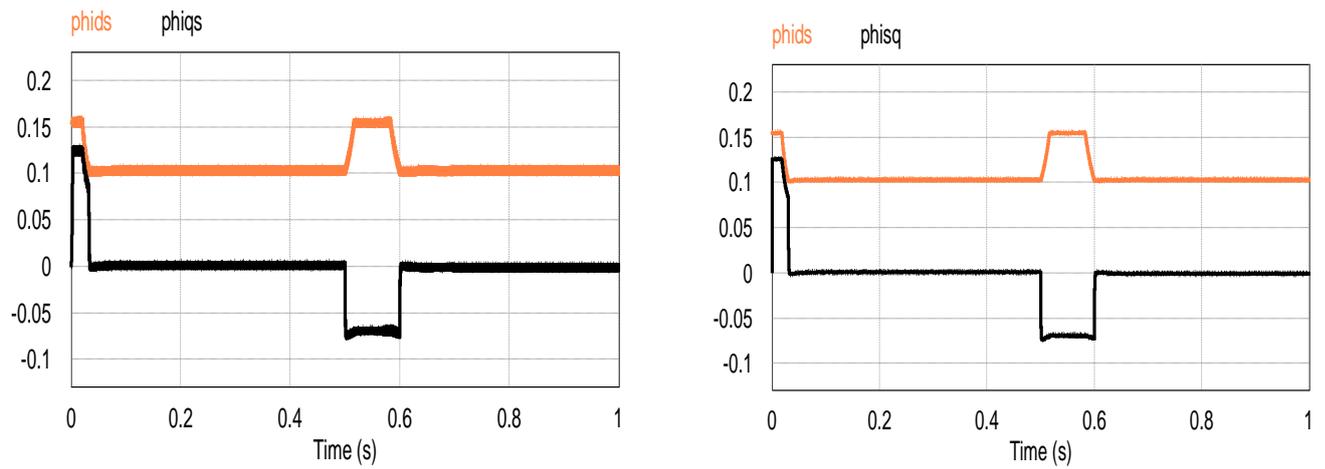
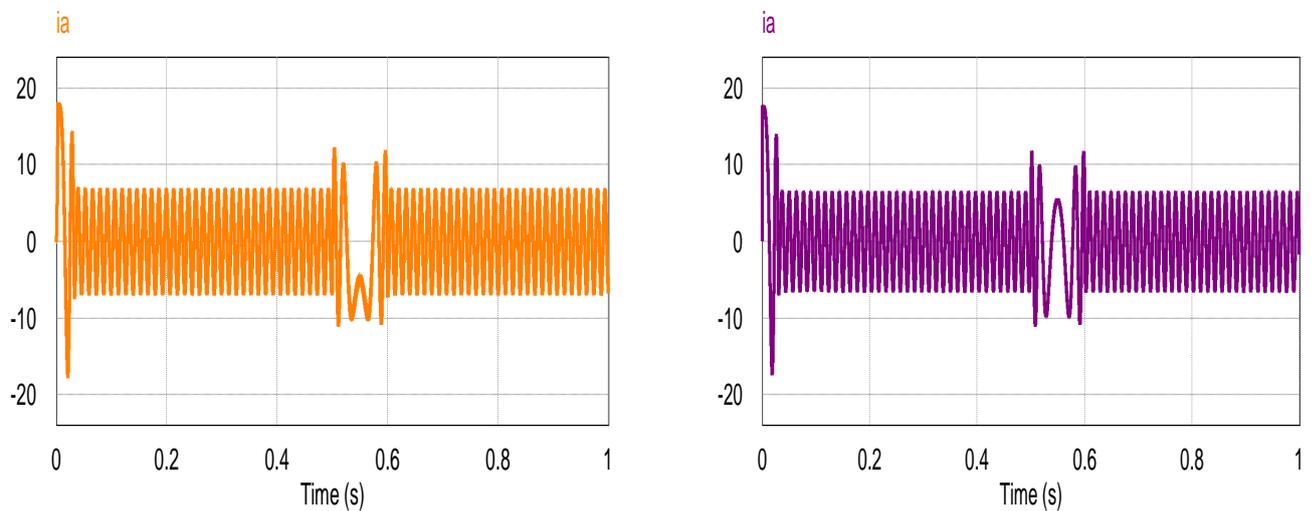
Flux φ_{ds} et φ_{qs} [web]Courant de phase I_a [A]

Fig. III.12: Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation en mode de défluxage

(De +1500 tr/min à -1500 tr/min)

III.7.2 Interprétations :

La figure (III.4) montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 1000 tr/min lors d'un démarrage à vide. Lors du démarrage le couple atteint la valeur limite 10N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine et les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

En mode défluxé montré sur la figure (III.5), le système répond pratiquement sans dépassement mais avec un temps de réponse supérieure à celui du mode normal. Au début le courant direct est nulle puis il diminue graduellement vers la valeur négative $I_{ds} = -7,8 \text{ A}$

La figure (III.6) montre l'inversion de la consigne de vitesse de (1000tr/min à -1000 tr/min) ; la composante du courant statorique I_{ds} reste nulle par contre la composante I_{qs} est l'image du couple. La vitesse suit sa consigne en sens direct et inverse.

Pour le fonctionnement en charge sur la figure (III.7) on voit clairement que le couple électromagnétique atteint rapidement la valeur de $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant 0.2 sec.

La MSAP est alimentée par un onduleur deux niveaux et un autre trois niveaux à hystérésis. Les résultats de simulation du système avec un onduleur sont donnés sur la figure (III.9). Pour le fonctionnement en charge, le couple électromagnétique au début il est pratiquement nul et à l'instant $t = 0.2 \text{ sec}$ il atteint la valeur du couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$. La composante du courant statorique I_{qs} est l'image du couple.

Les ondulations au niveau de couple électromagnétique et le courant statorique dans l'onduleur trois niveaux sont plus faibles par rapport aux celles de l'onduleur à deux niveaux. Le THD du courant statorique est moins faible dans l'onduleur trois niveaux par rapport à l'onduleur deux niveaux. La tension de sortie délivrée par l'onduleur trois niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales.

La figure (III.10) montre que la vitesse suit toujours sa consigne, même durant l'inversion du sens de rotation. La composante I_{qs} est pratiquement l'image du couple C_e . Le flux φ_{ds} reste toujours à la valeur 0.15 Wb (la valeur du flux des aimants). Le flux φ_{qs} est de même forme que le courant statorique i_{qs} .

Nous avons également examiné le fonctionnement en mode défluxé avec l'inversion du sens de rotation sur la figure (III.11). Nous constatons que le système répond sans dépassement avec un temps de réponse un peu long à cause du défluxage introduit par un courant i_{ds} négatif.

III.8 Conclusion

A travers ce chapitre, on a présenté le principe de la commande vectorielle de la MSAP alimenté en courant, et associée aux onduleurs de tension à deux niveaux et à trois niveaux à hystérésis. D'après les résultats obtenus on constate que cette commande donne une performance de régulation robuste remarquable caractérisée par le temps de réponse court et l'absence de dépassement. La commande vectorielle assure un découplage entre le couple et le flux, ce qui donne une dynamique très rapide au couple. L'onduleur de tension trois niveaux donne des meilleurs résultats par rapport à celui à deux niveaux. Il présente moins d'ondulations au niveau du couple et une réduction du taux de distorsion harmoniques par rapport à l'onduleur de tension deux niveaux. Le prochain chapitre traite la commande vectorielle en tension.

Chapitre IV

La commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

IV.1 Introduction

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple, tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [BEN09].

Dans ce chapitre on a présenté la commande vectorielle du Moteur Synchrone à Aimant Permanents (MSAP) alimenté par deux type d'onduleur l'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI et l'autre onduleur de tension à trois niveaux (NPC) commande par MLI à une seule porteuse et à deux porteuses.

IV.2 Commande par MLI : [ANN 10] [YAH 05]

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion qui est alimenté par un convertisseur côté réseau « Redresseur à diodes ». La référence du courant direct I_d^* est fixée égale a zéro, la composante en quadrature I_q^* est donnée par la sortie du régulateur de vitesse en divisant la référence du couple C_e^* par la constante du couple. Les références des courants I_q^* et I_d^* sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine i_q et i_d . Les erreurs de courants sont traitées par des régulateurs classique de type PI.

Un bloc de découplage génère les tensions de références V_q^* et V_d^* . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence du couple et par conséquent la composante du courant I_q^* . Cette composante est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_d^* est imposé nul. Les tensions de référence V_d^* et V_q^* passant par la transformation de Park, se qui nous donne les trois tensions de références V_a^* , V_b^* et V_c^* . Ces tensions sont comparées avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de commande de l'onduleur soit à deux niveaux ou à trois niveaux.

La figure (IV.1) représente le schéma global de la commande vectorielle en tension d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q) :

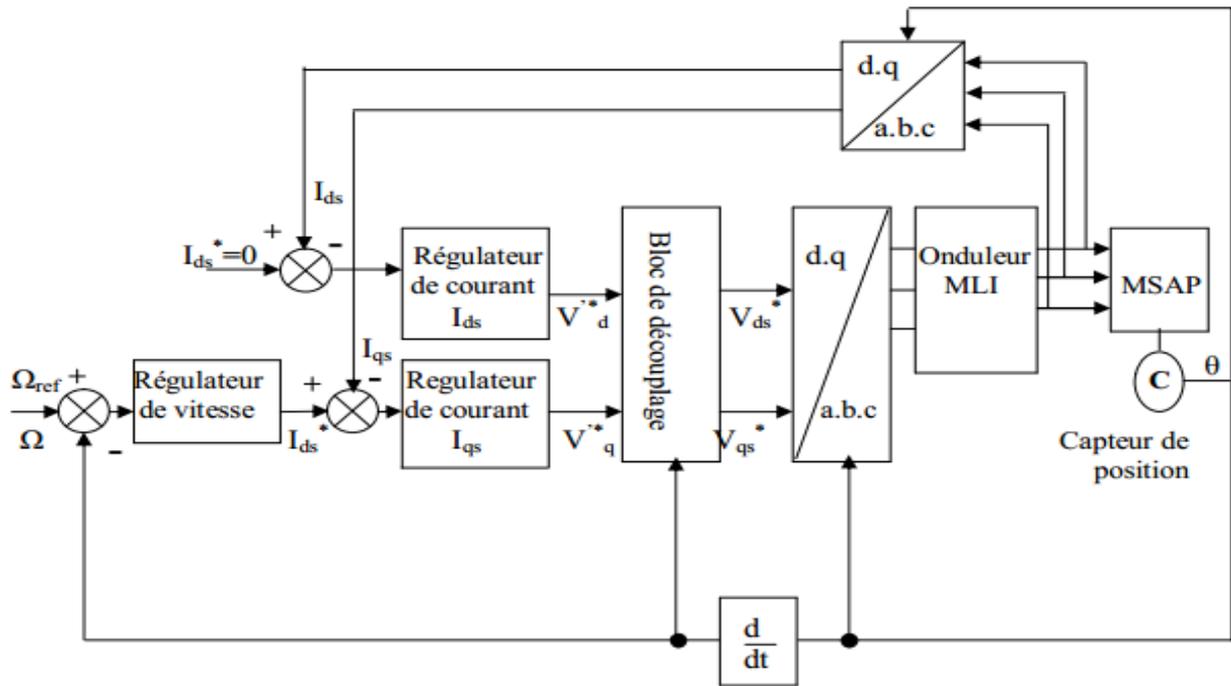


Fig. IV.1 : Schéma global de la commande vectorielle en tension de la MSAP avec compensation.

IV.3 Découplage [BOU 96] [BEN05]

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q . La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$V_d = (R_s + P.L_d).I_d - \omega.L_q.I_q \quad (IV.1)$$

$$V_q = (R_s + P.L_q).I_q + \omega.L_d.I_d + \omega\psi_s f$$

La figure IV.2 représente le découplage entre les axes d et q

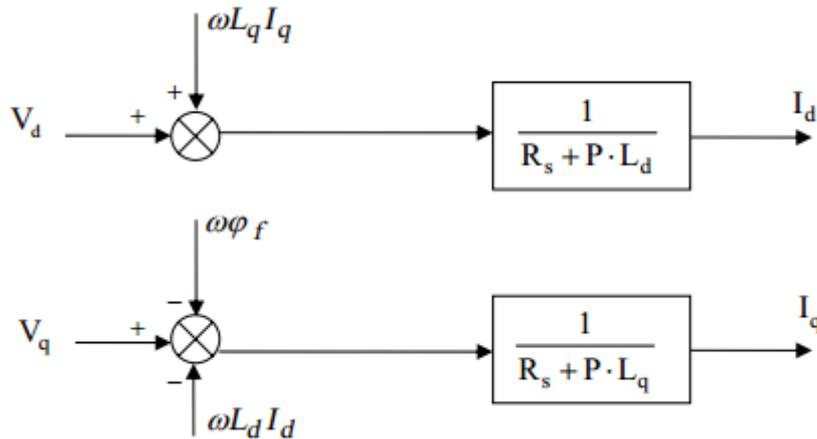


Fig. IV.2 : Description de couplage

A partir des équations (IV.1), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. IV.3.

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} \mathbf{Vd} = \mathbf{Vd}' + \mathbf{ed} \\ \mathbf{ed} = -\omega \cdot \mathbf{Lq} \cdot \mathbf{Iq} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Alors

$$\frac{\mathbf{Id}}{\mathbf{Vd}'} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{Rs} + \mathbf{P} \cdot \mathbf{Ld}} \quad (\text{IV.3})$$

A partir des équations (IV.1), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. IV.3.

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} Vq = Vq' + eq \\ eq = \omega \cdot Ld \cdot Id + \omega \cdot \varphi sf \end{cases} \quad (IV.4)$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{Iq}{Vq'} = \frac{1}{Rs + P \cdot Lq} \quad (IV.5)$$

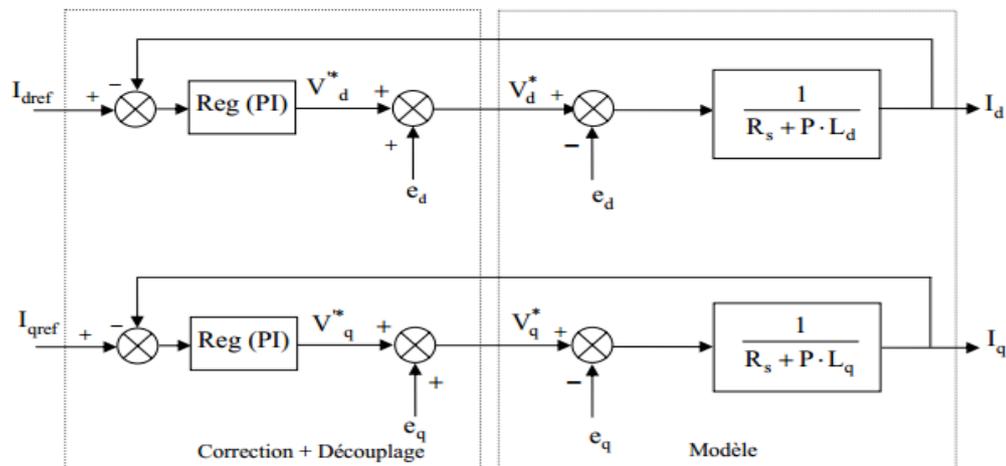


Fig. IV.3 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

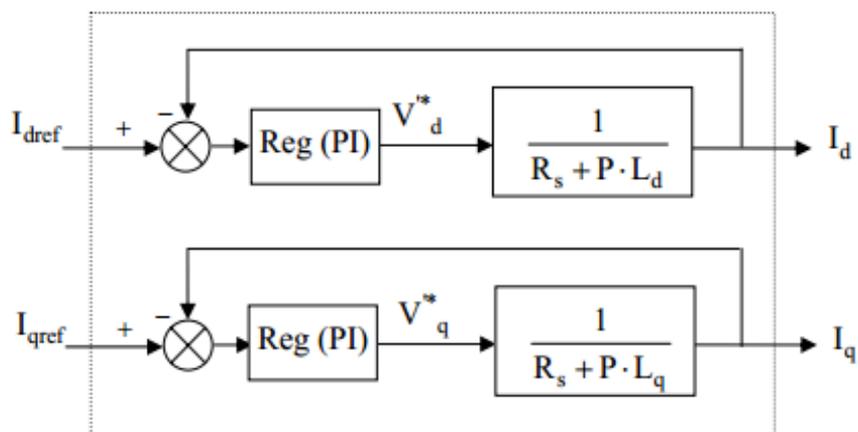


Fig. IV.4 : Commande découplée

IV. 4 Détermination des régulateurs de courants :

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections. Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur Proportionnel-Intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [ABE 02]. Le système présente donc pour la régulation d' I_d un schéma bloc selon la Figure (IV.5).

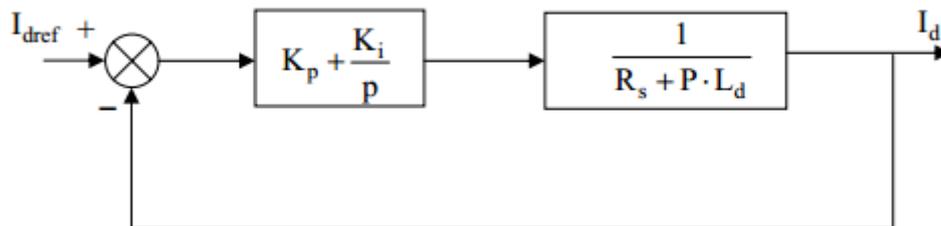


Fig. IV.5 : Boucle de régulation du courant I_d

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q

La fonction de transfert en boucle ouverte $Fbo(P)$ est :

$$Fbo(P) = \left(Kp + \frac{Ki}{P} \right) \cdot \left(\frac{1}{Rs + P \cdot Ld} \right) \quad (IV. 6)$$

Compensant le pôle $\left(\frac{Ld}{Rs} \right)$ par $\left(\frac{Kp}{Ki} \right)$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{Ld}{Rs} = \frac{Kp}{Ki} \quad (IV. 7)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant

$$F_{bo}(P) = \frac{Ki}{P \cdot Rs} \quad (IV.8)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de types 1^{ère} ordre avec une constante de temps

$$\tau_{bf} = \frac{Rs}{Ki} \quad (IV.9)$$

$$F_{bf}(P) = \frac{1}{\frac{Rs}{Ki} \cdot P + 1}$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$Ki = \frac{Rs}{\tau_{bf}} \quad (IV.10)$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rép} = 3 \cdot \tau_{bf}$

$$\text{On a : } \begin{cases} Kp = \frac{3 \cdot Ld}{t_{rép}} \\ Ki = \frac{3 \cdot Rs}{t_{rép}} \end{cases} \quad (IV.11)$$

IV .5. Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel de la figure (IV.6) où le régulateur adopté est un régulateur PI [ABE 02].

On a:

$$\Omega(P) = \frac{1}{J \cdot P + f} (Ce(P) - Cr(P)) \quad (IV.12)$$

Avec : $Ce = P \cdot I_{qref} \cdot \varphi_{sf} = kt \cdot I_{qref}$

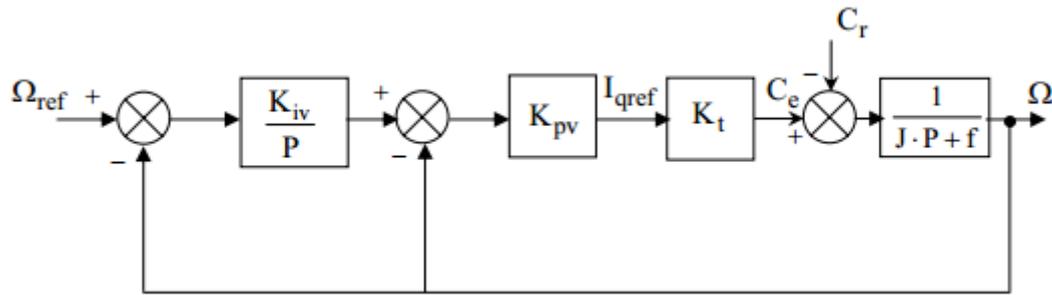


Fig. IV.6 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

$$Fbf(P) = \frac{w_o^2}{P^2 + 2. \xi. w_o. P + w_o^2} \quad (\text{IV.13})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} w_o = \sqrt{\frac{Kpv.kt.Kiv}{J}} \\ 2. \xi. w_o = \frac{f}{J} + \frac{Kpv.kt}{J} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

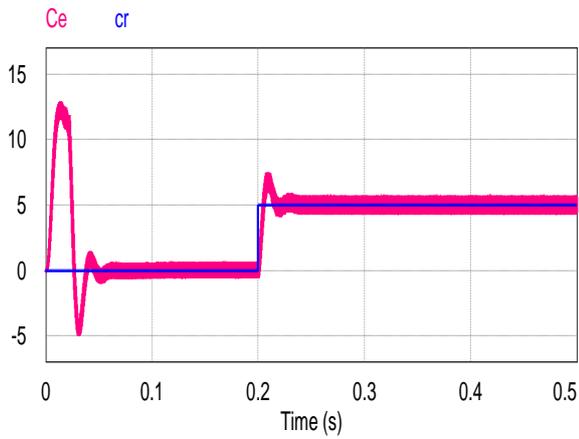
Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit le coefficient d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

IV .6 Interprétation des résultats

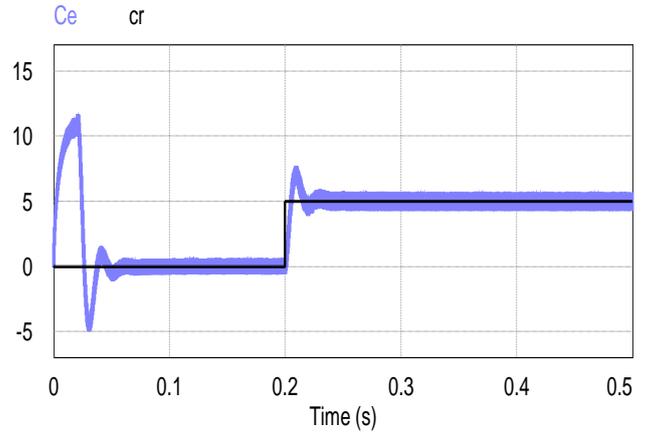
La figure (IV.7) présente le démarrage à vide de la (MSAP) alimenté par des onduleurs l'un onduleur deux niveaux et l'autre à trois niveaux(1porteuse) à fréquence de commutation $f=5000$ HZ pour un échelon de consigne de 1000tr/s, suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.2s$

On remarque que l'allure de la vitesse suite parfaitement sa référence mais avec un certain dépassement. La réponse des deux composants du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP ainsi le courant $I_d=0$. Le courant I_q est l'image du couple.

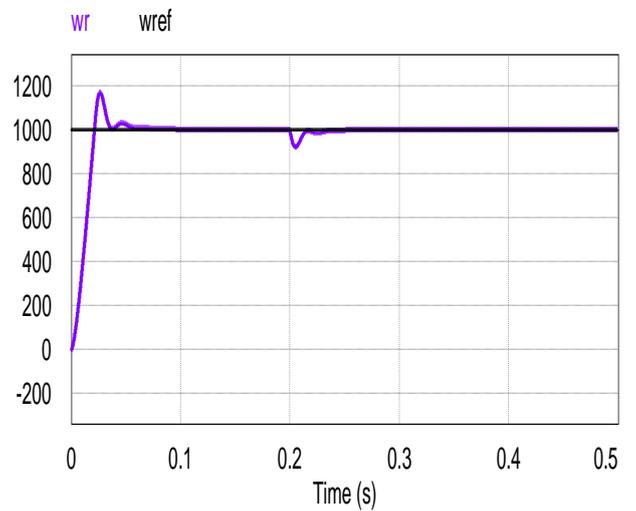
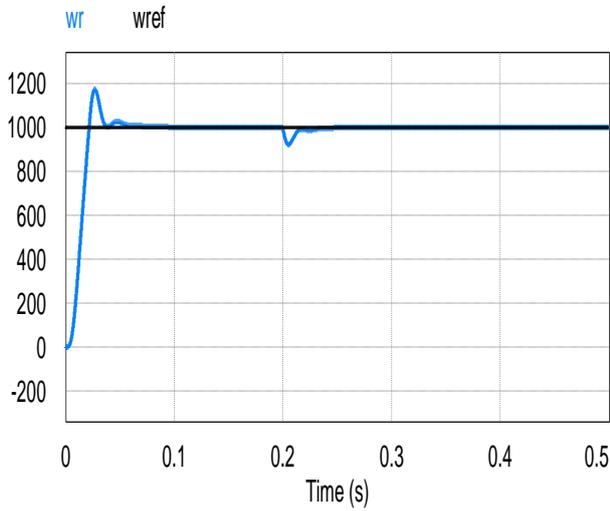
Onduleur à deux niveaux



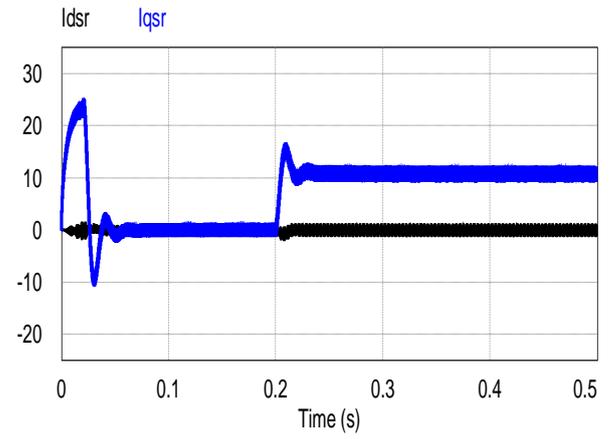
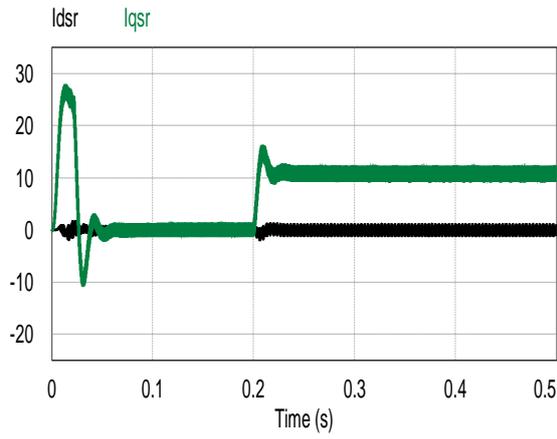
Onduleur à trois niveaux (1porteuse)



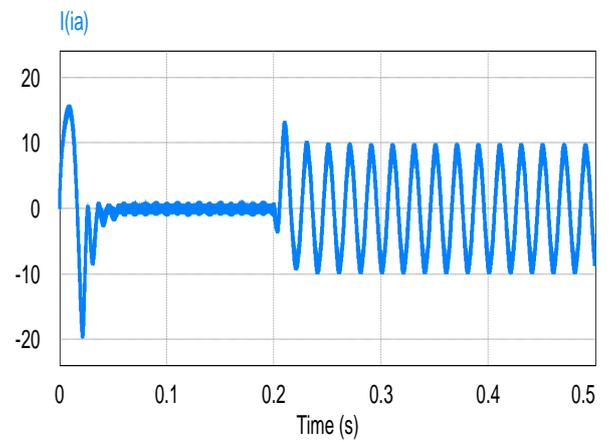
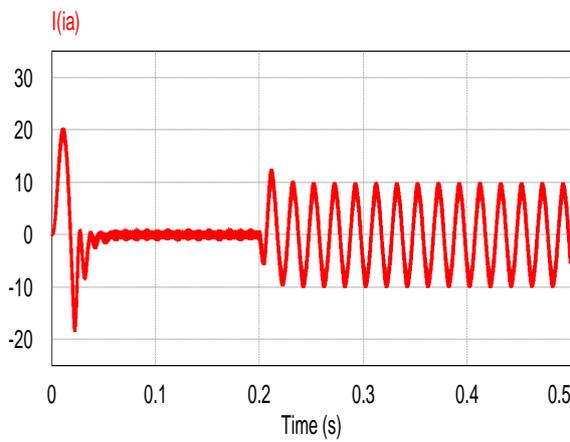
Couple C_e et C_r [N.m]



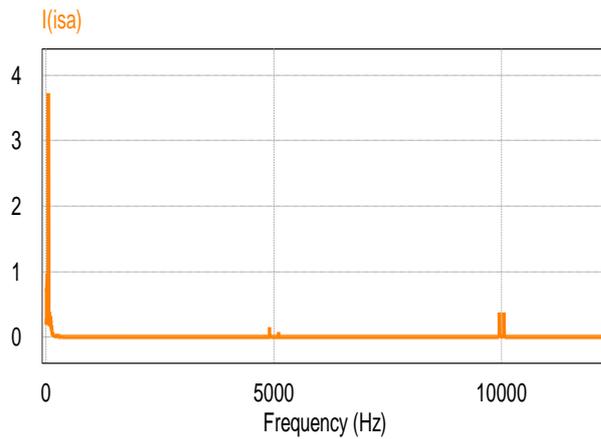
Vitesse [tr/min]



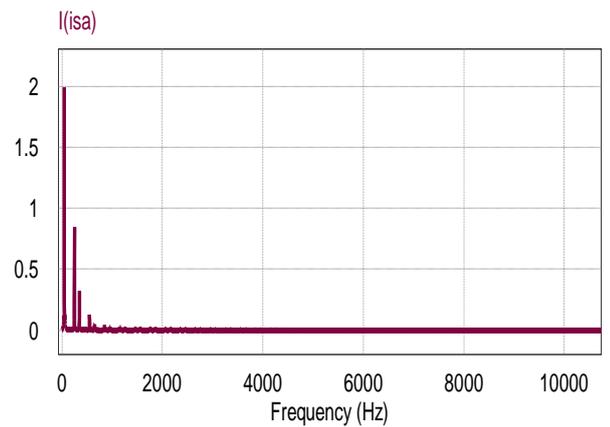
Courants I_d et I_q [A]



Courant de phase I_a [A]



Le THD 0.12%

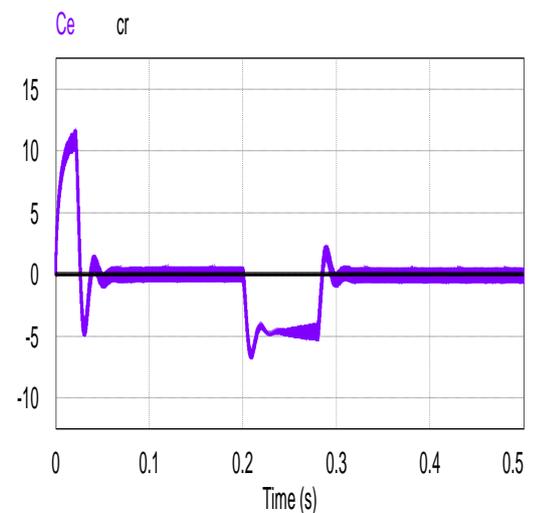
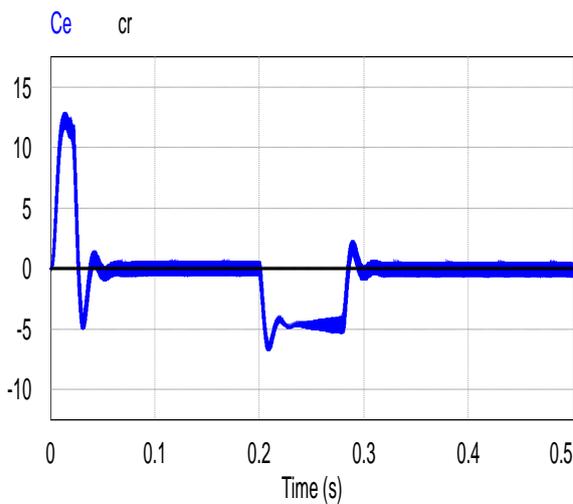
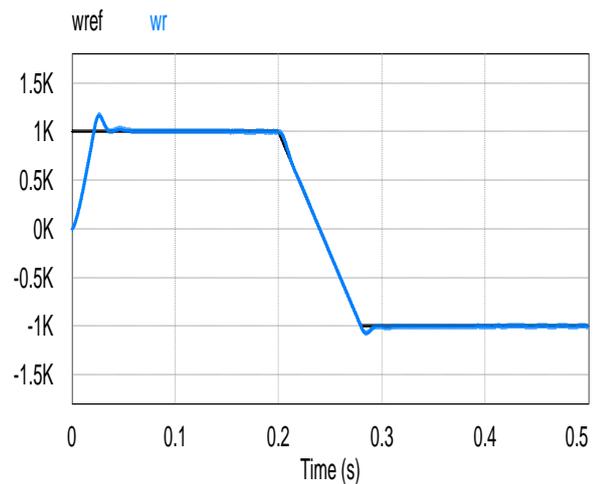
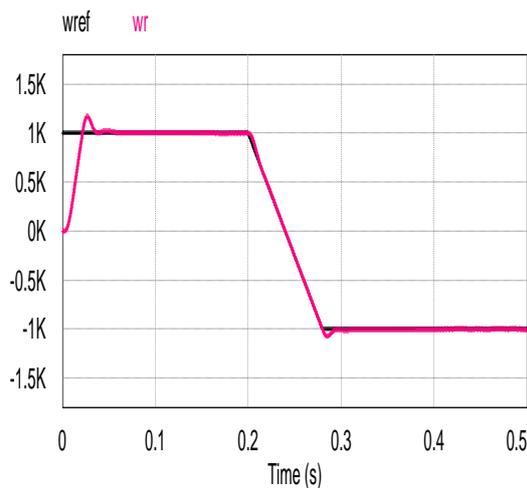


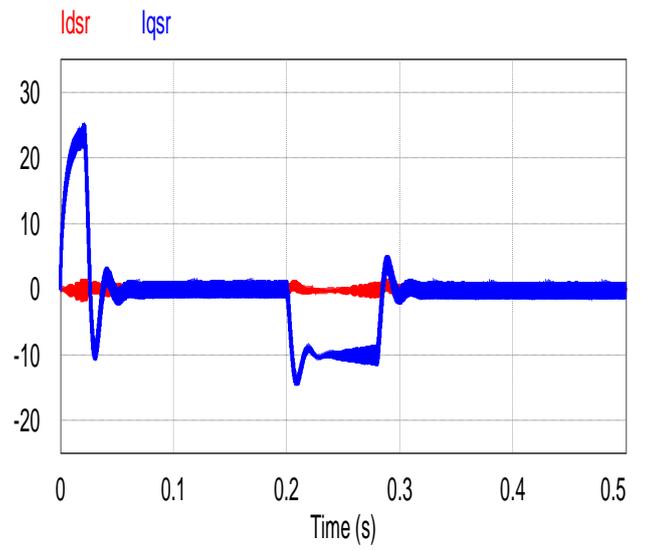
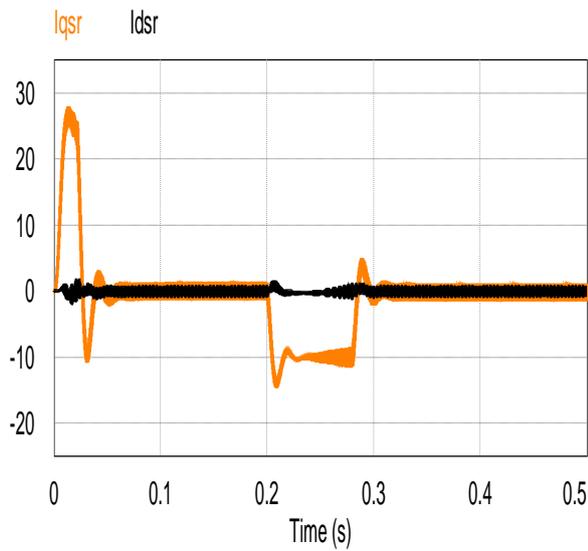
Le THD 0.08%

Le spectre d'harmoniques du courant I_a

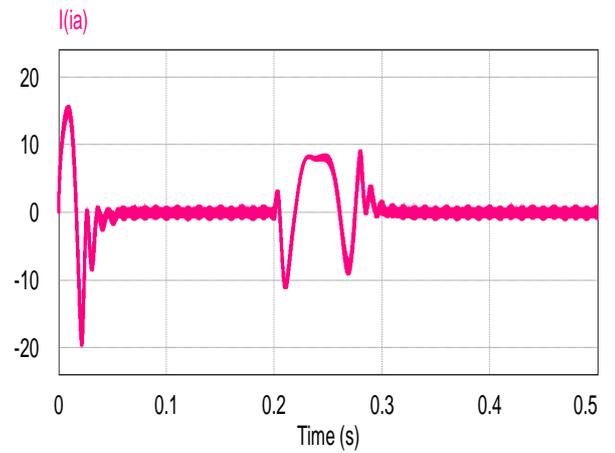
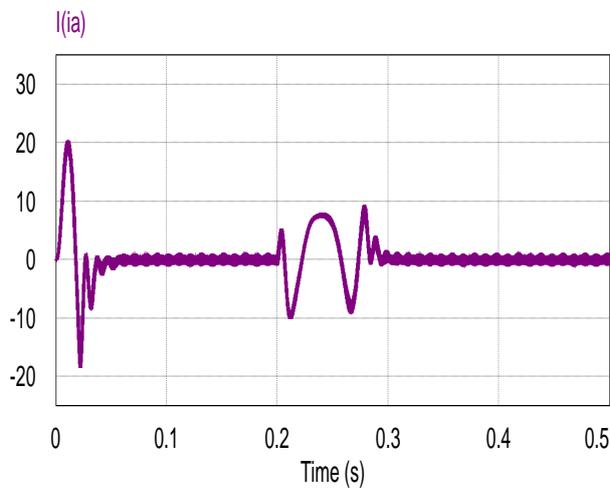
Fig. IV.7 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge

Dans l'essai de la figure (VI.8) on inverse le sens de rotation (à vide) de la MSAP de 1000tr/min à -1000tr/min appliquée à l'instant $t=0.2$ sec. Les résultats de simulation montrent la robustesse de la commande et le découplage introduit par la commande vectorielle. Le couple est caractérisé par une dynamique très élevée. Le courant I_d est autour de la valeur nulle, par contre la composante I_q est l'image du couple. La vitesse suit bien sa référence en direct et en inverse. Les résultats de simulation montrent une légère différence entre l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à trois niveaux.

**Couple C_e et C_r** **Vitesse [tr/min]**



Courants Id et Iq [A]



Le courant de phase Ia [A]

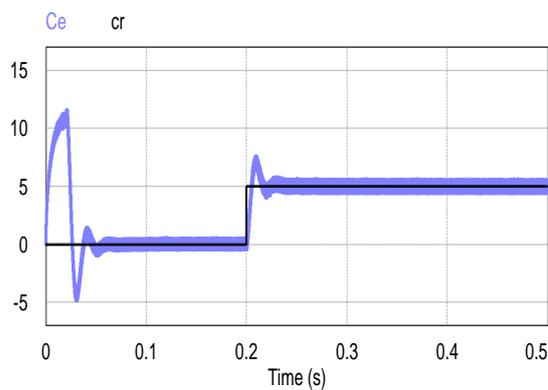
Fig. IV.8 : Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation

(+1000 tr/min à -1000 tr/min)

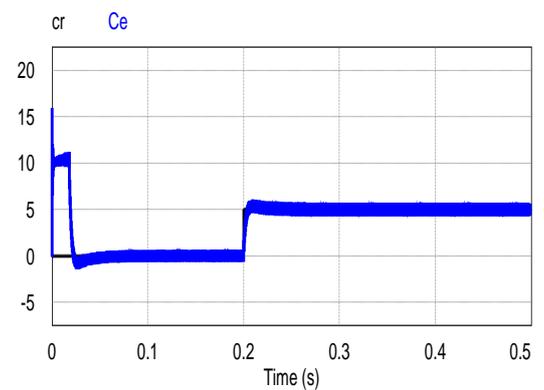
IV. 7 Comparaison entre les différents types de commande de l'onduleur (NPC)-3N (application sur La MSAP)

La figure (IV.9) présente les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux commandés par deux méthodes de MLI à une seule porteuse et à deux porteuses. On remarque que la commande à deux porteuses donne des performances mieux que l'onduleur associé à la technique MLI à une seule porteuse. On constate une légère réduction des ondulations du couple et moins de dépassement au niveau du couple et de la vitesse.

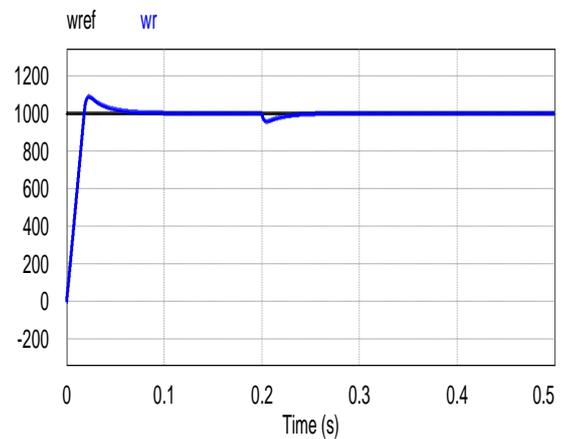
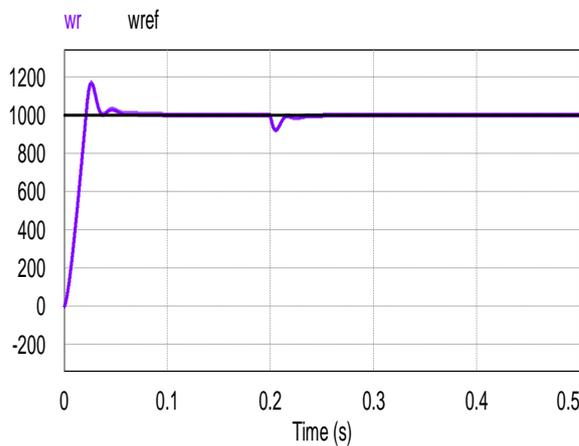
MLI à une seule porteuse



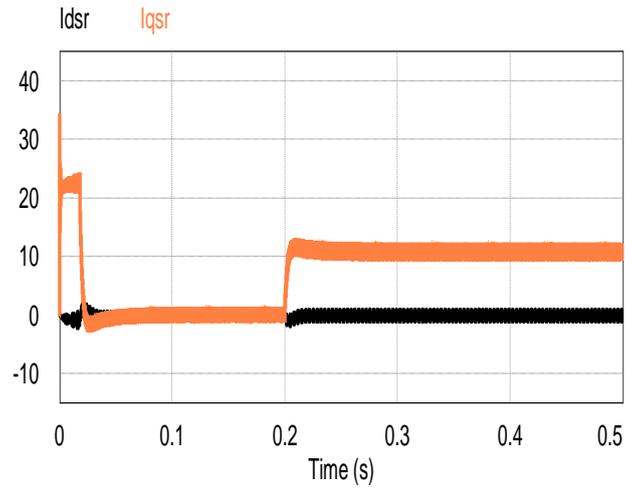
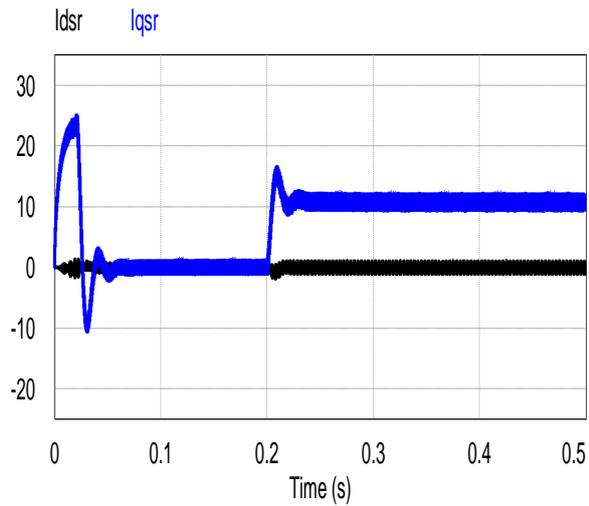
MLI à deux porteuses



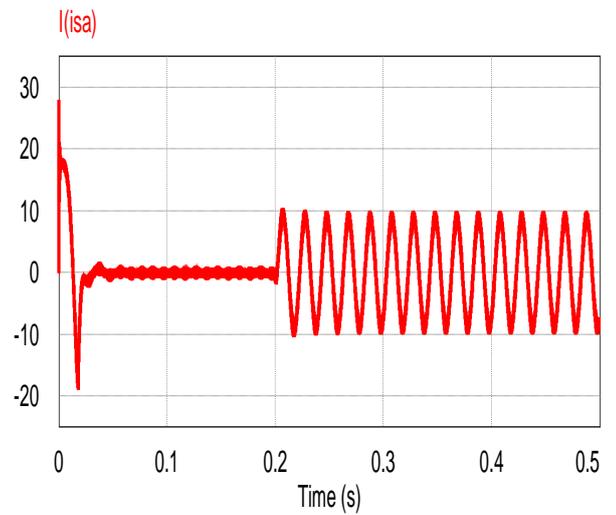
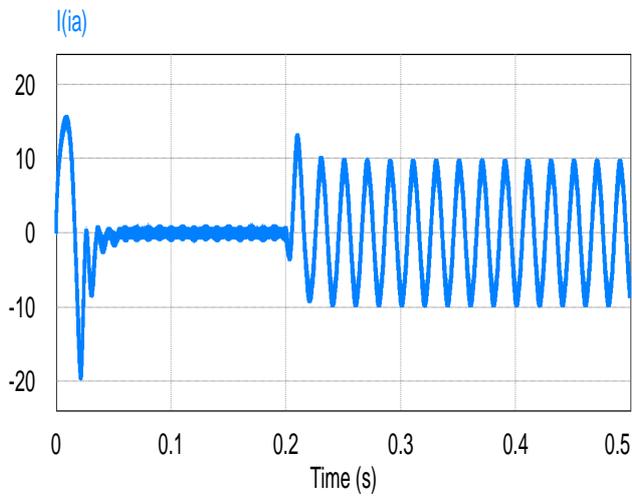
Couple C_e et C_r [N.m]



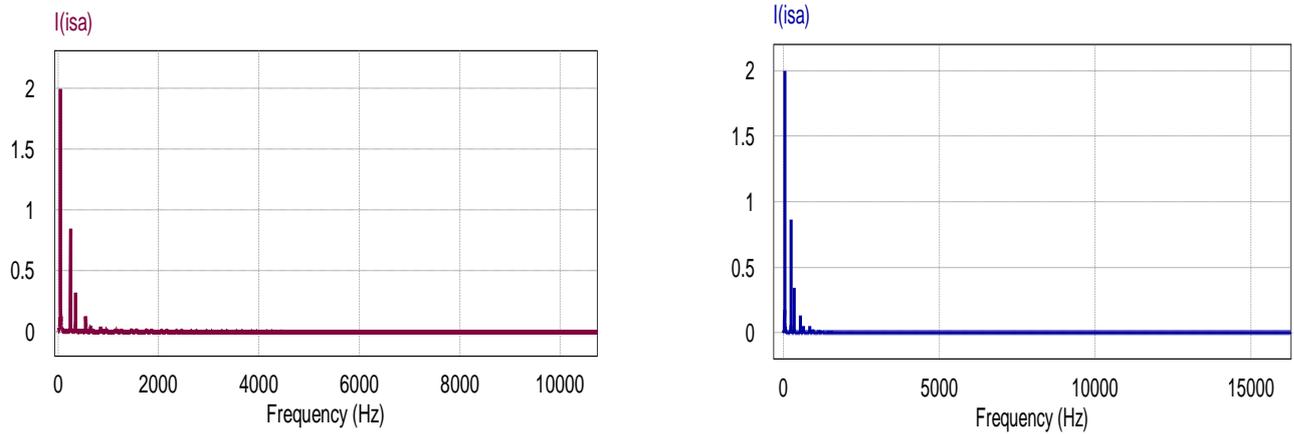
Vitesse [tr/min]



Courants Id et Iq [A]



Le courant de phase Ia



Le spectre harmonique du courant I_a

Le THD (0.08%)

Le THD (0.07%)

Fig. IV.9 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge

IV.8 Conclusion

Dans ce dernier chapitre on a présenté la structure topologique de la commande vectorielle en tension. L'onduleur de tension triphasé utilisé dans ce cas est toujours premièrement à deux niveaux et en deuxième temps à trois niveaux de type NPC.

La commande à MLI exige des boucles de régulations supplémentaires, ainsi qu'un bloc de compensation, assurant un découplage entre les deux axes d et q . Le modèle en tension nécessite plus de temps de calcul que le modèle en courant, ce qui nous amène à une implantation difficile, mais performant, ce qui se traduit par un très bon découplage entre le couple et le flux.

La MLI à deux porteuses, permet, ainsi, de donner des résultats mieux que la technique MLI à une seule porteuse, qui se traduit par une réduction au niveau des ondulations du couple et moins de dépassement pour le couple et la vitesse.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire on a étudié la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Tout d'abord on a commencé par une généralité sur les aimants permanents, leurs structures et leurs propriétés. Les différentes configurations de la MSAP ont été présentées. La modélisation de la MSAP est entamée à partir du modèle de la machine classique. Le modèle de la MSAP est un cas particulier du modèle de la machine classique. Le modèle de Park (équations électriques et mécaniques) dans les axes d et q est obtenu sur la base de certaines hypothèses simplificatrices. Ensuite on a étudié les deux approches de la commande vectorielle ; l'approche en courant et l'approche en tension.

Pour la commande vectorielle en courant, la machine est associée premièrement à un onduleur de tension contrôlé en courant à deux niveaux. Les courants statorique sont régulés en utilisant des régulateurs à hystérésis. Les résultats de simulation montrent des performances dynamiques élevées pour le couple. Le courant statorique est pratiquement sinusoïdal. En deuxième lieu et pour donner plus de performances à la commande vectorielle, la machine est associée à un onduleur de tension à trois niveaux commandé par hystérésis. Les résultats de simulation montrent des performances mieux que les performances obtenues avec l'onduleur à deux niveaux ; en particulier la réduction des ondulations du couple et la diminution du THD du courant.

Pour la commande vectorielle en tension la machine est associée premièrement à un onduleur de tension à deux niveaux et deuxièmement à un onduleur trois niveaux. Pour ce dernier et pour voir l'influence de la technique de commande de l'onduleur sur les performances de la commande vectorielle, on a utilisé deux techniques MLI ; l'une dite à une seule porteuse et l'autre est dite à deux porteuses. Les résultats de simulation avec l'onduleur à deux niveaux montrent une dynamique élevée du couple, accompagnée avec un découplage entre le couple et le flux. Pour l'onduleur à trois niveaux, les résultats montrent que pour une commande MLI à deux porteuses, les performances sont mieux que les performances avec la MLI à une seule porteuse. Pour l'implantation la commande vectorielle en courant est plus facile à implanter en comparant avec la commande vectorielle en tension, car elle utilise un modèle plus réduit. La commande vectorielle donne des performances dynamiques très remarquables à la MSAP, caractérisées par le temps de réponse très court.

Bibliographie

Bibliographie

- [ABD11] **Adbessamed.R**, « Modélisation et simulation des machines électriques » , édition ellipses, Paris, 2011
- [ABE02] **Abed.A**, « Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone ». Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002.
- [AMA01] **Amara.Y** « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride », Thèse doctorat , UNIVERSITE PARIS XI, France 2001
- [ANN10] **Annane.A**, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » mémoire de magistère , Université d'Annaba, 2010
- [AMI07] **Amirouche.N.S**, “Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [BAL10] **Baldés.M**, « Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage, » Mémoire de Magistère , Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2010.
- [BEN09] **Benbrahim.A**, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », mémoire de magister en électrotechnique université de Batna, 2009.
- [BEN05] **Benchaabane.F**, « Commande en position et en vitesse par mode glissant d'un moteur triphasé à aimant permanent avec minimisation du chattering », mémoire de magistère, université de Mohamed khider , Biskra 2005
- [BEN10] **Benzemamouche.H**, « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT » ,mémoire magistère , université de Annaba , 2010

- [BER00] **Bernardinis.A**, « Etude et optimisation d'un ensemble alternateur a aimants/redresseur commande. Application a un véhicule hybride ». Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2000.
- [BER02] **Bernard.N**, « Machine synchrone de la boucle ouverte a l'autopilotage ». Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [BOU05] **Bouakaz.O**, « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multi niveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [BOU12] **Boukas.B**, « Contribution a la modelisation des systemes couples machines convertisseurs :Application aux machines aiamant permanent (BDCM-PMSM) », These doctorat, Universite de tizi ouzou , 2012
- [BOU96] **Boussak.M, Pilioua-Sendo.R**, « Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants ». 16ème journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.
- [CAL13] **Caldeira. A, Jacques, Schellmanns.A, Lebunetel J.-C., N. Batut and L. Gonthier**, « Development of a new mixed 5-level inverter for 3 kW household photovoltaic applications,» International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13),Bilbao (Spain), 20th to 22th March, 2013
- [CAR95] **Caron.J, Hautier.J**, « Modélisation et Commande de la machine Asynchrone », Technique et documentation, Paris, 1995
- [CHA96] **Chapuis .Y. A**, « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statoriques »,Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France, 1996.
- [CHO11] **Choug.N**, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à Aimants permanents avec pilotage vectoriel » , Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.

[DUG12] **Duggapu.D.P, S.Nulakajodu**, « Comparison between Diode Clamped and H-Bridge Multilevel Inverter (5 to 15 odd levels), » VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Vol. 2, pp. 228 -256, no. 5, 2012.

[DOG12] **Dogan.H**, « Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents – Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué » THÈSE doctorat, L’UNIVERSITÉ DE GRENOBLE, 2013

Multiniveaux à base de GTO et d’IGBT » ,mémoire magistere , universite de Annaba , 2010

[FAD06] **Fadli. O** , « Modelisation et Commande Non Lineaire De L’association Machine Synchrone A Aimants Permanats – Onduleur De Tension A Trois Niveaux », mémoire de magistere ,université de Batnna,2006

[GAS04] **Gasc.L**, « Conception d’un Actionneur à Aimants Permanents à Faibles Ondulations de Couple pour Assistance de Direction Automobile – Approche par la Structure et la Commande », Thèse de doctorat, INPT, Nov. 2004

[GLO94] **Gloea, A.**"Contribution au développement d’une méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines". Thèse de doctorat, université de Grenoble, France 1994.

[HEI02] **Heikkilä.T**, « Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications – Analysis and Design », Thèse de doctorat, Université technologique de Lappeenranta, Novembre 2002

[HEM12] **Hemmami.M.I**, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.

[INTA] www.vacuumschmelze.de

[INTB] www.supermagnete.de

- [Kad00] **Kadouri.A**, « Étude d'une commande non-linéaire adaptatif de la machine synchrone a aimants permanents », thèse de doctorat, Université Laval , Québec ,2000
- [KHO10] **Khoudir.A** « Techniques De Commande Avancées Appliquées Aux Machines De Type «ASYNCHRONE »,these de doctorat , université de Costantine ,2010
- [MAL90] **Malesani.L and Tenti.P** « A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency », IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, pp. 88–92, Jan./Feb. 1990.
- [MER] **Merzoug M.S** « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de magistère , Université de Batna
- [MUL05] **Multon.B**, « Applications des aimants aux machines électriques », Notes de cours version 2005 école normale supérieure de Cachan, antenne de Bretagne, Département de Mécatronique
- [MUL95] **Multon.B, Lucidarme.J et Prévond.L** , « Analyse des Possibilités de Fonctionnement en Régime de Désexcitation des Moteurs à Aimants Permanents », Journal de Physique III, France, pages 623-640, Mai 1995
- [MOU07] **Moussaoui.L**, « Contribution à la commande des machines synchrones a aimants permanents, utilisation des réseaux neurones et de la logique floue » mémoire de Magistère, université d'Annaba ,2007
- [NAB10] **Nabti.K** « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [OMR14] **Omrane.I** « Développement de capteurs logiciels de position pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents » THÈSE Doctorat, École nationale supérieure d'ingénieurs (Poitiers) ,2014
- [PRA14] **Prajapati D, RavindranV Jil Sutaria, Pratik Patel**, « A Comparative Study of Three Phase 2-Level VSI with 3-Level and 5-Level Diode Clamped

Multilevel Inverter, » International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, Vol. 4, no. 4, pp. 708-713, 2014.

[REK91] **Rekioua.T** , « Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.

[REZ09] **Rezgui S.** "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009

[ROD10] **Rodriguez.I.E, J. Bernet, S. Steimer, P.K. Lizama**, « A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no.7, pp. 2219 - 2230, 2010.

[SEG] **Séguier.Get R. Bausière**, "les convertisseurs de l'électronique de puissance", laconversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.

[SEG95] **Séguier.G, et Labrique F.** « La conversion Continu-Alternatif », Technique et Documentation, Paris, 1995.

[SES11] **Sesanga.B**, « Optimisation de Gammes : Application à la Conception des Machines Synchrones à Concentration de Flux», Thèse de doctorat, INPG, Février 2011

[SIV14] **Sivasankari.S. and C. R. Balamurugan**, "Embedded Controller Based Multilevel Inverter Topologies," Electrical and Electronics Engineering: An International Journal (ELELIJ), Vol. 3, no. 2, pp. 81–89, 2014.

[SUB12] **Subhransu.S.D, P.Palanivel and S.Premalatha**, « Performance Analysis of Multilevel Inverters Using Variable Switching Frequency Carrier Based PWM Techniques, » International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12) Santiago de Compostela (Spain), 28th to 30th March, 2012

[TOU06] **Tounsi .B** , « comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion

statique »,mémoire de doctorat , institut national polytechnique de Toulouse,France2006

[YAH05] Yahia, K. Menacer, A. Benakcha, A. Benchabane, F. Taibi, D. « Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu ». First International Conférence on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, O.E. Bouaghi Univ. Algeria.

[YAK05] Yakoub.K, « Réduction des Effets de la Tension Homopolaire dans les Associations Onduleurs Multi niveaux- moteurs à Induction » Mémoire De Magister, Batna 2005.

[ZEG08] Zegueb.B , « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse.Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire » mémoire de magistere , Université de Batna,Algérie,2008

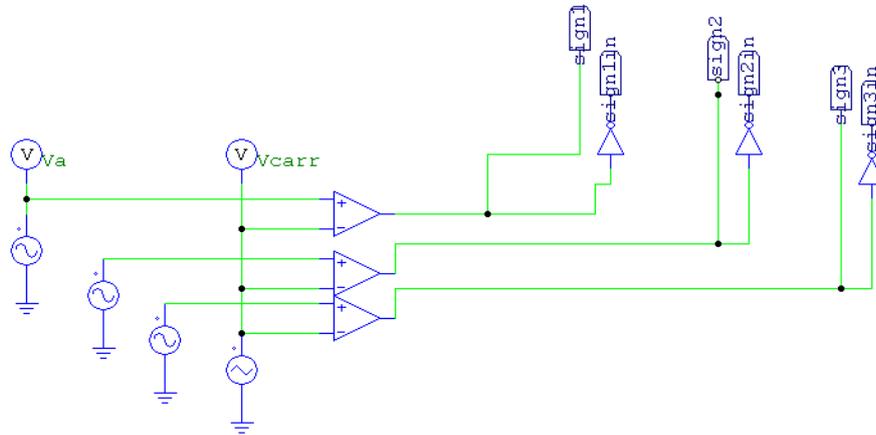
Annexe

Annexe A

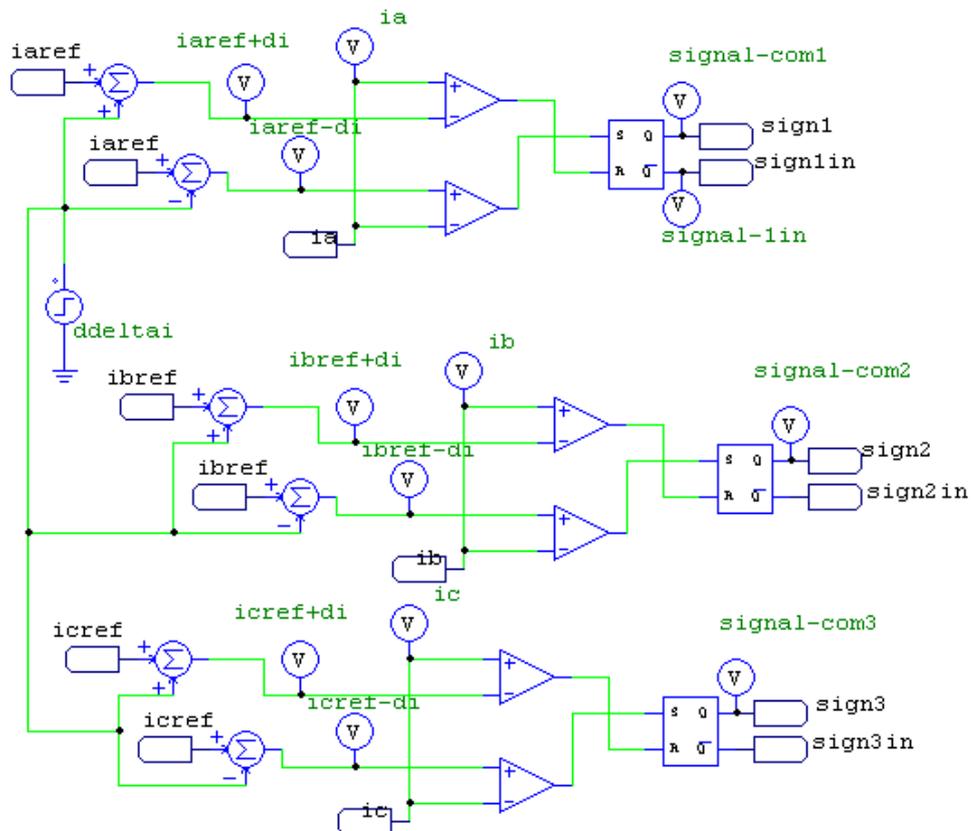
Les caractéristiques du MSAP étudié sont représentées sur le tableau suivant :

Puissance nominale P_n	1.1 KW
Tension nominale U_n	120 V
Résistance statorique R_s	1.4 Ω
Inductance statorique direct L_{ds}	0.0066 H
Inductance statorique quadratique L_{qs}	0.0058 H
Flux des aimants ϕ_{sf}	0.1546 Wb
Couple nominal C_n	9.55 Nm
Vitesse nominale ω_r	1000 tr/min
Coefficient de frottement F	0.00038818 Nm/rd/s
Inertie du moteur J	0.00176 kg m²
Fréquence nominale f	50 HZ
Nombre de paires de pôles P	P=3, 2.p=6 pôles
Inductance magnétisante suivant l'axe q L_{mq}	0.005H
Inductance magnétisante suivant l'axe d L_{md}	0.0058mH
Inductance de fuite L_s	0.0016 H

Annexe B

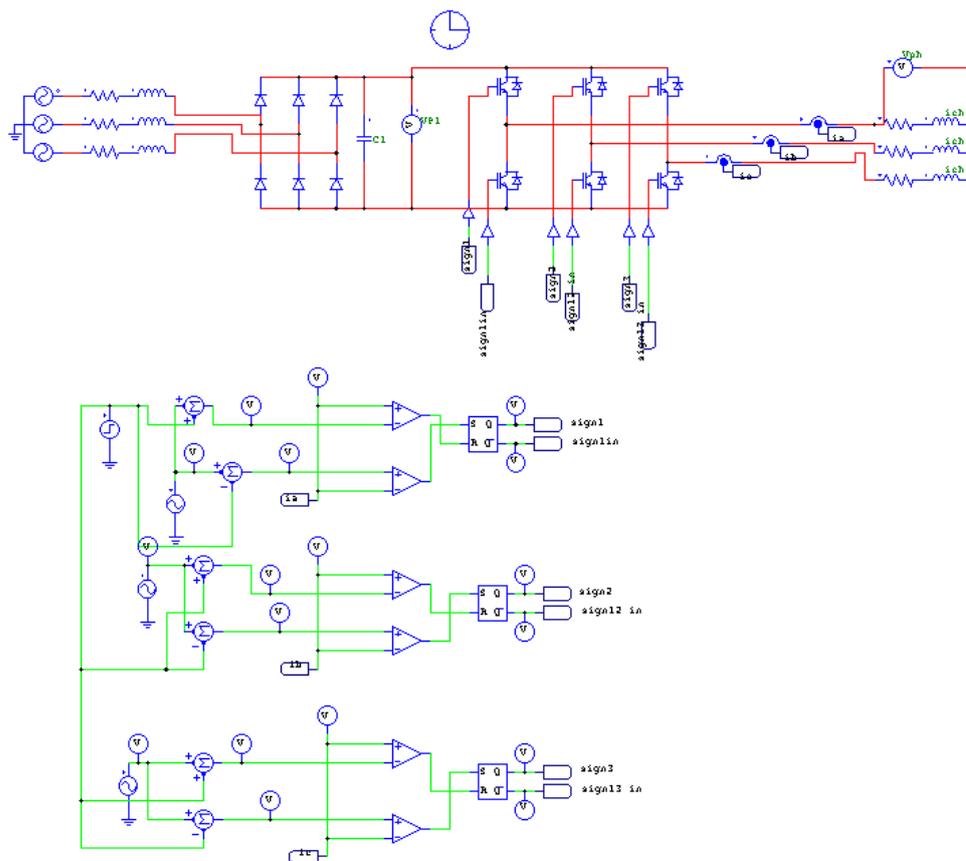


B1 : Commande MLI sins-triangle

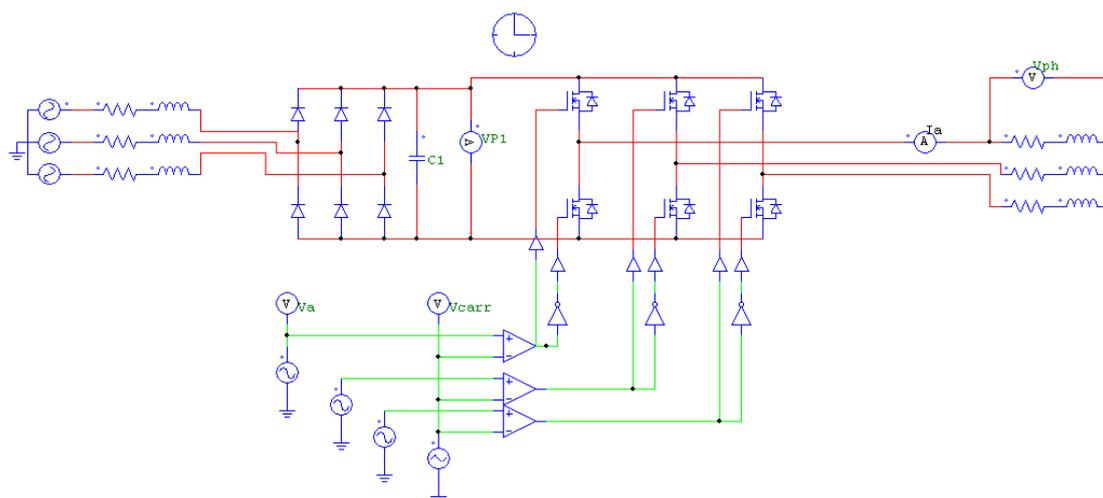


B2 : La technique d'Hysteresis

Annexe C

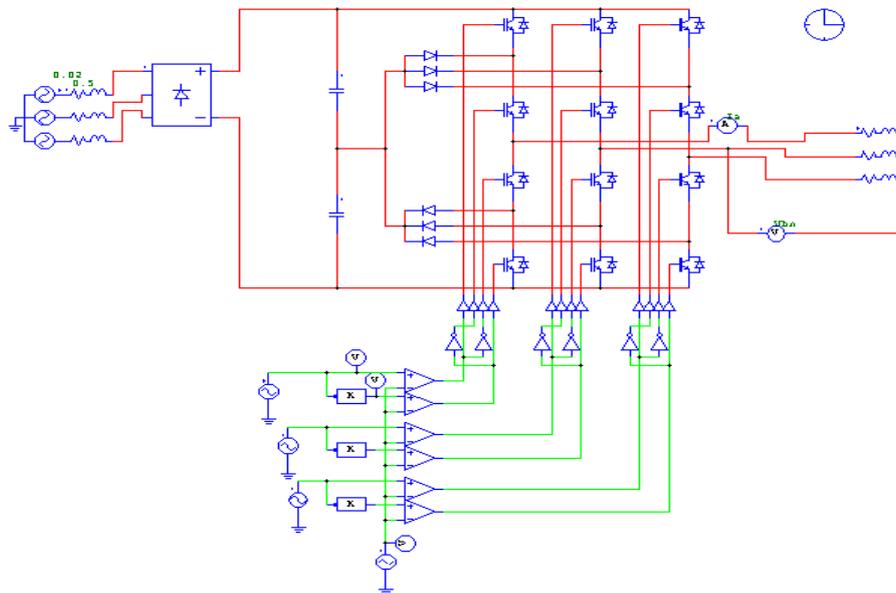


C1 : Schéma de l'onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis

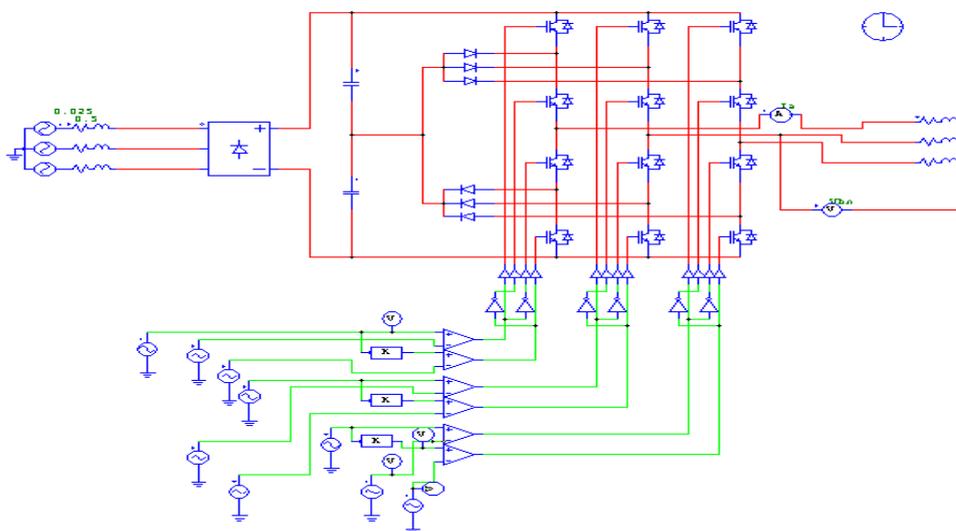


C2 : Schéma de l'onduleur de tension commandé par la technique MLI

Annexe D

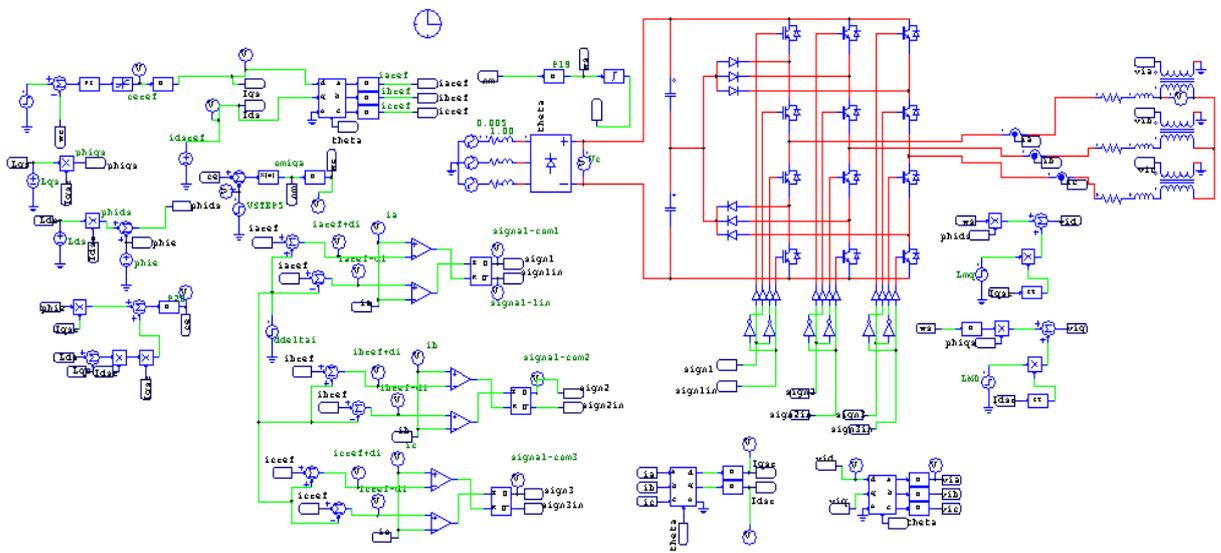


D1 : Schéma de l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la MLI (1porteuse)

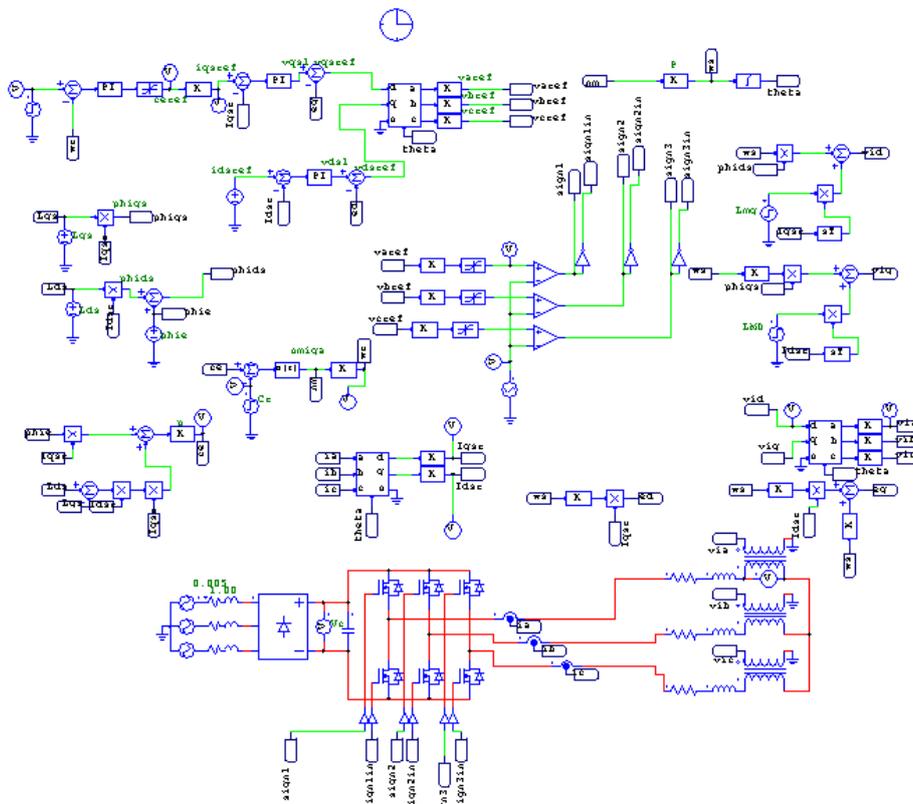


D2 : Schéma de l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la MLI (deux porteuses)

Annexe F

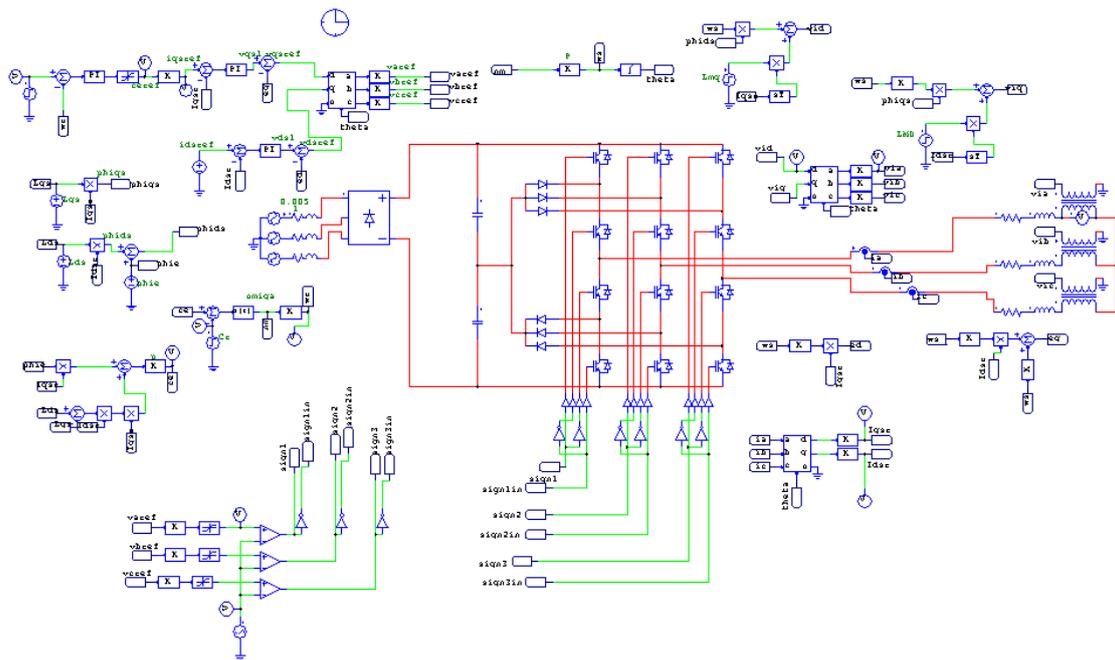


F1 : Commande vectorielle en courant (associé a l'onduleur à trois niveaux)

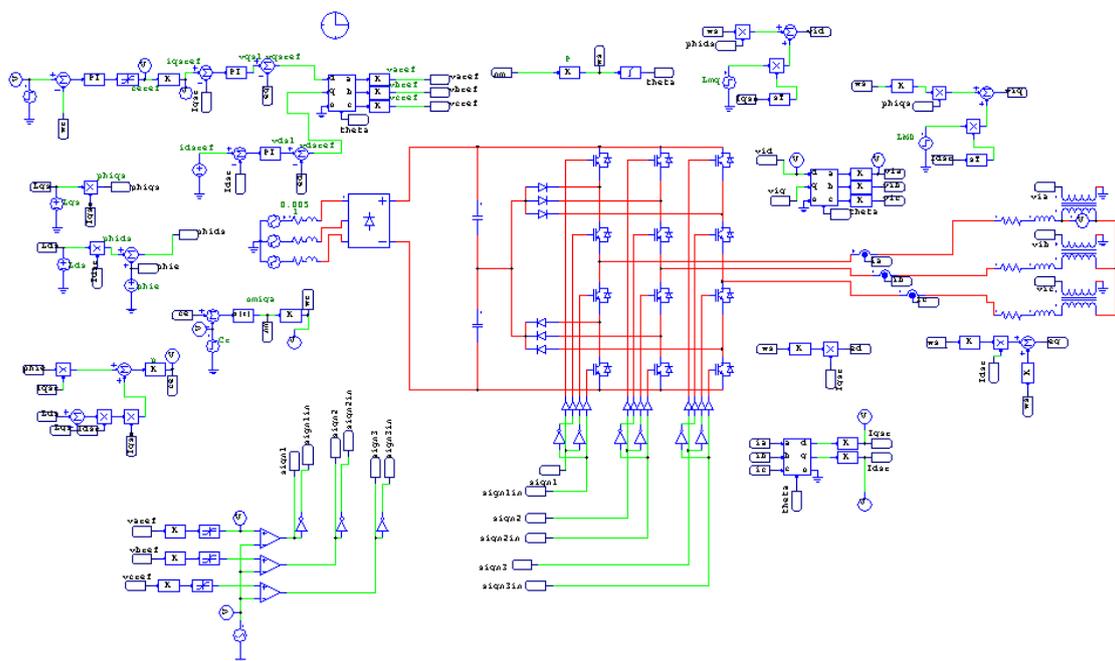


F2 : Commande vectorielle en tension (associé a l'onduleur à deux niveaux)

Annexe G



G1 : Commande vectorielle en tension (associé a l'onduleur à trois niveaux à MLI « seule porteuse »)



G2: Commande vectorielle en tension (associé a l'onduleur à trois niveaux à MLI « deux porteuse »)