



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Génie Electrique
Electromécanique

Réf. :

Présenté et soutenu par :

GACEM Ikram
SALMI Khouloud

Le : Juin 2025

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur trois niveaux par mode glissant

Jury :

M	KRAA Okba	Pr	Université de Biskra	Président
M	GOLEA Amar	Pr	Université de Biskra	Encadreur
M	DERGHAL Hamid	Maa	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2024/2025



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Génie Electrique
Electromécanique

Réf. :

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur trois niveaux par mode glissant

Le :

Présenté par :

Avis favorable de l'encadreur :

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Resumé :

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré au premier lieu à l'étude des différentes machines synchrones en particulier la MSAP, ainsi que sa modélisation. Par la suite nous avons entamé la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent en courant et en tension. En simulation nous avons traité seulement le cas de la commande en courant, associée aux onduleurs à deux et à trois niveaux. Du point de vue régulation la commande a été associée à deux types de régulateur l'un de type classique qui est le PI et l'autre non linéaire de type mode glissant, la différence est pratiquement faible. Du point de vue régulation de la vitesse le système est plus performant avec le régulateur par mode glissant, soit du point de vue réponse où on trouve la vitesse repend sans dépassement et sans erreur.

Le couple ainsi que le courant statorique présentent moins d'ondulations ce qui réduit les vibrations de la machine. Du point de vue commande de l'onduleur on constate que la commande par hystérésis donne des résultats meilleurs que la commande par MLI, car le courant est contrôlé d'une façon directe, par contre en MLI est contrôlé d'une façon indirecte, ce qui donne une dynamique élevée au couple (réponse rapide).

ملخص

تم تخصيص العمل المقدم في هذه الأطروحة في المقام الأول لدراسة مختلف الآلات المتزامنة، ولا سيما MSAP وكذلك نمذجتها. بعد ذلك، بدأنا في التحكم الـ للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم في التيار والجهد. في المحاكاة، قمنا بمعالجة حالة التحكم في التيار فقط، المرتبطة بالعاكسات ذات المستويين والمستويات الثلاثة. من حيث التنظيم، تم ربط التحكم بنوعين من المنظمين، أحدهما كلاسيكي وهو PI والآخر غير خطي من نوع الوضع المنزلق، والفرق ضئيل عملياً. من حيث تنظيم السرعة، النظام أكثر أداءً مع منظم الوضع المنزلق، سواء من حيث الاستجابة حيث نجد السرعة تستجيب دون تجاوز ودون خطأ. العزم والتيار الثابت يظهران تذبذبات أقل، مما يقلل من اهتزازات الآلة. من حيث التحكم في العاكس، نلاحظ أن التحكم بالتباطؤ يعطي نتائج أفضل من التحكم بـ MLI، لأن التيار يتم التحكم فيه بشكل مباشر، بينما في MLI يتم التحكم فيه بشكل غير مباشر، مما يعطي ديناميكية عالية للعزم (استجابة سريعة).



DÉDICACE

"Grâce à ALLAH pour la réussite, grâce à ALLAH pour la perfection, grâce à ALLAH pour le début et grâce à ALLAH pour la fin, avec tout ce que le cœur porte de significations et que la langue est incapable de prononcer et la plume d'écrire.

- À mon père cher et généreux, la lumière qui brille dans ma vie.**
- À ma mère aimée et précieuse, que ALLAH la préserve, la femme qui a réussi à planter la bonté et la tolérance dans mon cœur.**
- À toute ma famille.**
- À toutes mes amies et collègues.**
- À tous ceux que mon cœur se souvient d'eux et que ma plume a oublié de les mentionner.**

Gacem Ikram





DÉDICACE

Grâce à ALLAH, au commencement et à la fin. Le chemin a été long, parsemé d'embûches et de réussites. Nous sommes fiers d'avoir persévéré pour atteindre nos rêves, un moment que j'ai toujours espéré

- À mon père, modèle de générosité et de sagesse, qui m'a appris à donner sans attendre, et dont le nom est synonyme de fierté pour moi, cher père (Mabrouk).**
- À ma mère, source de tendresse et de bonté, dont les prières ont été le moteur de mon succès, mère aimée (Oum El Khair).**
- À mes sœurs, piliers de ma vie, que ALLAH vous garde et vous bénisse.**
- À ma famille, mes amis et collègues, je vous offre ce travail avec amour et reconnaissance.**

Salmi Khouloud



REMERCIEMENT



Seigneur, fais que je sois reconnaissant pour les bienfaits que tu m'as accordés, à moi et à mes parents, et que je fasse de bonnes œuvres qui te plaisent, et fais-moi entrer dans ton paradis par ta miséricorde. Louange et gratitude à ALLAH, le Tout-Puissant, d'une manière qui convient à la majesté de Son visage et à la grandeur de Son pouvoir. Et que la prière et la paix soient sur notre seigneur Mohammad, le généreux, et sur sa famille et ses compagnons purs.

Louange à ALLAH, le Tout-Puissant, qui nous a accordé la grâce de la science et nous a guidés dans ce chemin. Nous exprimons notre profonde gratitude à tous ceux qui nous ont aidés de quelque manière que ce soit, en particulier notre professeur superviseur, golea Ammar.

Nous adressons également nos sincères remerciements à tous les travailleurs de l'usine de fabrication de câbles à Biskra.

(ENICAB BISKRA)



Chapitre I : Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

I. Introduction	16
II. Étude de la machine synchrone à aimants permanents.....	16
II.1. Rotor à pôles lisses.....	17
II.2. Rotor à pôles saillants.....	17
II.3. Enroulement amortisseur.....	18
III. Étude de la machine synchrone à aimants permanents.....	19
III.1. Aimant en surface (Surface Mounted)	20
III.2. Aimants enterrés (Interior Magnet Type)	20
III.3. Machines synchrones à aimants permanents destinée pour la commande.....	20
III.4. Machines synchrones à aimants permanents destinée pour le démarrage	20
IV. Caractéristique et forme du rotor.....	21
V. Caractéristiques générales des aimants permanents.....	22
V.1. Causes de la désaimantation.....	23
V.2. Différents types d'aimant permanent.....	23
VI. Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	25
VII. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	26
VIII. Domaines d'application.....	26
IX. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	27
IX.1. Modélisation des MSAP.....	27
IX.2. Problématique de la modélisation.....	27
IX.3. Hypothèses simplificatrices.....	27
IX.4. Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	29
IX.5. Transformation de PARK.....	32
IX.6. Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK.....	33
IX.7. Équations du modèle dans le repère (d, q).....	34
X. Conclusion	38

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

III1. Introduction.....	59
III2. Commande par flux orienté (commande vectorielle).....	59
III3. Principe de l'orientation du flux rotorique	60
III4. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	61
III4. 1.Description du système global.....	61
III4. 2.Découplage.....	62
III4. 3.Découplage par compensation.....	62
III5. Régulation.....	64
III5.1. Calcul des régulateurs de courant.....	64
III5.2. Calcul des régulateurs de vitesse.....	66
III6. Résultats de simulation de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur hystérésis a deux et trois niveaux (PSIM).....	68
III7. Résultats de simulation de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur MLI deux et trois niveaux (PSIM).....	73
III8. Théorie de la commande par mode glissement.....	78
III8.1. Objectifs de la commande par MG.....	78
III8.2. Systèmes à structure variables.....	79
III8. 2.1. Définition 1.....	79
III8.2.2. Définition 2.....	79
III8.3. Systèmes à structure variables.....	79
III9. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	81
III10. Représentation en variable d'état du système d'entraînement	81
III10 .1. Règulation de vitesse par mode glissant	81
III10 .2. Conception du régulateur du vitesse par mode glissant	82
III10. 3.Commande signe.....	83
III11. Avantages de régulateur à structure variable	84
III12. Inconvénients de régulateur à structure variable.....	84
III13. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP associée à un onduleur deux niveaux (par hystérésis) Régulation par mode glissant.....	85

III14. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP associée à un onduleur Trois niveaux (par hystérésis) Régulation par mode glissant.....	88
III15. Conclusion	91

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Rotor bobiné à pôles lisses.....	18
Figure I.2 : Rotor bobiné à pôles saillants.....	18
Figure I.3 : Représentation schématique de la machine synchrone.....	18
Figure I.4 : Constitution de MSAP, (a) stator(induit). (b) rotor (inducteur) ...	19
Figure I.5 : Localisation des aimants permanents.....	21
Figure I.6 : Courbe désaimantation.....	22
Figure I.7 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	24
Figure I.8 : Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique	28
Figure I.9 : Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique...	32
Figure I.10 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)	34
Figure I.11 : Représentation des trois phases de la machine synchrone avec fem liées.....	36
Figure II1 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	41
Figure II2: Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur..... ..	44
Figure II3: contrôle par hystérésis sous PSIM de l'onduleur deux niveaux.....	44
Figure II4: Résultats de Contrôle des courants par hystérésis onduleur deux niveaux..... ..	45
Figure II5: Schéma synoptique de la loi de modulation triangulo-sinusoïdale..... ..	46
Figure II6 : contrôle par MLI sous PSIM de l'onduleur deux niveaux..... ..	47
Figure II7: Résultats de Contrôle des courants par MLI onduleur deux niveaux..... ..	48
Figure II8.: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	49
Figure II9: Schéma de principe de la technique triangulé-sinusoïdale..... ..	53
Figure II10: contrôle par hystérésis sous PSIM de l'onduleur trois niveaux..... ..	54
Figure II11: Résultats de Contrôle des courants par hystérésis onduleur trois niveau..... ..	55
Figure II12 :contrôle par MLI sous PSIM onduleur trois niveaux.....	56

Figure III13: Résultats de Contrôle des courants par MLI onduleur trois niveau.....	57
Figure III1: Analogie entre la machine à induction et la machine à courant continu dans la commande vectorielle	60
Figure III2 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.....	61
Figure III3: Schéma bloc de la compensation.	63
Figure III4: Principe de découplage par compensation.....	64
Figure III5: boucle de régulation de courant Id.....	65
Figure III6: boucle de régulation de vitesse	66
Figure III7 : Système d'entraîmemant à vitesse variable a MSAP.....	67
Figure III8 : Schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur hystérésis a deux niveaux (PSIM)	68
FigureIII9 : résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge	70
Figure III10 : schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur hystérésis a trois niveaux(PSIM)	71
Figure III11: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge	73
Figure III12: schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur MLI a deux niveaux (PSIM)	74
Figure III13 : résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge	76
Figure III14 : schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur MLI a trois niveaux (PSIM)	76
Figure III15 : Résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge	78
Figure III16: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase.....	80
Figure III17: Fonction	83
Figure III18: schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur hystérésis a deux niveaux par mode glissant (PSIM).....	85
Figure III19: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge	87
Figure III20: schéma de la commande vectorielle on courant associé à un onduleur hystérésis a trois niveaux par mode glissant (PSIM)...	88
Figure III21: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge.....	90

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans les dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été témoin d'un développement notable dans l'électronique de puissance, là où il y avait une dispensation relative sur les méthodes classiques de variation de vitesse et l'utilisation de par des groupes associant des convertisseurs statiques et de moteurs électriques, après l'utilisation absolue du courant continu dans le domaine d'industrie mais le principal obstacle était le contact entre le collecteur et la balai, sa durée de vie est relativement courte, ses coûts de maintenance élevés. Ses obstacles ont attiré l'attention vers l'utilisation des moteurs à courant alternatif.

C'était une forte motivation l'étude du moteur synchrone. Le moteur est caractérisé par plusieurs avantages et nous mentionnons spécifiquement le moteur synchrone à aimant permanent, car il possède les caractéristiques les plus importantes :

Rendement élevé par rapport au moteur asynchrone.

Augmentation de la constante thermique et de fiabilité à cause de l'absence de contact bague-balais.

L'utilisation des moteurs à vitesse variable s'est généralisée dans le domaine industriel en raison de sa capacité de surcharge tout en conservant sa vitesse aux différentes perturbations.

Récemment, plusieurs modifications ont été apportées pour atteindre l'objectif souhaité.

La commande vectorielle permet d'avoir un principe comme dans les machines à courant continu à excitation séparée. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le découplage est naturel entre le flux et le couple. Cette commande nécessite une bonne identification des paramètres et l'utilisation des algorithmes de commande robuste.

La commande par mode glissant est une commande non linéaire. Le rôle principal est de forcer l'état du système à glisser sur une trajectoire prédéfinie dans le plan de phase appelé surface de glissement. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de chattering.

Notre travail fera l'objet d'une étude de la technique de commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent associée à un onduleur trois niveaux par mode glissant. Ce travail sera présenté en trois chapitres. Il est organisé selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en vue de sa commande. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée aux avantages et inconvénients de ce type de machine et leur domaine d'application.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de l'association convertisseur-machine. On présentera le principe de fonctionnement de l'onduleur deux niveaux et les techniques de commande utilisées. Par la suite on présentera l'étude de l'onduleur trois niveaux et ses techniques de commande (MLI et hystérésis).

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent, associée aux deux types de régulateur, l'un classique qui est le PI et l'autre de type non linéaire qui est le régulateur par mode glissant.

Chapitre I : Généralité et Modélisation De la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

I. Introduction

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante, la traction, à ces nombreux domaines d'emplois, correspondant au tant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles [20].

- 1) Les moteurs synchrones à Rotor bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
- 2) Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) se rependent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu.

Ils présentent de meilleures performances (en termes de couple massique, par exemple) et de ne pas avoir de collecteur mécanique (ce collecteur pose des problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles). En revanche, ils sont plus exigeants, le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple (un redresseur ou un hacheur) et une régulation de son courant rotor permet de maîtriser le couple. Pour le MSAP, la fonction de collecteur est réalisée par un ensemble électronique : un onduleur de puissance, un capteur de position et une commande des courants pour contrôler le couple.

Le terme moteur synchrone regroupe tous les moteurs dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator.

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 le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de moteur synchrone [19].

II. Étude de la machine synchrone classique :

Les machines synchrones sont des machines électriques tournantes, convertisseurs d'énergie, réversibles qui peuvent fonctionner en moteur ou en génératrice.

Lorsqu'une machine synchrone fonctionne en génératrice, c'est-à-dire transforme de l'énergie mécanique en énergie électrique et fournit un courant alternatif, elle est appelée Alternateur. Pour l'alternateur synchrone triphasé, l'énergie électrique est produite sous forme triphasée, ainsi son induit peut être câblé en étoile ou en triangle [1].

Le principe de fonctionnement de la machine synchrone : Les machines synchrones sont équipées d'un inducteur situé généralement au rotor et d'un induit, au stator.

- L'induit est formé d'un enroulement $2p$ pôles (les bobinages des différentes phases occupent des intervalles angulaires successifs de $2\pi/3$).

- L'inducteur (ou roue polaire) crée un champ fixe par rapport au rotor, à l'aide soit d'aimants permanents soit de bobinages alimentés en courant continu.
- En fonctionnement générateur (alternateur) : le rotor est entraîné à la vitesse Ω et les enroulements du stator sont balayés par le champ créé par l'inducteur au rotor. Les enroulements sont alors le siège de f.e.m. triphasées de pulsation $e_c = p\Omega$
- En fonctionnement moteur : les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tension triphasé de pulsation $e_c = p\Omega$. Ils créent alors un champ tournant à la pulsation $e_c/p = \Omega$. Le champ créé par l'inducteur, fixe par rapport au rotor (animé d'une vitesse de rotation Ω) tourne en synchronisme avec le champ créé par l'induit. Ces deux champs interagissent. Le couple ainsi créé entraîne la machine à la vitesse Ω . Il existe deux types d'inducteurs.

1.1. Rotor à pôles lisses :

Ce mode de construction assure une grande robustesse mécanique, il permet d'obtenir des fréquences de rotation élevées (3000 et 1500 tr/min). Il est systématiquement adopté pour les alternateurs de fortes puissances et utilisé pour la production d'énergie électrique dans les centrales thermiques et les centrales nucléaires. Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches [1].

1.2. Rotor à pôles saillants :

Ce type de construction n'autorise pas de grandes vitesses de rotation (<1500 tr/min), et de ce fait fournissant moins de puissance. Il est utilisé pour la production d'énergie de 50 à 400 Hz dans les centrales hydrauliques et les groupes électrogènes. L'inducteur est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu. Ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine [1].

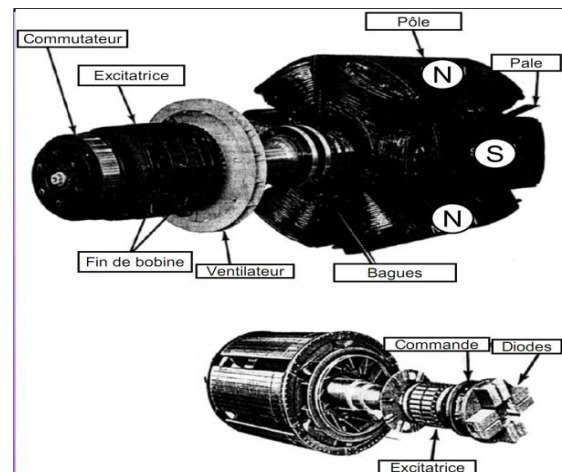
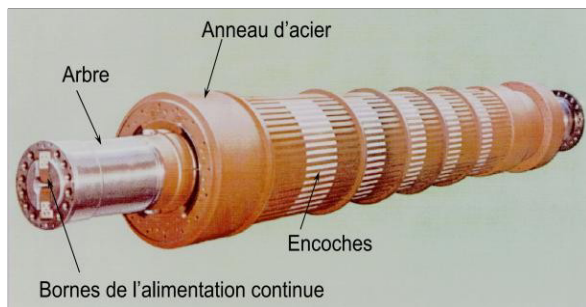


Figure I.1 : Rotor bobiné à pôles lisses[20]

Figure I.2 : Rotor bobiné à pôles saillants[20]

2.3. Enroulement amortisseur :

La modélisation des amortisseurs est la partie la plus délicate dans la modélisation des machines synchrones, car l'enroulement amortisseur est réparti sur les pièces polaires du rotor à pôles saillants. Pour tenir compte de leur effet sur le comportement des machines synchrones, les amortisseurs sont modélisés par des enroulements en court-circuit agissant suivant l'axe polaire et l'axe interpolaire. Le cas le plus simple est de prendre un enroulement suivant l'axe polaire et un autre suivant l'axe interpolaire [2].

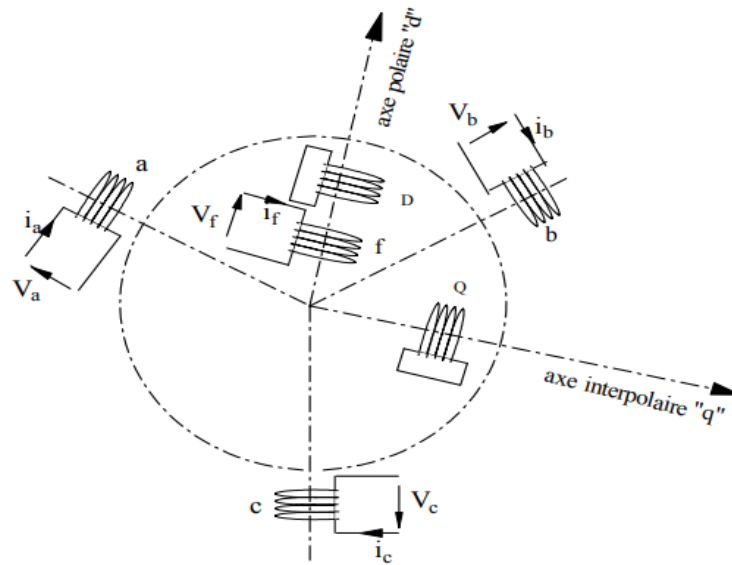


Figure I.3 : Représentation schématique de la machine synchrone[2]

B. Étude de la machine synchrone à aimants permanents

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. La modélisation d'un MSAP est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [3].

• Principe de fonctionnement de machine synchrone à aimants permanents

Le principe de fonctionnement d'une MSAP est basé sur l'interaction entre le champ tournant produit par un aimant placé sur le rotor et le champ tournant créé par les courants triphasés du stator. Les deux champs tournent à la même vitesse de synchronisme. Lorsque le rotor accompagne le champ tournant statorique, la force électromagnétique (force de Laplace) sur chaque conducteur garde une valeur constante, l'ensemble de ces forces forme le couple électromagnétique de valeur constante. Alors la machine n'engendre un couple qu'à la vitesse de

synchronisme. Les MSAP peuvent avoir une double fonction :

- a) Soit produisant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de **la machine fonctionnement générateur**.
- b) Soit absorbant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation lors du **fonctionnement moteur** [4].

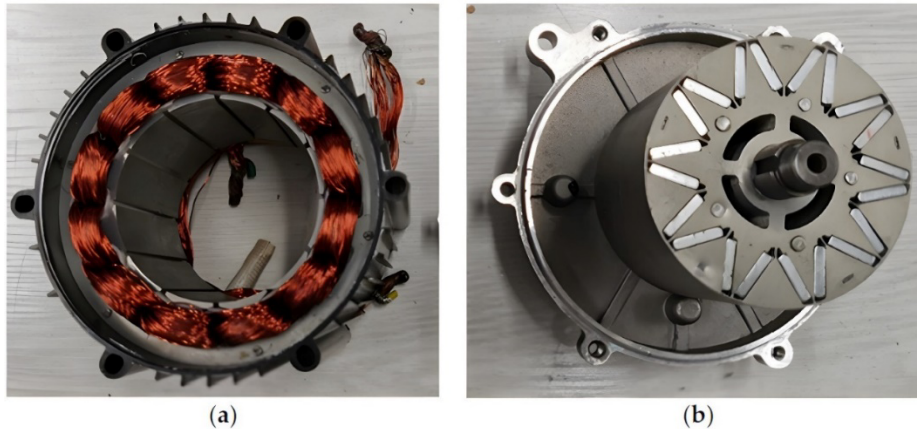


Figure 1.4 : Constitution de MSAP, (a) stator(induit). (b) rotor(inducteur)[18]

Il existe plusieurs types de MSAP, mais nous étudions seulement deux modèles.

B.1. Aimant en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. Ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor [4].

B.2. Aimants enterrés (Interior Magnet Type) :

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique. Le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler [4].

B.3. Machines synchrones à aimants permanents :

Destinées pour le démarrage sur le réseau :

Ces machines sont équipées d'un enroulement amortisseur pour assurer le démarrage en asynchrone. Il intervient chaque fois que le champ tournant subit une variation (variation rapide de la charge, pulsation dans le couple moteur). Des

courants induits naissent dans l'amortisseur et produisent un couple qui atténue les oscillations et maintient le synchronisme. Il est constitué de barres de cuivre, logées dans les pôles, parallèlement à l'axe de rotation et réunies entre elles par deux anneaux (cage d'écureuil) [1].

B.4. Machines synchrones à aimants permanents :

Destinées pour la commande :

Dans une MSAP destinée à la commande, il est courant de ne pas avoir d'amortisseur, l'absence d'enroulement amortisseur est souvent une caractéristique de conception. La machine dans ce cas utilise la commande pour le démarrage.

Les MSAP, utilisés dans les systèmes de commande, sont souvent conçus pour un démarrage en douceur et ne nécessitent pas nécessairement un amortisseur pour cela. De plus, le contrôle électronique moderne permet un contrôle précis de la vitesse et du couple, minimisant ainsi les besoins d'un amortisseur physique [26].

I. Caractéristique et forme du rotor

- **Aimants insérés : Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)**

A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

- **Aimants à concentration de flux : Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :**

Cette structure est déduite de celle avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m. au stator en agissant sur le profil de la pièce [3].

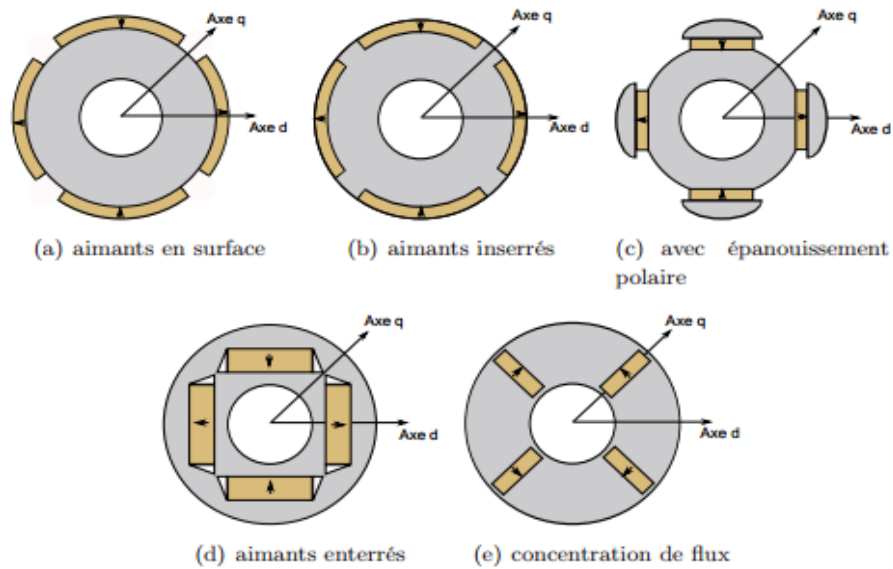


Figure 1.5 : Localisation des aimants permanents

B. Caractéristiques générales des aimants permanents :

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans la puissance 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.

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

1. L'induction rémanente B_r , correspondant à l'induction résiduelle en circuit fermé. Elle peut être représentée à la force d'attraction.
2. 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.
3. Le produit d'énergie volumique BH_{max} . Plus la valeur est élevée, plus l'aimant est puissant.
4. Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à BH_{max} .

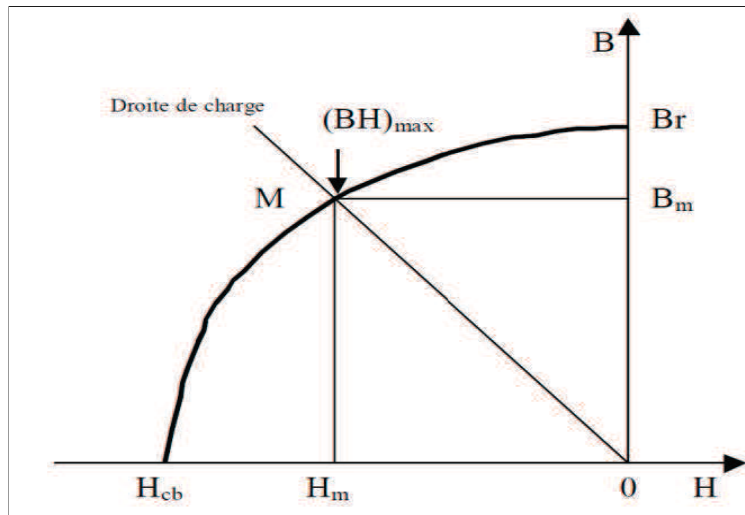


Figure 1.6 : Courbe de désaimantation

5.1. Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

1 - variation de la température

À des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant (B_r et H_c) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminution :

- **Diminution réversible d'induction** : elle est annulée par le retour de l'aimant à la température initiale. Elle s'exprime par le coefficient de la rémanence. Les diminutions irréversibles d'induction sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une réaimantation.

- **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En

effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation des certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elle ne pourront l'être que par une réaimantation.

2 - Autres causes de la désaimantation :

Le vieillissement de l'aimant se traduit souvent par une diminution de son aimantation rémanente de façon globale ou locale au sein du corps du matériau. Les désaimantations locales peuvent être dues par exemple, aux vibrations du rotor notamment suite aux harmoniques du couple [9].

5.2 Différents types d'aimant permanent

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 :

1-Les Alnico : Aimants permanent réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt caractérisés 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 sont rarement utilisés .

2-Les ferrites : Aimant permanent formé 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.

3-Les alliages métaux-terres rares : Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage.

4-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 augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est élevé.

5-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) .

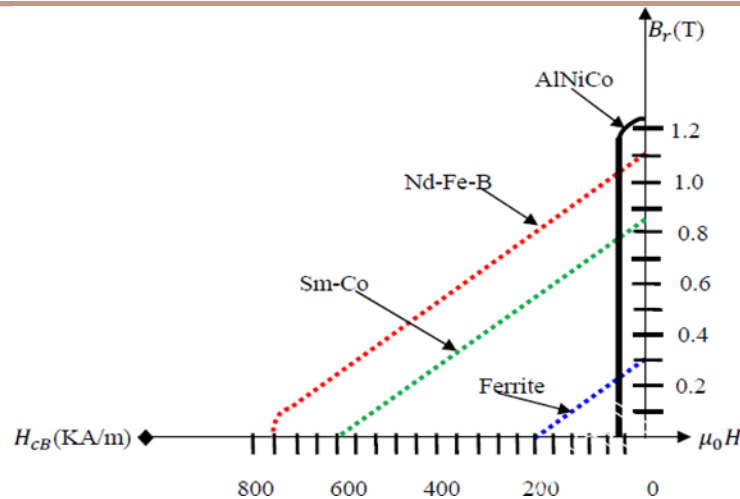


Figure 1.7 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.[23]

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour le fonctionnement démagnétisant au niveau des machines électriques.

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés.

Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B). Le critère technico-économique performance/coût est important dans le choix des aimants. Pour les structures à pôles lisses, les aimants de type terre rares sont les plus utilisés) [9].

B. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone à cage d'écurieil et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec les progrès actuels des aimants permanents, les moteurs synchrones à aimants sont de plus en plus utilisés dans les systèmes d'entrainements à vitesses variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est attractif et concurrent par rapport à des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples. on cite principalement. :

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.
- ✓ Compacité, occupe moins d'espace qu'un moteur asynchrone.
- ✓ Réduction de la consommation d'énergie.
- ✓ Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais).

IV. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :

Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu,

- ✓ Prix des aimants le rend plus cher,
- ✓ La présence de pulsation de couple,
- ✓ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contrainte comme la température max, courant max...etc.,
- ✓ Pertes par courant de Foucault dans les aimants[13].

B. Domaines d'application :

Le MSAP est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) c'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [25] :

- Les équipements domestiques (machine à laver).
- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).

- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

D. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

D.1 Modélisation de la MSAP

Avant de synthétiser des règles de contrôle, il est important de bien comprendre le processus qui doit être réglementé, de construire un modèle approprié et de comprendre sa dynamique. La modélisation mathématique est employée pour décrire les phénomènes physiques. Une étape essentielle dans le processus de l'asservissement des systèmes. Lors du développement d'un système de contrôle, il est essentiel de posséder un modèle mathématique qui représente précisément les caractéristiques du processus [18].

D.2. Problématique de la modélisation

Le modèle des machines électriques à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et la commande se verra plus complexe, du fait que :

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable.
- Le degré du système électromécanique est généralement plus élevé que celui des systèmes à base des machines à courant continu.
- Le système est non linéaire à coefficient variables et a entrées et sorties multiples [18].

D.3. Hypothèses simplificatrices

Usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont :

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme fonction linéaire des courants.

- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés
- La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor.
- Le système de tension est équilibré (composante homopolaire nulle) [25].

D.4. Représentation de la machine dans l'espace électrique

Dans notre étude, la machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est due à ces derniers (flux d'excitation constant) [18].

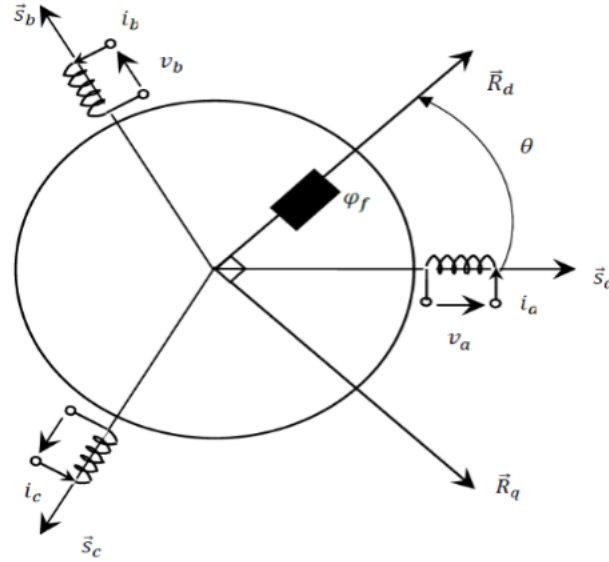


Figure I.8 : Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique.[18]

$\vec{s}_a, \vec{s}_b, \vec{s}_c$: Axes magnétiques des enroulements statoriques.

$\vec{R}_d, \vec{R}_q$: Axes direct et quadratique du rotor.

a, b, c : Indices des phases statoriques.

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

- Équations électriques.
- Équations magnétiques.
- Équation mécanique.

Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ V_b = R_s I_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ V_c = R_s I_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad (I1)$$

Sous la forme matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (I\ 1)$$

Avec :

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

Où :

$$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

Équations magnétiques

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes Dans l'équation (2). Les flux dans les trois phases :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{ss}I_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{ss}I_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{ss}I_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I\ 3)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

Et :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (I\ 4)$$

Notons :

- $\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}$: les valeurs crêtent (constante) du flux créé par l'aimant.
- φ_f : le flux induit par l'aimant permanent.
- θ : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

$$\theta = \int_0^T \Omega. dt$$

$$\text{Et } \omega = nP. \Omega$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

nP : Le nombre de pair de pôles de la machine.

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

Comme exemple, pour la phase 'a' le flux ' ' est la somme des termes :

- $\varphi_{aa} = L_s I_a$: Le flux propre de la phase 'a' sur 'a'
- $\varphi_{ba} = L_s I_b$: flux propre de la phase 'b' sur 'a'
- $\varphi_{ca} = L_s I_c$: flux propre de la phase 'c' sur 'a'
- φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase 'a'

L'expression du flux total dans la phase 'a' est donnée par :

$$\begin{cases} \varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s I_a + M_s I_b + M_s I_c + \varphi_{fa} \\ \varphi_a = L_s I_a + M_s (I_b + I_c) + \varphi_{fa} \\ \varphi_a = (L_s - M_s) I_a + M_s (I_a + I_b + I_c) + \varphi_{fa} \end{cases} \quad (I \ 5)$$

Du fait qu'on a un système équilibré donc $(\vec{I}_a + \vec{I}_b + \vec{I}_c) = 0$ d'où l'expression du flux dans la phase 'a' :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) I_a + \varphi_{fa} = L_{sc} I_a + \varphi_{fa} \quad (I \ 6)$$

Et de même pour les phases b et c :

$$\begin{cases} \varphi_b = (L_s - M_s) I_b + \varphi_{fb} = L_{sc} I_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = (L_s - M_s) I_c + \varphi_{fc} = L_{sc} I_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I-7)$$

Avec :

- $L_{sc} = (L_s - M_s)$
- L_s : l'inductance propre d'une phase statorique.
- M_s : mutuelle inductance entre phase du stator.
- En remplaçant les expressions des flux dans le système des équations (I -1). On obtient

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + L_{sc} \frac{d}{dt} I_a + \frac{d}{dt} \varphi_{fa} \\ V_b = R_s I_b + L_{sc} \frac{d}{dt} I_b + \frac{d}{dt} \varphi_{fb} \\ V_c = R_s I_c + L_{sc} \frac{d}{dt} I_c + \frac{d}{dt} \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I-8)$$

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Équation mécanique

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \cdot \Omega \quad (I-9)$$

- C_{em} : Couple moteur.
- C_r : Couple de charge.
- f_c : Coefficient de frottement.
- j : Moment d'inertie.

Le système d'équations (I-10), qui présente des termes complexes, présente des coefficients variables en fonction de θ (flux φ_a). Il est extrêmement difficile de résoudre analytiquement ce système, ce qui nous amènera à utiliser la transformation de Park afin de rendre ces termes indépendants de leur position et de faciliter la résolution de ce système.

I.9.5. Transformation de PARK

Pour supprimer les non-linéarités du système d'équations différentielles on utilise la transformation de PARK qui est destinée à transformer le modèle de la machine triphasée en courant alternatif, en une machine où les variables électriques deviennent des grandeurs continues, donc elle fait correspondre aux variables réelles triphasées leurs composantes directes d'axe "d", quadratique d'axe "q" et homopolaire "o" représentées par la figure (I.9).

- d, q : indices de composantes de PARK directe et en quadrature.
- Ce passage doit conserver l'invariance de la f.é.m. et de la puissance instantanée qui est assurée par la matrice de passage $[P(\theta)]$ dite la matrice de PARK.

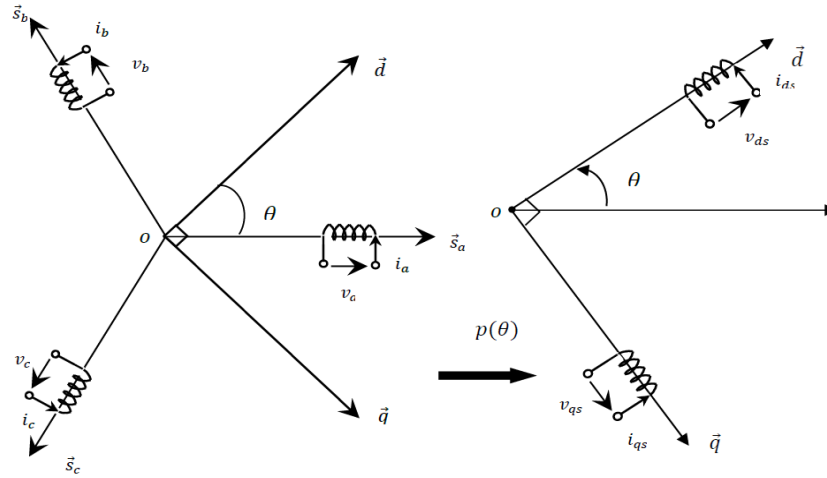


Figure I .9 : Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique.[18]

Passage direct de PARK :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I - 11)$$

Avec :

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

Passage inverse de PARK :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (I 13)$$

Puisque cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée.
La variable «x» peut présenter, une tension, un courant ou un flux.

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I 14)$$

Tel que la position sera définie par :

$$\theta(t) = \int_0^t \Omega(t) dt$$

Error! No text of specified style in document..

1.9.6. Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK

Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix du repère d'axe (d, q) qui dépendent des objectifs d'application :

- ✓ Axes tournants à la vitesse du rotor.
- ✓ Axes liés au stator.
- ✓ Axes liés au champ tournant.

Dans notre cas, si on choisit le référentiel lié au rotor $(\vec{d}, \vec{q}) = (\vec{R}_d, \vec{R}_q)$ pour ce choix les grandeurs rotoriques sont inchangeables.

La représentation de la MSAP dans le référentiel de PARK est schématisée par la figure

(I .10) qui suit.

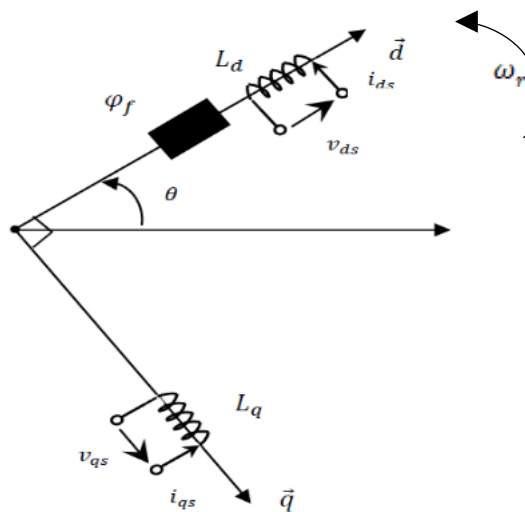


Figure I .10 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q). [18]

1.9.7. Équations du modèle dans le repère (d, q)

En faisant un calcul développé de l'équation (I 1) en introduisant la matrice de PARK, les équations

électriques dans le repère de Park sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \end{cases} \quad (I \ 15)$$

$$\omega_r = \omega_s$$

ω_r : vitesse de rotation électrique.

ω_s : vitesse de synchronisme.

V_{ds} : composante de la tension statorique suivant l'axe d.

V_{qs} : composante de la tension statorique suivant l'axe q.

ϕ_{ds} : composante du flux statorique suivant l'axe d.

ϕ_{qs} : composante du flux statorique suivant l'axe q.

R_s : résistance statorique.

i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d.

i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q.

d, q : indices des composantes de PARK directe et en quadrature.

Après la transformation de Laplace on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + p\phi_{ds} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + p\phi_{qs} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \end{cases} \quad (I \ 16)$$

Avec un calcul simple utilisant la matrice de PARK, conduit à :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \phi_f \\ \phi_{qs} = L_{qs} i_{qs} \end{cases} \quad (I \ 17)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{ds} = L_s + L_{md} \\ L_{qs} = L_s + L_{mq} \end{cases} \quad (I \ 18)$$

L_{md} : Inductance suivant l'axe « d »

L_{mq} : Inductance suivant l'axe « q »

L_{mq} : inductance magnétisante suivant l'axe q.

L_{md} : inductance magnétisante suivant l'axe d.

L_s : inductance de fuite statorique.

ϕ_f : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

V_{fd} et V_{fq} : la fem suivant l'axe d et q

En remplaçant les expressions de i_s , i_{qs} , i_{ds} dans le système d'équation (I -15), on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot p \cdot i_{ds} + L_{md} \cdot p \cdot i_{ds} - \omega_r \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot p \cdot i_{qs} + L_{mq} \cdot p \cdot i_{qs} + \varphi_{ds} \omega_r \end{cases} \quad (I \ 19)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{iq} = -\omega_r \cdot \Phi_{qs} + L_{md} \cdot p i_{ds} \\ v_{id} = \omega_r \cdot \Phi_{ds} + L_{mq} \cdot p i_{qs} \end{cases} \quad (I \ 20)$$

Donc :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot p \cdot i_{ds} + v_{iq} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot p \cdot i_{qs} + v_{id} \end{cases} \quad (I \ 21)$$

Après la transformation de PARK inverse du système d'équations (I -20) la nouvelle représentation des équations des trois phases de la machine (figure (I.11) sont données par Les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + L_s \cdot p i_a + v_{ia} \\ V_b = R_s \cdot i_b + L_s \cdot p i_b + v_{ib} \\ V_c = R_s \cdot i_c + L_s \cdot p i_c + v_{ic} \end{cases} \quad (I \ 22)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (I \ 23)$$

Et :

$$\begin{bmatrix} V_{ia} \\ V_{ib} \\ V_{ic} \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} \quad (I \ 24)$$

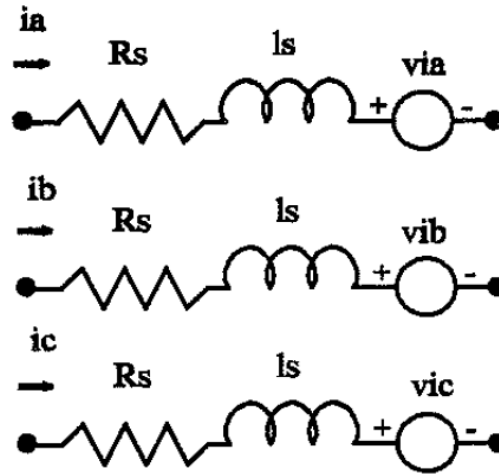


Figure I.11 : Représentation des trois phases de la machine synchrone avec fem liées[18].

Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante.

$$C_{em} = nP(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (I \ 25)$$

En remplaçant et de (I -16) dans (I -24), on trouve :

$$C_{em} = nP((L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds} + \varphi_f \cdot i_{qs}) \quad (I \ 26)$$

- $nP(L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds}$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.
- $nP\varphi_f \cdot i_{qs}$: Couple obtenu avec une machine à pôles lisses (principal).

D'où, l'équation mécanique générale de la machine est :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = nP((L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds} + \varphi_f \cdot i_{qs}) - C_r \quad (I \ 27)$$

I.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à inducteur bobiné suivie par la machine synchrone à aimants permanents. Les différents types, les avantages, les inconvénients et les domaines d'application sont aussi présentés.

Par la suite on a synthétisé le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variantes dans le temps qui est difficile à étudié.

A l'aide de la transformation de Park le modèle triphasé devient biphasé suivant l'axe d-q. En plus, pour simplifier les équations de la machine, on a pris le rotor à pôles lisses (défini par un entrefer constant avec $\delta = 0$), ce qui fait que le modèle devient plus simple et facile à manipulé [21].

Chapitre II: Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux

II1. INTRODUCTION

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion. Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

Ce chapitre présente le principe de fonctionnement des onduleurs à deux et à trois niveaux, avec une évaluation par simulation numérique des performances de ces types d'onduleur associés à une charge triphasée en boucle ouverte.

Ces résultats seront comparés[22].

II2. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension deux niveaux

II2.1. Définition d'un onduleur

La conversion continu-alternatif est utilisée dans les systèmes d'entraînement à moteur à courant alternatif pour produire une tension à valeur moyenne nulle dont l'amplitude et la fréquence sont contrôlables (conversion indirecte).

Les onduleurs sont classés en deux catégories : onduleur de tension dont l'entrée est une source de tension et onduleur de courant (commutateur) dont l'entrée est une source de courant [10].

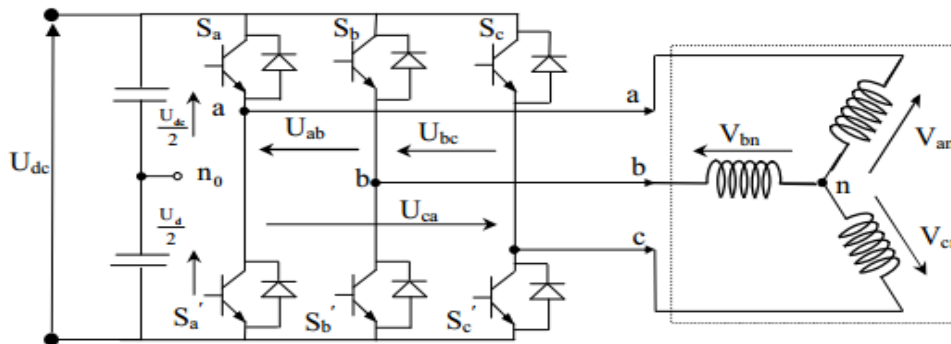
Le nombre de phases de la charge

- o **Les onduleurs monophasés** : Ce type d'onduleur est généralement utilisé pour les alimentations de secours et les sources photovoltaïques. Il délivre à sa sortie une tension alternative monophasée.
- o **Les onduleurs triphasés** : la structure générale d'un onduleur triphasé se compose de trois onduleurs demi-pont monophasé en parallèle. Le contrôle en commutation de chaque demi-pont permet d'obtenir trois phases déphasées de 120° . Les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension de la source continue ne soit jamais en court-circuit.
- o **Selon le nombre de niveau** : Les niveaux 2,3, etc...

II2.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de

commutation à transistors ou à thyristor pour les grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules qui comportent chacune une diode et un transistor. La sortie est par rapport au point milieu du bras. (les interrupteurs sont considérés comme idéaux). Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc 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 n'est pas affectée par les variations du



courant qui la traverse [5]. La figure (II-1) présente la structure d'un onduleur à deux niveaux).

Figure II 1 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

. Modélisation de l'onduleur de tension

Si = 1, Alors Ti est passant et Ti' est ouvert

Si = 0, Alors Ti est ouvert et Ti' est passant

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (II1)$$

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

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (II2)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} + V_{n0} = V_{ano} \\ V_{bn} + V_{n0} = V_{bno} \\ V_{cn} + V_{n0} = V_{cno} \end{cases} \quad (II3)$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (II4)$$

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

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5) U_0 \\ V_{bno} = (S_b - 0.5) U_0 \\ V_{cno} = (S_c - 0.5) U_0 \end{cases} \quad (II5)$$

En remplaçant (II5) dans (II4) on obtient

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3} V_{ano} - \frac{1}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3} V_{ano} + \frac{2}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3} V_{ano} - \frac{1}{3} V_{bno} + \frac{2}{3} V_{cno} \end{aligned} \quad (II6)$$

En remplaçant (II5) dans (II6), on trouve.

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (II7)$$

II.3. Stratégies de commande des onduleurs

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde. Le signal de commande sera à la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardent la source continue constante. Afin de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes :

II.3.1. Commande en pleine onde

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur, il est intéressant d'étudier le comportement en pleine onde (180°). Ce fonctionnement nous permet de mieux comprendre les autres stratégies de commandes. Cette commande est appelée aussi la commande à six étapes. Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°).

Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode de durée (60°) [7].

II.3.2. Commande décalée

Le principe de cette commande consiste à la conduction de chaque interrupteur pendant deux tiers de la période de la tension de sortie. La fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec l'ouverture de l'autre interrupteur placé sur le même bras, de plus il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension $U/2$ avec un point milieu, noté (0). Les intervalles de conduction des interrupteurs et les signaux de commande sont représentés respectivement [6].

II.3.3. Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la

stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence [7].

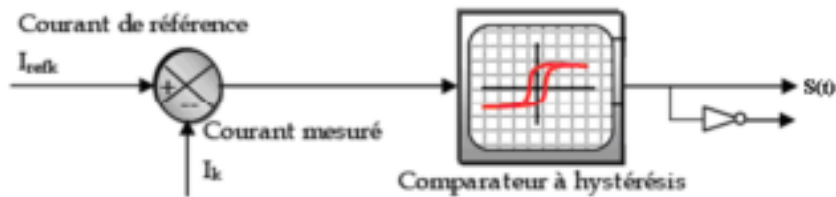


Figure II2.: Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur[11]

II3.4. Contrôle des courants par hystérésis sous PSIM (Onduleur de tension deux niveaux).

Le figure (II-3) représente le schéma de simulation d'un onduleur à deux niveaux commndé par hystérésis et alimentant une charge (R-L).

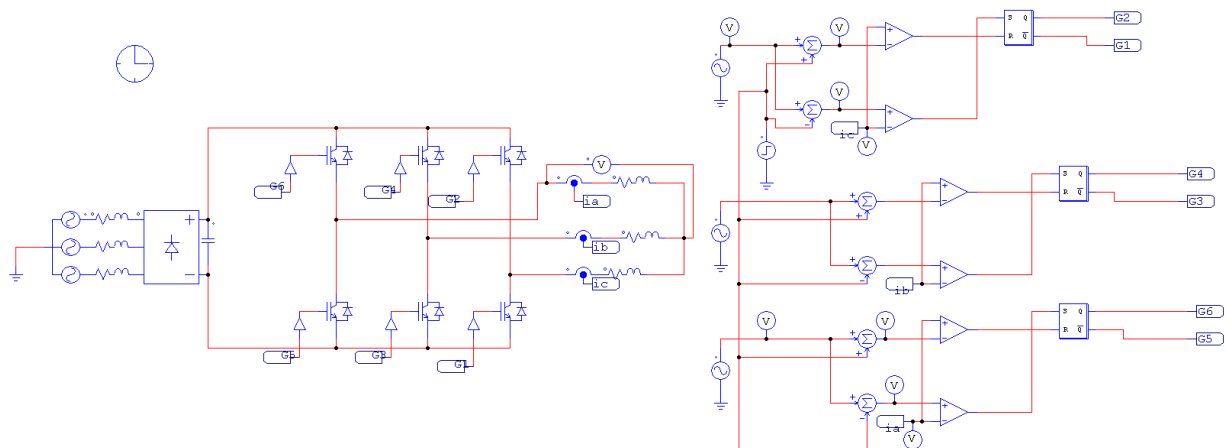
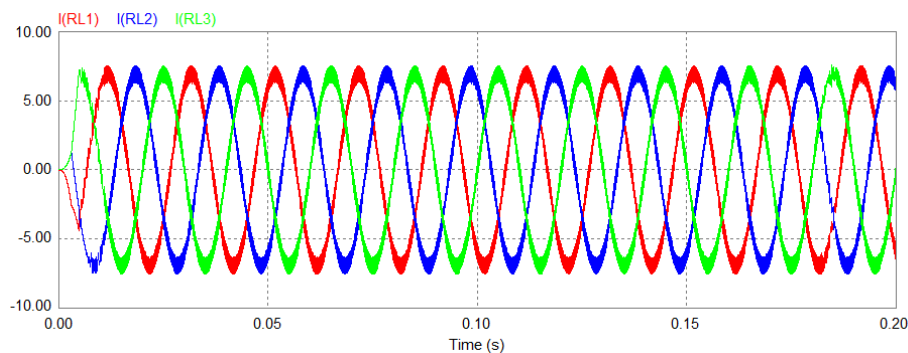


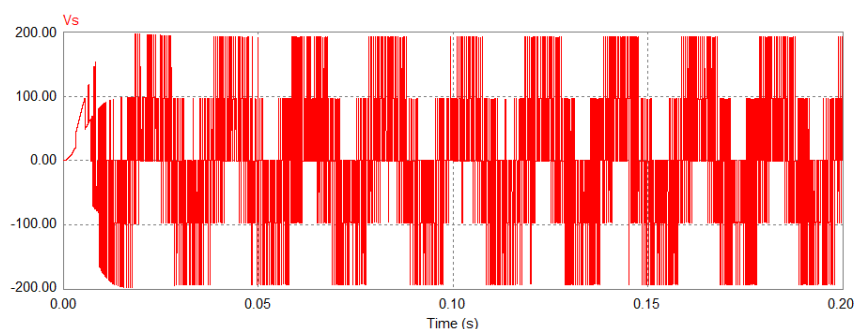
Figure II3: contrôle par hystérésis de l'onduleur à deux niveaux sous PSIM

La figure (a) représente les courants triphasés à la sortie de l'onduleur. On constate que Le courant est de forme sinusoïdale associée à des ondulations à haute fréquence, qui sont dues au contrôle par hystérésis. La figure (b) représente la tension simple à la sortie de l'onduleur. La tension est hachée à haute fréquence. La figure (c) représente le zoom d'un courant de phase de la charge (R-L). L afigure montre bien que le courant est

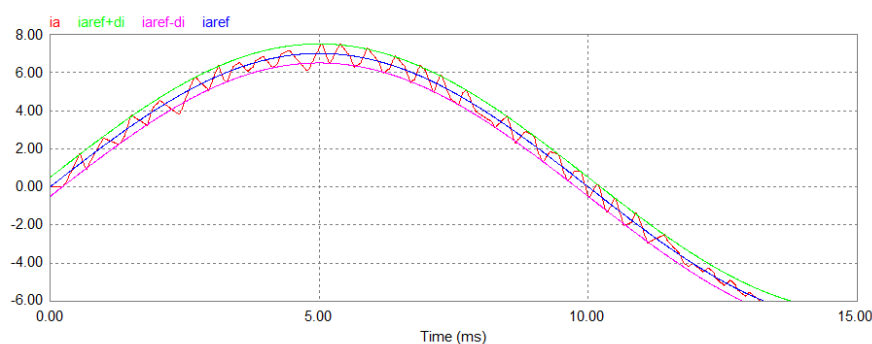
forcé de glisser autour de la référence avec une bande d'hystérésis. La fréquence de commutation dans ce cas est inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis.



a) Courant de charge en (A)



b) Tension d'une phase de la charge en (V)



c) Bande d'hystérésis en (A)

Figure II4: Résultats de simulation du contrôle de l'onduleur deux niveaux par hystérésis

II3.5. Modulation de Largeur d'Impulsion (sinus-triangle)

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f sont comparées à une porteuse de haute fréquence. Cette MLI a les avantages suivants [7].

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Elimination de certaines harmoniques de tension.

La figure (II-5) représente le schéma synoptique de cette technique.

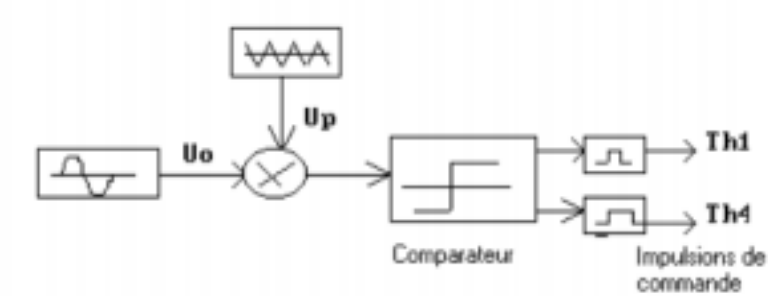


Figure II5: Schéma synoptique de la loi de modulation triangulo-sinusoidale [11]

II3.6. Commande de l'onduleur de tension deux niveaux par MLI

Le schéma de simulation de la commande de l'onduleur deux niveaux par MLI sinus-triangle est donné par la figure suivante :

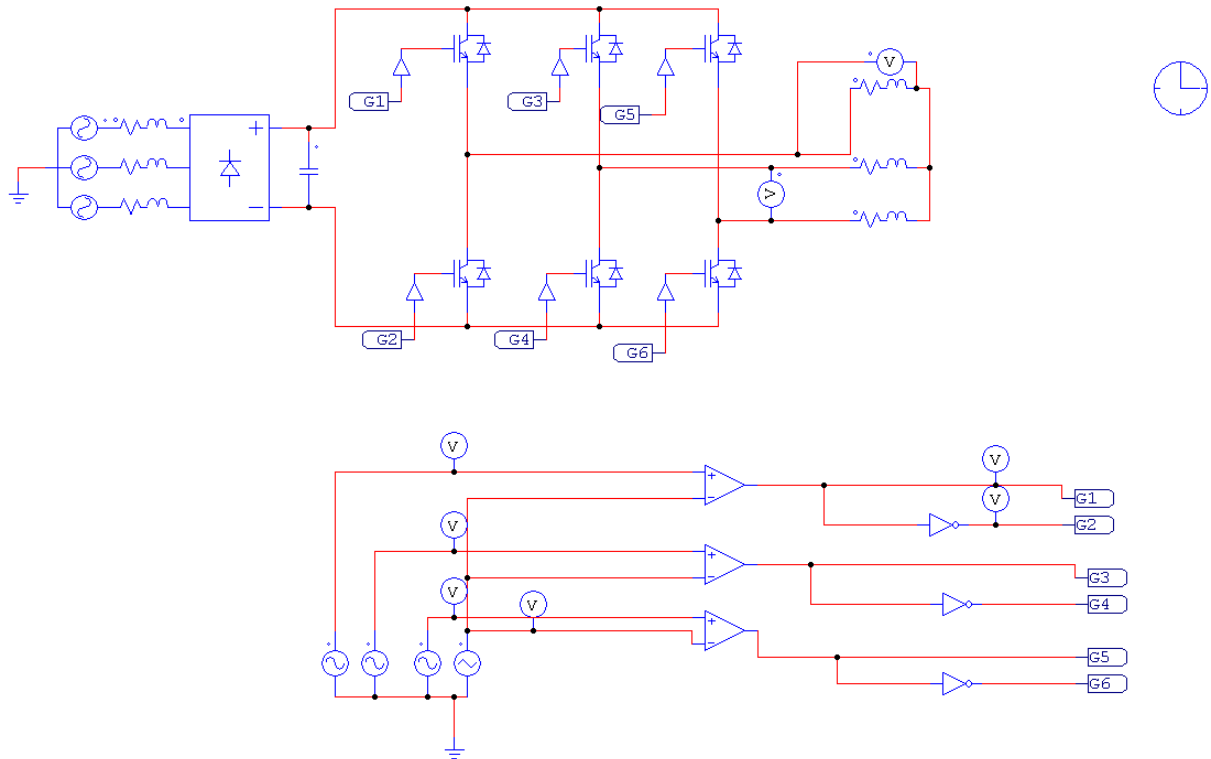
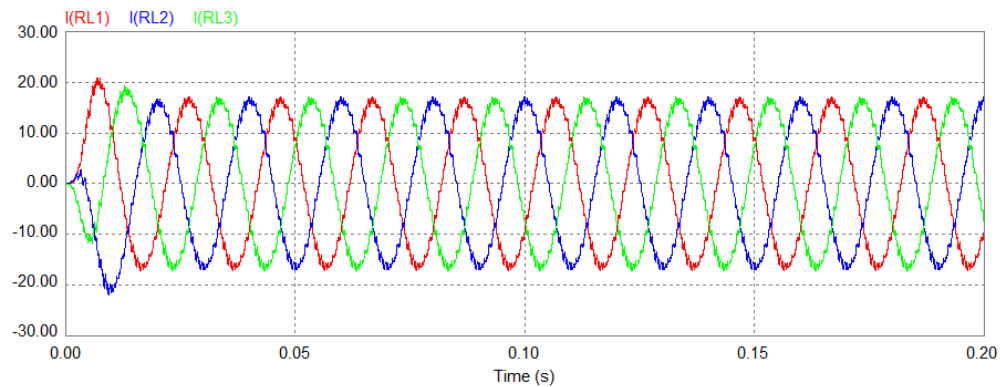
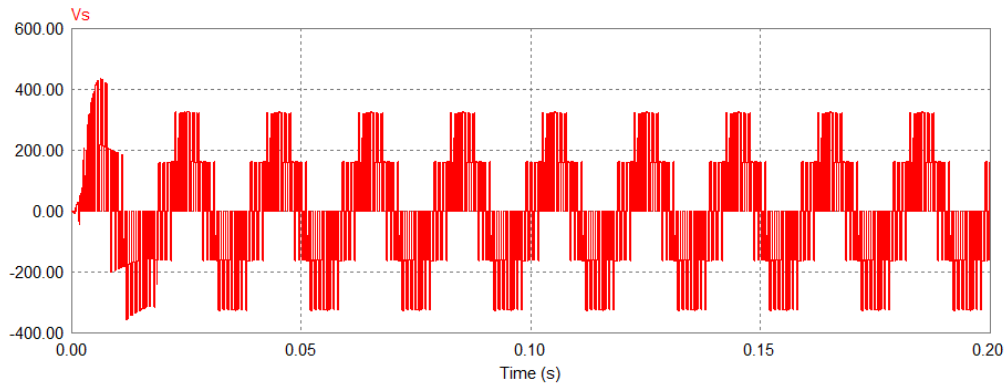


Figure II.6: contrôle par MLI sous PSIM de l'onduleur deux niveaux

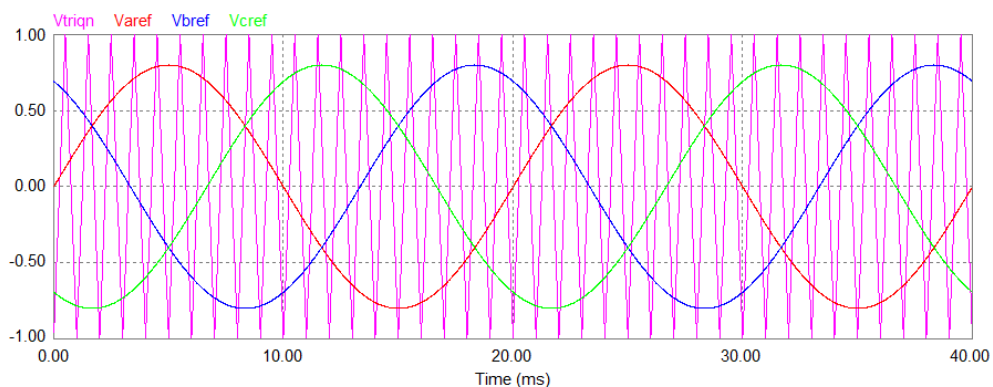
La figure (a) représente la réponse du courant de charge. La figure (b) représente un courant quasi-sinusoïdal associé à des harmoniques haute fréquence (contrôle indirect du courant et direct pour la tension). La figure (c) illustre la tension de phase à la sortie de l'onduleur. La figure (d) montre une tension à deux niveaux hachée à haute fréquence. La figure (e) représente l'algorithme de commande MLI.



a) Courant de charge en (A)



b) Tension d'une phase de la charge en (V)



c) Tension de référence et tension triangulaire

Figure II7: Résultats de simulation du contrôle de l'onduleur deux niveaux par MLI

II4 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension trois niveaux

II4.1. Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique qui fait transformer l'énergie d'une source continue en une énergie de source alternative.

L'onduleur triphasé à trois niveaux est un onduleur qui à trois bras, chaque bras à quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisé par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode, pour éviter le court-circuit de la source continue, ou l'ouverture de la charge alternative, il faut éviter d'ouvrir ou de fermer les quatre interrupteurs du même bras au même temps. On suppose que la tension E est divisé équitablement sur les deux condensateurs [8]. La figure (II-8) rerésente la structure d'un onduleur trois niveaux de tension.

$$U_{c1} = U_{c2}$$

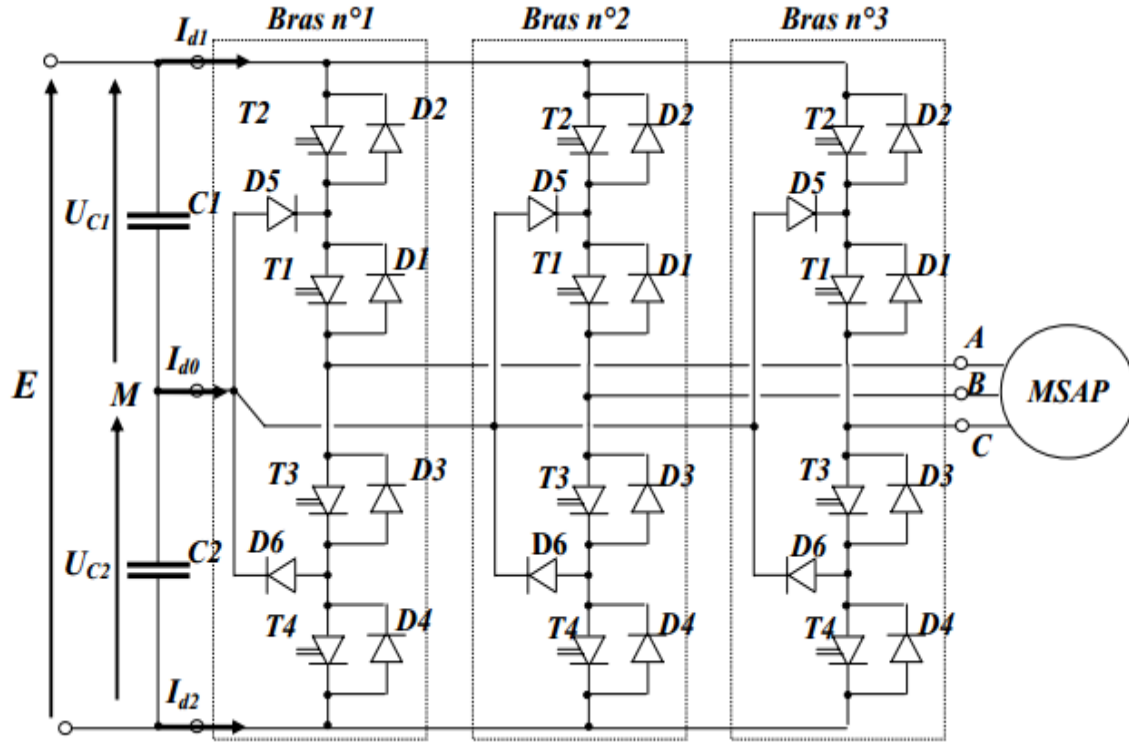


Figure II.8.: Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1, 2, 3, 4$; $j=1, 2, 3$) on définit une fonction de commutation F_{ij} comme suit.

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } s_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } s_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaire deux à deux [8].

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} ; j=1, 2, 3$$

II.4.2. Etats d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur à trois états possibles :

Etat P : les deux interrupteurs du hauts S_{x1} et S_{x2} sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas sont ouverts, la tension de sortie par rapport au neutre est de $U_d/2$.

Etat 0 : les deux interrupteurs du milieu sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités sont ouverts, la tension de sortie par rapport au neutre est de 0.

Etat N : les deux interrupteurs du haut sont ouverts, tandis que les deux interrupteurs du bas sont fermés, la tension de sortie par rapport au neutre est de $-U_d/2$.

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connexions, correspondantes aux trois états du bras de l'onduleur comme indiqué par le tableaux desous

Etas du Bras	Etas d'interrupteurs des bras				Tension de sortie Ex0
	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4	
P	1	1	0	0	E/2
0	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	-Ed/2

Tableaux : Etas d'un bras de l'onduleur x=1, 2, 3

II.4.2. Etat de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur à 3 états, et on a trois bras, donc on 27 états de l'onduleur. Ces états sont indiqués en précisant l'état des trois bras de l'onduleur ; exemple : PPN : Le bras 1 est à l'état P, le bras 2 est à l'état P, tandis que le bras 3 est à l'état N. Ci-dessous tous les états

possible pour l'onduleur à trois niveaux : PPP ,PPN,PP0,PNP ,P0P , PNN ,P00 ,PON ,PNO ,000, 00N, 00P, ON0, OP0, OPP, ONN, OPN, ONP, NNN, NNO, NNP, NON, N00, NOP, NPP, NP0, NPN.

Les tensions de sorties par rapport au point neutre continu sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_{dc}/2 \\ 0 \\ -v_{dc}/2 \end{pmatrix}$$

(II8)

A un instant donné une seule des trois fonctions de connexions des bras prend la valeur 1, les autres fonctions sont à 0, ainsi on peut avoir trois niveaux de tensions pour chacune des tensions v_{10} , v_{20} , et v_{30} , ce qui est à l'origine de l'appellation onduleur à trois niveaux. Les tensions composées entre les phases de la charge sont données par ^[8].

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10}-V_{20} \\ V_{20}-V_{30} \\ V_{30}-V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \\ 0 \\ \frac{v_{dc}}{2} \end{pmatrix}$$

(II9)

Dans le cas d'une charge équilibrée les tensions de sorties par phase sont exprimés par

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = 1/3 * \begin{pmatrix} V_{10}-V_{20} \\ V_{20}-V_{30} \\ V_{30}-V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2F_{c11}-F_{c12}-F_{c13} & 2F_{c21}-F_{c22}-F_{c23} & 2F_{c31}-F_{c32}-F_{c33} \\ 2F_{c12}-F_{c11}-F_{c13} & 2F_{c22}-F_{c21}-F_{c23} & 2F_{c32}-F_{c31}-F_{c33} \\ F_{c13}-F_{c11}-F_{c12} & 2F_{c23}-F_{c21}-F_{c22} & 2F_{c33}-F_{c31}-F_{c32} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (II10)$$

II.5. Techniques de commande

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur trois niveaux, peuvent être classées comme suit :

Commande à pleine onde.

Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoidale).

La MLI vectorielle.

II.5.1. Commande pleine onde

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI [11].

II.5.2. Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoidale)

La MLI consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet.

✓ De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage.

De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi-conducteurs de puissance. La montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoidale sont [11]

L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

✓ Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THDv, défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension:

$$THD = \left(\frac{\sum_{i=2}^n V_i^2}{\sum_{i=1}^n V_i^2} \right)^{1/2}$$

La commande triangulo-sinusoidale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoidale, avec une ou plusieurs ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique [11]. La figure (II-9) présente le principe de cette technique.

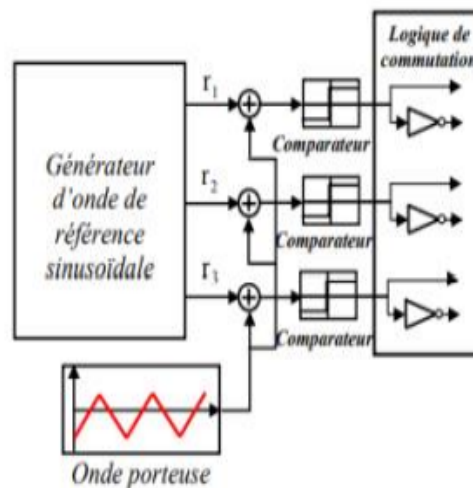


Figure II9: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale [11]

II.5.3.MLI vectorielle

Utilisée dans les commandes modernes des machines synchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoidales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLU est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle [11].

II.5.4. Commande de l'onduleur de tension trois niveaux par hystérésis.

La figure suivante représente le schéma de la commande de l'onduleur de tension trois niveaux dans l'environnement PSIM.

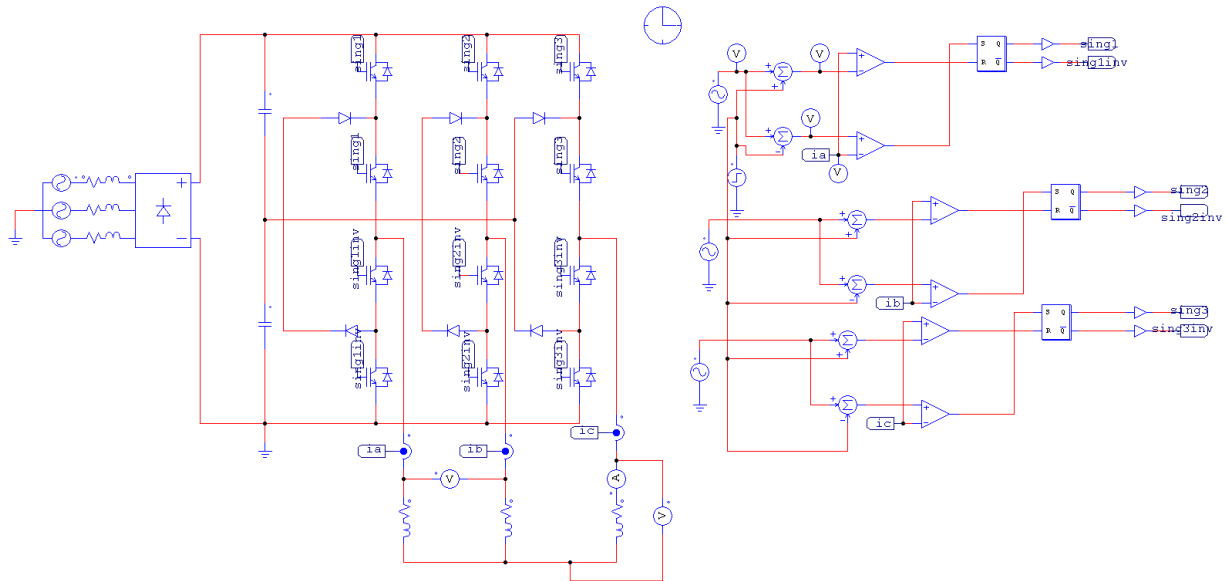
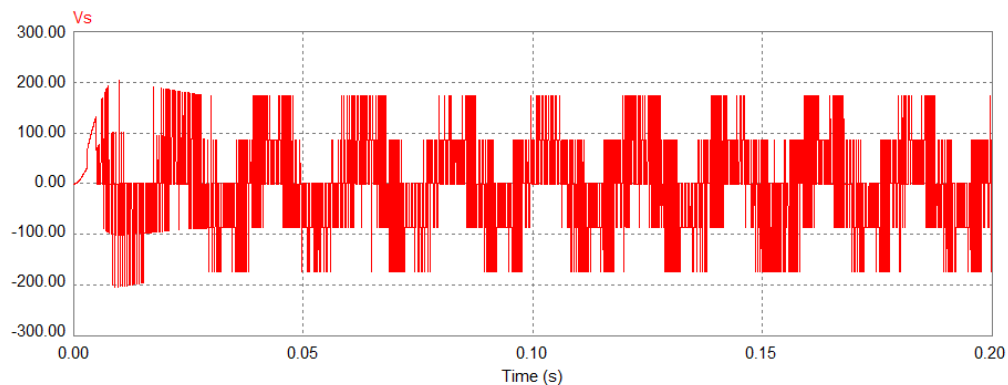
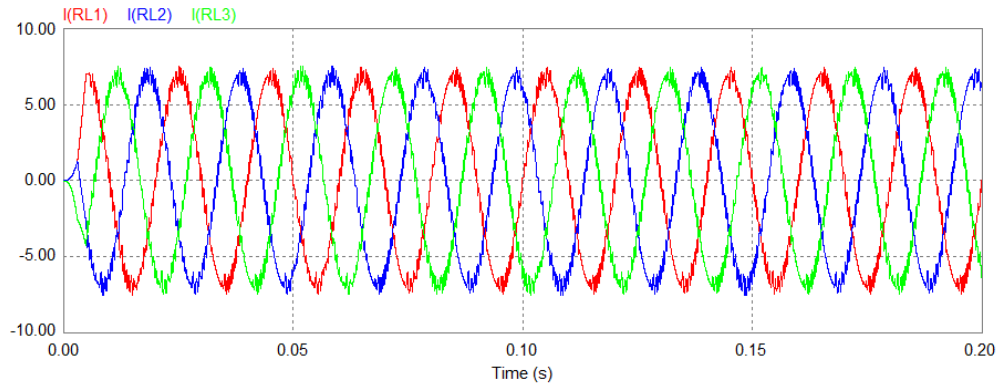


Figure II10: contrôle par hystérésis sous PSIM de l'onduleur trois niveaux

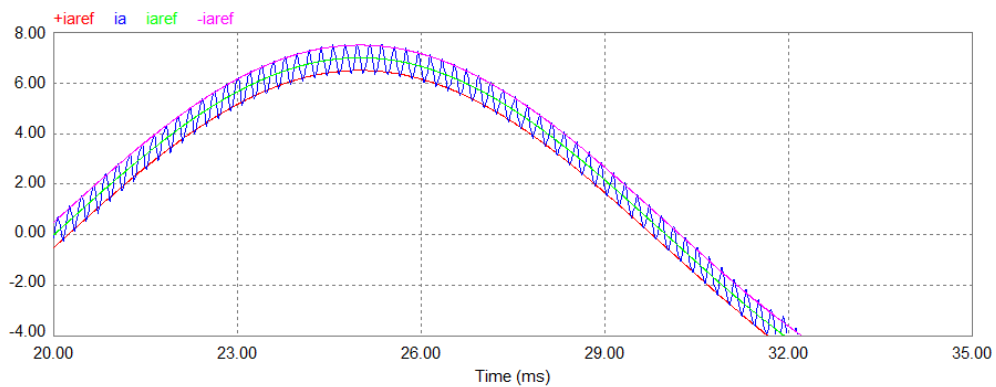
La figure (a) représente l'allure de la tension de phase de la charge. La figure (b) illustre la réponse des courants triphasés de la charge. La figure montre une allure sinusoidale associée à des harmoniques haute fréquence qui sont faciles à filtrer. La figure (c) montre un zoom du courant, où on constate bien que le courant est forcé de rester dans la bande.



a) Tension d'une phase de la charge en (V)



b) Courants de la charge en (A)



c) bande hystérésis en (A)

Figure II11: Résultats de simulation du contrôle des courants par hystérésis d'un onduleur de tension trois niveaux

II.5. Commande par (M.L.I) d'un onduleur de tension trois niveaux

Le schéma de la commande par MLI de l'onduleur de tension trois niveaux dans l'environnement PSIM est représenté par la figure suivante

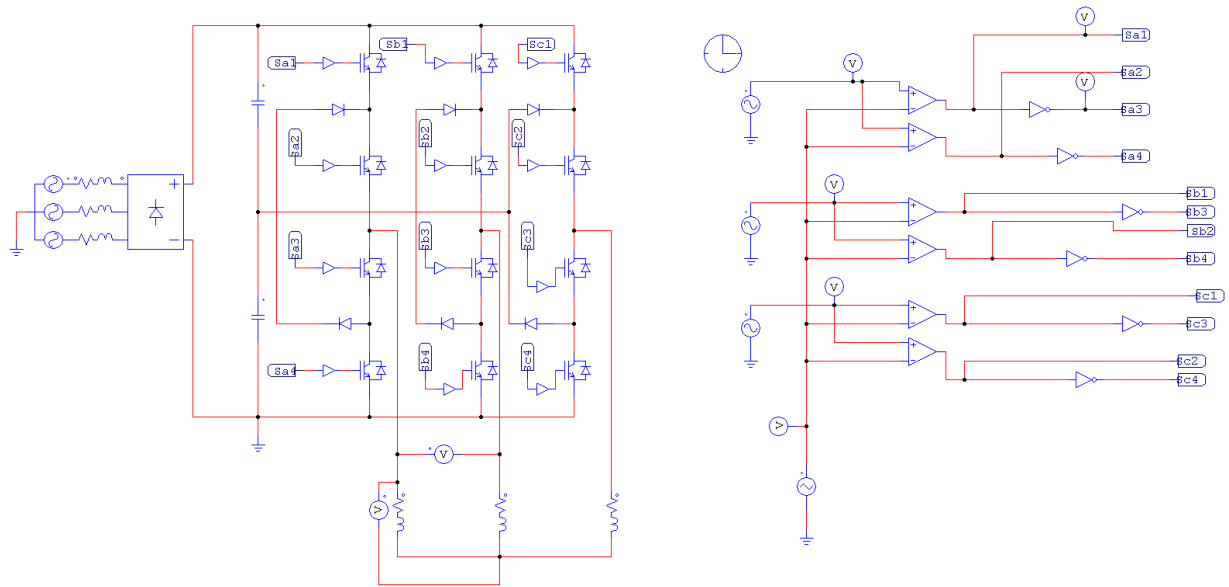
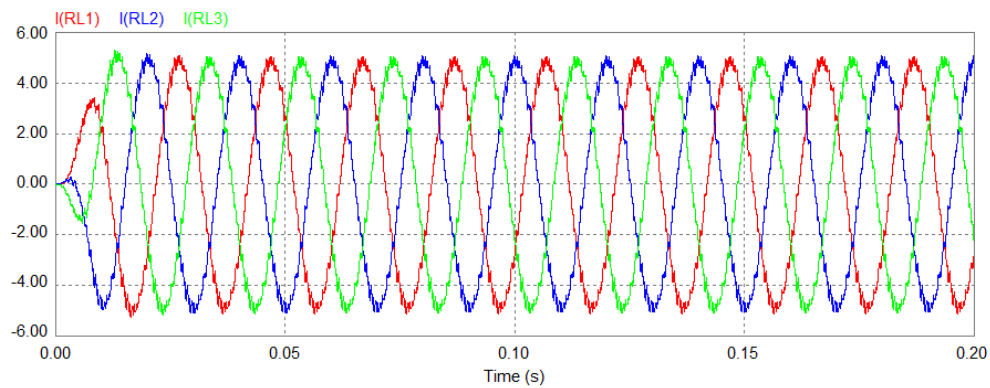
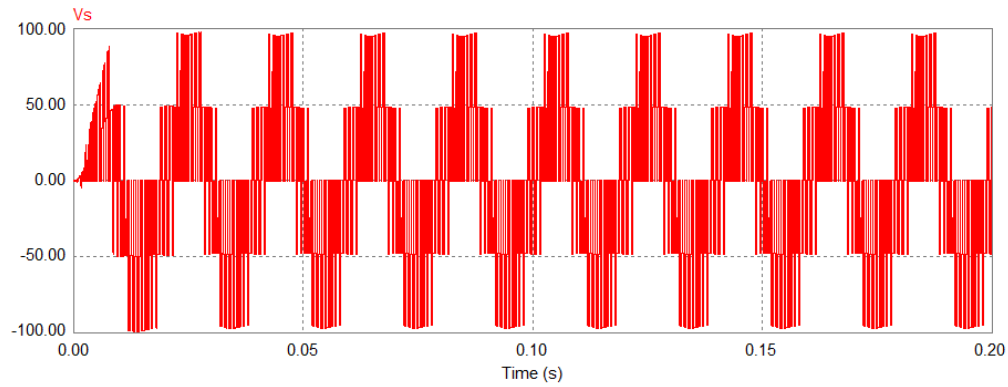


Figure II12 :commande par MLI d'un onduleur de tension trois niveaux

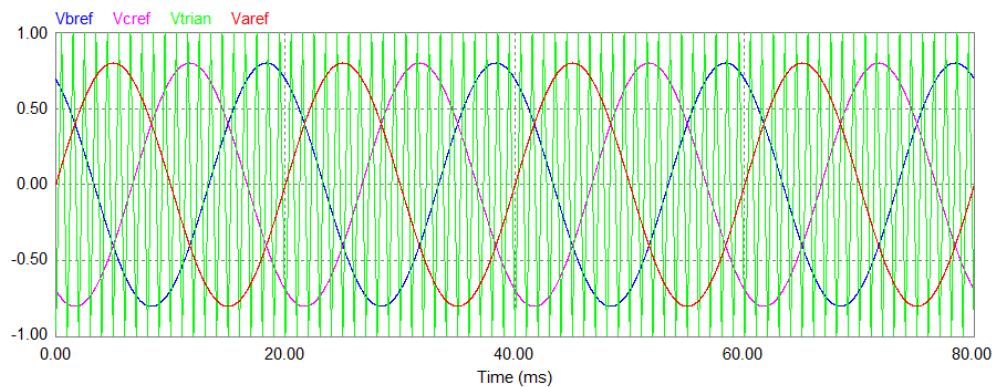
Les résultats de simulation obtenus sont illustrés par la figure (a-b-c). La figure montre que le courant est de forme sinusoïdale associée à des harmoniques haute fréquence et que les ondulations sont faibles. La tension est alternative hachée à une fréquence élevée. La commande est assurée par la comparaison des trois signaux sinusoïdaux avec une porteuse de fréquence élevée.



a) courants de la charge en (A)



b) tension d'une phase de la charge en (V)



c) tension de référence et tension triangulaire

Figure II13: Résultats du contrôle de l'onduleur de tension trois niveaux par MLI

II.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié deux structures d'onduleur de tension ; à deux et à trois niveaux. Les techniques utilisées sont le contrôle par hystérésis et la commande MLI sinus-triangle. Les performances de chaque structure sont évaluées par simulation.

Chapitre III: Commande vectorielle d'une MSAP associée à onduleur trois niveaux par mode glissant

III.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel entre le flux et le couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. En premier lieu la boucle du courant et la boucle de la vitesse vont être assistées par des correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée. Les lois de commande qui utilisent les régulateurs à action proportionnelle, intégrale (PI) donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants [23][17].

Ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux perturbations, aux variations de paramètres et aux non linéarités. Parmi ces lois de commande on trouve la régulation par mode glissant. Ce type de régulateur permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres [23].

III.2. Commande par flux orienté (commande vectorielle)

Comme les machines à courant alternatif sont non linéaires et fortement couplées, pour avoir une réponse rapide et précise du couple, il faut tenir compte de la structure dynamique de la machine. La commande par flux orienté est une technique qui introduit une méthode de découplage entre le couple et le flux. Cette technique de contrôle est largement utilisée dans les systèmes d'entraînement à machine à courant alternatif. En 1971, Blaschke, a introduit la méthode directe de la commande par flux orienté, après Hasse a proposé la méthode indirecte.

Dans la commande vectorielle, les courants statoriques sont contrôlés dans un repère synchrone (d, q) lié au champ tournant ; après ils sont transformés dans un repère lié au stator pour alimenter la machine. Le principe est donc d'éliminer le problème de couplage entre les deux axes direct d et en quadrature q . La composante du courant statorique i_{ds} orientée suivant l'axe d produit le flux et la composante i_{qs} orientée suivant l'axe q produit le couple, d'où l'analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée figure (III1).

L'amplitude et la phase des courants statoriques sont contrôlées de telle façon que les deux composantes du courant, correspondant au couple et au flux, soient découplées à la fois dynamiques et statiques. Les méthodes directe et indirecte sont sensibles à la variation des paramètres de la machine. Dans le cas du moteur à induction,

Le paramètre dominant, qui doit être considéré, est la résistance rotorique qui peut être identifiée par plusieurs méthodes (identification en ligne) pour améliorer les performances dynamiques [10].

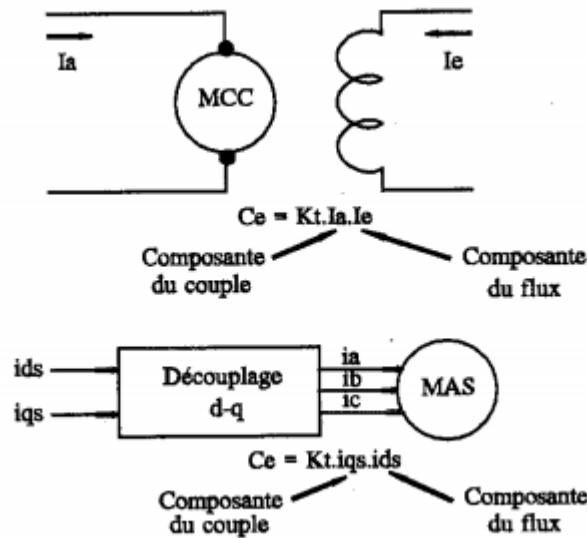


Figure III1: Analogie entre la machine à induction et la machine à courant continu à excitation séparée dans la commande vectorielle[10]

III.3. Principe de l'orientation du flux rotorique

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple du moteur est nécessaire. Celui-ci, dépend des deux variables I_d et I_q , ce qui nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants 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 dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p \cdot \sigma \cdot I_q$. La valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_d = 0$). Mais pour la machine à pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [14].

Il existe trois types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée.

III.4. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.4.1. Description du système global

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 La figure (III-2) représente le schéma bloc de la commande vectorielle en tension d'une MSAP.

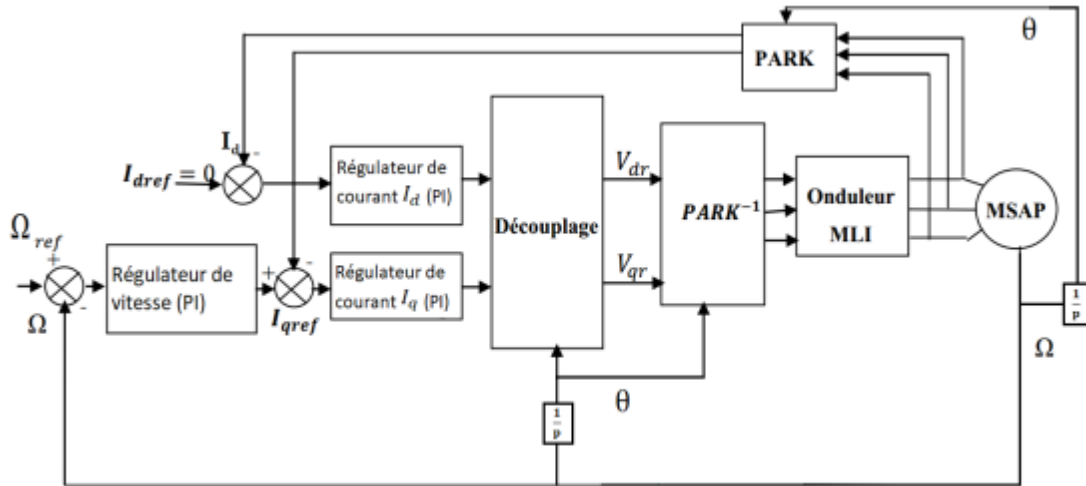


Figure III2 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP [15]

La figure représente le schéma bloc de la commande vectorielle en tension de la MSAP.

La figure montre que la commande vectorielle est constituée de deux principale boucle à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants , et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permise de générer le courant de référence qui est comparé à la valeur du courant issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro

Les sorties des régulateurs de courant et sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence et et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions , et qui sont les tensions de la commande de références de la MLI [15].

III4.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants , ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires (), () et ()

d'après les équations (III-1) .

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + R_s I_d \right) - W_r L_q I_q \\ V_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + R_s I_q \right) - W_r (L_d I_d + \phi f) \end{cases} \quad (III1)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation ; cette dernière méthode consiste à ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III4.3. Découplage par compensation

La compensation donc, 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. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande

et représente par la figure (III-3) telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases}$$

Avec

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s I_q \end{cases}$$

Et

$$\begin{aligned} e_d &= -W_r L_q I_q \\ e_q &= W_r (L_d I_d + \phi f) \end{aligned}$$

(III2)

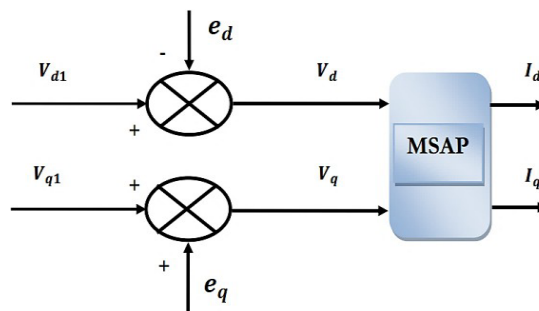


Figure III3: Schéma bloc de la compensation.[15]

Les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d et le courant I_q ne dépend que de V_q , d'où leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s} \quad , \quad I_q = \frac{V_{q1}}{sL_q + R_s} \quad (\text{III}3)$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la Figure (III-4). Les actions sur les axes d et q sont donc découplés [15].

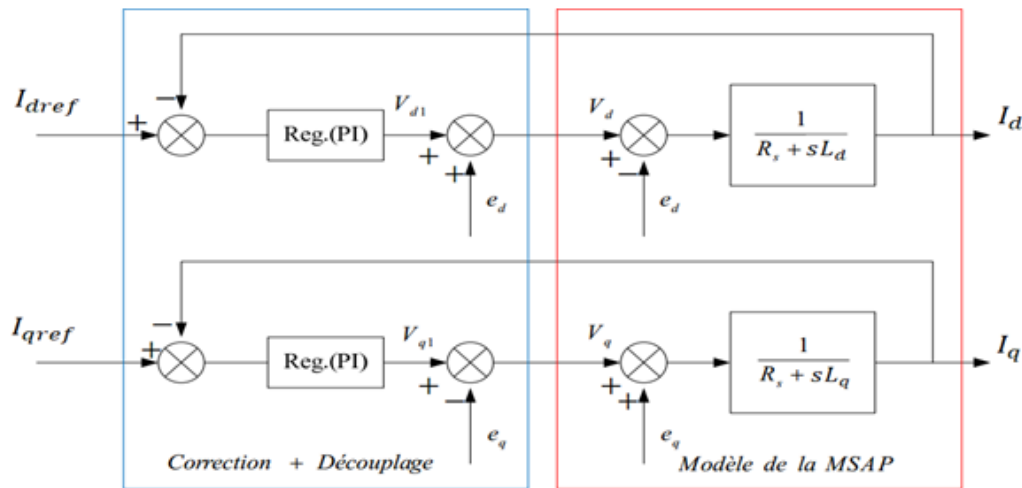


Figure III4: Principe de découplage par compensation[15]

III.5. Régulation

Dans le cette étude on se limite au contrôleur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de point de vue stabilité, précision et rapidité. Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple directement ou par leurs composantes respectives en courant. Ce qui est le cas de notre étude.

III.5.1. Calcul des régulateurs de courant

Les structures des régulateurs sont choisis 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.

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. Les algorithmes, même les plus performants sont les combinaisons 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.

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la figure (III5). La fonction de transfert en boucle ouverte est :

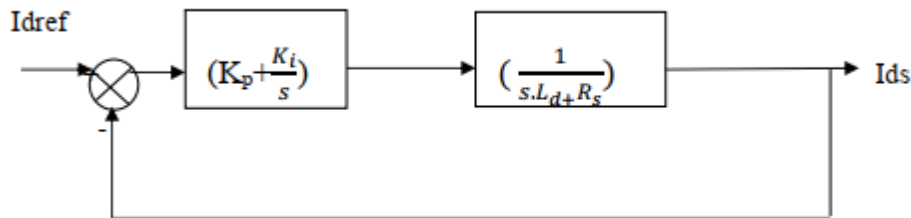


Figure III5: boucle de régulation du courant I_d

$$F_{BO}(s) = (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot (\frac{1}{s.L_d + R_s})$$

$$F_{BO}(s) = (\frac{s.K_p + K_i}{s}) \cdot (\frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_d}{R_s}s + 1})$$

(III4)

on pose :

$$T = \frac{K_p}{K_i}$$

$$T_{sd} = \frac{L_d}{K_i} \implies K_i = \frac{K_p}{T_{sd}}$$

$$F_{BO}(s) = K_p (\frac{s.T + 1}{s.T}) \cdot (\frac{\frac{1}{R_s}}{T_{sd}s + 1})$$

(III5)

Compensons le pôle $(\frac{L_d}{R_s})$ par $(\frac{K_p}{K_i})$, ce qui se traduit par la condition :

$$(\frac{L_d}{R_s}) = (\frac{K_p}{K_i})$$

(III6)

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FBO(s) = \left(\frac{K_i}{s \cdot R_s} \right)$$

(III7)

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1er ordre avec une constante de temps :

$$\begin{cases} T_{bf} = \left(\frac{R_s}{K_i} \right) \\ F_{Bf}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} s + 1} \end{cases}$$

(III8)

Les actions intégrales du PI sont obtenues comme suit

$$K_i = \left(\frac{R_s}{T_{bf}} \right)$$

(III9)

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot T_{bf}$, on a :

$$\begin{cases} K_i = \left(\frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \right) \\ K_i = \left(\frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \right) \end{cases}$$

(III10)

On trouve la même boucle de régulation pour I_q

III.5.2. Calcul du régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de Maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure (III-6).

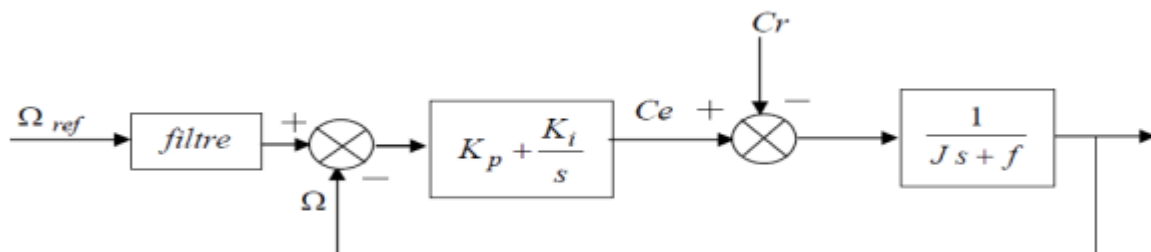


Figure III6: boucle de régulation de vitesse

On peut ajouter à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un zéro dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI). La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par

$$(K_p + \frac{K_i}{s}) = \frac{K_p}{s} (s + \frac{K_i}{K_p}) \quad (\text{III11})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($r=0$) :

$$F_{BO\Omega}(s) = \frac{K_p}{s} (s + \frac{K_i}{K_p}) \left(\frac{1}{J.s + f} \right)$$

$$F_{BF\Omega}(s) = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{(\frac{K_i}{K_p} + s)K_p}{js^2 + (f + K_p).s + K_i}$$

(III12)

La FBO possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} . s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) . s + 1$$

Alors

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{f}{K_p + K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0}$$

(III13)

Avec ζ : coefficient d'amortissement, on choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_0

on déduit K_i et K_p Avec

$$K_i = J \omega_0^2$$

$$K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_0} - f$$

(III14)

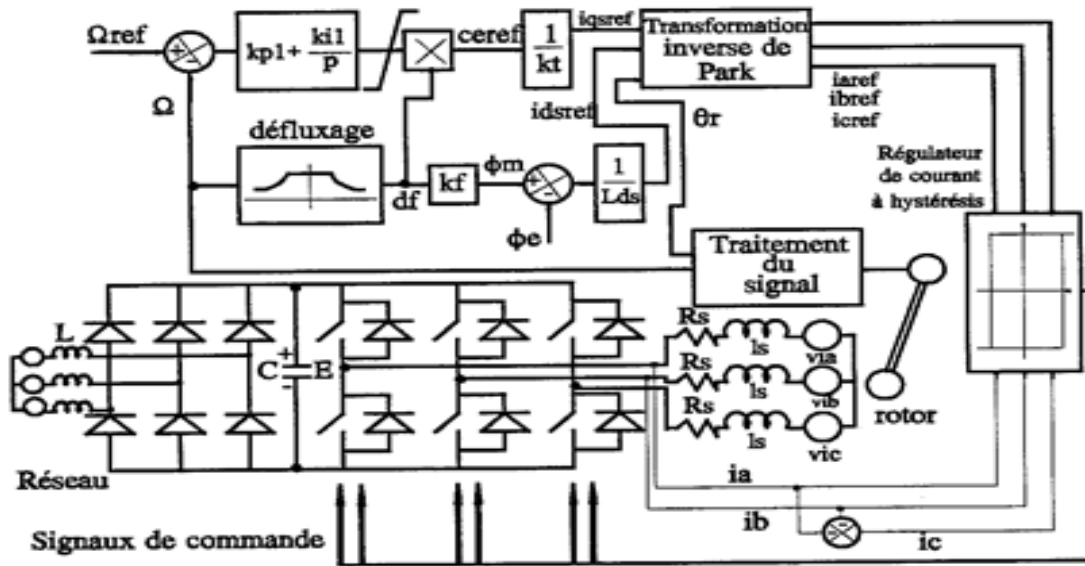


Figure III7 :Système d'entraîmemant à vitesse variable a MSAP[10]

III.6. Résultats de simulation de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur commandé par hystérésis à deux et trois niveaux :

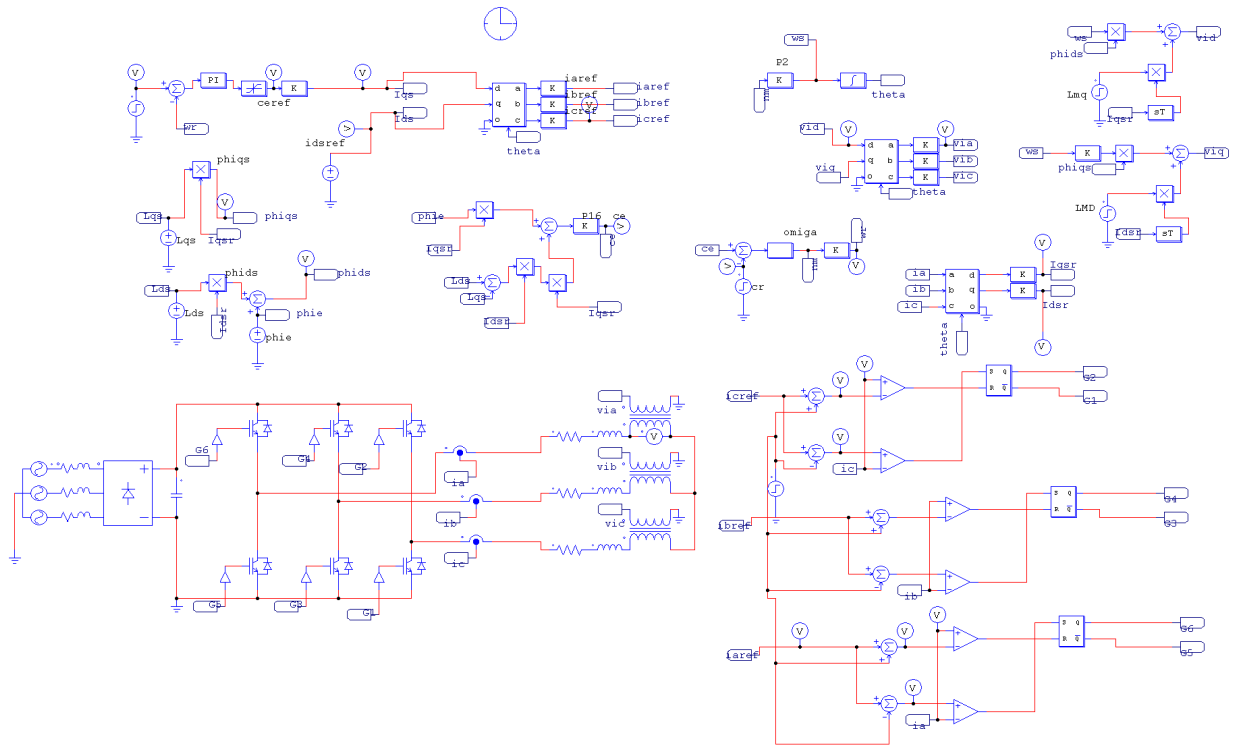
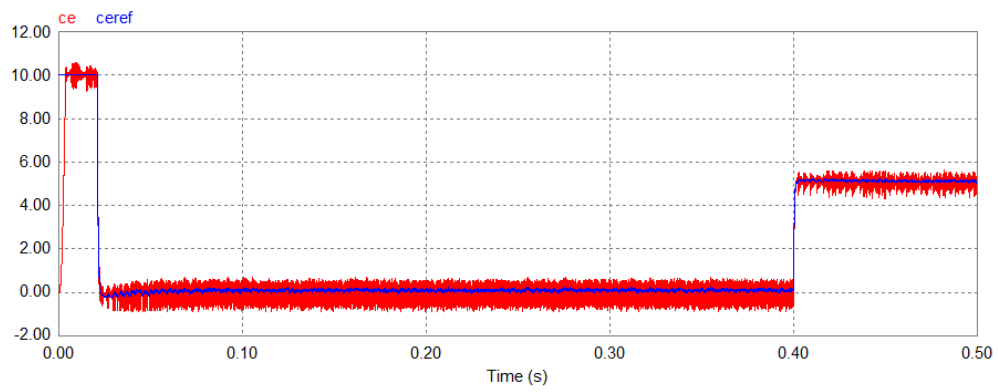
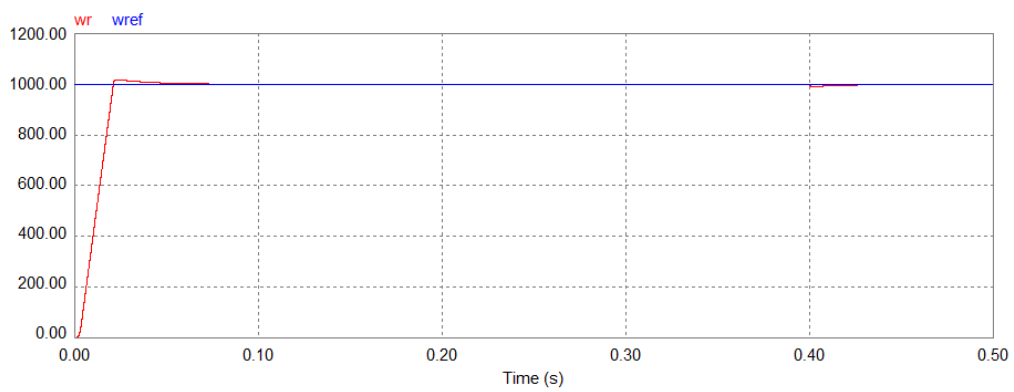


Figure III.8 :schéma de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur à deux niveaux contrôlé par hystérésis

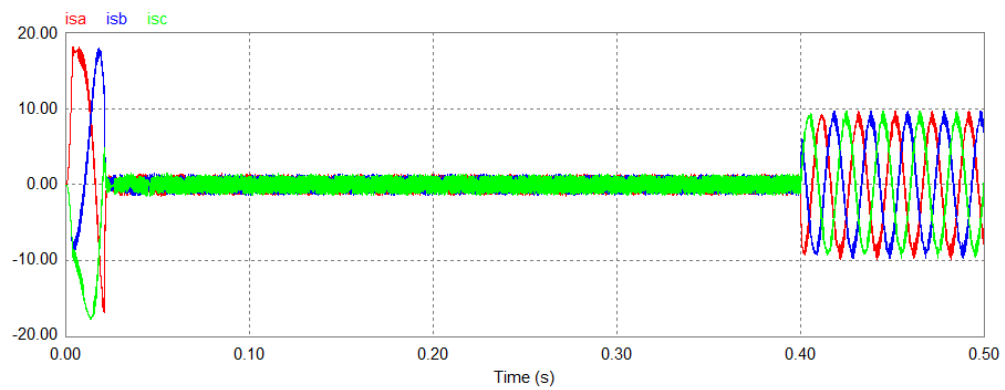
La simulation est effectuée pour une vitesse de référence de 1000 tr/min. Le démarrage est réalisé à vide suivi par l'application de la charge à l'instant $t=0,4$ s. La figure (a) montre la réponse du couple électromagnétique pour un démarrage à vide suivi par l'application de charge à l'instant $t=0,4$ s. Le couple suit parfaitement sa référence et le couple résistant en transitoire et en permanent. La dynamique est élevée due au découplage entre le couple et le flux. Le couple et le flux ont des ondulations à haute fréquence dues au contrôle du courant par hystérésis. La réponse de la vitesse est très rapide avec un faible dépassement au démarrage (faible inertie de la machine). La figure (c) illustrant les courants statoriques, montre un appel important du courant au démarrage de courte durée. A vide il est pratiquement nul. En appliquant la charge le courant augmente rapidement pour assurer l'équilibre entre le couple électromagnétique et celui de la charge, avec une forme sinusoïdale ; associé à des harmoniques à haute fréquence, qui sont dus au contrôle du courant par hystérésis. La figure (d) montre la réponse des composantes du courant statorique. La figure montre le découplage entre les deux composantes. La composante directe est nulle par contre la composante en quadrature est l'image du couple. La figure (e) illustre la réponse des composantes du flux statorique. On constate que la composante suivant l'axe d est égale au flux des aimants, par contre la composante suivant l'axe q est l'image de la composante du courant suivant l'axe q.



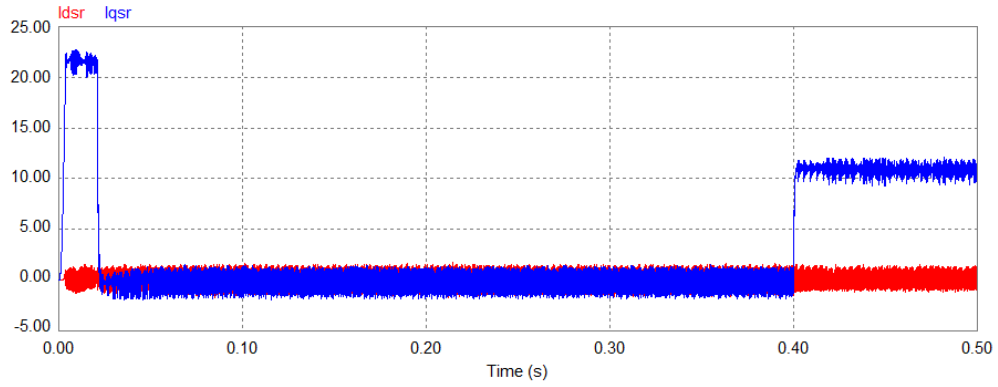
a) Couples en (N.m)



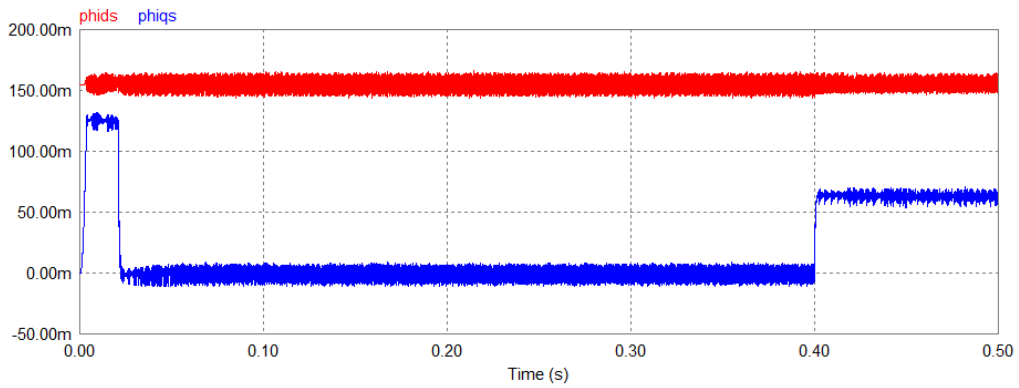
b) vitesse de rotation (tr/min)



c) courants de charge (A)

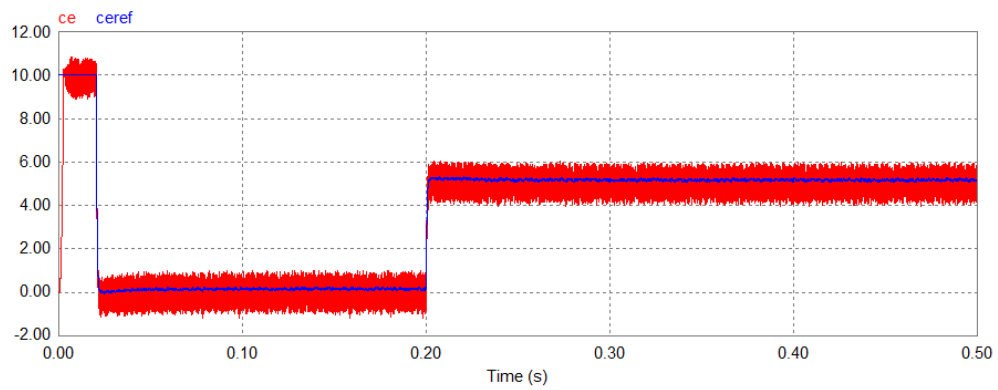


d) courants I_{ds} et I_{qs} (A)

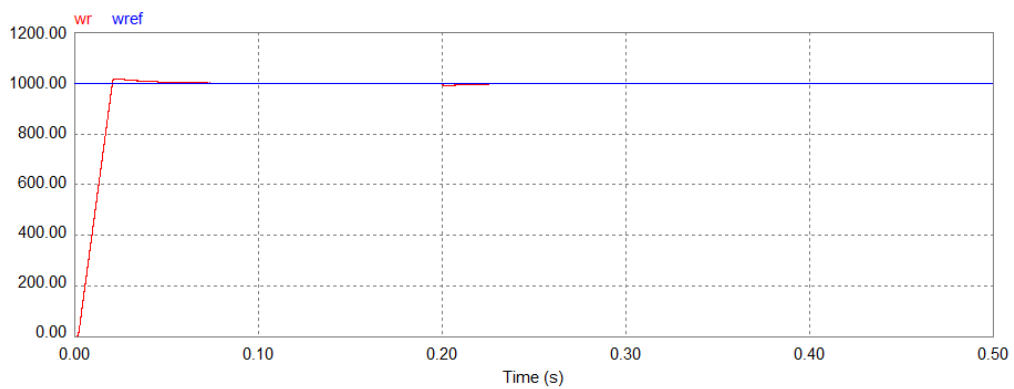


e) ϕ_{ids} et ϕ_{iqs} en Wb

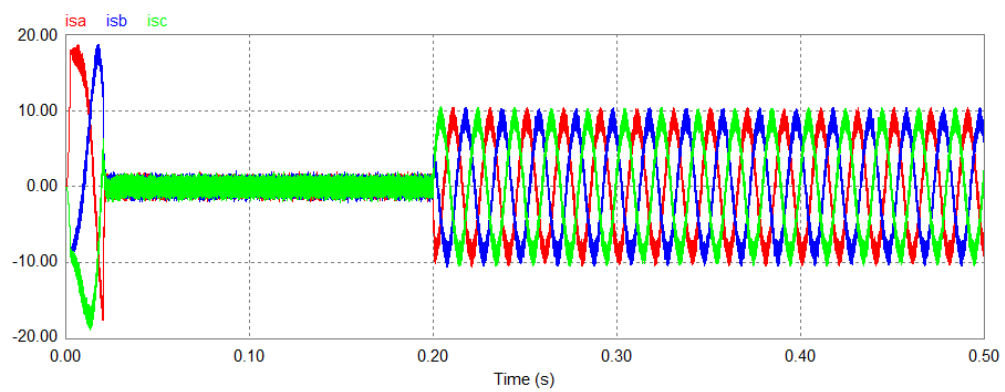
Figure III.9 : résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge



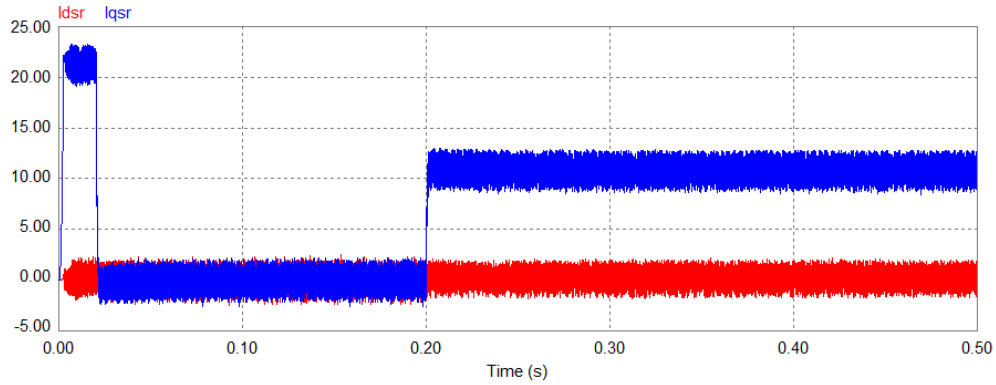
a) couples en (N.m)



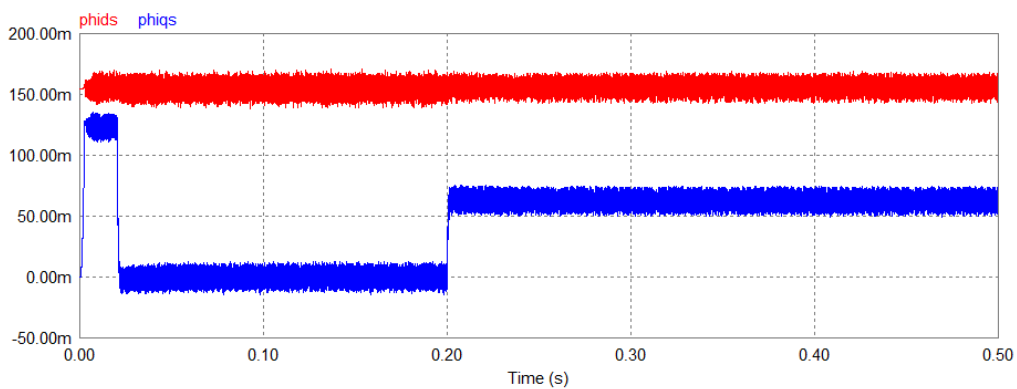
b) vitesse de rotation en tr/min



c) courants de charge en (A)



d) courants I_{ds} et I_{qs} (A)



e) réponse du ϕ_{ids} et ϕ_{iqs} en (Wb)

Figure III11: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge

III.7. Résultats de simulation de la commande vectorielle en courant associée à un onduleur MLI à deux et trois niveaux

Le schéma de régulation associé à un onduleur deux niveaux à commande MLI est trduit dans PSIM par la figure (III-12).

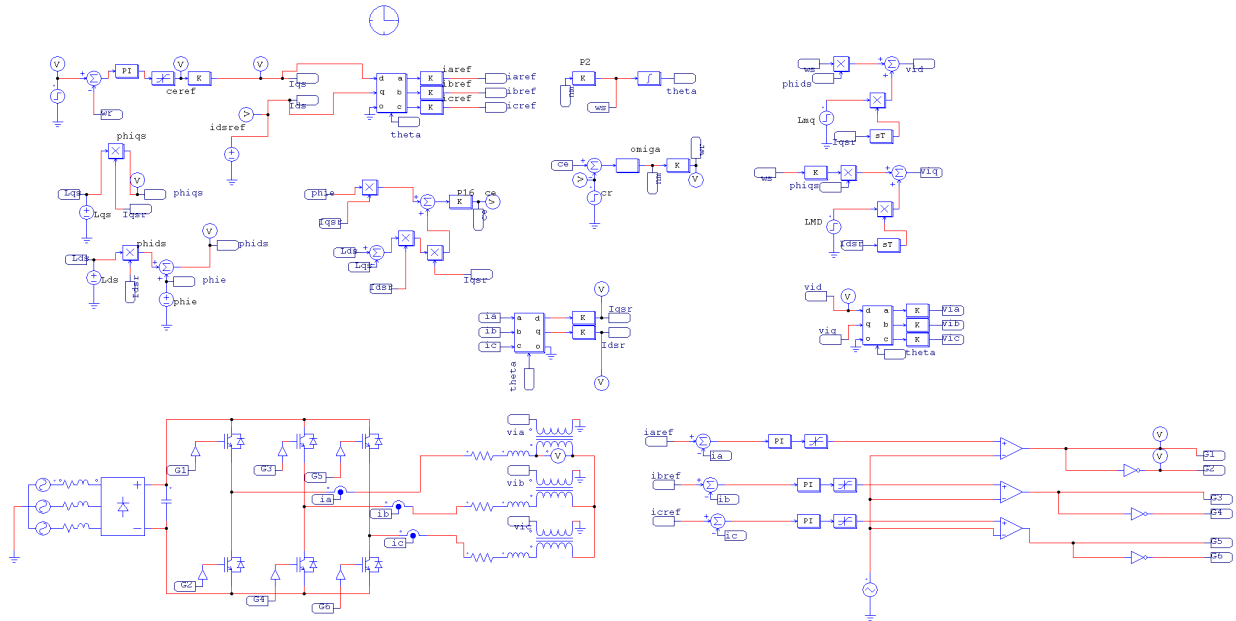
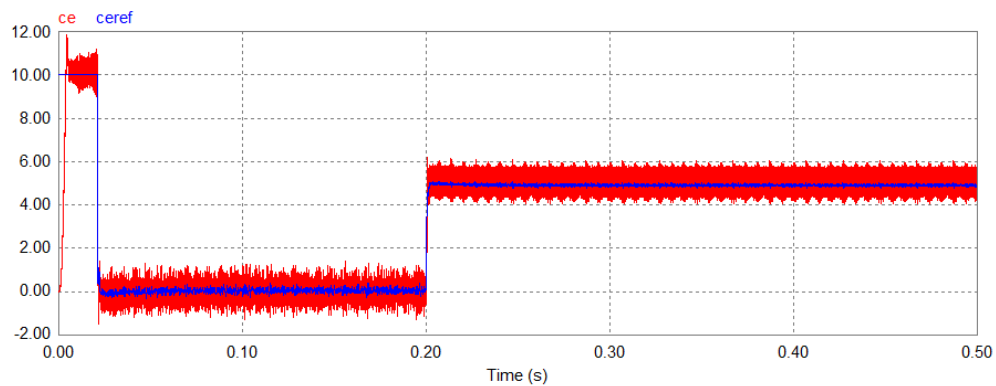


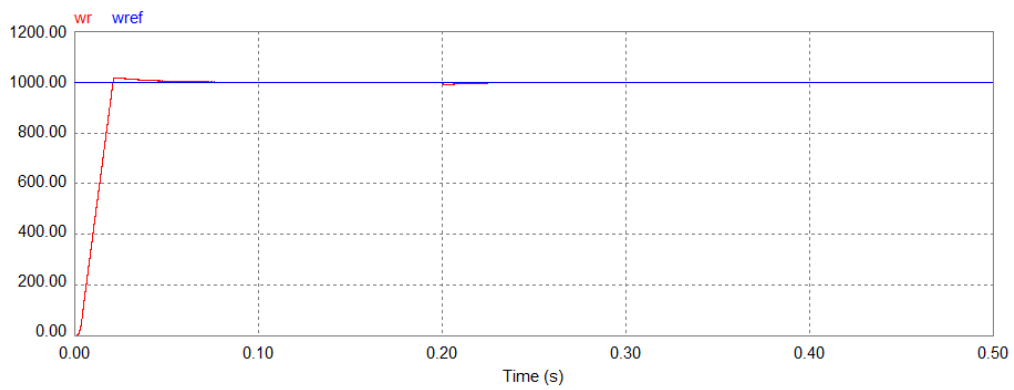
Figure III12: schéma de la commande vectorielle en courant associé à un onduleur MLI deux niveaux

à

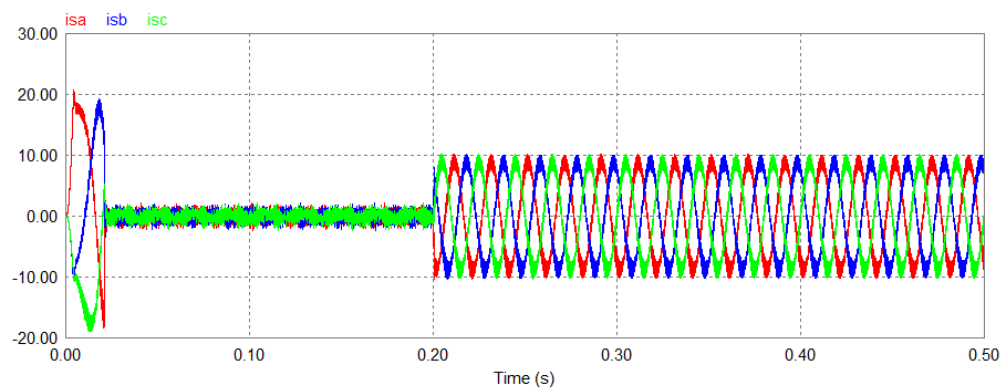
Les résultats de simulation montrent des bonnes performances du point de vue temps de réponse et dynamique du couple (découplage entre le couple et le flux). On remarque que le type d'onduleur ainsi que la méthode sa commande n'influe pas beaucoup sur les performances, ainsi que le taux d'ondulations (figure -a-b-c-d-e).



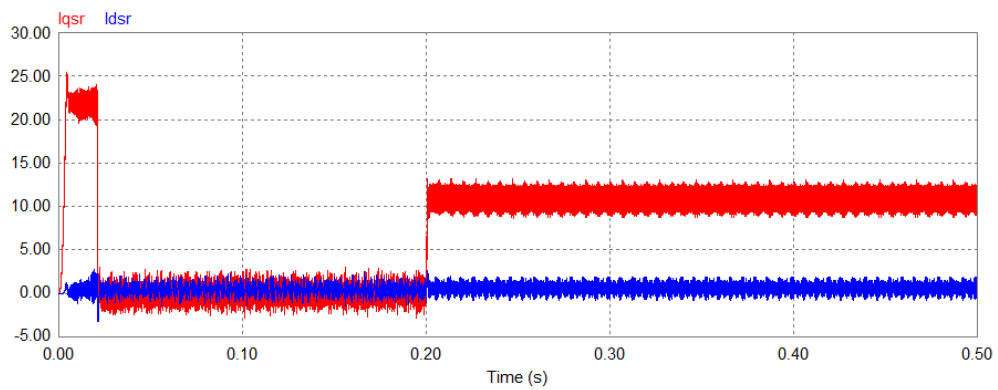
a) couples en (N.m)



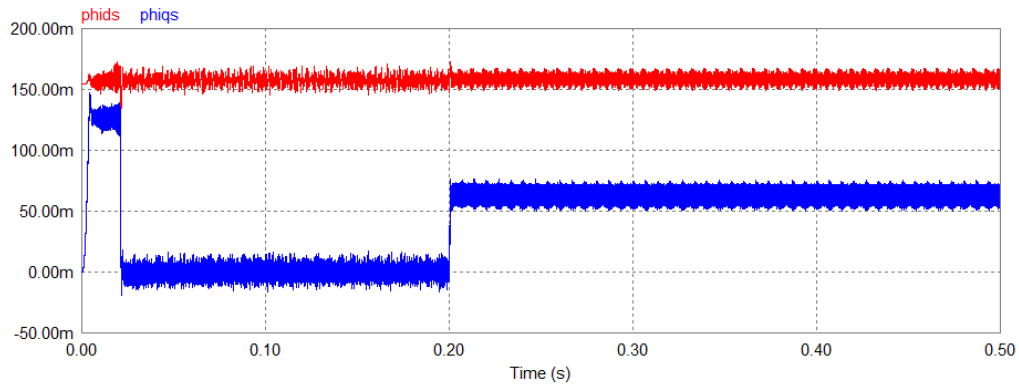
b) vitesse de rotation en (tr/min)



c) courants de charge en (A)



d) courante i_{qs} et i_{ds} en (A)



e) composantes phids et phiqs en (Wb)

Figure III13 : résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge

Par la suite nous avons remplacé l'onduleur à deux niveaux par un autre à trois niveaux. Le schéma équivalent en PSIM est donné par la figure (III-14).

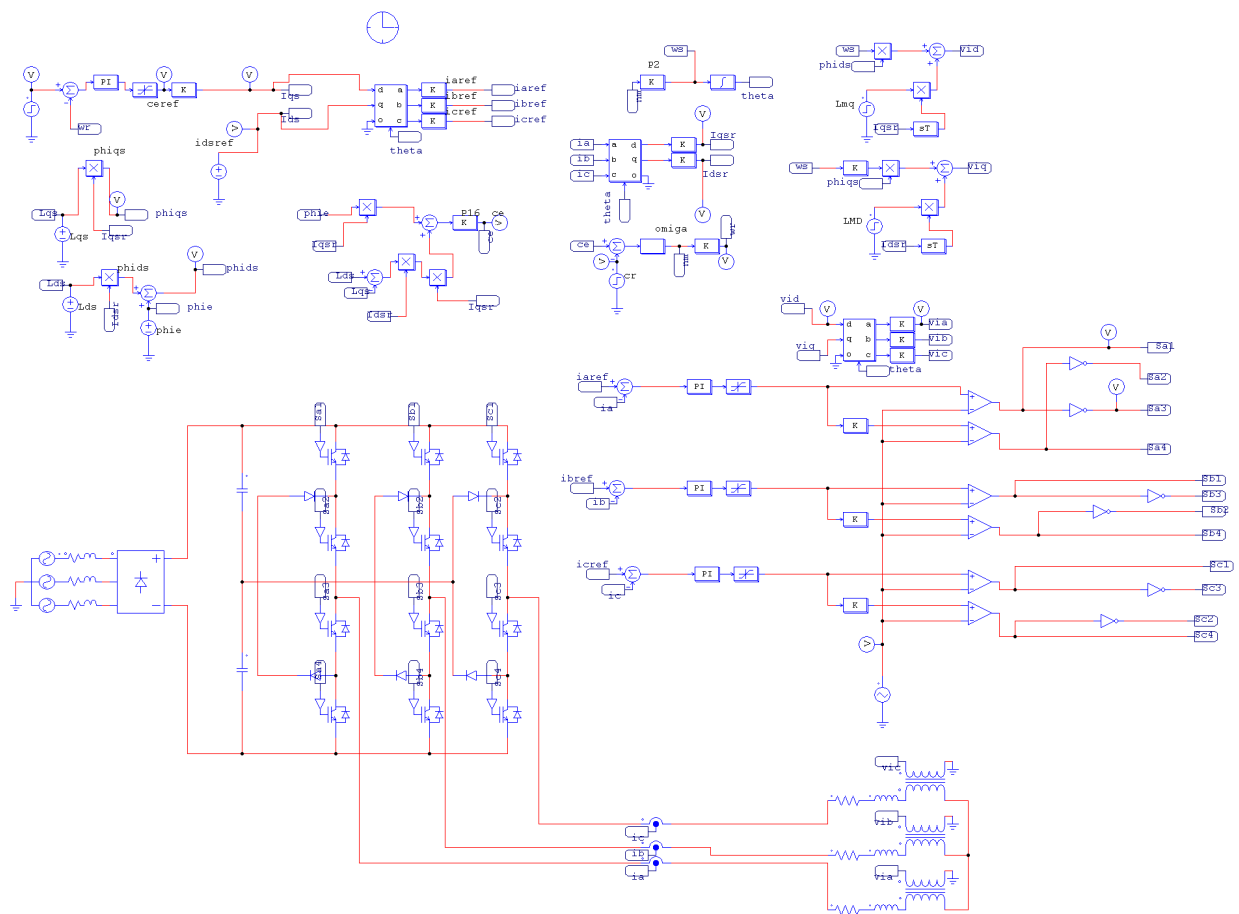
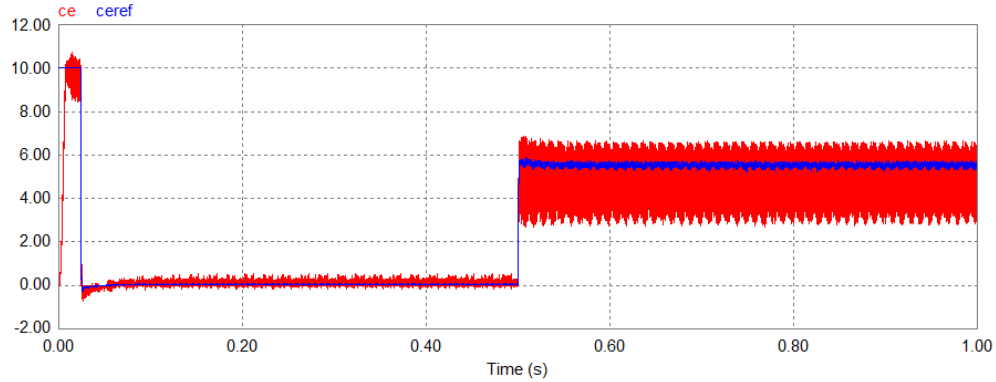
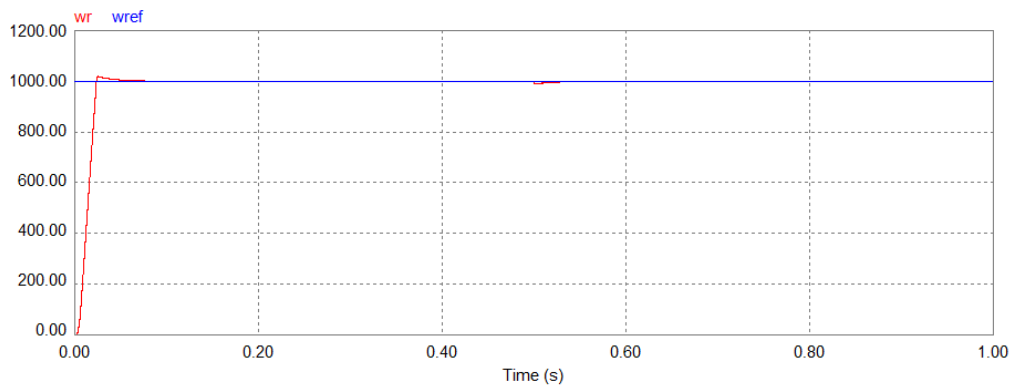


Figure III14 : schéma de la commande vectorielle en courant associé à un onduleur MLI à trois niveaux en PSIM

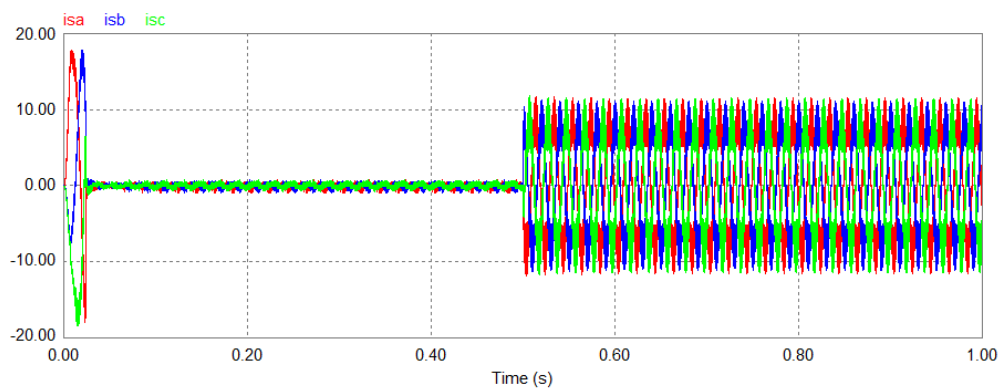
Les résultats de simulation montrent pratiquement les mêmes performances obtenus lorsque la machine est alimentée par un onduleur à deux niveau du point de vue performances et dynamique élevée. Mais on remarque une légère augmentation au niveau des ondulations par rapport au cas à deux niveau, qui est due à la méthode MLI utilisée pour le contrôle de l'onduleur (figure -a-b-c-d-e).



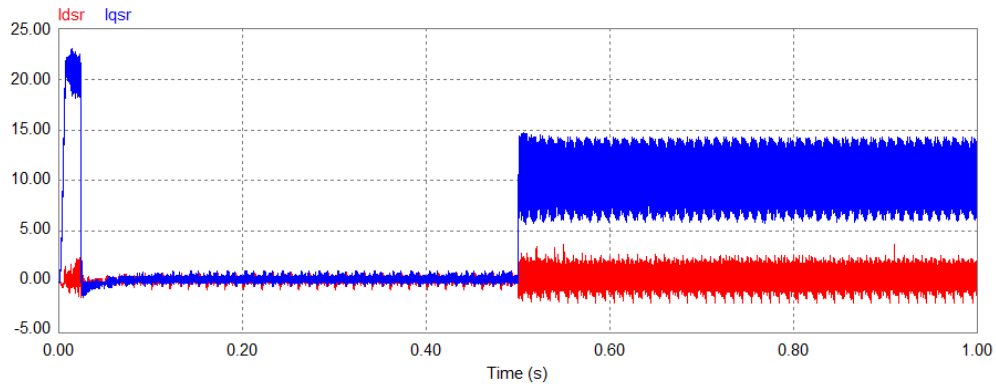
a) couple (N .m)



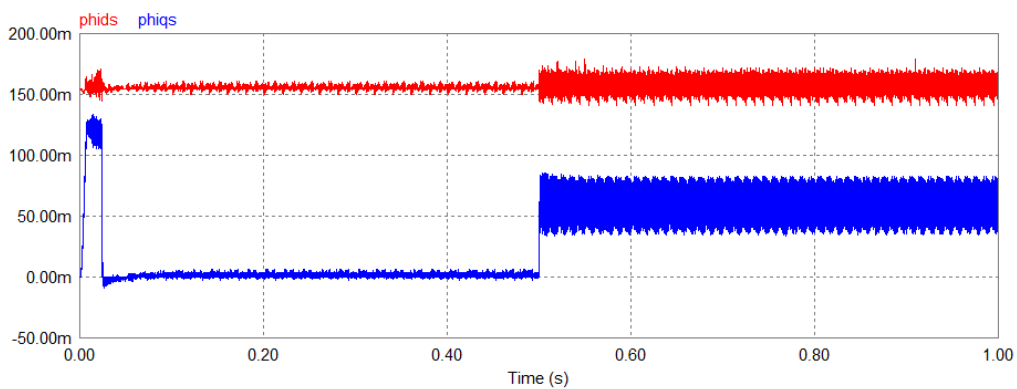
b) vitesse de rotation (tr/min)



c) courants de charge en (A)



d) courants Ids et Iqs en (A)



e) Composantes phids et phiqs en (Wb)

Figure III15 : Résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge

III.8. Théorie de la commande par Mode Glissement (MG)

III.8.1. Objectifs de la commande par MG

L'objectif de la commande par mode glissant (MG) se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $u(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur ce surface .

III.8.2. Systèmes à structure variable

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue

deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

III.2.1. Définition 1 :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure .

III.2.2. Définition 2 :

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles de type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X, t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ F_2(X, t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases}$$

Où X est le vecteur d'état et les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes, et appelées structures. En effet, il y a des commutations entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun de sous systèmes pris seul.

III.3. Systèmes à Structures Variables

Un Système à Structure Variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface prédéfinie, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface.

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase

est constituée de trois parties distinctes figure (III15)

[16].

- **Le Mode de Convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le Mode de Glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le Mode de Régime Permanent (MRP)**: il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires [16].

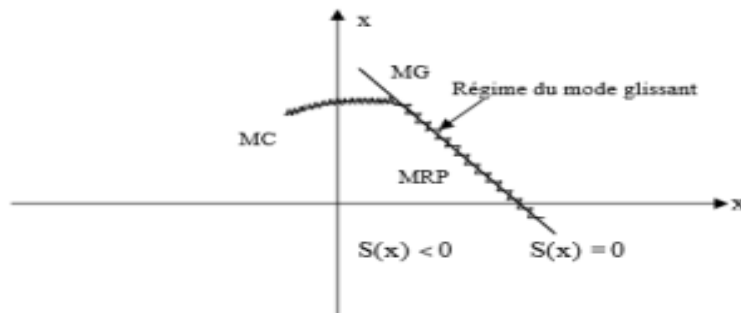


Figure III16: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

III9. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes : [17]

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- La détermination de la loi de commande.

III10. Représentation en variable d'état du système d'entraînement

III10.1. Régulation de la vitesse par mode glissant :

Comme nous avons déjà vu, la dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique en prenant comme variables d'état :[10].

$$X1m = \Omega - \Omega_{ref}$$

$$X2m = \frac{d\Omega}{dt} = pX1m$$

(III15)

Avec :

X1m : erreur de vitesse

X2m : dérivée de l'erreur (accélération)

P : d/dt (variable de Laplace)

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

(III16)

En dérivant l'équation mécanique (III16),on obtient :

$$pC_e = J \cdot pX2m + f \cdot X2m$$

(III17)

La variable de contrôle est définie par l'expression suivante :

$$U_m = -\Psi_m \cdot X1m$$

ou

$$pX2m = -\frac{\Psi_m}{J} \cdot X1m - \frac{f}{J} \cdot X2m$$

(III18)

Les équations (III15) et (III18) peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante :

$$p \begin{bmatrix} X_{1m} \\ X_{2m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{1m} \\ X_{2m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ J \end{bmatrix} \cdot U_m$$

(III19)

III10.2. Conception du régulateur du vitesse par mode glissant :

La réponse du système entraîné est forcée à suivre ou à glisser autour de la trajectoire définie par :

$$\sigma_m = h_m \cdot X_{1m} + X_{2m}$$

(III20)

Avec :

$h_m > 0$: pente de la droite de glissement

Le coefficient Ψ_m est calculé en tenant compte de la condition d'existence du mode glissant :

$$\lim_{\sigma_m \rightarrow 0} \left(\sigma_m \cdot \frac{d\sigma_m}{dt} \right) < 0$$

(III21)

Cette condition nous a conduit à la relation suivante :

$$\sigma_m \cdot \left[X_{2m} \cdot \left(h_m - \frac{f}{J} \right) - \frac{\Psi_m}{J} \cdot X_{1m} \right] < 0$$

(III22)

En négligeant f et pour $X_{1m} < 0$, on obtient :

$$\begin{aligned} \Psi_m = \alpha_{1m} < -J \cdot h_m^2 & \quad \text{pour } \sigma_m \cdot X_{1m} < 0 \\ \Psi_m = \alpha_{2m} > -J \cdot h_m^2 & \quad \text{pour } \sigma_m \cdot X_{1m} > 0 \end{aligned} \quad (III23)$$

avec :

$$\frac{X_{2m}}{X_{1m}} = -h_m$$

(III24)

III.10.3. Commande sign

Plusieurs choix pour la commande discontinue () peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = 1, 2, \dots$, avec la fonction 's' par rapport à $S(x) = 1, 2, \dots$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S < 0 \end{cases}$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III16) s'exprime donc comme [23] :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III25})$$

Où

: est un gain positif

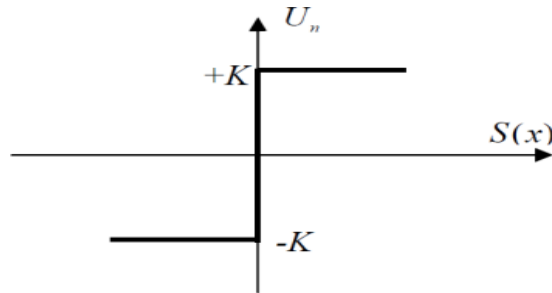


Figure III17: Fonction [16].

III11. Les avantages du régulateur à structure variable :

Basé sur l'application de la commande par mode de glissement afin d'atteindre les objectifs suivants [16] :

- D'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies.
- D'assurer la robustesse des systèmes vis-à-vis des perturbations, des erreurs de modélisations, des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.
- De limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

III12. Les inconvénients du régulateur à structure variable

Le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de chattering [16]

Pour simuler la commande vectorielle associée au régulateur par mode glissant, il suffit de remplacer seulement le régulateur PI de la vitesse par le régulateur à MG. Ce schéma est traduit en PSIM par la figure suivante (Figure III-18). Cmmencant par la commande associée au régulateur deux niveaux.

III13. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP associée à un onduleur deux niveaux (commande par hystérésis) par mode glissent

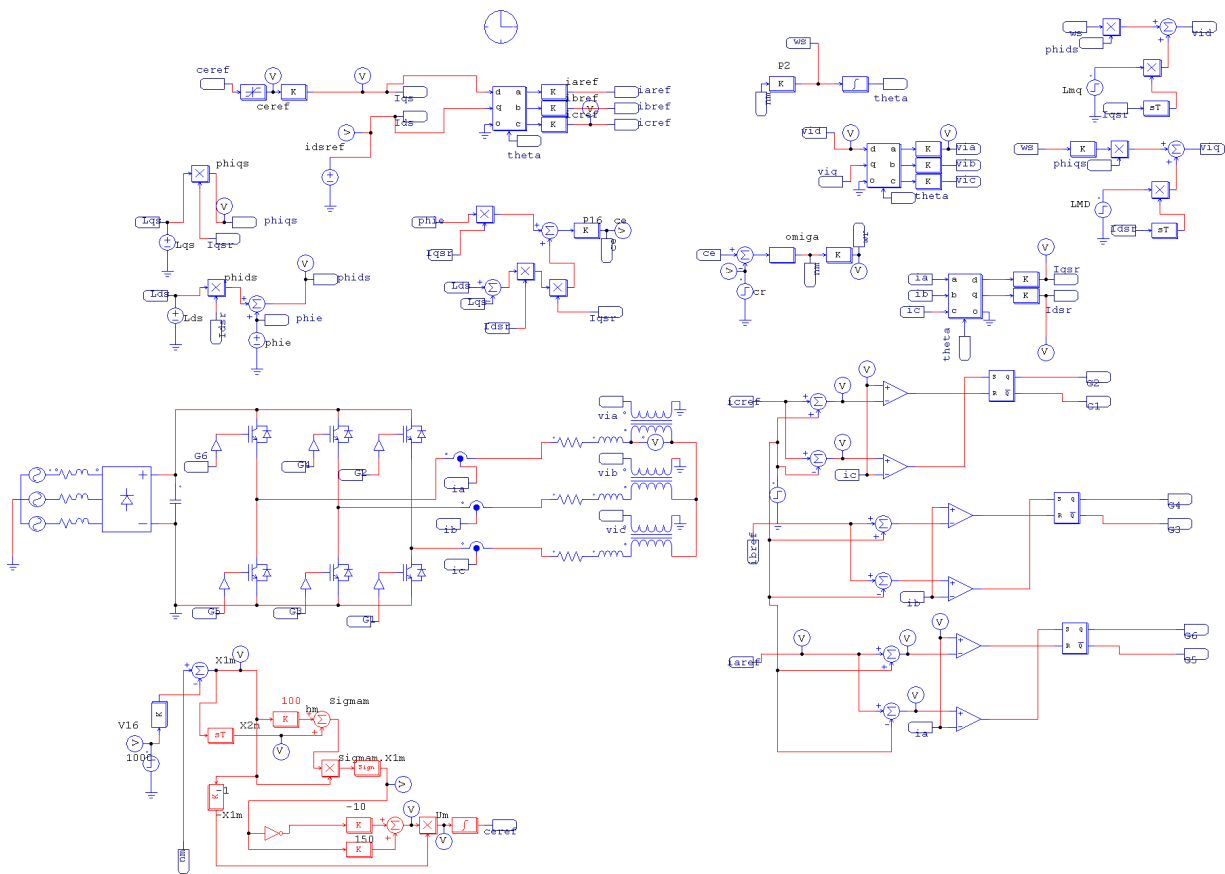
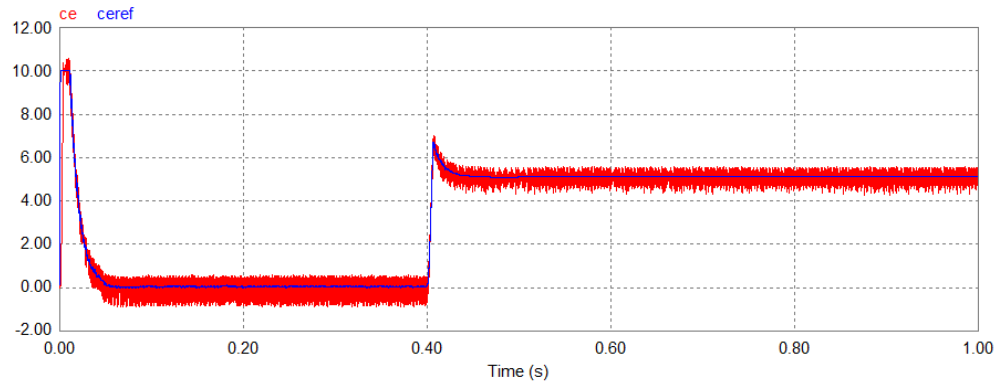
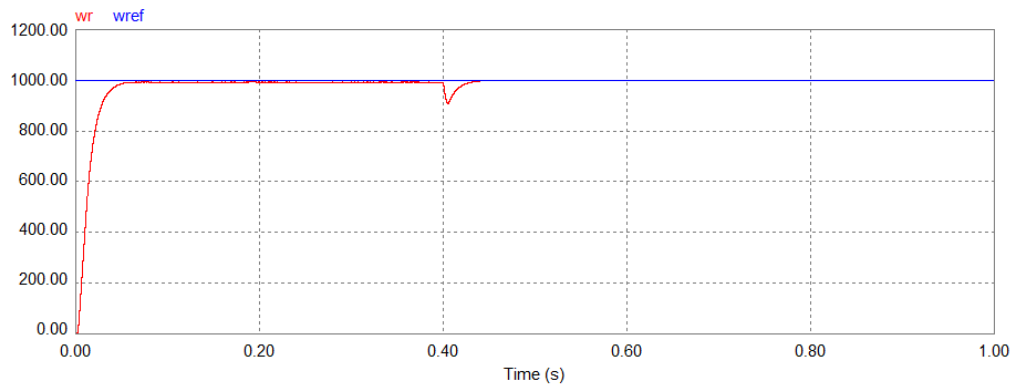


Figure III18: schéma de la commande vectorielle en courant associé à un onduleur à hystérésis à deux niveaux par mode glissant

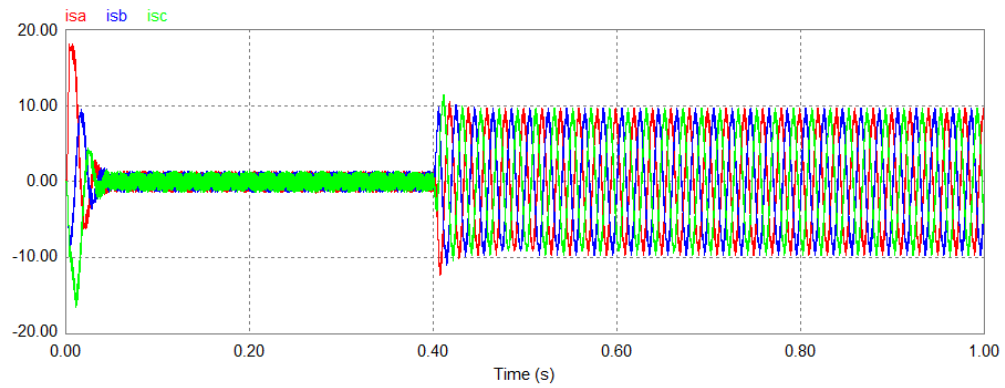
Les résultats de simulation montrent des bonnes performances par rapport à la commande associée à un régulateur PI. Le couple (figure -a) suit parfaitement la référence et le couple de charge. La dynamique est élevée et les ondulations sont moindres en comparant avec le PI. Pour la vitesse (figure -b) la réponse est rapide et elle est obtenue sans dépassement. En appliquant une charge à la machine on constate une chute ce qui est dû au choix de la variable de commande qui permet de minimiser les ondulations d'une part mais d'autre part le système devient un peu sensible aux perturbations. Au niveau courant on constate aussi la minimisation des harmoniques hautes fréquences. La variable de contrôle (figure-f) montre bien la commutation de part et d'autre de la surface de glissement.



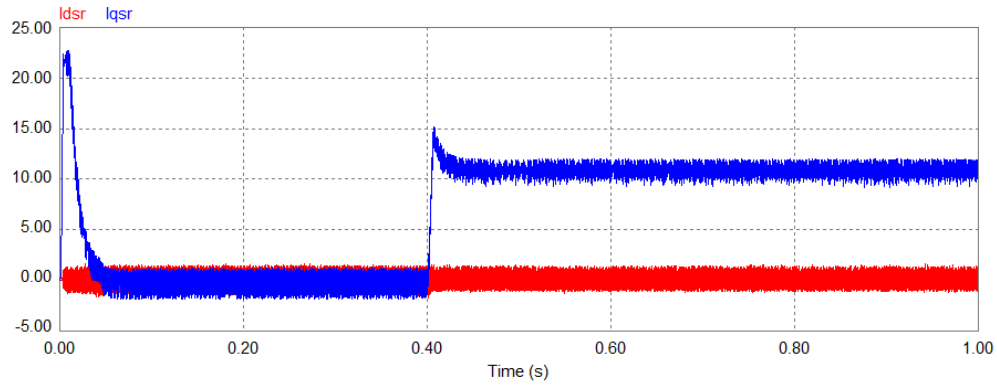
a) couple (N.m)



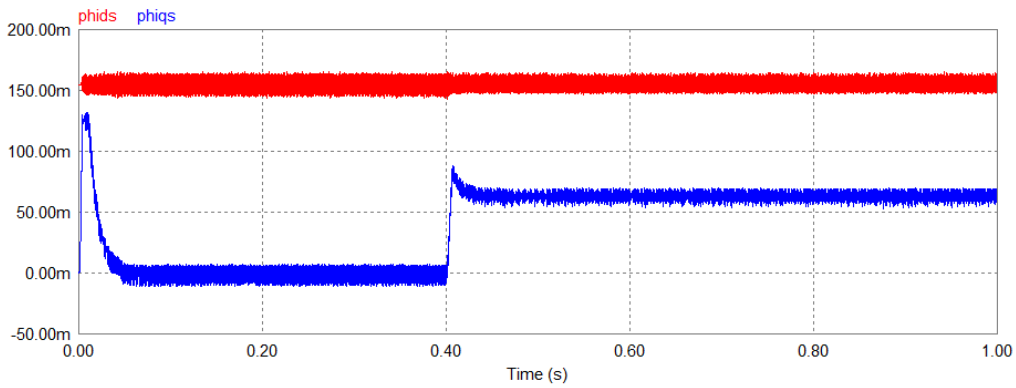
b) vitesse de rotation (tr/min)



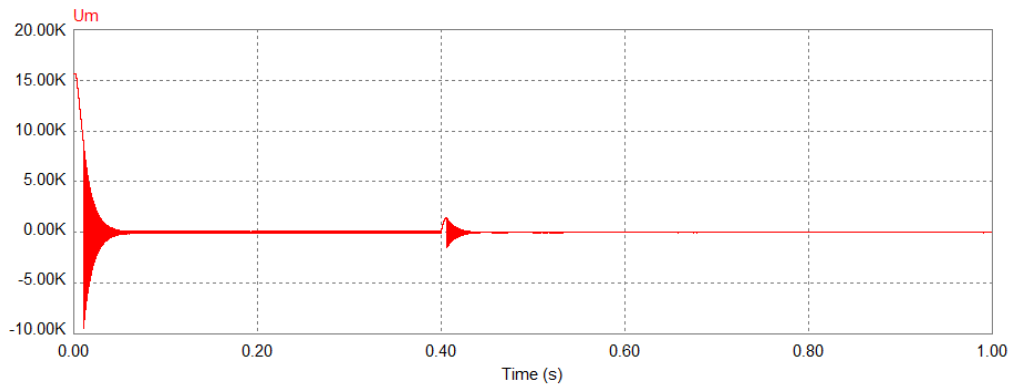
c) courants de charge (A)



d) courants I_{ds} et I_{qs} en (A)



e) composantes ϕ_{ids} et ϕ_{iqs} en (Wb)

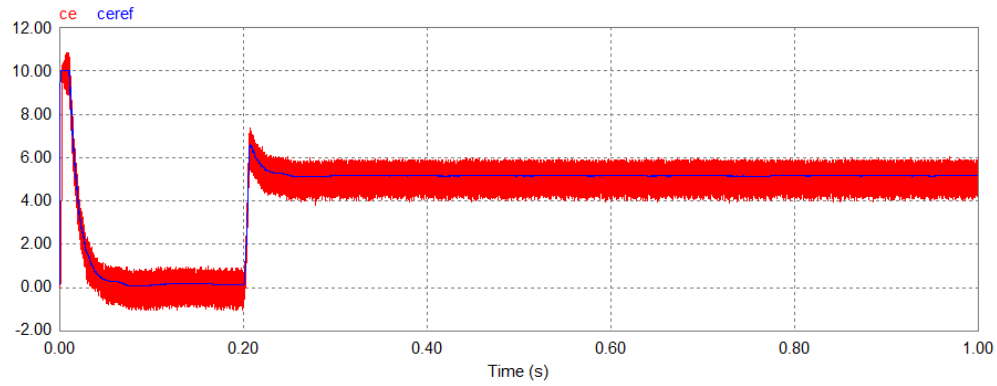


f) variable de contrôle

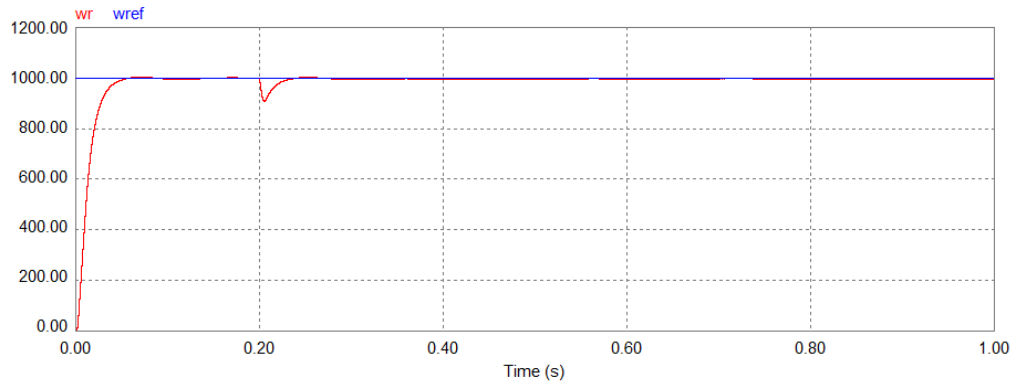
Figure III19: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge (mode glissant)

Le passage à la commande associée à l'onduleur à trois niveaux est obtenue seulement par le remplacement de l'onduleur à deux niveaux par celui à trois niveaux ainsi que sa commande.

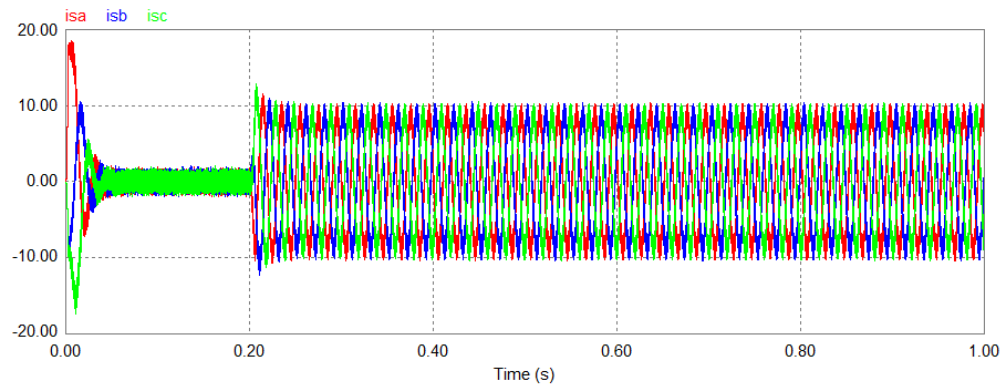
très performante en permanent et en transitoire. Mais on constate une légère augmentation au niveau des ondulations (figure -a-b-c-d-e-f).



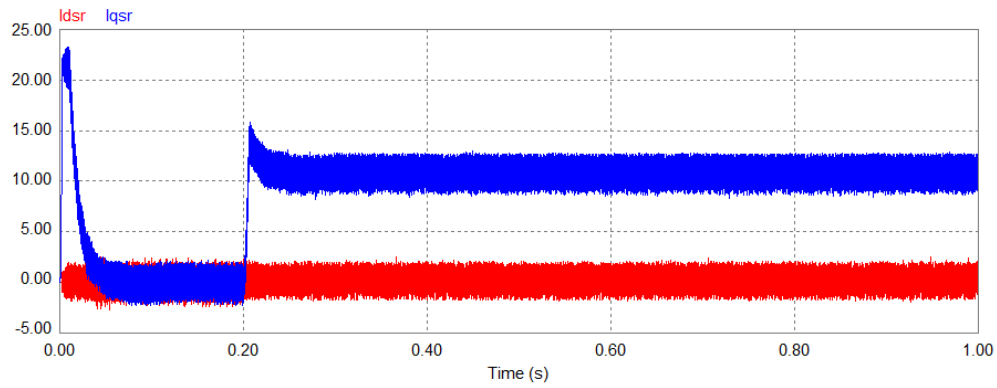
a) couples en (N.m)



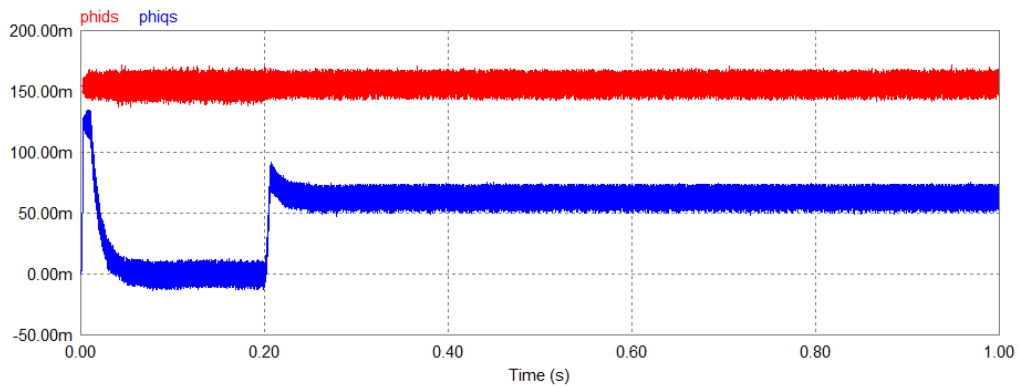
b) vitesse de rotation (tr/min)



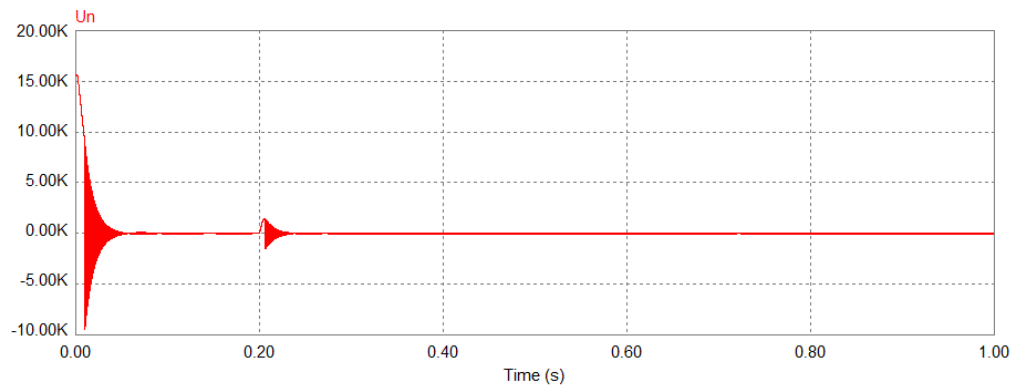
c) courants de charge (A)



d) courants I_{ds} et I_{qs} en (A)



e) composantes ϕ_{ids} et ϕ_{iqs} en (Wb)



f) variable de contrôle

Figure III21: résultats de simulation du démarrage à vide suivi par l'application d'une charge (onduleur à trois niveaux)

III.15. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande vectorielle de la MSAP (modèle en tension et en courant). Mais en simulation on a entamé juste la commande avec le modèle en courant. La commande du point de vue alimentation de la machine, nous avons considéré les deux cas : alimentation par onduleur à deux niveaux et par un onduleur à trois niveaux. Du point de vue commande de l'onduleur, on a considéré les deux algorithmes MLI et par hystérésis. Du point de vue régulation de la vitesse nous avons considéré deux types de régulateur l'un de type classique PI et l'autre de type non linéaire qui est le mode glissant. Les résultats de simulation ont montrés que les deux régulateurs donnent des bonnes performances, mais le régulateur par mode glissant est plus performant du point de vue rapidité, réponse sans dépassement et moins d'ondulations au niveau du couple et du courant statorique.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est l' étude et la modélisation de la machines synchrone à aimant permanent, en examinant les caractéristiques et les commandes les bien connu pour commander ; la commande vectorielle et la commande par mode glissant .cette note vise principalement à : l'avantage de régulateur par mode glissant .

D'une part de cette étude , on parle au premier chapitre ; une étude général sur MSAP et les avantages , domaines d'application de cette machine .

Dans le deuxième chapitre ; nous avons présenté l'étude des onduleurs deux et trois niveaux et sa techniques de commande, les résultats de simulation obtenus par le logiciel PSIM et appret avoir créé un modèle de l'ensemble (onduleur –charge) par des commande MLI et hystérésis

Au troisième chapitre , on a donné la commande vectorielle par mode glissant qui permet le découplage entre le flux et le couple comme la machine à courant continu à excitation séparée , la commande à structure variable dont le but ajuster la position de glissement dans la surface de glissement , précisez l' inconvénient principale de commutation aux hautes fréquences(chattering)

Bibliographie

[1] LAKHAL AMEUR :« ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE » , Mémoire de licence, Université Badji Mokhtar – ANNABA ,2020/2021
[2] METATLA Samir ,KOBOUCH Mokhtar : «IDENTIFICATION D'UNE MACHINE SYNCHRONE» , diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique, ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, Juin 2006
[3] Rassouad Nisrine et Touati Dounia :« Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP» , Mémoire de MASTER, Université Aboubakr Belkaid – Tlemcen – 07 /07/ 2021
[4] HADJAZI CHAIMA ,KERROUMI KHAOULA :«Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP» , Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaid – Tlemcen – 2020 /2021
[5] BELAYACHI FATNA IMANE ,BENABBOU FARAH:« Etude comparative entre commandes par mode glissant d'ordre 2 appliquées à une MSAP», Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaid – Tlemcen ,2021-2022
[6] Benslimane Sid Ali ,Lembarki Ahmed:« Comparaison des différentes commandes d'un onduleur à deux niveaux associé à un moteur asynchrone» ,Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA , 2022/2023
[7] BEKKOUCHE oussama : «Etude comparative entre les différents topologies et les commande des onduleurs» ,mémoire de master , , ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, Juin2015
[8] TITOUCHE Nacer :«ETUDE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX» ,Mémoire de Master, ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, Juin 2014
[9] BEKKOUCHE HICHAM :« Différents Techniques de Commande de la Machine Synchrone a aimants permanents –MSAP», Mémoire de MASTER, Université Mohamed Khider de Biskra , samedi 23 juin 2018
[10] A. Golea, :« Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs - Machines» , Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994
[11] Amin Ghorabi, Hamza Chetti:« Commande vectorielle en tension du moteur synchrone à aimants permanents associé à un onduleur trois niveaux», Mémoire de MASTER, Université Mohamed Khider de Biskra, Dimanche 19 juin 2022
[12] M.I. Hemmami, :«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....
[13] Bari abderrazak, Badri salah:« Commande vectorielle de la machine synchrone à aiment permanent. » Mémoire de MASTER, Université Mohamed Khider de Biskra, jeudi 24 juin 2021
[14] Ssemanda Denis:« COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS», Mémoire de MASTER, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2015-2016
[15] BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama :« Commande par logique floue d'une machine synchrone à

aimant permanent» », Mémoire de Master Académique, 2017/2018
[16] Messai Sameh ,« Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents» ,Mémoire de Master ,Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi - Juin 2015
[17] Nouredine BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 , 2014
[18] BALLALOU Omar, « Autopilotage d'une MSAP à pertes statoriques minimales », Mémoire de MASTER, Université Mohamed Khider de Biskra, dimanche 9 juin 2024
[19] DalileSaid, FigaouiAbderrhman, « Autopilotage de la vitesse d'une MSAP par régulateur à mode glissant. » », Mémoire de Master, Université Ahmed Draïa D'Adrar, 2021/2022
[20] BENZEKRI ELRabia, « Etude Comparative de La Commande Vectorielle et La Commande Par Mode Glissant d'une Machine Synchrone Triphasé à Aimants Permanents », Mémoire de MASTER, Université de Ghardaïa, 2015/2016
[21] BELAL Aimad, ADDADJ Nourdine « La commande sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de MASTER, Université Akli Mohand Oulhadj (Bouira),2015/2016
[22] Bouakaz ouahid, « contribution a l'analyse des onduleurs multiniveaux », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra ,2005
[23] NACHI YOUCEF, OURRAD ABDELKADER « Etude comparative entre la régulation vectorielle et Mode glissant pour un moteur synchrone a aimant permanant », Mémoire de MASTER, Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib, 2021/2022
[24] GROUNI Maroua Fatma Zohra, « Commande dynamique non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants alimentée en tension : Application de la technique de commande Backstepping », Mémoire de MASTER académique, UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES 2017/2018
[25] MANSEUR Lyes, « Contribution à l'amélioration des performances de la commande de couple de la machine synchrone à aiment permanent par une approche indirecte. » Mémoire de MASTER, UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA, 2022
[26] « https://di.univ-blida.dz »