



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Mohamed Khaider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Machine Electrique

Réf. :

Etude Comparative Entre Différentes Techniques de Commande

Des Onduleurs à MLI Associés à Régulation

d'une Machine Asynchrone.

Présenté par :

HOUILI Rabiaa

ZROUG Cheima

Le :Septembre 2020

Jury :

Mme HADRI Amel

Melle GUERGAZI Aicha

Mr. SAHRAOUI Mohamed

Pr

MCA

Pr

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Mohamed Kheider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Machine Electrique

Etude Comparative Entre Différentes Techniques de Commande

Des Onduleurs à MLI Associés à Régulation

d'une Machine Asynchrone.

Présenté par : HOULI Rabiaa

ZROUG Cheima

Avis favorable de l'encadreur : M^{elle} GUERGAZI Aicha

Avis favorable du Président du Jury :.....

Cachet et signature



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Mohamed Kheider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique
MÉMOIRE DE MASTER
Machine Electrique

Etude Comparative Entre Différentes Techniques de Commande

Des Onduleurs à MLI Associés à Régulation

d'une Machine Asynchrone.

Proposé par : M^{lle} GUERGAZI Aicha

**Dirigé par : HOULI Rabiaa
ZROUG Cheima**

RESUMES

Résumé

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable cœur de tout système électrique.

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à la sortie (riche en harmoniques). Ce problème influe négativement sur toutes les charges branchées à sa sortie et principalement le moteur qui sont conçus pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale.

Pour résoudre ce problème, plusieurs travaux ont été réalisés. Parmi ces travaux, on distingue l'utilisation des onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par les techniques de Modulation de la largeur d'Impulsion (MLI classique, MLI pré-calculé et MLI aléatoire) qui devient l'une des méthodes la plus utilisée pour obtenir une tension sinusoïdale.

Nous terminons cette étude par la commande vectorielle et cela en utilisant un onduleur à MLI par les technique précédent.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tous les résultats de simulation qui réalisés sous MATLAB Simulink.

Mots-clés : Machine asynchrone, Onduleurs Triphasés à deux niveaux, Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle, Modulation de Largeur d'Impulsions pré-calculé, Modulation de Largeur d'Impulsions aléatoire, commande vectorielle, (THD) Taux Distorsion Harmonique, MATLAB/Simulink.

ملخص

إن تغيير سرعات المحركات الكهربائية كان من بين الأهداف الرئيسية في السنوات الأخيرة وهذا راجع للتطور التكنولوجي الذي تشهده المبدلات الساكنة و التي تمثل المكون الرئيسي لأي جهاز كهربائي.

إن أكبر ضرر يصيب المتموجات هو الحصول على فرق الكمون غير جيبي عند المخرج (غني بالتشوهات)، هذا الفعل يؤثر سلباً في المحرك الذي يحتاج إلى فرق كمون و تيار كهربائيين ذا تموج جيبي حتى يشتغل بصورة جيدة.

لحل هذا الإشكال عدة أبحاث أجريت من بينها استخدام تقنية تعديل عرض النبضة الإشعاعي (PWM الكلاسيكي، PWM المحسوب مسبقاً و PWM العشوائي) التي تعتبر من احدث التقنيات المستعملة للتحكم في المومج ثلاثي الطور، و في الأخير نبرمج طريقة التحكم الشعاعي مع إعطاء خلاصة في كل مرحلة.

في نهاية هذه الدراسة نعطي خلاصة عامة مع تحليل كل النتائج المتحصل عليها باستعمال MATLAB/ Simulink.

الكلمات المفتاحية : آلة غير متزامنة، محولات ثلاثية الطور ثنائية المستوى، تعديل عرض النبض الجيبي، تعديل عرض النبض المحسوب مسبقاً، تعديل عرض النبض العشوائي، التحكم في المتجهات، (THD) معدل التشويه التوافقي، MATLAB / Simulink.

« Certes, il y'a des travaux pénibles ; mais la joie de la réussite n'a-t-elle pas à compenser nos douleurs ? »

Jean de la bruyère

"بالتأكيد هناك عمل شاق. لكن ألا يجب أن تعوض
فرحة النجاح عن آلامنا؟ "

Remerciements

Au préalable à ce mémoire nous remercions ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'études.

Tout d'abord, Nous tenons à remercier notre encadreur, **Dr. Guergazi Aicha**, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Nous tenons également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire.

Je tiens à remercier tous les enseignants du département d'électrotechniques, et spécialement mes professeurs **Hadri H. Amel, Khaled Yahia, A. golea et prof Titaouine**

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours en courages au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes.

DEDICACE

- À la plus belle créature que Dieu a créé sur terre,,

À cet source de tendresse, de patience et de générosité,,

À mes parents

- À tous mes frères et sœurs, ainsi que leurs enfants
- À tous mes beaux-frères et belles-sœurs, ainsi que leurs enfants
- À toute ma famille « Houili »
- A mon binôme « cheima zroug »
- À tous mes amis et collègues
- À tous les étudiants de la promotion 2019/2020

Rabaa houili

DEDICACE

- À la plus belle créature que Dieu a créée sur terre,,,

À cet source de tendresse, de patience et de générosité,,,

À mes parents

- À tous mes frères et sœurs, ainsi que leurs enfants
- À toute ma famille « Zroug et Rahmani »
- A mon binôme « Rabiaa houili »
-
- À tous mes amis et collègues
- À tous les étudiants de la promotion 2019/2020
- À qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer... mon mari « Fateh »

Cheima zroug

SOMMAIRE

DEDICACES	i
REMERCIEMENTS	iii
RESUMÉ	iv
SOMMAIRE	vi
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I	
MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1. INTRODUCTION...	3
I.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE	3
I.2.1 Description.....	3
I.2.2 Composition de la machine asynchrone.....	4
I.2.2.1 Stator.....	4
I.2.2.2 Le rotor (moteur asynchrone).....	5
I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	6
I.4. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	7
I.4.1. Présentation de la machine	7
I.4.2. Hypothèses simplificatrices.....	7
I.4.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	7
I.4.4. Équations générales de la machine asynchrone triphasée.....	8
I.4.4.1. Équations électriques.....	8
I.4.4.2. Equations magnétiques	9
I.4.4.3. Equations mécaniques.....	11
I.4.5. Equation de la machine biphasée équivalente.....	11
I.4.5.1. Transformation de Park.....	11
I.4.5.2. Equations électriques et magnétiques.....	13
I.4.5.3. Equation mécanique.....	14
I.5. CHOIX DE REFERENTIEL.....	15
I.6. MODELE BIPHASEE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	15
I.6.1. Modèle de Concordia de la machine asynchrone.....	16
I.6.2. modèle de Park de la machine asynchrone.....	18
I.7. SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	18

I.7.1. Résultats de simulation.....	19
I.8. CONCLUSION.....	13

CHAPITRE II

MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

II.1. INTRODUCTION.....	25
II.2. DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR STATIQUE.....	26
II.3. STRUCTURE DE L'ONDULEUR.....	27
II.4. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	27
II.4.1 Hypothèses simplificatrices.....	28
II.4.2 Détermination des tensions de sortie de l'onduleur.....	28
II.5. La Modulation de largeur d'impulsion.....	30
II.5.1. Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM) : Triangulo-sinusoidale	30
II.5.2. Les Paramètres De Performance	31
II.5.2.1. MLI pré-calculée à cinq angles	35
II.5.2.2. La méthode de Newton-Raphson.....	36
II.5.3. Technique MLI aléatoire.....	36
II.5.3.1. Configurations de la MLI aléatoire.....	37
II.6. ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR.....	38
II.7. RESULTATS DE LA SIMULATION.....	39
II.7.1. Simulation mli sinus-triangle.....	39
II.7.2. Simulation MLI pré-calculée à cinq angles.....	45
II.8. BILAN COMPARATIF.....	50
II.10. CONCLUSION.....	50

Chapitre III

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

III.1. INTRODUCTION...	51
III.2. INTERET ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE...	52
III.3. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DU MOTEUR ASYNCHRONE	56
III.3.1. Découplage vectoriel en tension.....	57
III.3.2. Problème posé par le découplage.....	58

III.4. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IDFOC)	59
III.5. CONCEPTION DES REGULATEURS.....	59
III.5.1. Régulateur de Vitesse.....	60
III.5.2. Régulateur boucle interne du courant I_{ds}	61
III.5.3. Réglage de la boucle interne du courant i_{qs}	62
III.5.4. Bloc de défluxage.....	63
III.6. RESULTATS DE SIMULATION.....	64
III.6.1. Simulation avec la commande MLI sinus-triangle de l'onduleur	64
III.6.2. Simulation avec la commande MLI pré-calculé de l'onduleur..	68
III.7. CONCLUSION	70
CONCLUSION GENERALE	72
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	74
ANNEXE A	
ANNEXE B	
ANNEXE C	

Table des figures

Figure I.1: Organisation de la machine asynchrone	4
Figure I.2 : Stator de la machine asynchrone	4
Figure I.3 : Construction d'un rotor bobiné	5
Figure I.4 : Machine asynchrone à cage d'écureuil	5
Figure I.5 : Présentation des axes statoriques et rotoriques	8
Figure I.6 : Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS	12
Figure I.7 : Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère d-q	16
Figure I.8 : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab	19
Figure I.9 : Résultats de simulation de la MAS à vide	21
Figure I.10 : Résultats de simulation de la MAS en charge	23
Figure II.1 : Digramme puissance-fréquence des composants Miller	27
Figure II.2: Onduleur triphasé de tension en pont	28
Figure II.3: Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle	31
Figure II.4: Allure de commande MLI pré-calculée	34
Figure II.5: Signal de commande indiquant les paramètres utiles	37
Figure II.6: Schéma synoptique sur association machine asynchrone-onduleur	38
II.7: Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur à MLI	39
Figure II.8: Schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle	40
Figure II.9: Représentation de la porteuse et la modulante	40
Figure II.10: Résultats de simulation signales de commande K_a , K_b et K_c	41
Figure II.11 : Résultats de simulation de tension de sorties composés U_{AB} , U_{BC} et	41
Figure II.12: Résultats de simulation de tension de sortie d'onduleur	42
Figure II.13: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale démarrage à vide.	42
Figure II.14: Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS	43
Figure II.15: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale	44
Figure II.16: Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à cinq angles	45
Figure II.17: Résultats de simulation signales de commande S_1 , S_2 et S_3	46
Figure II.18: Résultats de simulation signales de commande S_1 , S_2 et S_3	46
Figure II.19: Résultats de simulation de tension de sorties composés U_{AB} , U_{BC} et U_{CA}	47
Figure II.20: Résultats de simulation de tension de sortie d'onduleur	47

Figure II.21: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI pré-calculé démarrage à vide.	48
Figure II.22: Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS	49
Figure II.23: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI pré-calculée démarrage en charge	49
Figure III.1 : Stratégies de commande vectorielle de machine asynchrone	52
Figure III.2: Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC	53
Figure III.3: Représentation de l'orientation du repère d-q	54
III.4: Structure du bloc F.O.C	57
Figure III.5: Reconstitution des tensions v_{ds} et v_{qs}	58
Figure III.6: Commande découplée – expression de Φ_r et C_{em}	58
Figure III.7: Schéma de principe d'un contrôle vectoriel indirect alimenté en tension	59
Figure III.8: Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω_r	60
Figure III.9: Schéma fonctionnel de régulation de courant i_{ds}	62
Figure III.10: Schéma fonctionnel de régulation de courant i_{qs}	63
Figure III.11: Bloc défluxage	63
Figure III.12 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension	64
Figure III.13 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse à vide	66
Figure III.14 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse en charge	67
Figure III.15 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse à vide	68
Figure III.16 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse en charge	70

Liste des tables

Tableau I.1 : Transformation de Clarke et Concordia	16
Tableau I.2 : Transformation inverse de Clarke et Concordia	16
Tableau I.3 : Angle de transformation α selon le repère choisi	17
Tableau II.1: Différentes configurations de modulation	38
Tableau II.2: Spectres harmonique THD	50

LISTE DES SYMBOLES

- N_s : Vitesse de rotation asynchronisme
 f_s : Fréquence de réseaux
 N : Vitesse de rotation.
 α, β : Axes de référentiel statorique.
 d, q : Axes de référentiel de PARK.
 θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator
 θ_s : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator
 θ_r : angle de rotation de (d,q) par rapport au rotor
 $\Phi_{\alpha s}$: Flux statoriques sur l'axe α .
 $\Phi_{\beta s}$: Flux statoriques sur l'axe β .
 v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tension des phases statorique.
 v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tension des phases rotorique.
 R_s, R_r : Résistance des phases statoriques, rotoriques.
 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courant des phases statoriques.
 i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courant des phases rotoriques.
 $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
 $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
 L_s, L_r : Inductance cyclique statorique et rotorique
 M_{sr} : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.
 M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique
 M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
 P : Nombre de paires de pôles.
 J : Moment d'inertie des parties tournantes.
 f : Coefficient du frottement visqueux.
 C_e : Couple électromagnétique.
 C_r : Couple résistant.
 X : Grandeur physique (représente la vecteur tension, courant ou flux).
 X_o : Composante homopolaire.
 $[p]$: La matrice de transformation PARK.
-

ω_{coo} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I_{rabc} : Courants rotoriques phase a,b,c.

$I_{\alpha r}$: Courants rotoriques sur l'axe α .

$I_{\beta r}$: Courants rotoriques sur l'axe β .

T_i et T'_i : Interrupteurs de l'onduleur. les interrupteurs

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : Tensions composées à la sortie de l'onduleur.

V_{AC} : Tension alternative

U_0 : Tension continu

$[T]$: Matrice de l'onduleur

M_f : Indice de modulation

$V_{AN1} = M_a * \frac{E}{2}$: Amplitude d'harmonique fondamentale de tension simple d'un onduleur

f_p : La fréquence du signal de porteuse triangulaire

f_r : La fréquence du signal de modulation

V_{AN} :La valeur efficace de tension de sortie pour une phase,

V_{AN1} :La valeur efficace de composante fondamentale

d :Le rapport cyclique

δ : Le rapport de délai.

A_r : Amplitude de signal de référence

A_p : Amplitude de signal de la porteuse

r :Le coefficient de réglage

Q_n : valeur efficace de l'harmonique au rang n de courant/tension.

Q_1 : composante principale.

i_f : le courant d'excitation

i_a :le courant d'induit

ζ : Coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation du système.

Φ_r^* :Leflux de référence

Ω_{nom} :vitesse de rotation nominale

Φ_{nom} : Flux rotorique nominale

Introduction Générale

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications des faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en inscription des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalents à celle de la machine à courant continu [1].

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation qui est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux autres (multi niveaux), ils sont plus économiques, et très approuvés du côté de la réalisation d'où un forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique soit analogique concernant les amplificateurs opérationnels (comparateurs) soit numérique concernant les microprocesseurs. Pour ce qui est de la puissance, les onduleurs à deux et à trois niveaux ne peuvent atteindre des dizaines de méga watts, dans le cas contraire, les semi-conducteurs de ces onduleurs courent le risque de vieillissement prématuré surtout à cause d'une longue utilisation [2].

La commande de la machine asynchrone a débuté par l'utilisation de l'autotransformateur, dans ce mode de démarrage ou commande, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée et l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximale désirée.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement

Introduction générale

et le flux par le rapport tension/fréquence U/f (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport U/f , ce type de commande a ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues.

L'objectif de ce travail est relatif à une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à régulation d'une machine asynchrone.

Pour atteindre cet objectif, nous avons procédé de la manière suivante :

- Dans Le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la Machine à Induction commandée en tension, le modèle adopté est basée sur la transformation de Park, l'application de cette dernière à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasé, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.
- Dans Le deuxième chapitre, nous allons présenter la modélisation du convertisseur de fréquence, en termes de l'onduleur de tension, commandé par MLI classique, MLI pré-calculé et MLI aléatoire, l'association machine convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine,
- Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique et l'influence des trois techniques de commande de l'onduleur sur la régulation de la machine.

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude avec quelque perspective.

Chapitre I:
Modélisation et simulation de
la Machine Asynchrone

I.1. INTRODUCTION

Actuellement le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé pour effectuer de la vitesse variable ou du positionnement et ceci pour plusieurs raisons :

- C'est le moteur le plus robuste et le moins cher sur le marché
- Sa commande assez complexe peut être réalisée sans trop de difficulté du fait des gros de la commande numérique.
- Le développement des semi-conducteurs commandés à l'ouverture autant qu'à la fermeture permet l'utilisation de ce moteur dans une large gamme de vitesse et de puissance.

L'inconvénient principal du moteur asynchrone réside dans le couplage du flux par rapport au couple électromagnétique.

La bonne exploitation de la machine asynchrone dans une configuration de fonctionnement en moteur à vitesse variable nécessite la mise en place de moyens de contrôle adéquats pouvant assurer un entraînement totalement maîtrisé de la charge du moteur quel que soit sa vitesse. Cette application s'appuie sur une bonne connaissance du modèle de la machine ainsi que de l'expression du couple électromécanique faisant tourner le moteur, qui se trouve à son tour lié à divers paramètres et grandeurs électriques. Egalement, étant une partie indissociable du système d'entraînement à vitesse variable, le convertisseur d'électronique de puissance associé à la machine se doit aussi être bien étudié et faiblement modélisé.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état.

La simulation du modèle de la machine asynchrone dans l'environnement MATLAB/SIMULINK se comporte le démarrage à vide suivi de l'application d'un couple charge.

I.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE

I.2.1. Description

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [3].

Ce dernier peut être à rotor bobiné ou à rotor à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse rotorique n'atteint jamais la même vitesse que le champ tournant statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique tournant est appelée vitesse de glissement [4].

I.2.2. Composition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux parties, l'une est fixe (stator) et l'autre tournante (rotor) et des éléments représentés dans la figure (I.1) suivante :

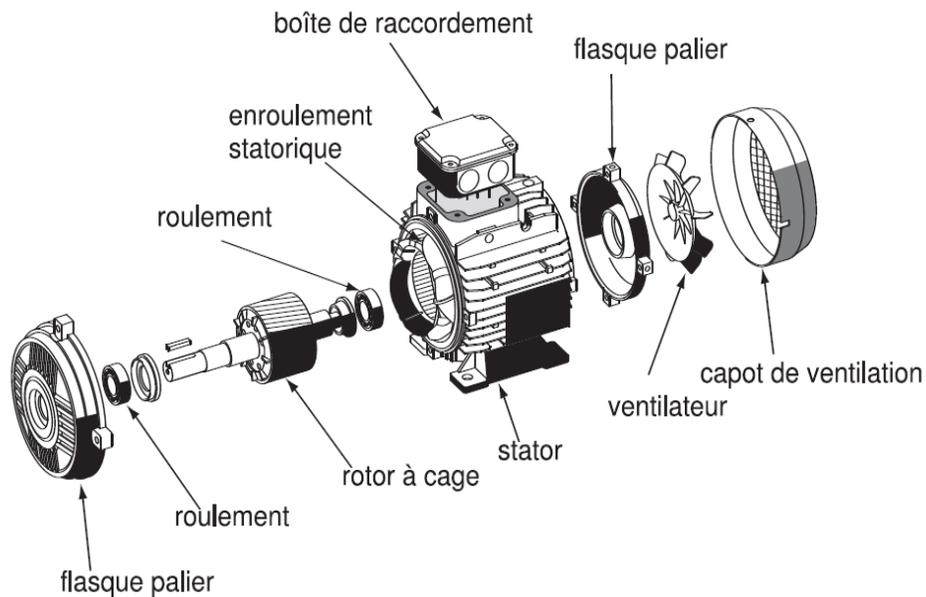


Figure I.1 : Organisation de la machine asynchrone

I.2.2.1. Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [5].



Figure I.2 : Stator de la machine asynchrone

I.2.2.2. Le rotor (moteur asynchrone)

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

❖ Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [5].



Figure I.3 : Construction d'un rotor bobiné.

❖ Machine asynchrone à cage d'écureuil:

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices, régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est par conséquent d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage de mauvaises performances (courant et couple élevés) [5].



Figure I.4 : Machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. La cage qui constitue le rotor est donc soumise à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît alors et crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation du flux : loi de Lenz ("*les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance*"). Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ tournant statorique [6].

I.4. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.4.1. Présentation de la machine

La majorité des applications industrielles ont été conçues autour de la machine asynchrone à rotor à cage. Ceci est dû principalement à sa simplicité de construction, son faible coût, son entretien facile et sa robustesse. Cependant, elle est caractérisée par un modèle fortement non linéaire. Dans ce cadre, la mise en œuvre des stratégies de commande performantes pour cette machine nécessite la mise en place d'un modèle fiable et capable d'étudier les différents régimes à observer. Dans la littérature [7] [8] [9] [10], les modèles dynamiques qui sont couramment utilisés dans l'élaboration des lois de commande et/ou dans la mise en place des systèmes d'observation sont établis respectivement dans le référentiel de Park tournant à la vitesse de synchronisme du champ tournant et de Concordia fixe lié au stator. Dans le cadre de ce mémoire, on résume l'essentiel de ces deux modèles et on insiste sur les hypothèses simplificatrices adoptées.

I.4.2. Hypothèses simplificatrices

Les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles couramment utilisées dans la mise en place des différents modèles de la MAS largement citées dans la littérature [11] [12] [8], qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [13].

- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants);
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs;

- Seul le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase est considéré;
- L'entrefer est constant;
- Les inductances propres sont constantes;
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- La symétrie de construction est parfaite;
- La machine est ramenée à sa forme bipolaire pour fins d'étude, les paires de pôles étant introduites de façon judicieuse et intelligible.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.
- Les Résistances des enroulements sont considérés comme constantes.

Dans le but de simplifier la modélisation de la machine asynchrone, l'étude théorique est menée sur une machine bipolaire. Les résultats sont transposables pour une machine multipolaire à condition de multiplier le couple et de diviser la vitesse par p .

1.4.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la figure (I.5).Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulement fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulement identiques décalés dans l'espace de 120° .ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle [14].

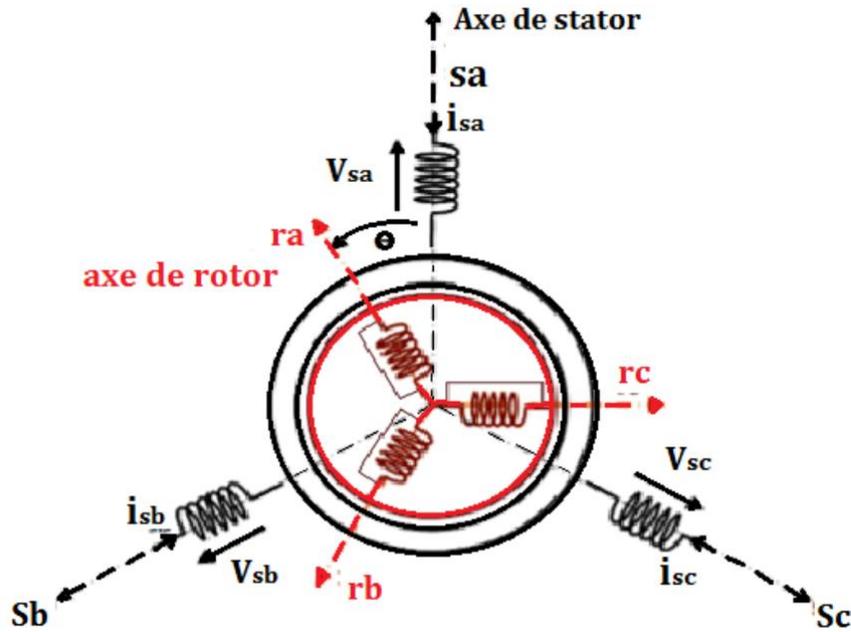


Figure I.5 : Présentation des axes statoriques et rotoriques

Avec ;

s_a, s_b, s_c : Axes de phases statoriques.

r_a, r_b, r_c : Axes de phases rotoriques.

θ : Angle électrique entre l'axe de la phase s_a statorique et la phase r_a rotorique

I.4.4. Équations générales de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit:

I.4.4.1. Équations électriques

Les six enroulements représentés par la figure (I.5), obéissent aux équations matricielles suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[v_{sabc}] = [R_s] * [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.2)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles. Les équations des tensions rotorique peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[v_{rabc}] = [R_r] * [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = [0] \quad (I.4)$$

En désignant par:

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux totaux à travers ces enroulements.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tensions rotoriques

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les grandeurs, $[v_{sabc}]$, $[v_{rabc}]$, $[i_{sabc}]$, $[\Phi_{sabc}]$, $[v_{rabc}]$, $[i_{rabc}]$, $[\Phi_{rabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3x1 définit comme : Vecteur tensions, courants et flux statorique et rotorique,.

I.4.4.2. Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

- Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$\text{Ainsi } [M_{sr}] = [M_{rs}]^t = [M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Tell que:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La relation entre les flux et les courants est décrite comme suite:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec

$$L_s = l_s - M_s$$

$$L_r = l_r - M_r$$

$$M_{sr} = \frac{3}{2} M_0$$

θ : La position absolue entre le stator et le rotor ;

l_s, l_r : Inductance propre du stator et du rotor ;

L_s, L_r : Inductance cyclique statorique et rotorique ;

M_r, M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique et rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

M_0 : Mutuelle maximal

En mettant les équations (I.5)et (I.6) dans (I.2) et(I.4),respectivement nous obtenons les deux expressions suivantes :

Pour le stator :

$$[v_{sabc}] = [R_s] * [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] * [i_{sabc}] + [M_{sr}] * [i_{rabc}] \} \quad (I.9)$$

Pour le rotor :

$$[v_{rabc}] = [R_r] * [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] * [i_{rabc}] + [M_{rs}] * [i_{sabc}] \} = [0] \quad (I.10)$$

I.4.4.3. Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [15].

$$C_e = p * [I_{sabc}]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] * [I_{rabc}] \quad (I.11)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J * \frac{d}{dt} \Omega_r - f_r * \Omega_r = C_e - C_r \quad (I.12)$$

Avec :

J : moment d'inertie des masses tournantes

C_r: Couple résistant impose à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution du système d'équation (I.9) et (I.10) est difficile à résoudre vu la variation de ces paramètres avec le temps. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équation différentielles à coefficient constant. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. En utilisant la transformation de Park, ce qui conduit à des relations indépendantes de la position.

I.4.5. Equation de la machine biphasée équivalente

I.4.5.1. Transformation de Park

Pour étudier les comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone le modèle basé sur la théorie de Park est très adapté. Il présente un bon compromis entre précision et simplicité

mathématique pour les applications de contrôle-commande et peut servir à l'analyse fiable des grandeurs de la machine aussi bien en régime permanent que transitoire [16].

La transformation de Park permet de faire correspondre au système réel triphasé d'axes (a, b, c) un système biphasé équivalent, du point de vue électrique et magnétique, disposé selon deux axes (d, q) lié aux champs tournant ou (α , β) lié au stator représentés par la Figure (I.6).

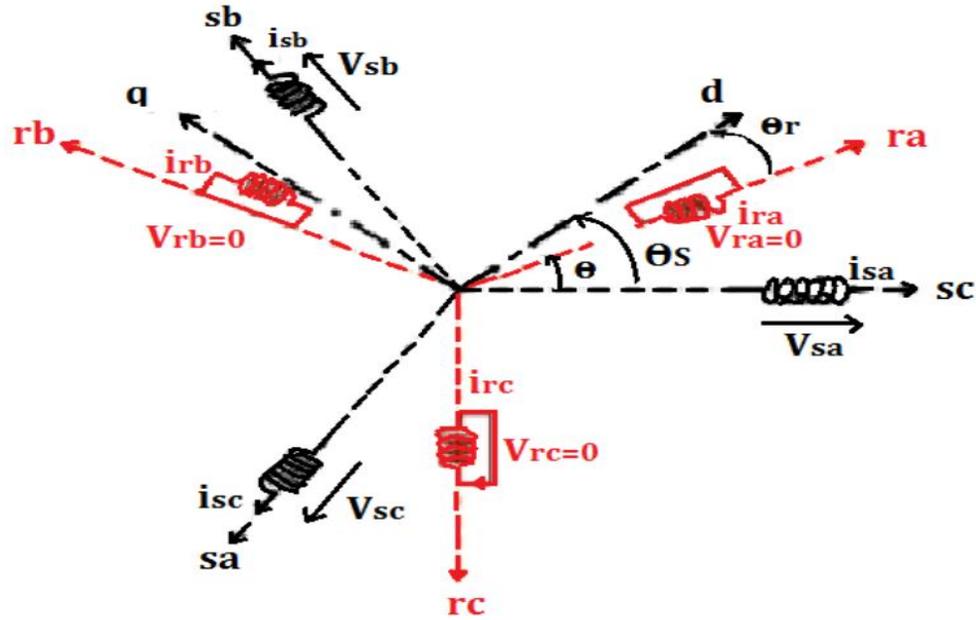


Figure I.6 : Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

Tel que :

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

θ_s : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator

θ_r : angle de rotation de (d,q) par rapport au rotor

Les angles sont liés par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$

Pour simplifier la représentation des équations électriques (I.9) et (I.10), on introduit la transformation de Park normalisé qui est obtenue à l'aide de la matrice [P] suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $[P]^{-1} = [P]^T$ et pour conserver la puissance électrique instantanée [17].

Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

X : ce sont des variables statoriques ou rotoriques tension, courant ou flux.

o: Indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de Park normalisée a pour expression :

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

D'où les transformations inversent des variables

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

La transformation de Park normalisé consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes « d » et « q ».

I.4.5.2. Equations électriques et magnétiques

Le modèle de la machine asynchrone, après la transformation de Park dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant, s'écrit

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Dans les équations électriques précédentes (I.15) à (I.18), nous n'avons pas fait figurer les composantes d'indice « o », qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique.

I.4.5.3. Equation mécanique

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit.

Cependant, dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques sont nulles bien que les tensions statoriques ne sont pas nulles.

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulement statorique en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression :

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$P_e = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} \quad (I.19)$$

Qui s'écrit, en appliquant la transformation de Park normalisée :

$$P_e = \frac{3}{2} (v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs} + 2 * v_{os}i_{os}) \quad (I.20)$$

Après :

$$P_e = \frac{3}{2} * [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 * i_{os}^2)] + \frac{3}{2} * \left[i_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + 2 * i_{os} \frac{d\Phi_{os}}{dt} \right] + \frac{3}{2} * [\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] * \omega_s \quad (I.21)$$

La puissance électrique fournie se décompose en trois termes :

Le premier crochet représente les pertes joules statorique, le deuxième crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée tandis que le troisième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine. La puissance électromécanique s'écrit donc :

$$\frac{3}{2} * [\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] * (\omega_s - \omega) = \frac{3}{2} * [\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] * \omega_r \quad (I.22)$$

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω_r

$$C_e = \frac{3}{2} * [\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] \quad (I.23)$$

Pour une machine asynchrone multipolaire : si on considère l'angle électrique θ_r et la vitesse électrique ω_r ($\omega_r = p * \Omega$, ou Ω est la vitesse mécanique), obtenue en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles « p », les équations électriques sont inchangées, et l'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} * [\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}] = \frac{3}{2} * \frac{pM_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr}i_{qs} - \Phi_{qr}i_{ds}) \\ \frac{J}{p} * \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{p} \omega_r \end{cases} \quad (I.24)$$

I.5. CHOIX DE REFERENTIEL

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation de repère d'axe (d,q).L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composants de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe trois choix concernant l'orientation du repère d'axe (d,q). En pratique le choix se fait en fonction des objectifs de l'application [18][16, 11]:

- Repère d'axes (α, β) **lié au stator** ($\omega_s = 0$ et $\omega_r = -\omega = p * \Omega$): Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.
- Repère d'axes (x, y) **lié au rotor** ($\omega_s = \omega_r$ et $\omega = 0$): Ce choix est nécessaire dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.
- Repère d'axes (d,q) **lié au champ tournant** ($\omega = \omega_s - \omega_r$): On choisie ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes dont la fréquence d'alimentation est constante.

I.6. MODELE BIPHASEE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Au sens du modèle de Park, la structure de la MAS diphasée montrée par la figure (I.7).

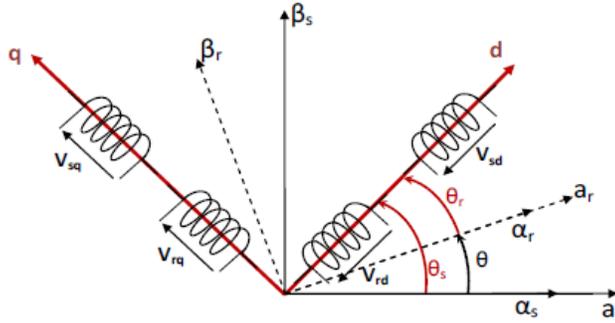


Figure I.7 : Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère d-q

Dans cette figure, on a repéré les différents référentiels communs au stator et au rotor jugé utile dans la mise en place des modèles dynamiques de la machine asynchrone.

I.6.1.Modèle de Concordia de la Machine asynchrone

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé (α, β) . Il existe principalement deux Transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. [19]

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23} [x_{abc}]$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$
$\text{Avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\text{Avec } C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau I.1 : Transformation de Clarke et Concordia

Passer d'un système diphasé $\alpha\beta$ vers un système triphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = T_{32} [x_{\alpha\beta}]$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$
$\text{Avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\text{Avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau I.2 : Transformation inverse de Clarke et Concordia

α	Repère ($\alpha\beta$)	Repère (dq)
Grandeur statorique	0	θ_s
Grandeur rotorique	θ	$\theta_s - \theta$

Tableau I.3 : Angle de transformation α selon le repère choisi

Afin de développer les lois de commande basées sur le contrôle et le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il est plus judicieux de choisir le repère diphasé (α,β) lié au stator. Pour le modèle complet, on considère la vitesse mécanique Ω est un variable d'état. Nous avons choisi comme variable d'état, les deux courant statoriques, les deux flux rotoriques et la vitesse mécanique, notre choix et donc le vecteur d'état suivant [20] [21] [22][23] [10] :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s\sigma L_r T_r} & \frac{\omega_r M_{sr}}{L_s\sigma L_r} \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r M_{sr}}{L_s\sigma L_r} & \frac{M_{sr}}{L_s\sigma L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.25}$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: représente le coefficient de dispersion de Blondel.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique

Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statorique sont mesurables et d'autre part par ce que l'on veut contrôles la norme du flux rotorique. Ce modèle constitue la base servant à l'élaboration des lois de commande pour la MAS.

I.6.2. Modèle de Park de la MAS

Dans le repère de Park (d,q) tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , le modèle dynamique le plus adopté à l'élaboration des lois de commande vectorielle de la machine asynchrone à flux rotorique orienté est régit par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{T_r M_{sr}\sigma} & \frac{1-\sigma}{M_{sr}\sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{L_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \frac{1-\sigma}{M_{sr}\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{T_r M_{sr}\sigma} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

On retient que la principale caractéristique de ce modèle réside au niveau de ses variables d'état qui sont constants en régime permanent. Il est souvent adopté à la mise en place d'une commande DTC via l'exploitation de la technique de modulation vectorielle.

I.7. SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur maximale 220V, et de fréquence 50Hz.

A $t=0.4(s)$ on insert un couple résistant de valeur nominale $C_r= 10 \text{ N.m}$.

Les paramètres de la machine sont donnés en **ANNEXE A**.

Les résultats de simulation sur MATLAB/SIMULINK sont donnés par la figure (I.8).

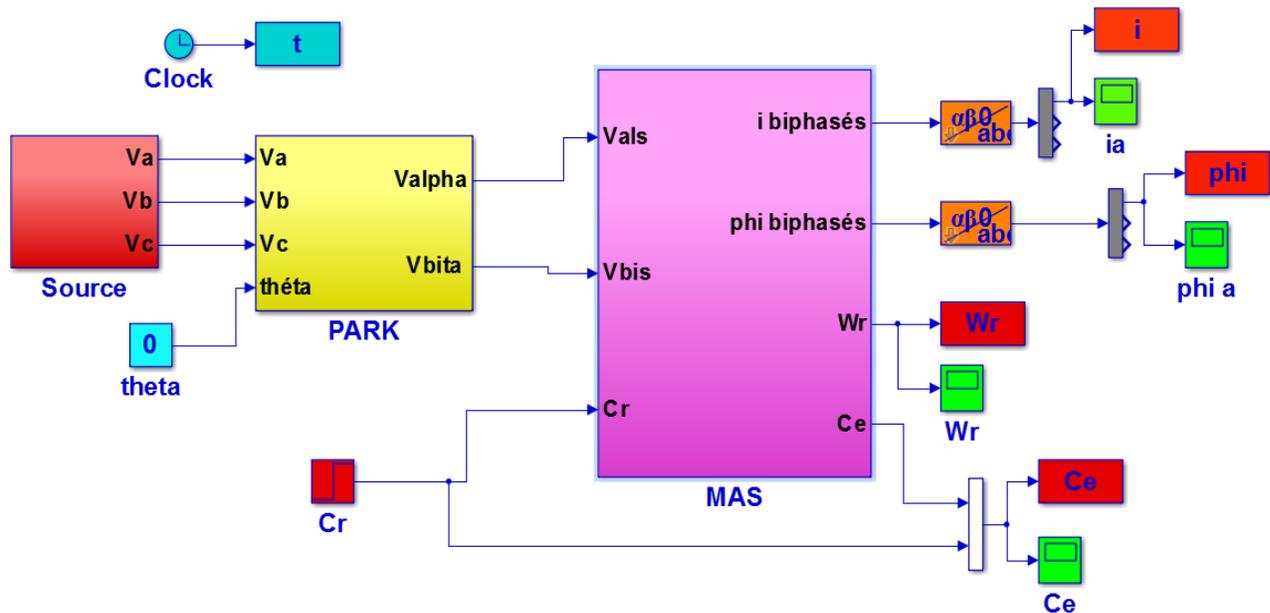
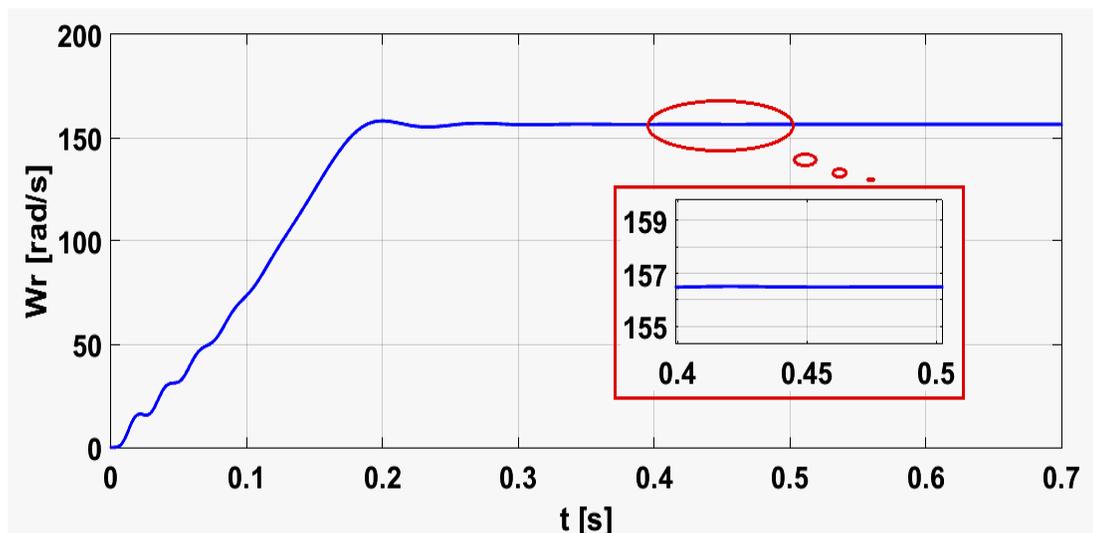


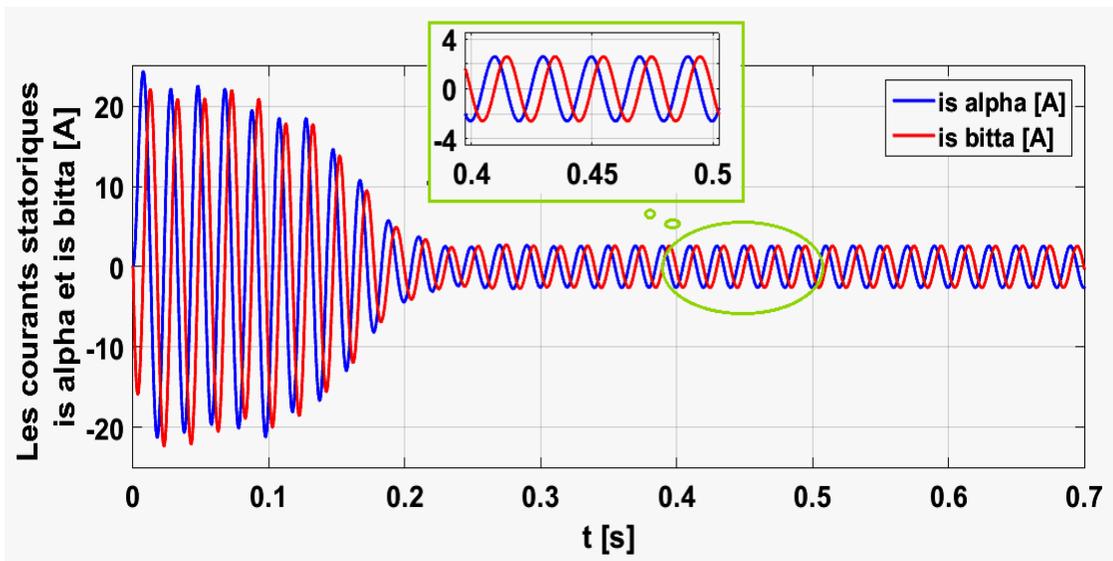
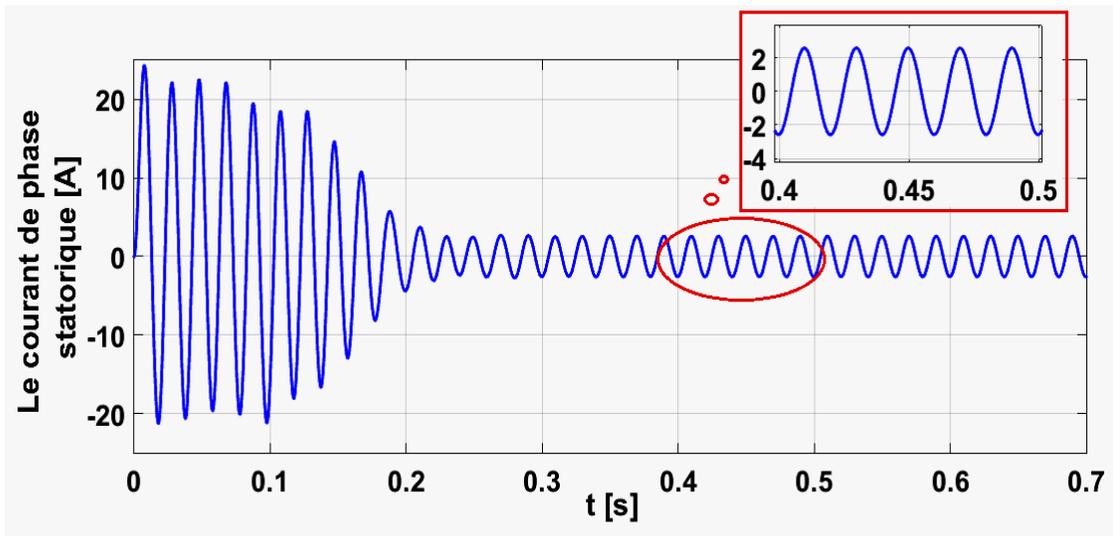
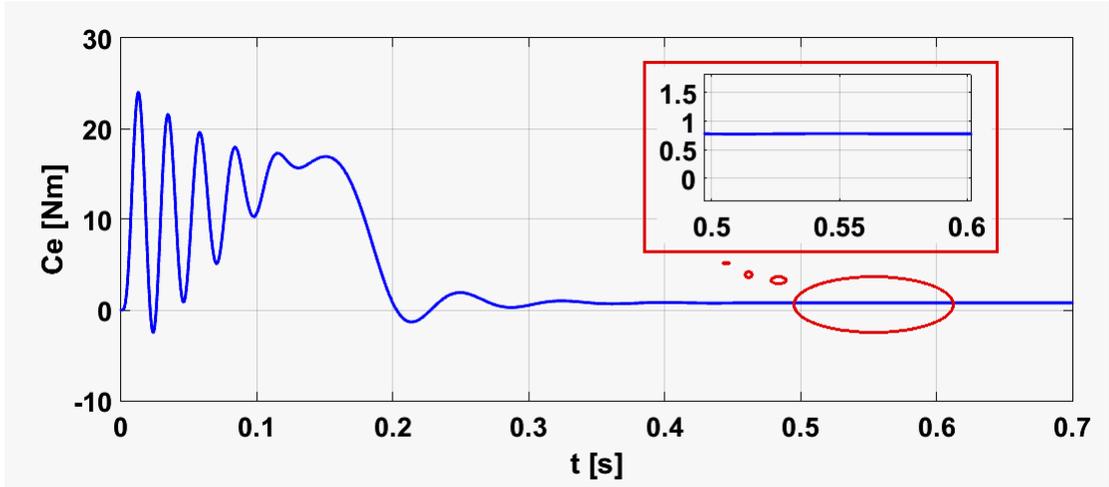
Figure I.8 : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab /Simulink

I.7.1. Résultats de simulation

Afin de faire une première validation du modèle de la MAS, nous allons faire quelques simulations du modèle et voir la cohérence de ses réponses. Pour ce test, nous alimentons directement la MAS à vide par le réseau triphasé 220/380 V. Les paramètres de la machine utilisés sont donnés en annexe. Après avoir simulé le block de la figure (I.8) nous avons obtenu les allures suivantes :

- Démarrage à vide $Cr=0$





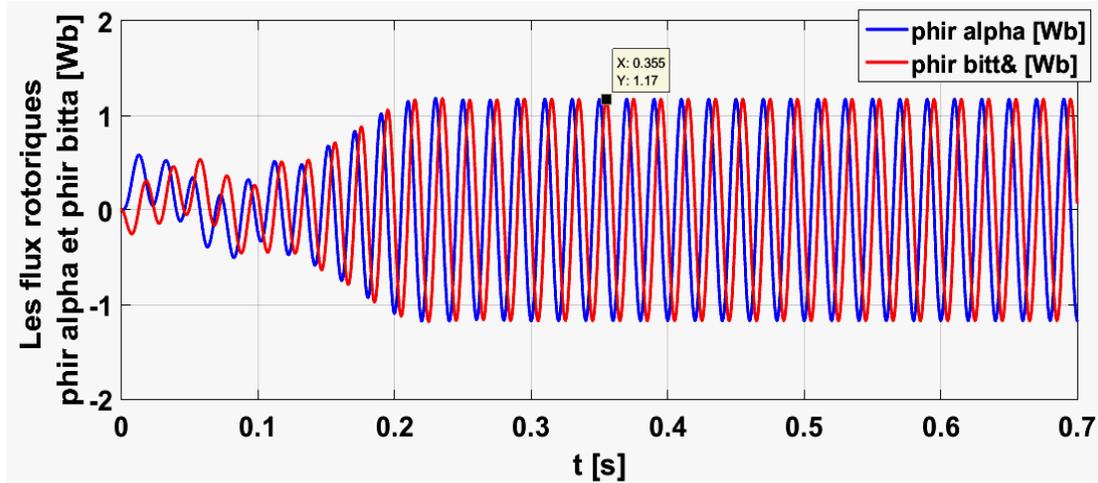


Figure I.9 : Résultats de simulation de la MAS à vide

Au démarrage de la machine, le couple est 8 fois supérieur au couple nominal et c'est la même remarque pour le courant statorique et le flux rotorique, qui est due au besoin du moteur pour vaincre l'inertie du moteur et de la charge.

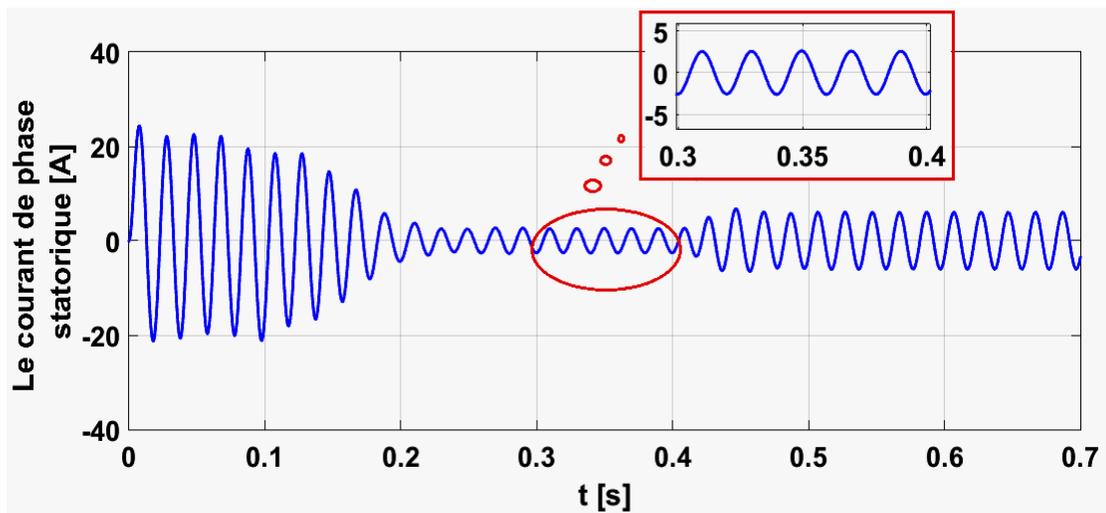
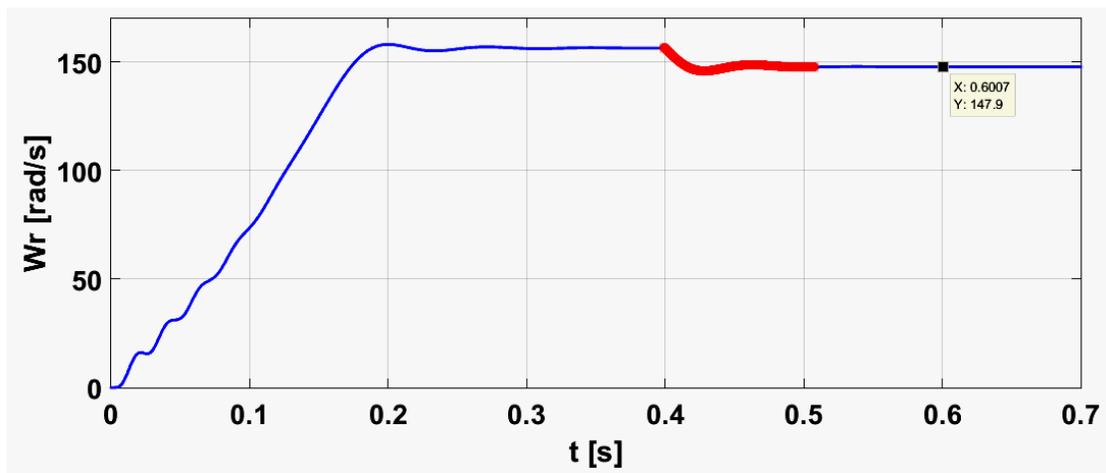
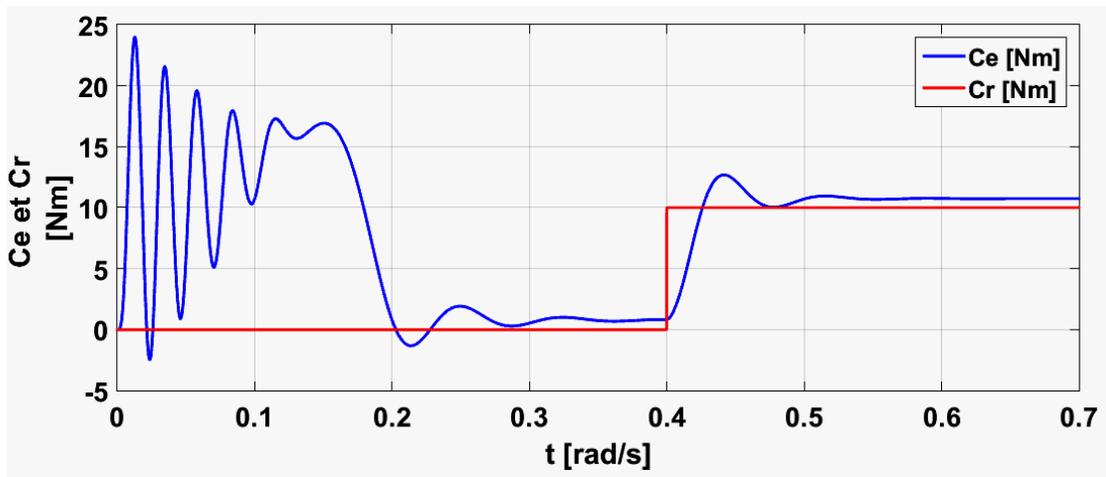
Après le régime transitoire le couple se stabilise à la valeur du couple de charge ce qui permet aux courants statorique et le flux rotorique de se stabiliser aux valeurs correspondant au couple de charge.

L'allure du courant au régime permanent est sinusoïdale correspondant à la source d'alimentation (triphasée équilibrée). La vitesse du moteur démarre de zéro jusqu'à sa valeur de charge (après une fluctuation du couple) qui correspond à un glissement donné. La vitesse ω se stabilise à la valeur 157 rad/s avec un accroissement presque linéaire.

Les résultats de simulation représentent la réponse du système à vide figure (I.9).

- **En charge :(Cr=10N.m)**

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=10\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=0.4\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I.10): Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.



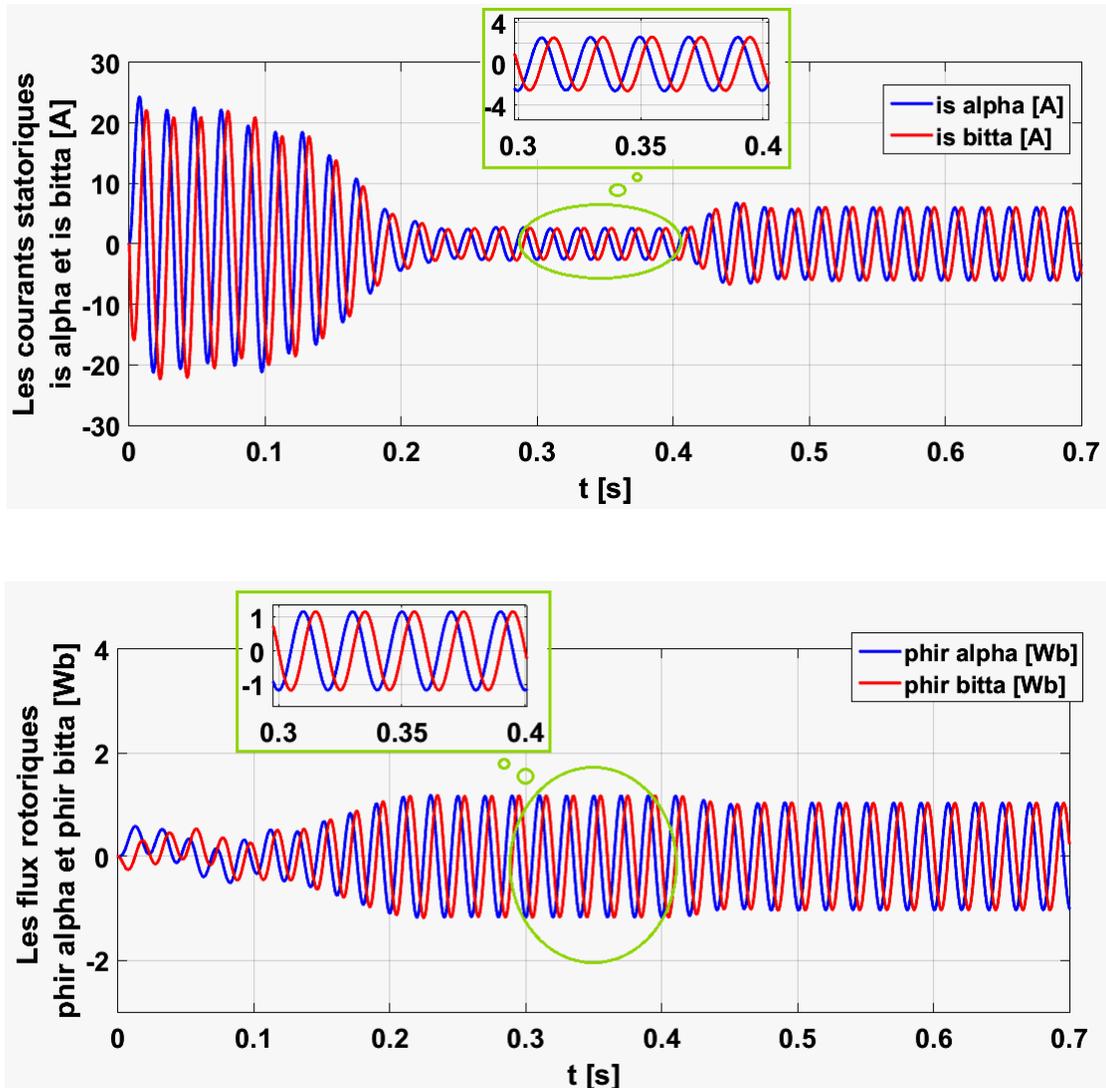


Figure I.10 : Résultats de simulation de la MAS en charge

I.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de fonctionnement ainsi que la modélisation de la machine asynchrone. Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction nous donne un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien.

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé de Park.

Les résultats obtenus nous montrent bien la validité du modèle de Park appliquée à la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Chapitre II :
**Modélisation et stratégies
de commande d'un onduleur
de tension triphasé**

II.1. INTRODUCTION

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone se réalise par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. Cette source n'est autre qu'un convertisseur statique (onduleur) alimenté par une tension continue constante.

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des composants de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple.

Actuellement il existe différentes stratégies de commande, selon le type de convertisseur et les outils utilisée pour la conception de la commande. Malgré leur diversité, mais leurs objectifs restent toujours convergent. En effet, ces différentes techniques de commandes visent principalement à réguler en fréquence et en amplitude la tension ou le courant générée par le convertisseur. De plus, elles améliorent la qualité de l'énergie fournie par le convertisseur, cette amélioration est traduite par la minimisation de taux d'harmonique de la tension ou de courant générée. Par ailleurs ce second objectif dépend d'une stratégie à une autre [24].

La commande des convertisseurs de puissance statiques notamment les onduleurs, repose de plus en plus sur la génération numérique en temps réel de formes d'onde modulées en largeur d'impulsion utilisant soit des microprocesseurs, soit des DSP. Par contre il existe de stratégies MLI d'élimination harmonique qui impliquent un calcul hors ligne en utilisant un ordinateur pour déterminer les caractéristiques de l'angle de commutation MLI. Ceci a été nécessaires car les équations relatives aux angles de commutation MLI en tension sont transcendantes et ne peuvent pas être résolues en ligne par un contrôleur basé sur un microprocesseur ou DSP.

Un calcul hors ligne significatif est donc impliqué dans le développement de ces stratégies, ce qui a retardé leur utilisation par l'industrie dans de nombreuses applications.

En revanche, les techniques MLI conventionnelles comme la modulation sinus-triangle, hystérésis et modulation vectorielle sont basées sur des processus de modulation bien établis et définissables, qui peuvent être facilement implémentés à l'aide d'implémentations logicielles standard, DSP ou de microprocesseurs [25].

Dans ce chapitre nous exposons la description, la modélisation d'un onduleur de tension et trois catégories de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) (En anglo-saxon Pulse Width Modulation PWM), qui diffèrent dans le concept et les performances :

- **Les modulations *sinus – triangle*** effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- **Les modulations pré-calculées** pour lesquelles les angles de commutation sont calculées hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- **Les modulations aléatoires** permettent d'atténuer l'amplitude des harmoniques du signal de sortie du convertisseur. Au lieu d'avoir des composantes spectrales en chaque multiple de la fréquence de commutation, on obtient des composantes étalées sur tout le spectre de fréquence avec des amplitudes aux fréquences centrales atténuées

II.2. DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR STATIQUE

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Ces cellules de commutation sont déterminées par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation figure (II.1). En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées à l'application des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture ; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [26]. Il permet d'imposer à la machine un système de tensions alternatives triphasées réglables en fréquence et en valeur efficace grâce à des lois appropriées de commande des semi-conducteurs [27].

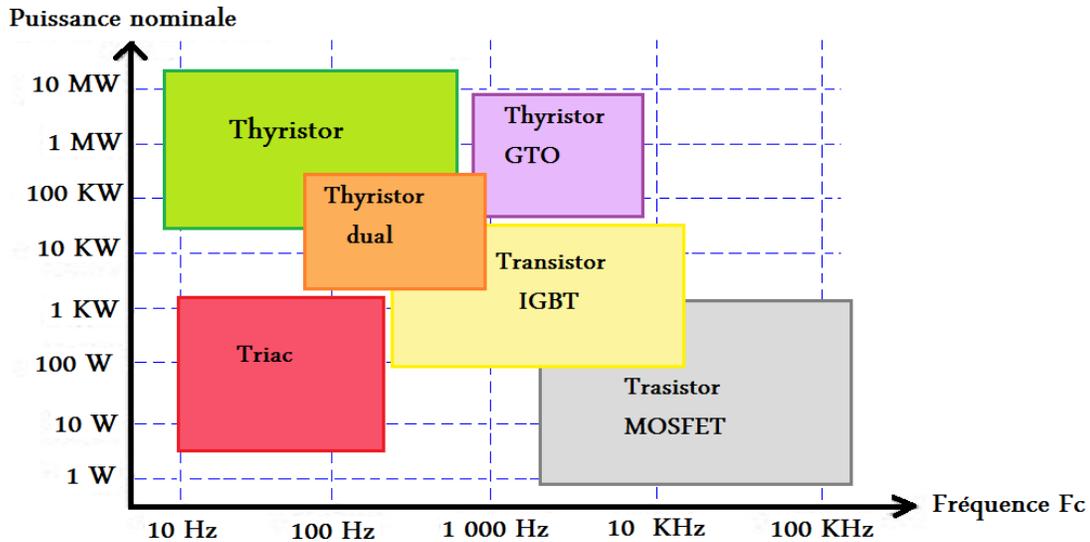


Figure II.1 : Digramme puissance-fréquence des composants Miller

II.3. STRUCTURE DE L'ONDULEUR

Un onduleur est un convertisseur de puissance destiné à convertir une tension continue en une tension alternative par un jeu de commutations. Ces jeux de commutation concernent la commande des interrupteurs de l'onduleur [28].

L'onduleur est constitué de trois bras dont chaque bras est composé de deux composants électroniques de puissance reliés en série. Ces Composants peuvent être des transistors IGBT ou des MODFET. Chaque composant est mis en parallèle avec une diode qui permet d'écouler l'énergie emmagasinée dans la machine au moment de l'arrêt ou pendant le freinage et c'est ainsi qu'elle le protège. La structure à trois bras est représentée sur la figure (II.2). Pour assurer la continuité des courants alternatif i_{SA} , i_{SB} , i_{SC} les interrupteurs T_a et T'_a , T_b et T'_b , T_c et T'_c , doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les sorties de l'onduleur V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , sont, par commodité, référenciés par apport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée 0 [29].

II.4. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (II.2), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [30], [31].

Il est à noter que les interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est donc enclenché qu'une seule fois par période, c'est à dire que si : $S_i=1$, alors $S_i'=0$ avec $i = a, b, c$.

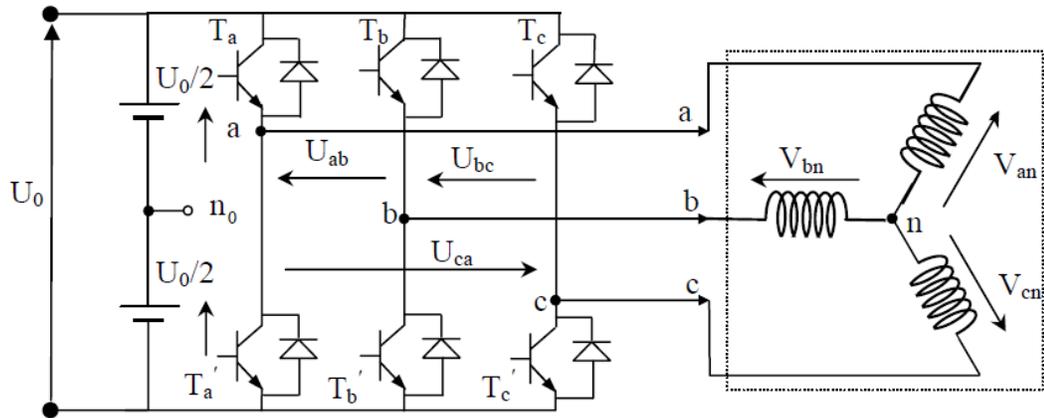


Figure II.2: Onduleur triphasé de tension en pont

La commutation entre les interrupteurs est supposée instantanée et les chutes de tension à leurs bornes sont considérées négligeables.

II.4.1. Hypothèses simplificatrices

On considère les hypothèses simplificatrices suivantes [32] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension au bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge est triphasée, équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé.

II.4.2. Détermination des tensions de sortie de l'onduleur :

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est fermée et T'_i est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est fermé

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (II.1)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

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 n0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.4})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (1 \text{ ou } 0) \{i=a, b, c\}$ on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.5})$$

On a donc :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

En remplaçant (II.4) dans (II.3), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Donc l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu alternatif selon la relation suivante:

$$[V_{AC}] = [T][U_0] \quad (\text{II.10})$$

Tel que

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

Ou :

V_{AC} : Tension alternative

U_0 : Tension continu

$[T]$: Matrice de l'onduleur

II.5. LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (**M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion ou PWM : **P**ulse **W**idth **M**odulation) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. La MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [33].

Les méthodes MLI sont préférées en raison de leur fréquence de commutation fixe, de leur faible courant d'ondulation et de leurs caractéristiques de spectre harmoniques bien définies. Ces stratégies intègrent une "tension de sortie moyenne par cycle" égale à la tension de référence, en utilisant soit la technique sinus-triangle ou les méthodes numériques de programmation d'impulsion (Vectorielle, pré-calculée). L'avantage caractéristique est qu'ils servent à générer une relation linéaire entre les tensions de référence et de sortie dans une plage limitée.

II.5.1. Modulation MLI Sinusoïdale (SPWM) : Triangulo-sinusoidale

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revues dans la littérature. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse figure (II.3).

Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

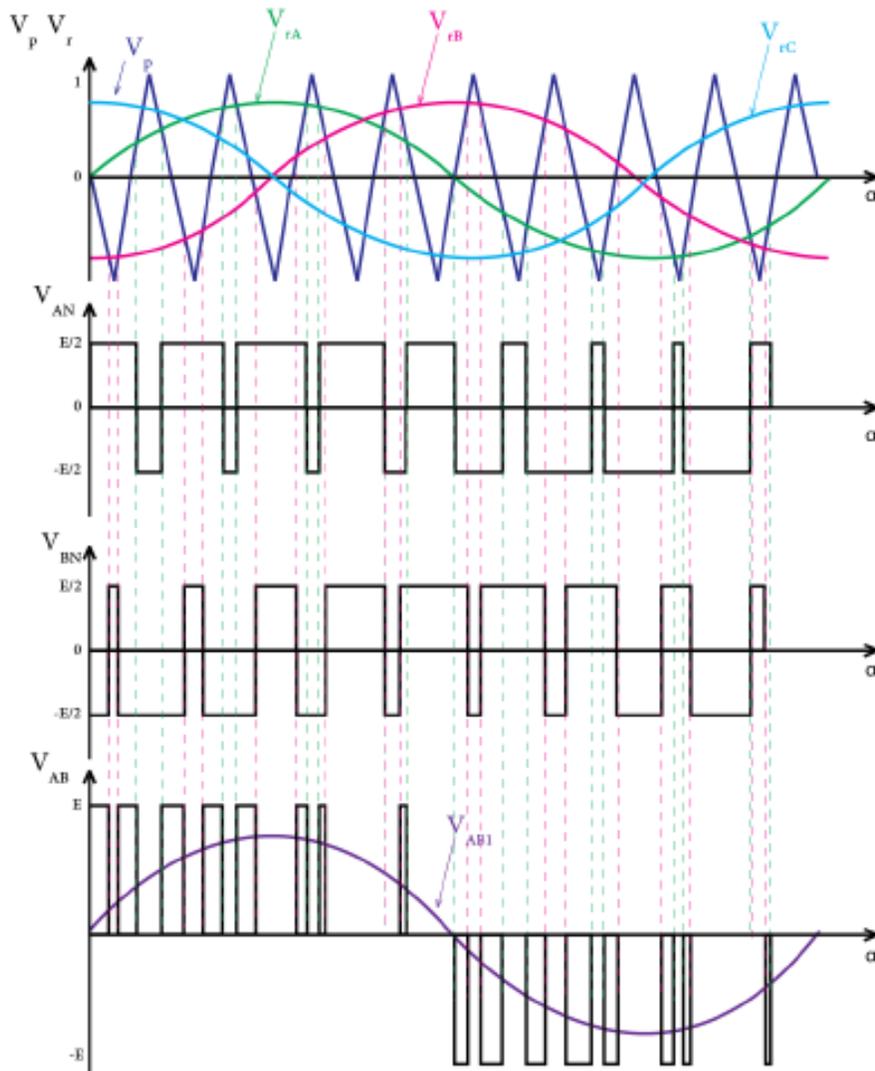


Figure II.3: Courbes de signal de la porteuse, de référence et les tensions de sortie d'un onduleur triphasé commandé en MLI sinus-triangle

II.5.2. LES PARAMETRES DE PERFORMANCE

Afin de comparer les résultats de différentes méthodes MLI, plusieurs indices de performance sont définis en fonction de l'analyse de fréquence. Ces analyses des tensions et des courants à l'entrée ou à la sortie de l'onduleur peuvent être réalisées avec les coefficients de la série de Fourier ou avec la transformée de Fourier.

- **Taux de modulation** : La largeur d'impulsion de technique MLI sinus-triangle dépend au ratio de signal de référence au signal triangulaire porteuse il est défini comme [25] :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p} \quad (\text{II.11})$$

A_r : Amplitude de signal de référence

A_p : Amplitude de signal de la porteuse (triangulaire)

On peut exprimer l'amplitude d'harmonique fondamentale de tension simple d'un onduleur [34] :

$$V_{AN1} = M_a * \frac{E}{2} \quad (\text{II.12})$$

- **Indice de modulation** : La fréquence f_p du signal de porteuse triangulaire est généralement considérablement supérieure à la fréquence f_r du signal de modulation. Le rapport de f_r et f_p est un paramètre très important de l'efficacité de la modulation il est aussi désigné « coefficient de réglage ».

$$M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II.13})$$

Pour les petites valeurs de M_f , les signaux porteurs et référence doivent être synchronisés, afin d'éliminer les subharmoniques indésirables dans la tension de sortie. Si ces signaux sont synchronisés, M_f est un nombre entier.

La valeur de M_f dépend de la fréquence du signal de référence et affecte de manière significative la performance de l'onduleur. En augmentant la fréquence, les pertes de commutation dans l'onduleur augmentent, mais le spectre de tension de sortie est amélioré et il est plus facile de filtrer les harmoniques de haute fréquence produit à cause de la modulation.

Lors du choix de f_p , la tension, la puissance et d'autres paramètres doivent être prises en compte. Par conséquent, la sélection de M_f est un problème d'optimisation aux multiples facteurs. La tendance générale est qu'on choisit une valeur supérieure de M_f pour les onduleurs de faible puissance et faible tension et vice versa.

- **Taux de distorsion harmonique totale (THD)**

$$THD\% = \frac{100}{Q_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (Q_n)^2} \quad (\text{II.14})$$

Q_n : valeur efficace de l'harmonique au rang n de courant/tension.

Q_1 : composante principale.

Les résultats de ce coefficient dépendent du nombre d'harmoniques considérés dans le calcul. C'est une bonne pratique de considérer un certain nombre d'harmoniques plusieurs fois plus grand que la fréquence de commutation.

II.5.2. Technique MLI pré-calculée

L'application des méthodes MLI dans différents systèmes industriels vise à améliorer les taux d'harmoniques, à réduire les pertes dans l'onduleur ou dans la charge, à réduire les pulsations de couple et les vibrations dans les applications des machines électriques [25].

Les techniques de modulation sont des techniques qui déterminent les angles de commutation des interrupteurs en temps réel. Ces angles peuvent aussi se calculer de façon préalable et convenable, tenant compte du nombre des harmoniques de faible ordre que l'on désire éliminer ou pousser vers des fréquences plus élevées. Une fois les angles calculés, le motif de commande peut se générer préalablement et se mémoriser dans un **EPROM** [35] pour commander les interrupteurs de l'onduleur.

La technique MLI pré-calculée est basé sur la définition hors ligne optimale des instants de commutation pour éliminer les harmoniques indésirables d'ordre inférieur et contrôler la tension fondamentale.

L'inconvénient de cette approche est l'informatique étendue. En comparaison avec MLI sinus-triangle ou MLI vectorielle, MLI pré-calculée peut offrir :

- Réduction de la fréquence de commutation de l'onduleur d'environ 50%
- Fonctionnement direct en sur-modulation fournissant plus de tension de sortie
- Réduction de l'ondulation du courant continu et élimination d'oscillations dans le filtre de sortie
- Mise en œuvre plus simple à partir d'une table de correspondance.

Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période comme montré sur la figure (II.4). Cette onde est caractérisée par le nombre de créneaux ou d'impulsions par alternance. Que ce soit impair ou pair, ces angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux [36].

Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques

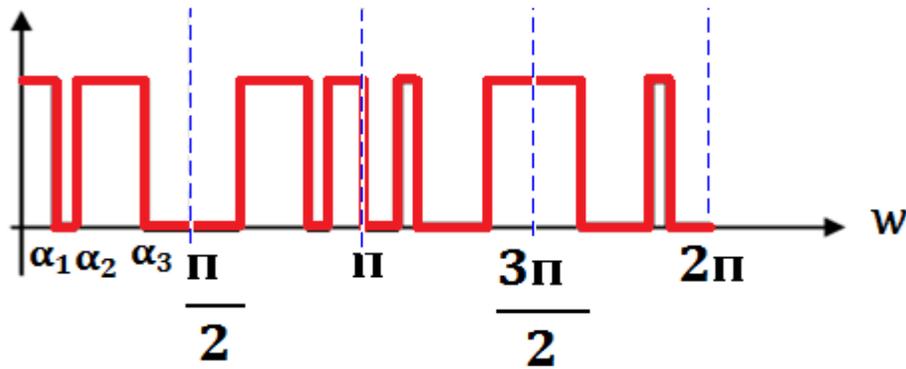


Figure II.4: Allure de commande MLI pré-calculée

Le développement de la technique [37] tient compte de la périodicité et de la symétrie en utilisant la théorie de la série de Fourier.

La décomposition en série de Fourier d'un signal MLI permet d'exprimer une relation entre l'amplitude d'une raie et les angles de commutation du signal tel que :

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{II.15})$$

Où a_n et b_n sont des coefficients données par :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (\text{II.16})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (\text{II.17})$$

Considérons que le signal est périodique et symétrique impair en quart d'onde, comme montré dans la figure (II.4) c'est-à-dire : Pour une fonction pareille, ses coefficients a_n et b_n de la série de Fourier s'écrivent :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad (\text{II.18})$$

Donc, pour tous **n impair**, et **p donné**, les coefficients a_n sont donnés par:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \text{ ou } 0 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_p < \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.19})$$

Pour éliminer les harmoniques désirées, l'expression précédente s'égalise à zéro et le système des équations non linéaires résultantes est résolu pour obtenir les angles $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p$ qui définissent les instants de commutation des interrupteurs, c'est-à-dire [38]:

$$f_i(\alpha) = \frac{4}{n_i\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n_i\alpha_k) = 0 \quad (\text{II.20})$$

Où $n_i = 1, 2, \dots, p$, sont les harmoniques à éliminer.

Remarque : le nombre d'impulsion p par alternance est égal au nombre d'harmoniques à éliminer. D'autre part, l'expression de la tension est égale à :

$$V(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \sin(\omega t) \quad (\text{II.21})$$

L'équation (II.18) contient k variables (angles) et k équations à résoudre pour éliminer $k-1$ harmoniques et contrôler la composante fondamentale.

Pour l'onduleur de tension triphasé, l'élimination des faibles harmoniques dans la tension simple implique l'élimination des faibles harmoniques dans la tension composée.

II.5.2.1. MLI pré-calculée à cinq angles

La première contrainte d'optimisation consiste à définir le niveau souhaité de la composante fondamentale. Les harmoniques à éliminer sont les impairs 3, 5, 7, ..., p , exigent que les coefficients de Fourier appropriés soient nuls. Le nombre de degrés de liberté est fourni par le nombre des angles α_k . Par conséquent la tension de sortie comporte cinq changements de niveau dans un intervalle de 90° [25].

Le système d'équations non-linéaire à résoudre pour $k=5$ est le suivant :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{4}{\pi} [-\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5] = \frac{V_{AN1}}{V_{AN}} \\ a_5 = \frac{4}{5\pi} [-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 - \cos 5\alpha_5] = 0 \\ a_7 = \frac{4}{7\pi} [-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 - \cos 7\alpha_5] = 0 \\ a_{11} = \frac{4}{11\pi} [-\cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 - \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4 - \cos 11\alpha_5] = 0 \\ a_{13} = \frac{4}{13\pi} [-\cos 13\alpha_1 + \cos 13\alpha_2 - \cos 13\alpha_3 + \cos 13\alpha_4 - \cos 13\alpha_5] = 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

V_{AN} la valeur efficace de tension de sortie pour une phase,

V_{AN1} la valeur efficace de composante fondamentale

La solution recherchée doit vérifier la condition suivante : $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \frac{\pi}{2}$

La résolution de ce système d'équations se fait seulement pour les angles de commutation a_n d'un quart ($\frac{\pi}{2}$) de période; Par les contraintes de symétrie, il devient simple de trouver les autres à partir de ces angles. A l'aide du logiciel MATLAB, ce système d'équation a été résolu pour différents nombres des angles.

Pour résoudre ce système d'équation non-linéaire on fait appel aux méthodes numériques comme : Newton-Raphson ou linéarisation par méthode de moindre carré...etc.

II.5.2.2. La méthode de Newton-Raphson

Il s'agit d'une procédure populairement connue et est également appelée la méthode itérative de Newton-Raphson. Cette méthode est bien connue pour sa convergence rapide, à condition que la méthode soit prise en charge par de bonnes valeurs initiales. La méthode de Newton définit la procédure de solution pour l'ensemble des équations données par:

$$J(\alpha) * \Delta\alpha = f(\alpha) \quad (\text{II.23})$$

Ensuite, la procédure d'itération est la suivante

1. Les valeurs des angles initiaux ($\alpha = \alpha_0$) sont substituées dans la matrices J et f
2. La valeur de $\Delta\alpha$ se trouve par: $\Delta\alpha = J(\alpha)^{-1}f(\alpha)$ utilisant la procédure d'élimination de Gauss.
3. Les valeurs de $\Delta\alpha$ obtenues sont comparées à la tolérance valeur d'erreur
4. Si la valeur de $\Delta\alpha$ est inférieure à la tolérance d'erreur. Sortez la boucle
5. Sinon. Les nouvelles valeurs de α sont trouvées par $\alpha_{(new)} = \alpha_{(old)} - \Delta\alpha$
6. Les nouvelles valeurs de α sont substituées dans la matrices J et f . ensuite, la boucle est répétée à partir de l'étape (2)

II.5.3. Technique MLI aléatoire

La modulation en MLI aléatoire RPWM (Random Pulse Width Modulation) est l'une des solutions pour minimiser le problème des harmoniques. Dans la littérature, cette technique a été utilisée dans la commande des hacheurs ainsi que dans les onduleurs triphasés [39][40].

La modulation aléatoire permet d'atténuer l'amplitude des harmoniques du signal de sortie du convertisseur [40].

Au lieu d'avoir des composantes spectrales en chaque multiple de la fréquence de commutation, on obtient des composantes étalées sur tout le spectre de fréquence avec des amplitudes aux fréquences centrales atténuées. Il existe plusieurs configurations de la MLI aléatoire; nous en citerons trois configurations.

II.5.3.1. Configurations de la MLI aléatoire

La **figure (II.5)** montre un signal type de commande MLI des convertisseurs ainsi que les paramètres permettant de le définir à savoir [41] [42]:

Il est complètement caractérisé par trois paramètres, à savoir:

- La période de modulation T .
- Le rapport cyclique d .
- Le rapport de délai δ .

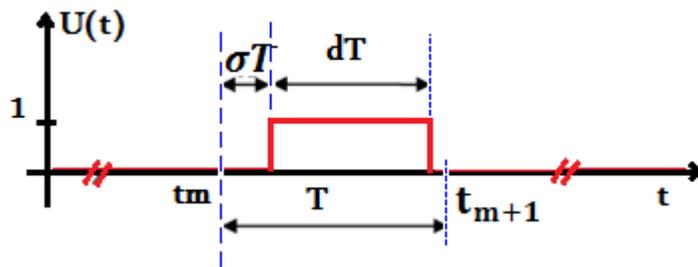


Figure II.5: Signal de commande indiquant les paramètres utiles

En modulation classique (sinus-triangulaire), les trois paramètres T , d et δ sont déterministes et en modulation aléatoire, ces paramètres peuvent être rendus aléatoires de manière séparée ou combinée. En pratique, le rapport cyclique d suit généralement une loi de commande déterminée par le point de fonctionnement de l'installation alimentée par le convertisseur, (matériel électronique, entraînement réglé avec machine électrique,...). Par conséquent, seuls les paramètres T et δ peuvent être réellement rendus aléatoires.

En fonction des paramètres T , d et δ on peut distinguer différentes configurations de la MLI aléatoire:

1. **Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)** ou PWM déterministe : Les trois paramètres d , T et δ sont déterministes. La porteuse est triangulaire symétrique de période T .

2. **Random Pulse Position Modulation (RPPM):** La configuration *RPPM* consiste à agir sur le coefficient de retard pour rendre aléatoire la position de signal de commande tout en gardant la période de modulation T constante.
3. **Randomized Carrier Frequency Modulation (RCFM):** La configuration *RCFM* consiste à rendre aléatoire la période de modulation T , tout en gardant la position de l'impulsion fixe.
4. **Double modulation RCFM-RPPM:** La configuration *RCFM-RPPM* combine les deux configurations précédentes, la porteuse triangulaire a pour les deux paramètres T et δ sont aléatoires.

Le tableau II.1 suivant résume ces quatre (04) configurations

Configuration	Période T	Rapport de délai δ
DPWM	Déterministe	Déterministe
RPPM	Aléatoire	Déterministe
RCFM	Déterministe	Aléatoire
RCFM-RPPM	Aléatoire	Aléatoire

Tableau II.1: Différentes configurations de modulation

II.6. ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR

Une fois la modélisation de la machine asynchrone terminée, la commande de l'entraînement asynchrone étudiée à savoir la modulation de largeur d'impulsion on ne peut confirmer l'efficacité de la technique adoptée qu'après alimentation de la machine par les tensions délivrées par l'onduleur et cela pour deux essais à vide et en charge. On retient les résultats suivants:

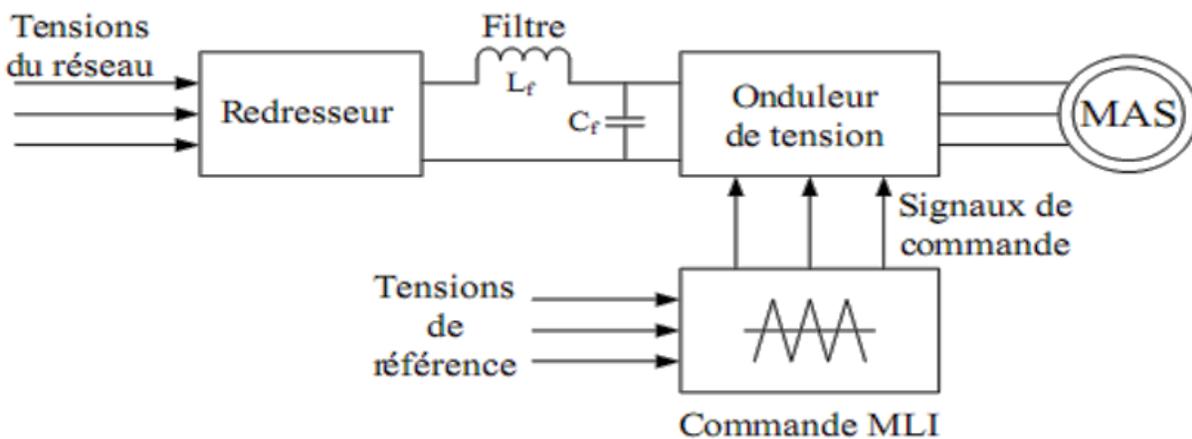


Figure II.6:Schéma synoptique sur association machine asynchrone-onduleur

II.7.SIMULATION ET DISCUSSION DES RESULTATS

Le modèle de la machine asynchrone, obtenu dans le référentiel tournant d q associé à son onduleur, a été validé par simulation dans un environnement Matlab–Simulink, les résultats de cette simulation sont regroupés dans les figures suivantes.

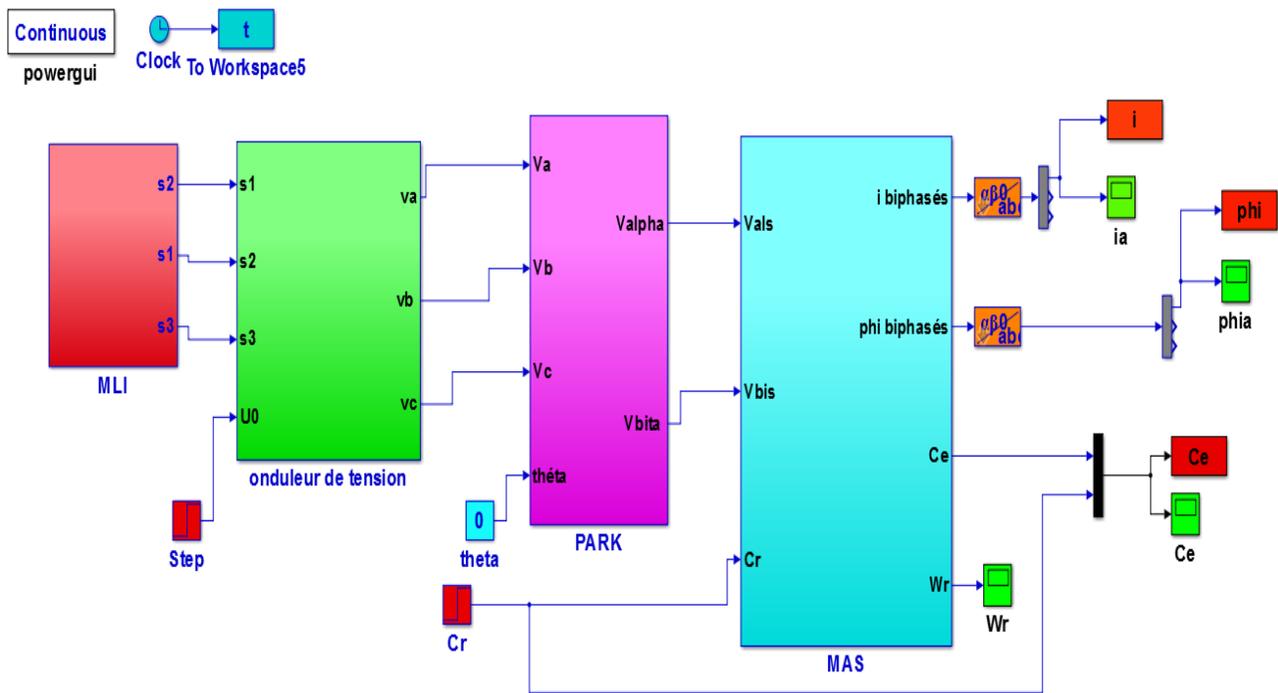


Figure II.7:Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur àMLI

II.7.1. Simulation MLI sinus-triangle

a. Démarrage à vide

Pour générer les impulsions de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur de tensions, une porteuse triangulaire est comparée au signal de référence sinusoïdale. Chaque comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Le schéma bloc Simulink correspondant est:

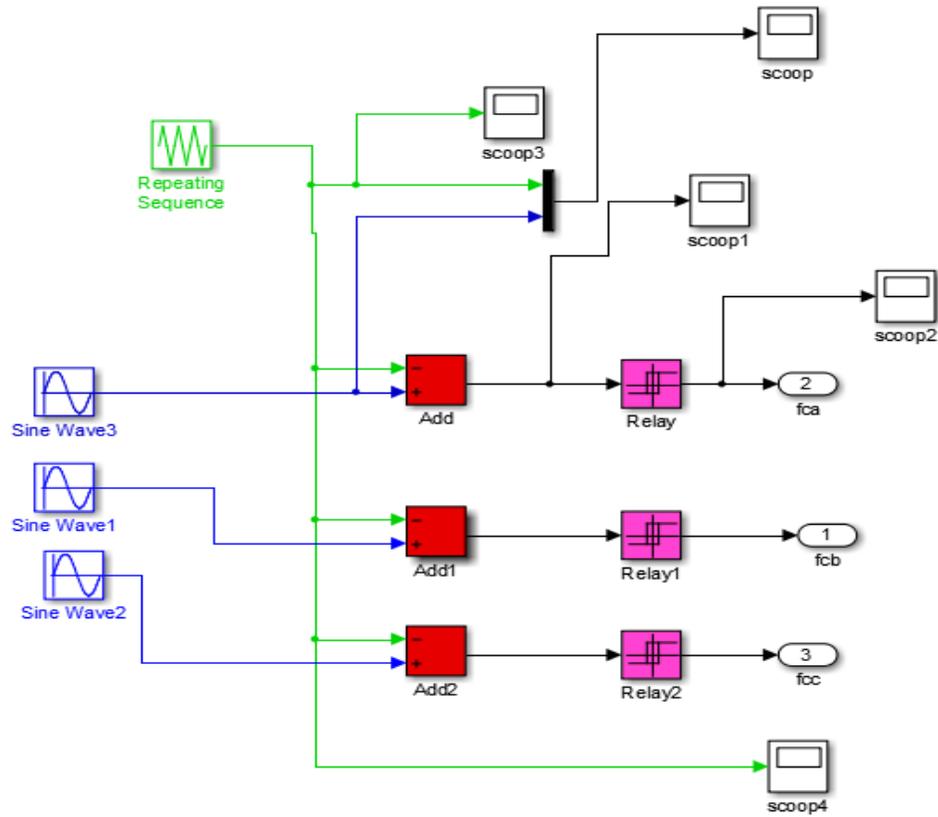


Figure II.8: Schéma bloc Simulink de technique MLI sinus-triangle

Après la simulation on obtient les résultats suivants

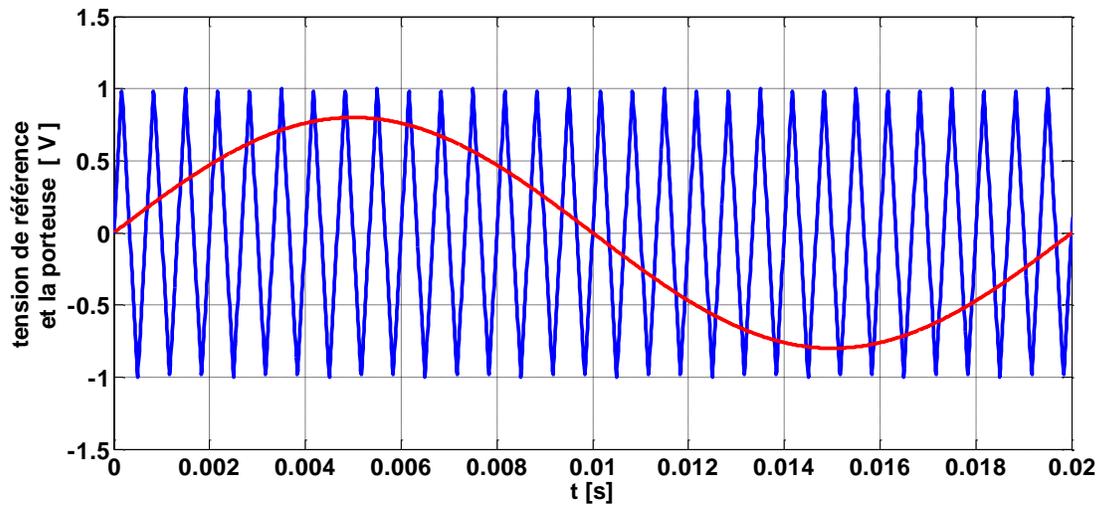


Figure II.9: Représentation de la porteuse et la modulante

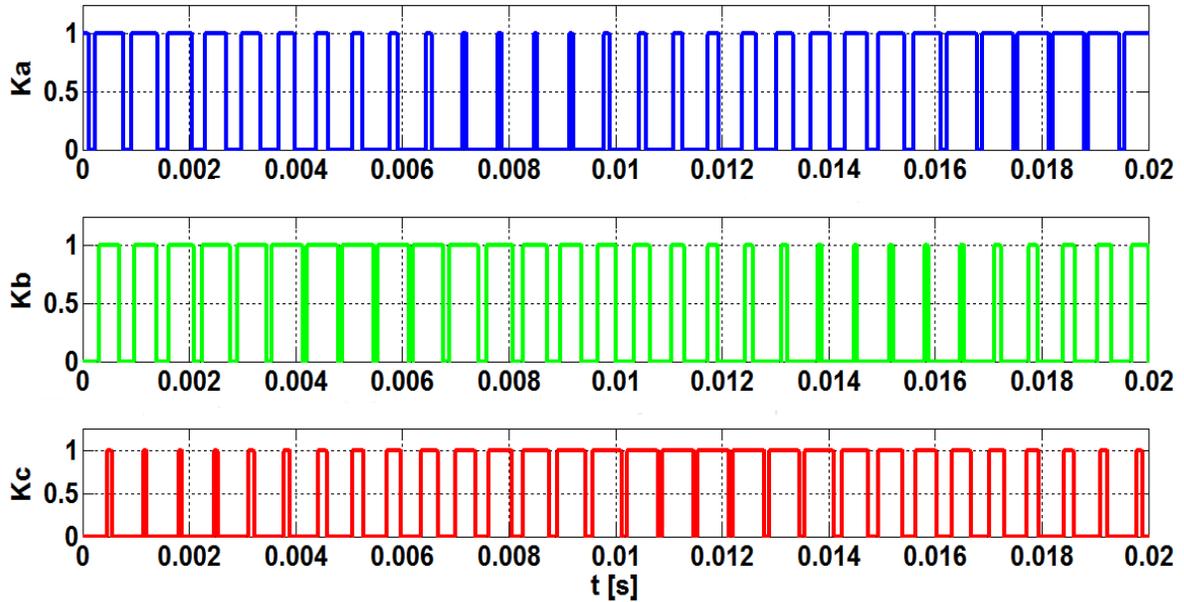


Figure II.10: Résultats de simulation signales de commande K_a , K_b et K_c

Les résultats de simulation de l'association machine-onduleur sont représentés par les figures suivantes :

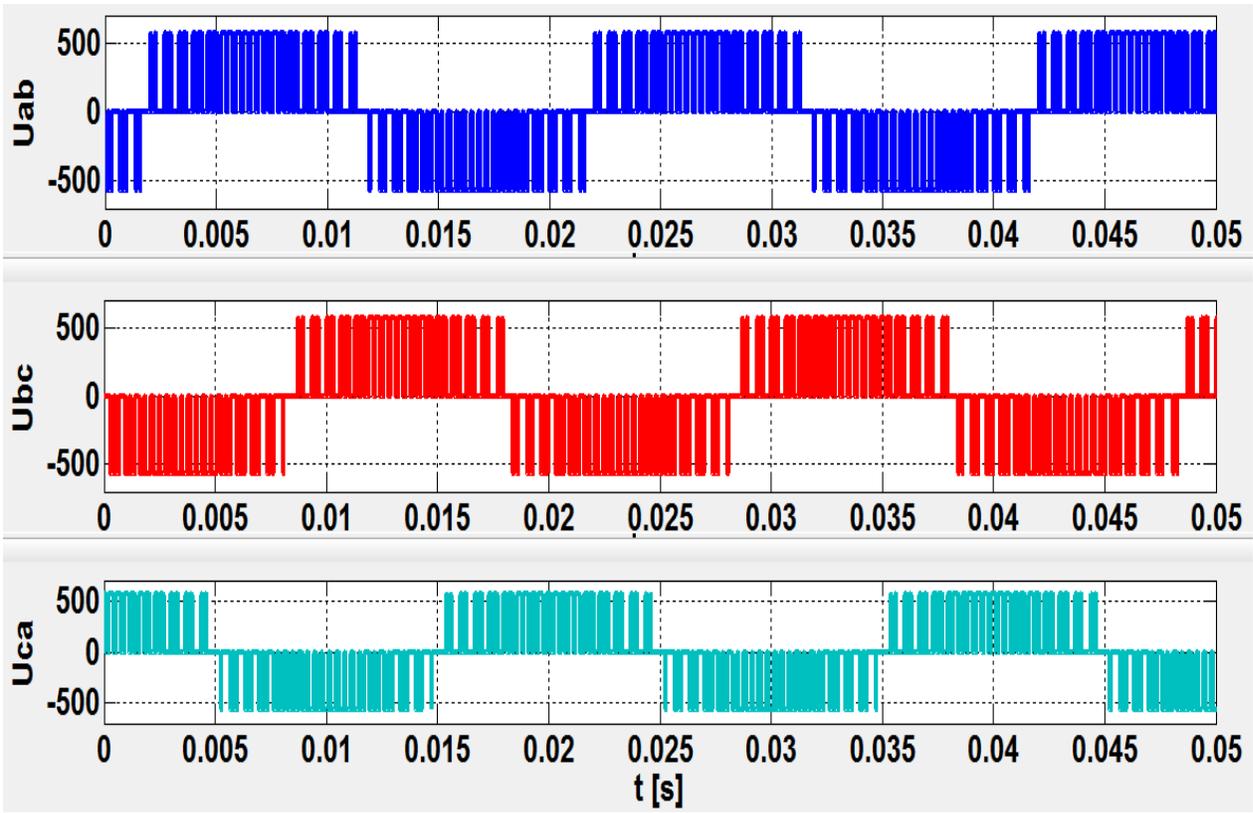


Figure II.11 : Résultats de simulation de tension de sorties composés U_{AB} , U_{BC} et U_{CA}

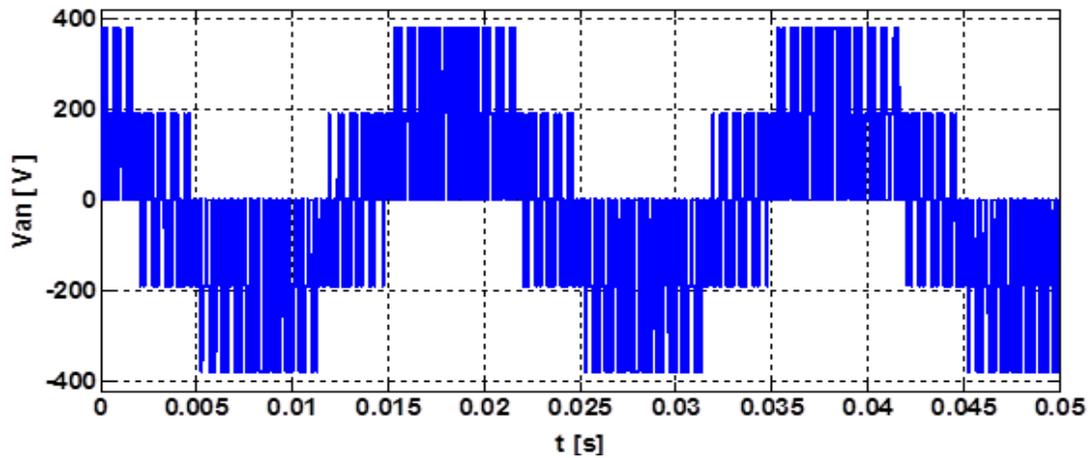


Figure II.12: Résultats de simulation de tension de sortie d'onduleur

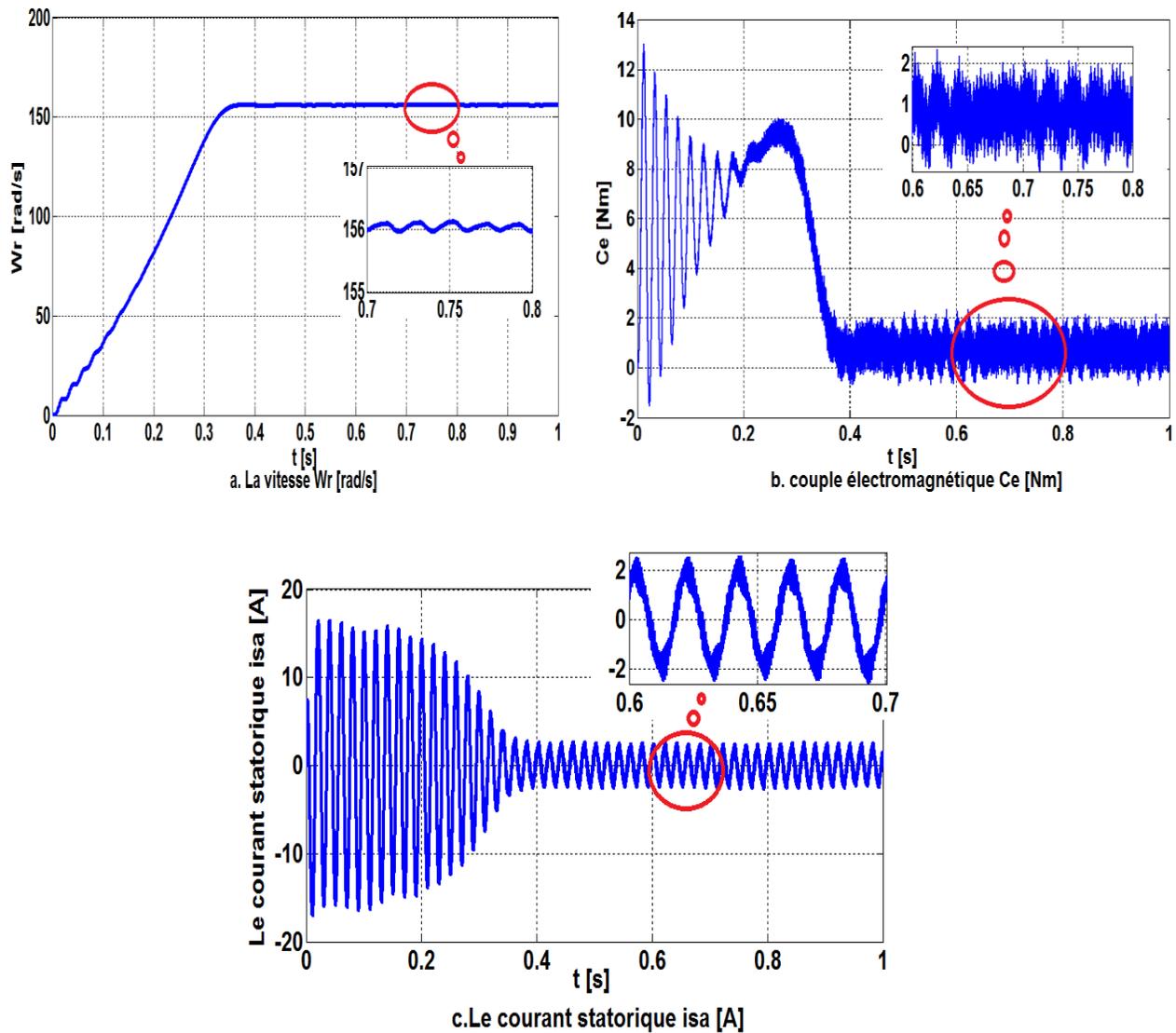
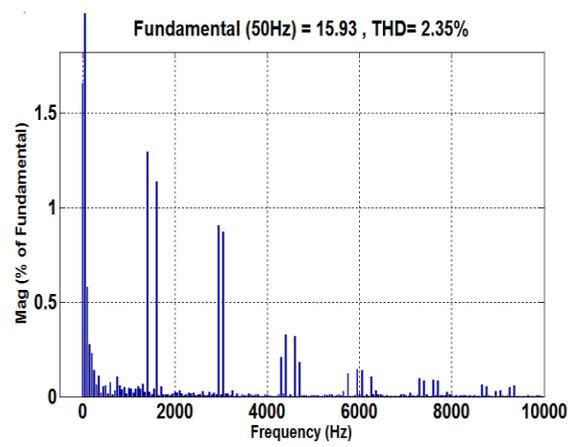
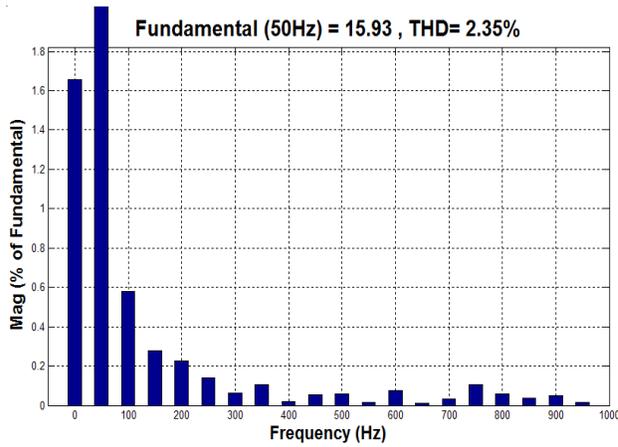


Figure II.13: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale démarrage à vide.

a) Spectre harmonique de courant I_a pour $f_{MAX}=1000\text{Hz}$ et $f_{MAX}=10000\text{Hz}$



b) Spectre harmonique de Tension V_{an} pour $f_{MAX}=1000\text{Hz}$ et $f_{MAX}=10000\text{Hz}$

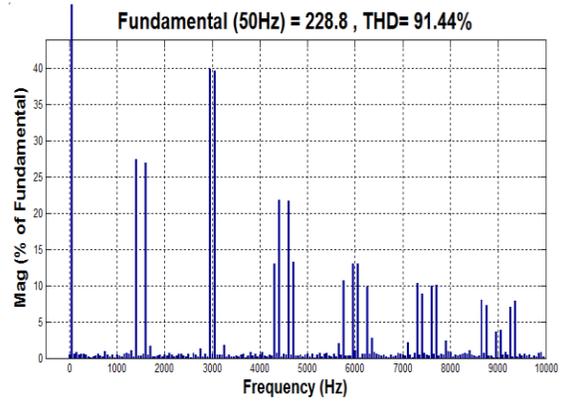
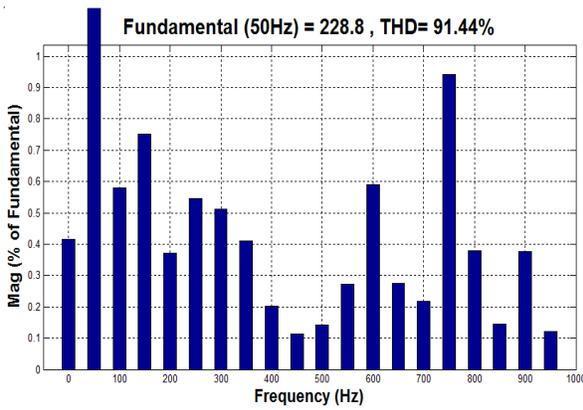
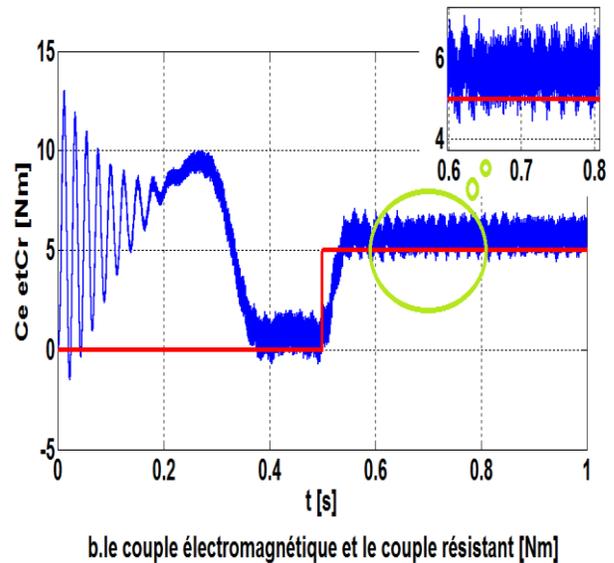
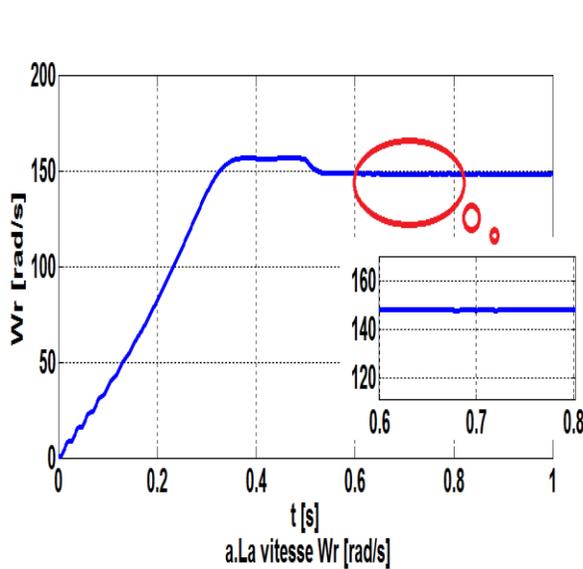


Figure II.14: Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS

❖ Pour une charge $Cr=5\text{N.m}$



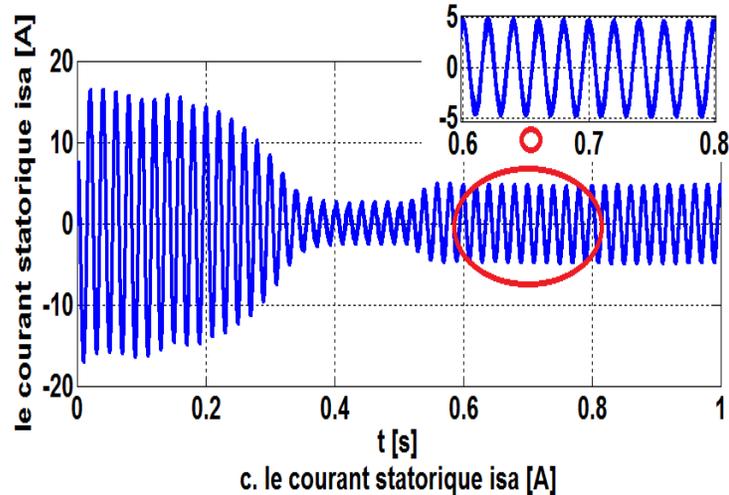


Figure II.15: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI Sinusoïdale démarrage en charge

- ❖ La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 157 rad/sec (vitesse de synchronisme). Le moteur étant à vide, lors de l'application d'un couple de charge une diminution permanente de la vitesse apparaît car aucune régulation n'est introduite.
- ❖ Pour le courant d'une phase statorique, on remarque au début de démarrage des pics importants dû à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la machine. Après un temps assez court de régime transitoire, le courant rejoint sa valeur à vide de magnétisation. A l'instant $t=0.5$ seconde, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.
- ❖ Sur l'allure du couple, après des oscillations importantes en régime transitoire et qui sont dues au fort appel du courant, il s'annule puis il augmente pour compenser la charge appliquée à l'instant $t=0.5$ seconde.
- ❖ Quant aux tensions statoriques, il est très clair que l'introduction du couple résistant n'a aucune influence ni sur l'amplitude ni sur la forme.
- ❖ La tension simple est de forme sinusoïdale.
- ❖ La tension composée est de valeur max de 380V.
- ❖ Le courant est pratiquement sinusoïdal
- ❖ Le Taux de distorsion harmonique mesure **91.44 % de tension et 2.35% du courant.**

II.7.2. Simulation MLI pré-calculée à cinq angles

Dans le cas de la commande MLI pré-calculée, les signaux de commande sont obtenus à partir des angles préalablement calculés. Ces angles permettent d'éliminer un certain nombre d'harmonique et de maximiser le fondamental. Le premier bloc c'est le programme de Newton-Raphson pour le calcul des angles et le second bloc pour générer la commande à partir des angles calculés. Les signaux de commande sont représentés par la figure II.18.

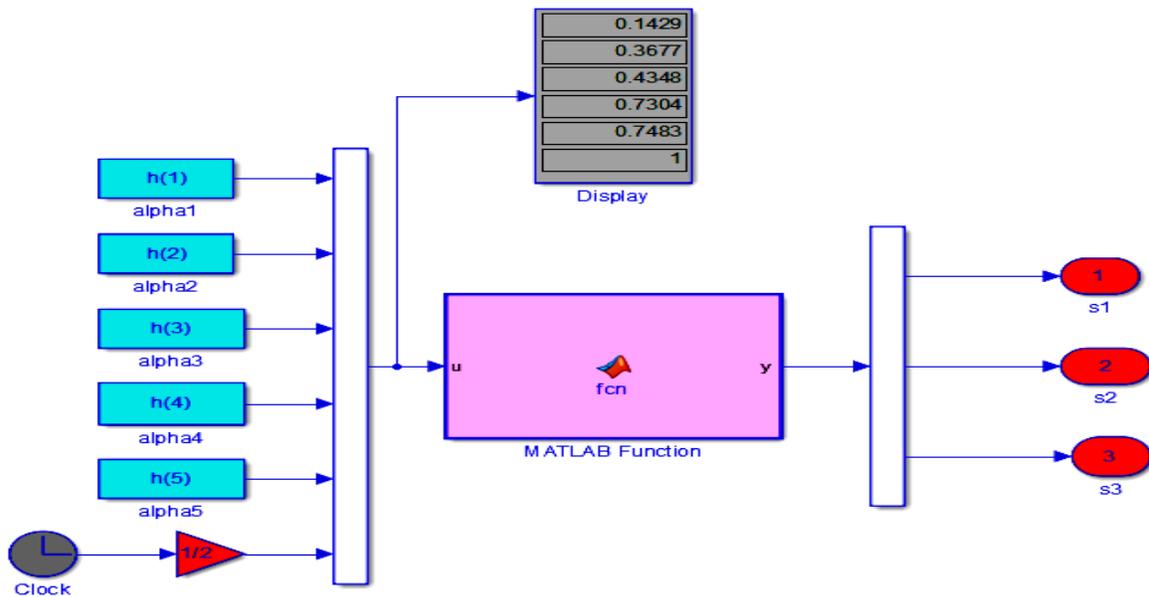


Figure II.16:Schéma bloc Simulink de technique MLI pré-calculée à cinq angles

Après la simulation, les angles calculés par la méthode Newton-Raphson sont comme suite :

$$\begin{cases} 8.19^\circ \\ 21.07^\circ \\ 24.91^\circ \\ 41.85^\circ \\ 42.87^\circ \end{cases}$$

La résolution du système (II.22) par la méthode de Newton-Raphson donne toutes les solutions possibles pour différentes valeurs de m_1 (figure II.17). A partir de cette figure, on remarque ce système accepte une seule solution pour les valeurs de $M [0 : 1,15]$

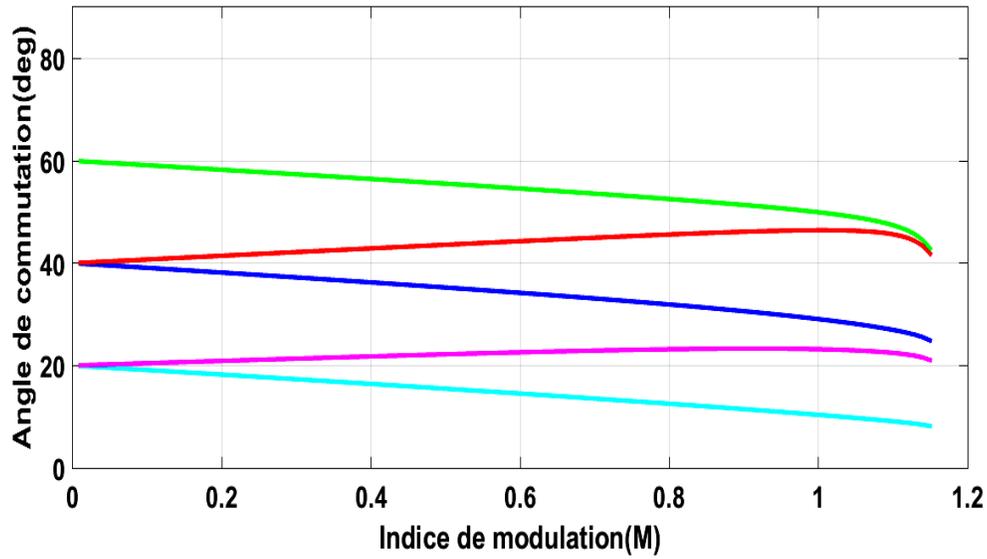


Figure II.17: Résultats de simulation signales de commande S1, S2 et S3

Les signaux de commande sont représentés par la figure (II.18).

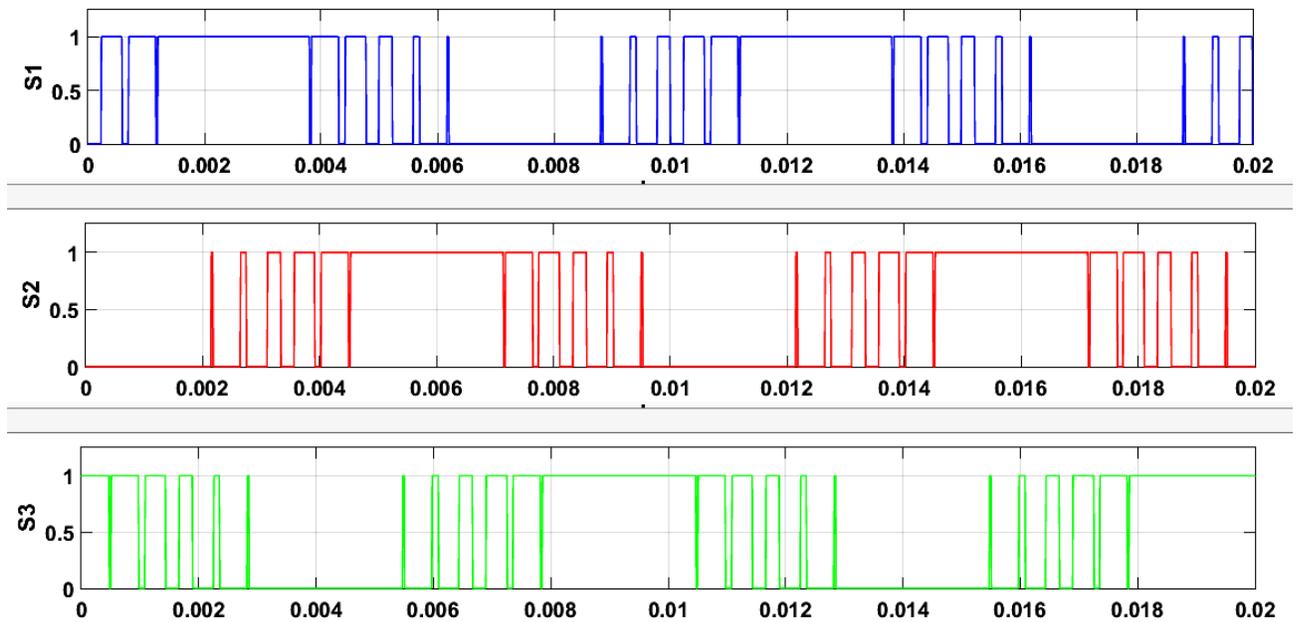


Figure II.18: Résultats de simulation signales de commande S1, S2 et S3

Les résultats de simulation les tensions simples et les tensions composées de l'association machine-onduleur sont représentés par les deux figures (II.19) et (II.20) ci-dessous :

A la sortie on a une tension simple VAN de valeur 380 V et une tension composée Vab de 570 V.

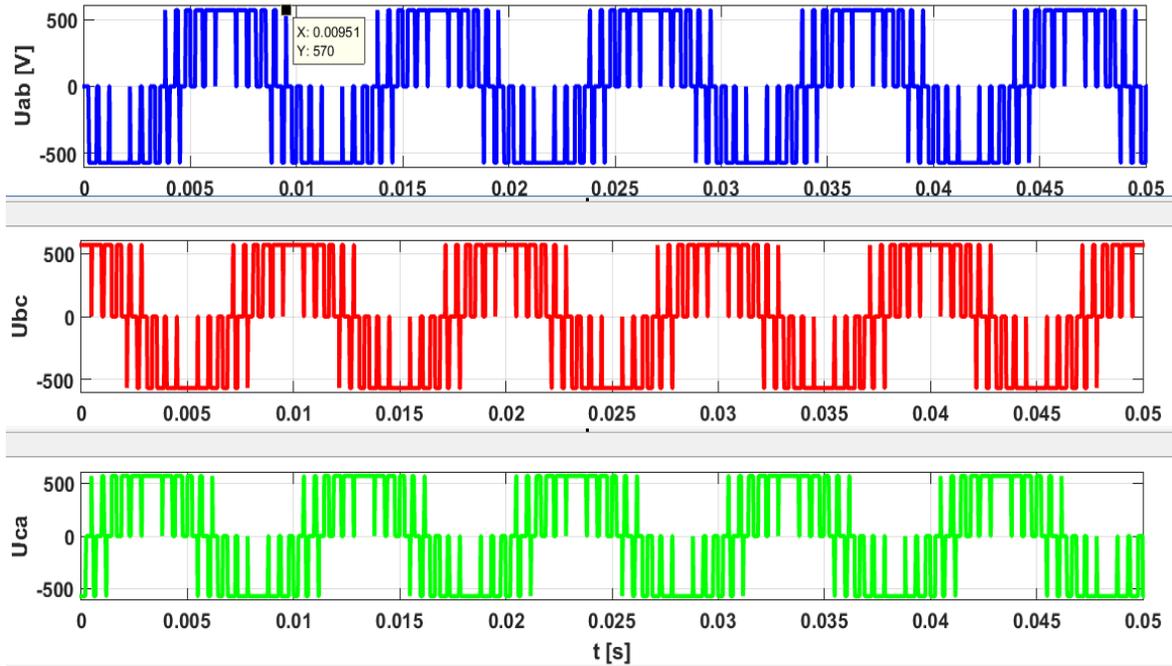


Figure II.19: Résultats de simulation de tension de sorties composés U_{AB} , U_{BC} et U_{CA}

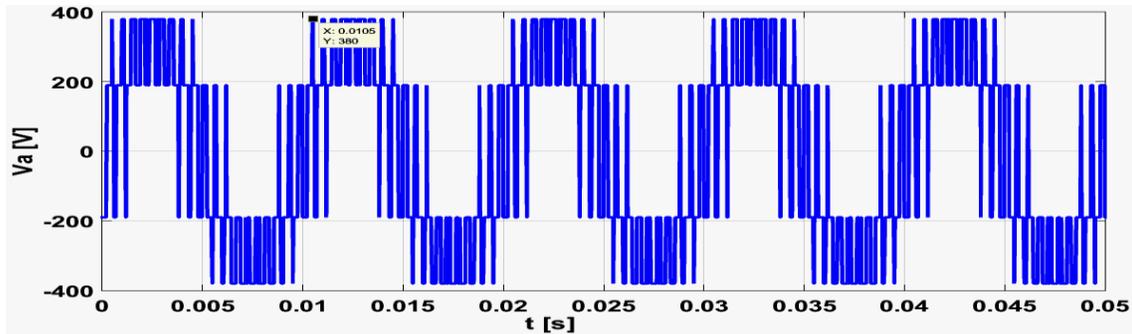


Figure II.20: Résultats de simulation de tension de sortie d'onduleur

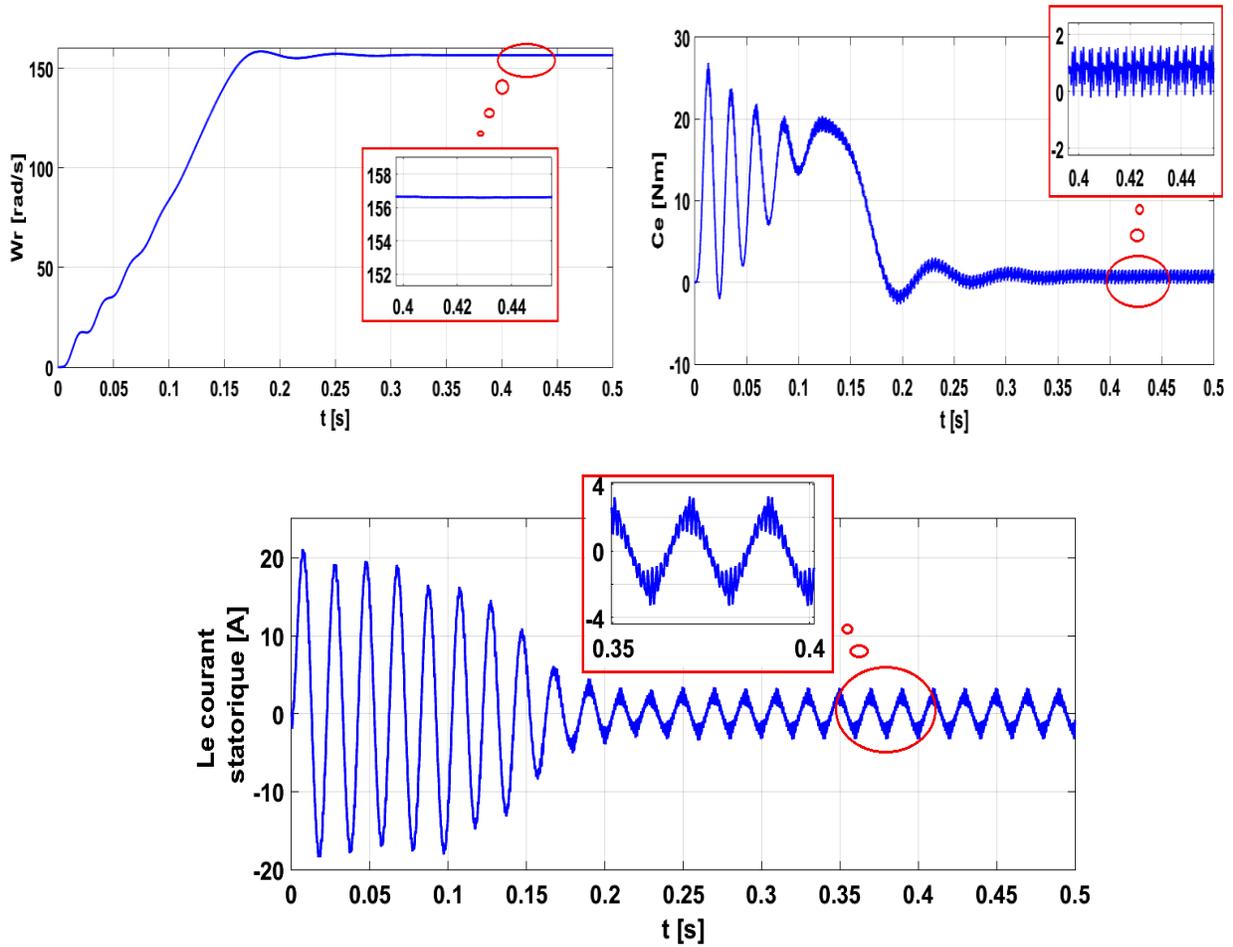
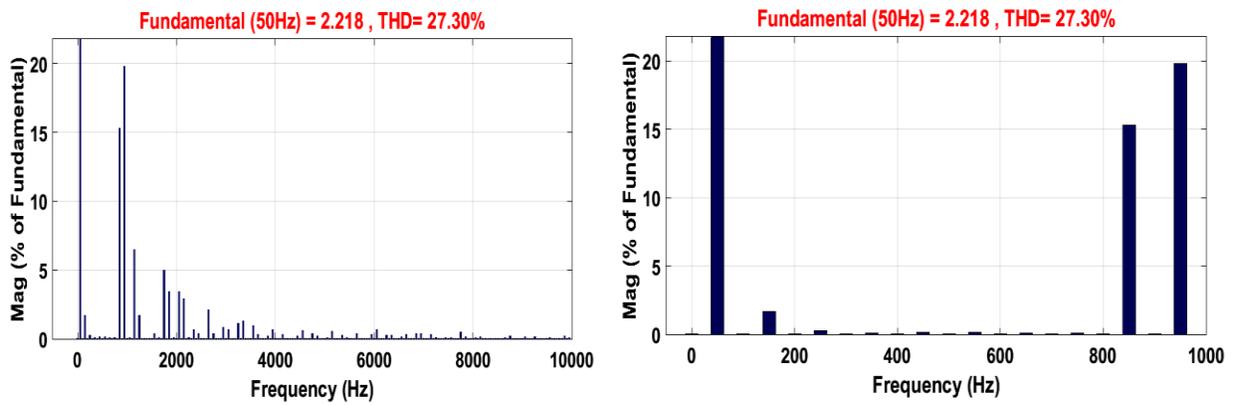


Figure II.21: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI pré-calculée démarrage à vide.

a) Spectre harmonique de courant Ia pour $f_{MAX}=1000\text{Hz}$ et $f_{MAX}=10000\text{Hz}$



b) Spectre harmonique de Tension Van pour $f_{MAX}=1000\text{Hz}$ et $f_{MAX}=10000\text{Hz}$

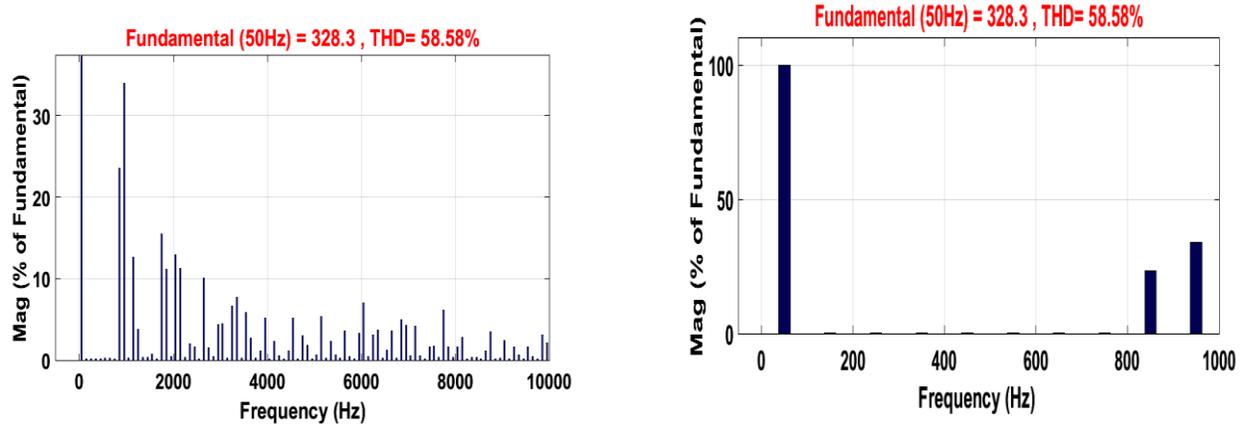


Figure II.22: Analyses FFT des résultats de simulation de la MAS

❖ Pour une charge $Cr=10\text{N.m}$

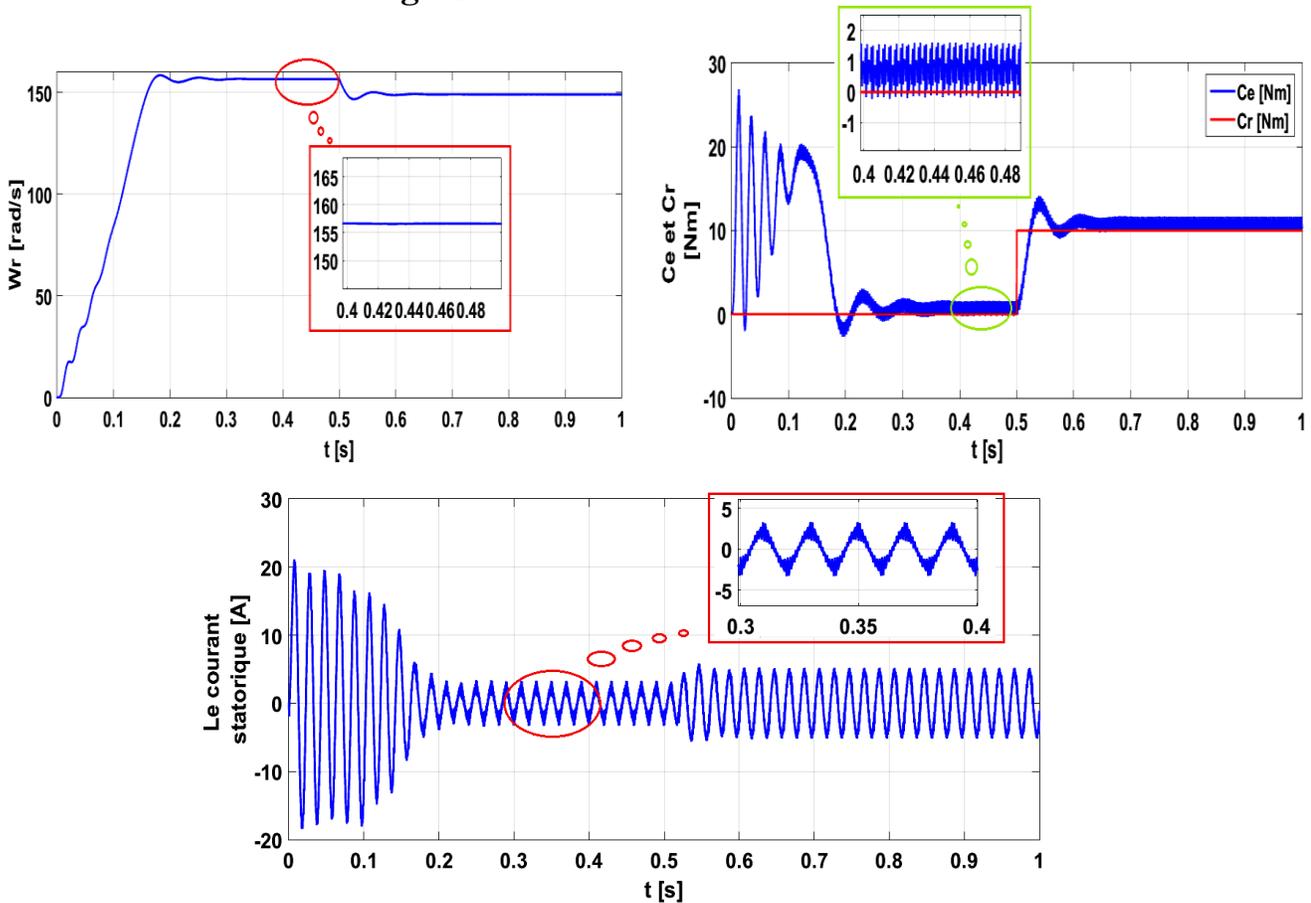


Figure II.23: Résultats de simulation de la MAS alimentée par MLI pré-calculée démarrage en charge

❖ Interprétation des résultats

- ✓ La figure (II.22) représente la tension et le spectre de courant. Le spectre d'harmoniques de la tension composée montre que la cinquième et la septième harmonique sont nulles.
- ✓ Diminution de la couple électromagnétique
- ✓ Le Taux de distorsion harmonique 58.58 % de tension et 27.30% du courant

II.8. BILAN COMPARATIF

THD	courant	tension simple d'ond
MLI sinus-triangle MLI	2.35%	91.44%
MLI pré-calculée	27.30%	58.58%

Tableau II.2: Spectres harmonique THD

Le meilleur résultat obtenu :

Pour la MLI sinusoidal, On remarque le THD du spectre harmonique "THD=2.35%" de courant a diminué par rapport l'autre technique.

Pour la tension simple de sorte d'onduleur son spectre harmonique " THD = 58.58%" a diminué dans la commande à modulation MLI pré-calculée par rapport l'autre technique.

II.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la MAS associée à un onduleur à deux techniques de base de modulation de largeur d'impulsion. Ces techniques sont utilisées pour commander un onduleur de tension triphasé : Technique MLI sinus-triangle, et MLI pré-calculée **sont étudiées et simulées** sous le logiciel MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présente. Pour obtenir des performances dynamique élevées de la machine en boucle fermé, nous allons opter à régulation du système par la commande vectoriel indirecte qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

Chapitre III :
Commande Vectorielle
d'une Machine Asynchrone

III.1. INTRODUCTION

La commande de la machine asynchrone (MAS) doit prendre en compte les spécificités propres à cette machine: l'ordre élevé du modèle, les non-linéarités du fonctionnement et de modélisation ainsi que le couplage entre les différentes grandeurs de commande. De plus, les paramètres de la machine dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistance), soit avec l'état magnétique de la machine (inductance), sans compter que la charge peut être variable. Ces variations paramétriques affectent les performances du système de commande lorsqu'on utilise un régulateur ou une loi de commande à paramètres fixes. Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de position/vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge et une robustesse aux différentes perturbations.

La machine asynchrone présente un fort couplage entre le couple et le flux, ce couplage rend la commande très difficile car il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu (MCC) à excitation séparée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70 par Blaschke. Elle est basée sur l'orientation du repère de Park (d-q) de manière à annuler une des composantes du flux (directe ou, plus couramment quadratique) afin de simplifier l'expression mathématique du couple [43]. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux (dont la réalisation pratique est délicate), d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte.

Si la machine asynchrone est alimentée à partir d'un onduleur de tension, il existe différentes stratégies de commande vectorielle (Figure III.1) pour contrôler la grandeur et la fréquence de sa tension de sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone [44]

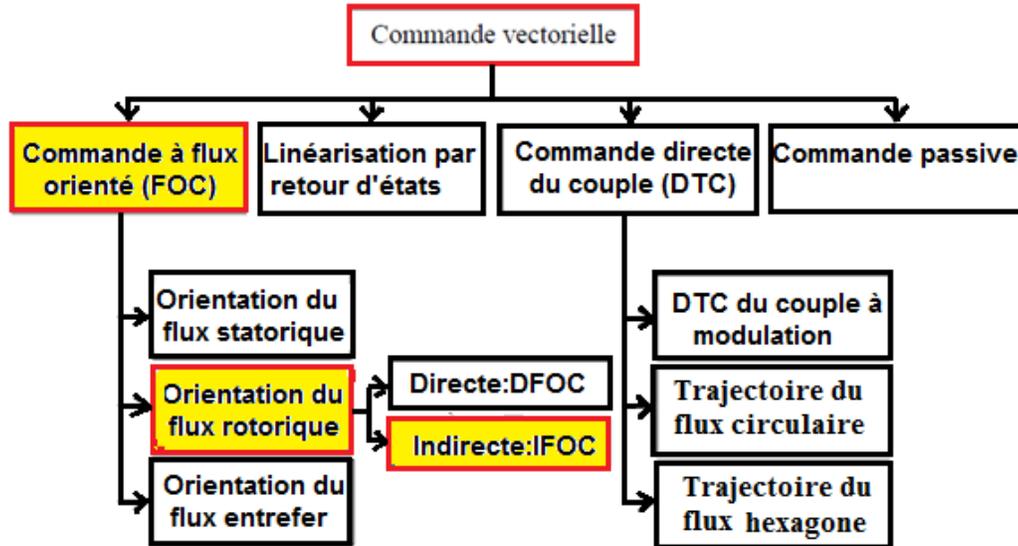


Figure III.1 : Stratégies de commande vectorielle de machine asynchrone

Les stratégies de la commande vectorielle prennent en compte la grandeur des variables de contrôle est leur phase. La grandeur et la position des vecteurs de courant et de flux sont donc toujours connues ce qui assure un découplage parfait des composants du couple et permet ainsi d'obtenir des performances dynamiques très élevées.

La commande à flux orienté (Field Oriented Control FOC) divisée en trois sous-méthodes, selon l'orientation du flux (stator, entrefer, rotor), cette méthode est basée sur le modèle inverse de la machine.

III.2. INTERET ET PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [45]. **C'est-à-dire l'intérêt de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (Figure III.2) [46][47][48].**

Cette commande consiste à travailler dans un repère biphasé (d-q) dont l'axe tournant est porté par la direction du vecteur flux. Le modèle de la MAS est alors décrit par des grandeurs continues, et le couple électromagnétique s'écrira de façon similaire à celui d'une machine à courant continu.

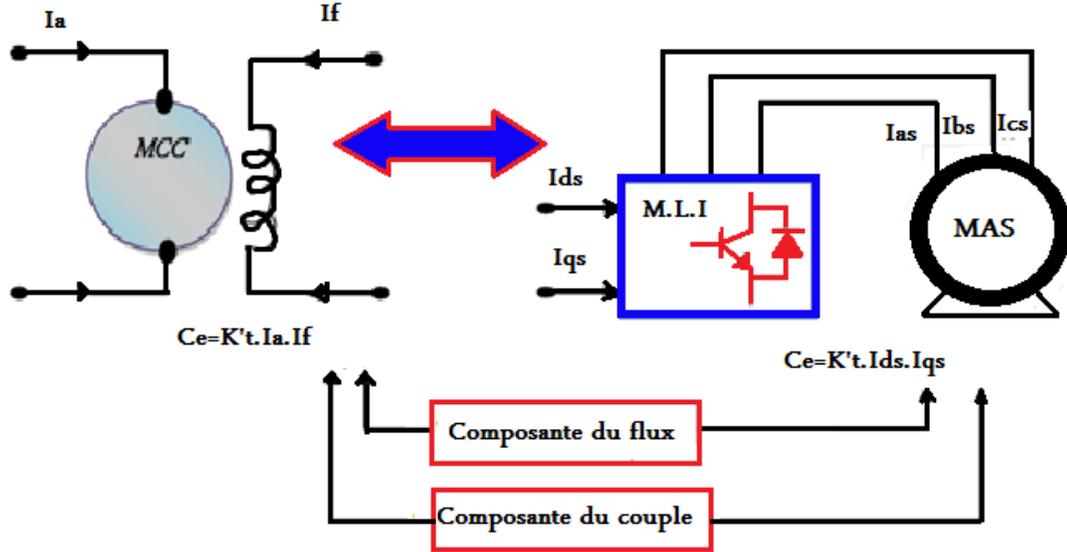


Figure III.2: Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

Le couple électromagnétique d'une machine à courant continu est donné par :

$$C_e = K'_t \varphi I_a = K'_t I_a I_f \quad \text{avec } \varphi = L_{ind} I_f$$

- Le flux est contrôlé par le courant d'excitation i_f
- Le couple est contrôlé par le courant d'induit i_a

Les différentes expressions du couple électromagnétique que nous avons vu au chapitre I reposent sur une forme mathématique commune. Donc le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{qs} - \Phi_{rq} i_{ds}) \quad (\text{III.1})$$

L'objectif de la commande vectorielle est de réaliser un découplage, c'est-à-dire :

- Le flux sera contrôlé par la composante directe du courant statorique i_{ds}
- Le couple sera contrôlé par la composante inverse du courant statorique i_{qs}

Dans notre travail, on a choisi la méthode d'orientation du flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature. C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe d et donc annuler ($\Phi_{rq} = 0, \Phi_{rd} = \Phi_r$) [45] [46][48], le schéma de principe de cette orientation est donné sur la (Figure III.3) .

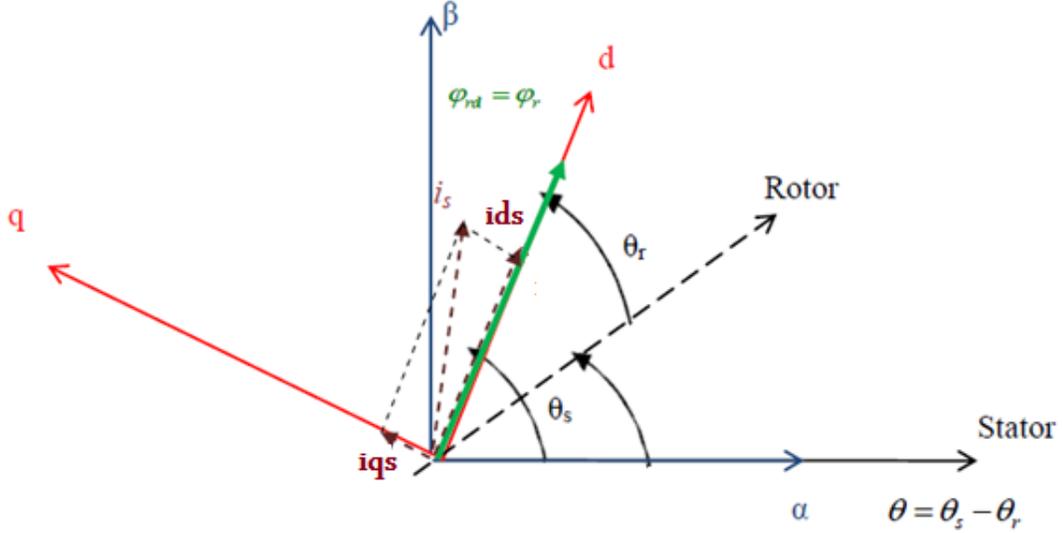


Figure III.3: Représentation de l'orientation du repère d-q

On obtient alors une expression positive et simplifiée du couple :

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_{rd} i_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Les équations du modèle d'état (I.26) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma T_r L_s L_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma T_r L_s L_r} \omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ 0 = \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ 0 = \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J L_r} (\Phi_{dr} i_{qs}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

La transformation de *Laplace* de l'équation trois du flux dans le système (4.3) donne :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{ds} \quad (\text{III.4})$$

Cette relation (III.4) peut être utilisée pour estimer le flux rotorique à partir du courant grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques et T_r représente la constante de temps rotorique de la machine i_{ds}

A partir de l'équation quatre du flux dans le système (III.3) nous déduisons l'expression de la vitesse rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (\text{III.5})$$

On a $\omega_s = \omega_r + \omega$

En injectant la relation de ω_r dans l'expression de ω_s , on obtient:

$$\omega_s = \dot{\theta}_s = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} + \omega \quad (\text{III.6})$$

Où est la position instantanée (Figure III.3) du référentiel (d-q) par rapport au référentiel (α - β). Donc θ_s sera estimé à partir de la mesure de θ par un codeur incrémental, et du courant i_{qs} , grandeur statorique accessible à partir de la mesure des courants réels statoriques.

Finalement en résumé, les sorties du système sont obtenues par découplage comme suit :

$$\begin{cases} C_e = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ \Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{qs} \\ \omega_s = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{qs} + \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec:

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \omega_r = p\Omega$$

Le système d'équation (III.7) montre qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique, par l'intermédiaire des composantes directe et en quadrature du courant statorique.

La principale difficulté de l'application de la commande vectorielle du moteur asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique Φ_r . Ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement, il est nécessaire de les connaître pour le contrôle du régime dynamique du moteur. Il existe deux variantes de la commande vectorielle.

Dans le cas d'une commande directe [49], l'angle θ_s est mesuré ou estimé. Dans le cas d'une commande indirecte [50], cet angle est calculé à partir de l'expression de la vitesse de glissement (équation du III.7) où $\dot{\theta}_s = \omega_s$. La commande vectorielle directe est meilleure que la commande indirecte point de vue précision, mais elle est difficilement réalisable [51].

III.3. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position (vitesse) du rotor. Considérons le flux rotorique Φ_r et le couple C_e comme référence de commande.

Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle indirecte à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

La structure de commande du schéma bloc est la suivante :

$$e_{qs} = -\sigma L_s \omega_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{1}{T_r} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{III.9})$$

Les tensions v_{ds} et v_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{ds1} et v_{qs1} (figure III.5)

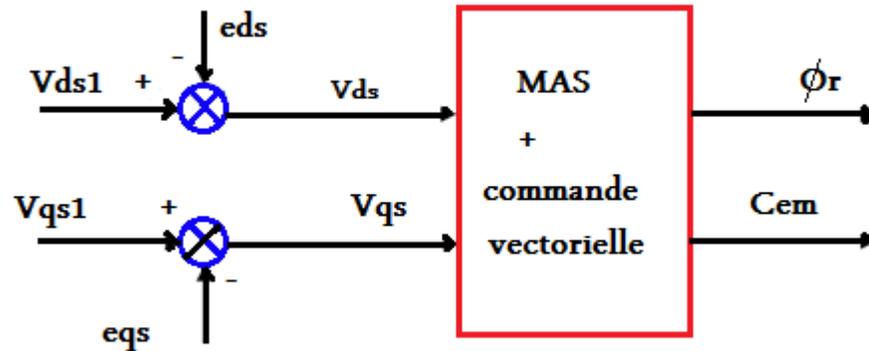


Figure III.5: Reconstitution des tensions v_{ds} et v_{qs}

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple (III.7), nous obtenons :

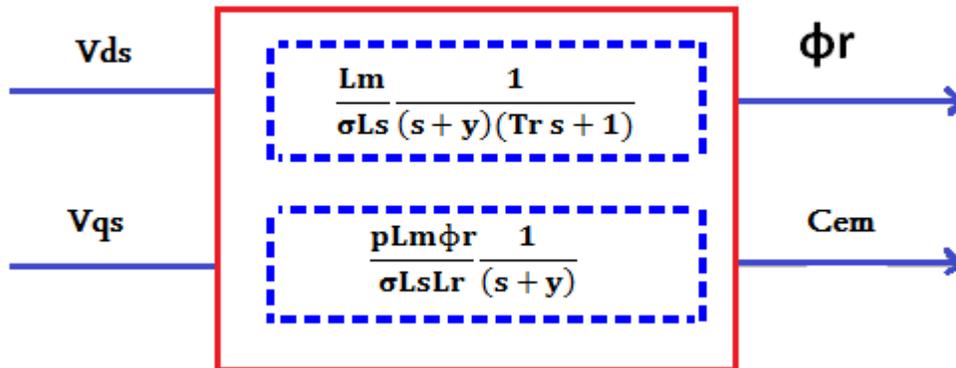


Figure III.6: Commande découplée – expression de Φ_r et C_{em}

III.3.2. Problème posé par le découplage

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande [53].

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande.

III.4. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IDFOC)

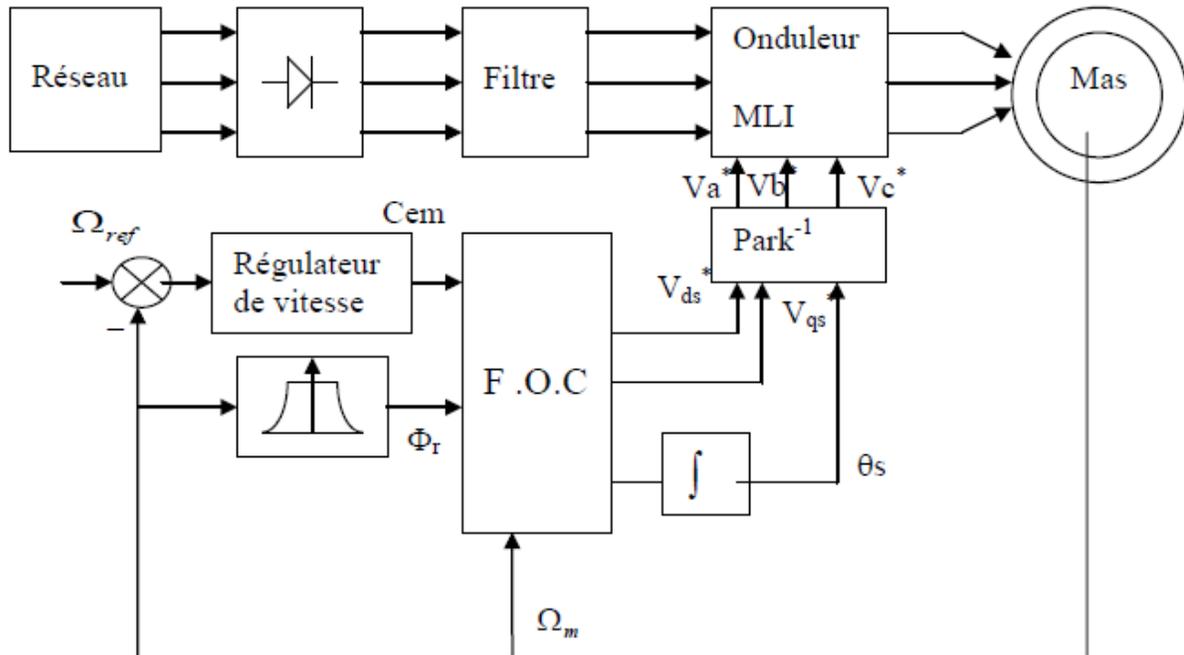


Figure III.7: Schéma de principe d'un contrôle vectoriel indirecte alimenté en tension

La structure de commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec onduleur de tension alimentée par un pont à diodes à travers un filtre passe-bas; les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de tension de sortie de l'onduleur. Trois stratégie de commande pour l'onduleur est testé sur la commande vectorielle indirecte commençant par triangulo-sinusoïdale, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions de référence (V_a^* , V_b^* , V_c^*), calculées par une transformation inverse de PARK à partir de (V_{ds}^* , V_{qs}^* , θ_s) un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation nettement supérieur à ω_s .

III.5. CONCEPTION DES REGULATEURS

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement, le réglage intelligent (Logique floue, réseaux de neurones et le réglage en cascade).

Etant donné que les régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI) sont simple à mettre en œuvre, nous avons choisi de les utiliser pour concevoir la régulation des courants et de la vitesse.

Ce type de régulateur satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues. Assure une erreur statique très faible grâce à l'action d'intégrateur, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle [51].

III.5.1. Régulateur de Vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique.

La vitesse peut être contrôlée à travers un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la (Figure III.8) [54][55].

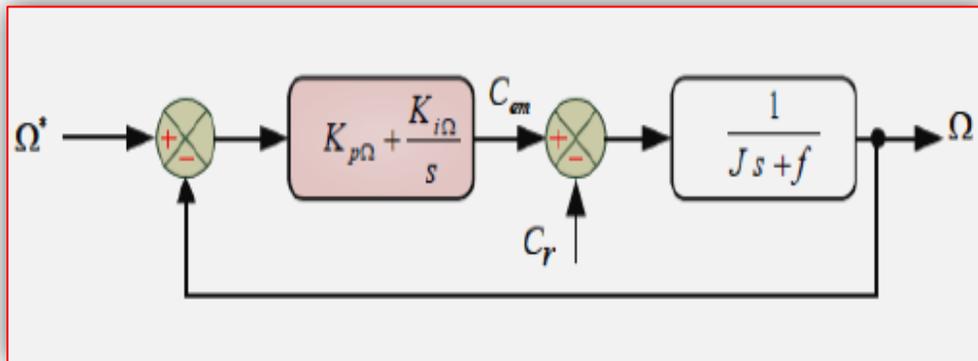


Figure III.8: Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω_r

L'équation mécanique de la machine asynchrone est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \Rightarrow \Omega = \frac{1}{f+Js} (C_{em} - C_r) \quad (\text{III.10})$$

f : Coefficient de frottement visqueux,

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

Le contrôle de la vitesse est réalisé par un contrôleur PI, ce régulateur est donné par la fonction de transfert suivante :

$$G_c(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{i\Omega}}{s} (1 + \tau s) \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Avec } \tau = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

A partir de l'équation mécanique et la fonction de transfert du régulateur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple. En considérant le couple de charge comme perturbation:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (\text{III.12})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} C_r \quad (\text{III.13})$$

On considère que le courant i_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$ la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1 + \tau s}{1 + \left(\tau + \frac{f}{K_{i\Omega}} \right) s + \frac{J}{K_{i\Omega}} s^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (\text{III.14})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique

Nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \tau = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \\ \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \tau + \frac{f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation du système.

III.5.2. Régulateur boucle interne du courant I_{ds} [52]

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^* , nécessaire pour maintenir le flux de référence à flux constant égale à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura:

$$\frac{i_{sd}^r(s)}{V_{sd}^r(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{III.16})$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} peut se représenter par le schéma bloc suivant:

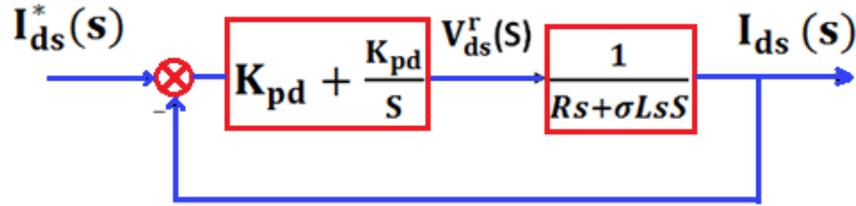


Figure III.9: Schéma fonctionnel de régulation de courant i_{ds} .

L'expression du courant de référence est déterminée à partir de la boucle de réglage de flux. La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante:

$$\frac{i_{sd}^r(s)}{i_{sd}^*(s)} = \frac{(K_{pd}s + K_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma L_s} s + \frac{K_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.17})$$

$$P(s) = s^2 + \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma L_s} s + \frac{K_{id}}{\sigma L_s} = 0 \quad (\text{III.18})$$

En posant au polynôme caractéristique deux pôles afin d'avoir en boucle fermée

- Un amortissement $\xi=0.5$, (critère d'ajustement optimal)
- Une pulsation $\omega_0 = \frac{6\xi}{T_{rep}}$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante:

$$P(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (\text{III.19})$$

On terme à terme des deux équations (III.18) et (III.19) entraîne que

$$K_{pd} = 2\sigma L_s \xi \omega_0 - R_s \quad \text{et} \quad K_{id} = \sigma L_s \omega_0^2 \quad (\text{III.20})$$

III.5.3. Réglage de la boucle interne du courant i_{qs}

Habituellement, les schémas de régulation de la vitesse sont constitués de deux étages, le premier comprend les boucles de régulation des courants, et le second; externe au premier, est destiné à la régulation de la vitesse. Ceci est justifié par le fait qu'en général on considère que la dynamique de la vitesse est très lente devant la dynamique des courants, c'est pour cette raison que, dans les régulations classiques, la vitesse est toujours supposé constante pendant que les courants sont régulés. En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{ds} , on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{qs} qui fournit la tension de référence V_{qs} . Le schéma de régulation du courant i_{qs} est représenté sur la figure (III.10).

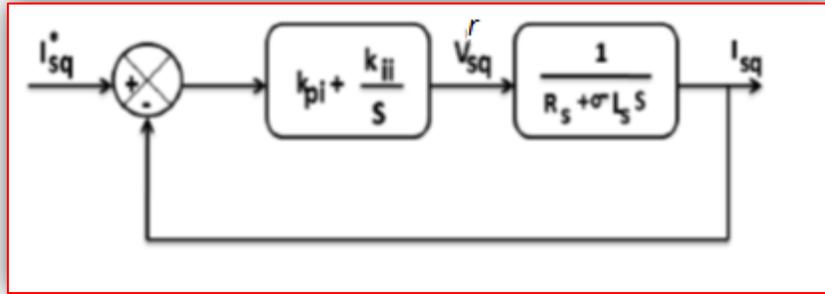


Figure III.10: Schéma fonctionnel de régulation de courant i_{qs} .

III.5.4. Bloc de défluxage:

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [56]:

- **Sous -vitesse**

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{nom} \quad (III.21)$$

- **Sur -vitesse**

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{nom} \quad (III.22)$$

Avec:

Ω_{nom} :vitesse de rotation nominale

Φ_{nom} : Flux rotorique nominale

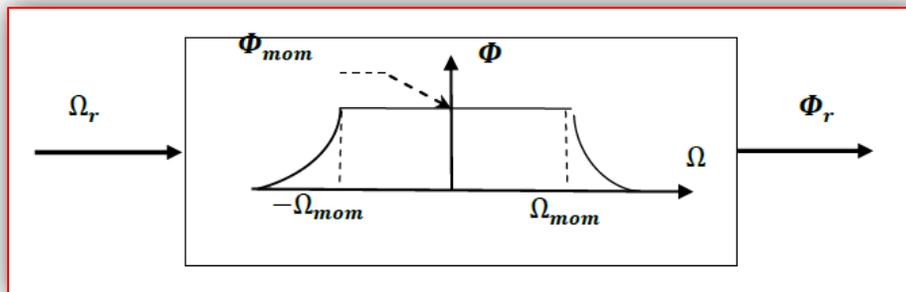


Figure III.11: Bloc défluxage

Cette relation montre que pour les vitesses inférieure à la vitesse nominale, le fonctionnement est à couple constant et au-delà de la vitesse nominale, il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la figure (III.12)

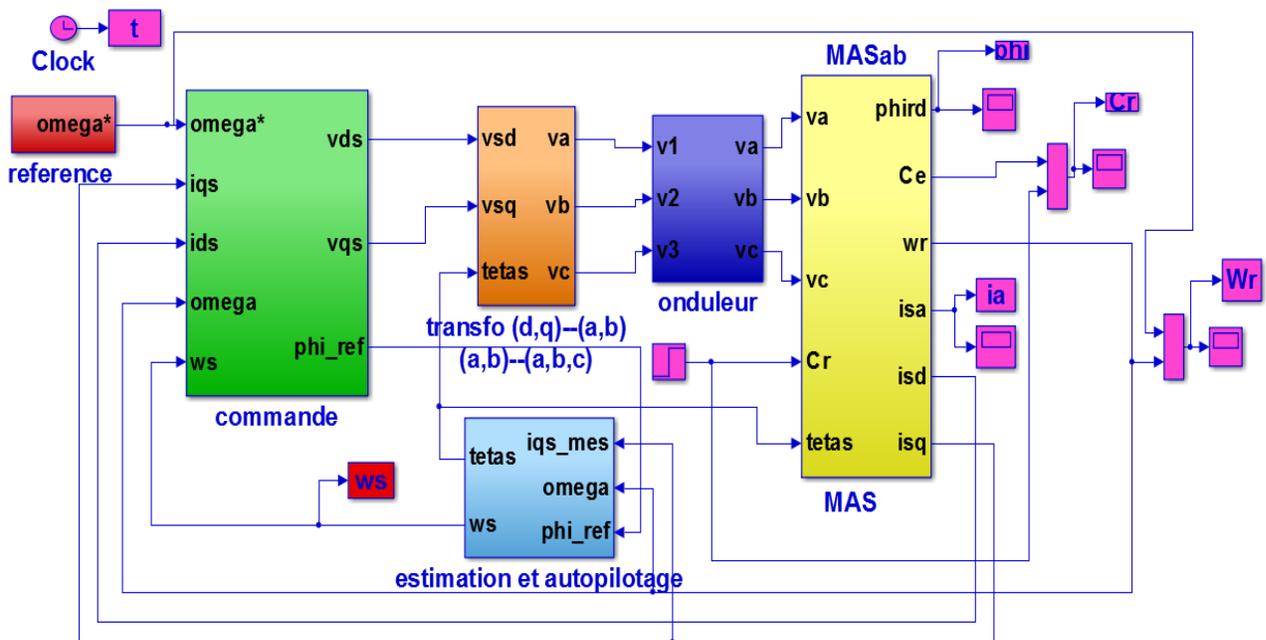


Figure III.12 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension

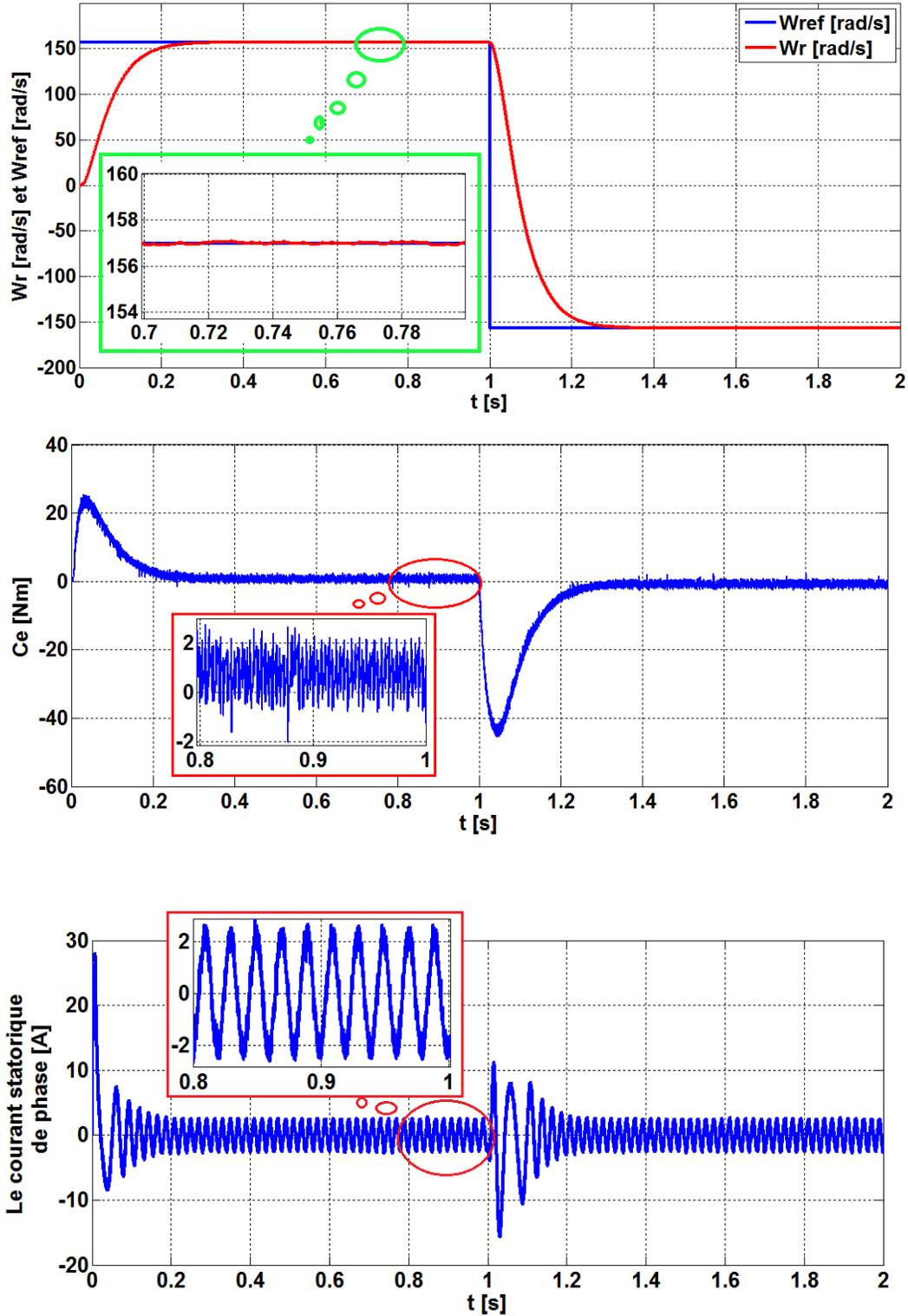
Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte en tension. Nous avons simulé le système simulation avec variation de la vitesse

III.6.1. Simulation avec la commande MLI sinus-triangle de l'onduleur

Les figures suivantes montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge.

- Démarrage à vide $Cr=0$

L'inversion de la consigne à $t = 1$ s.



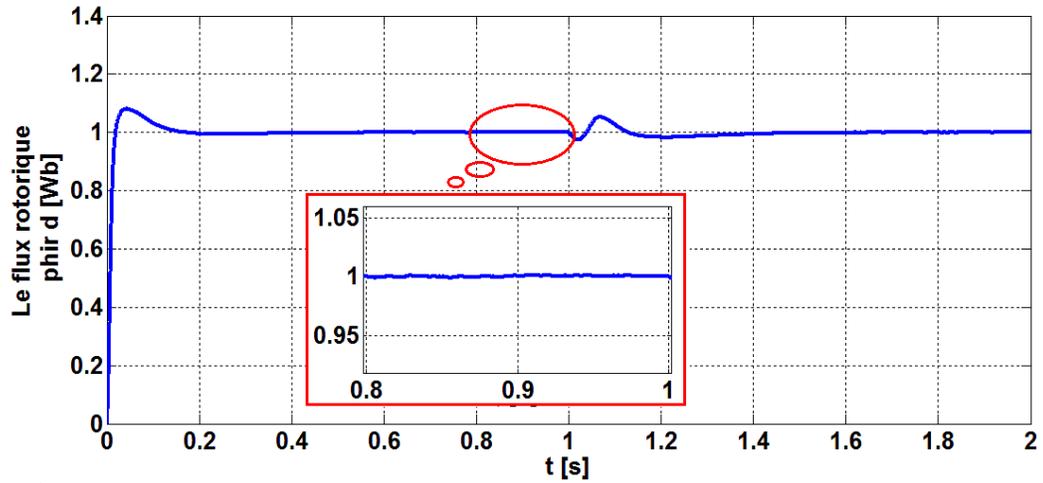
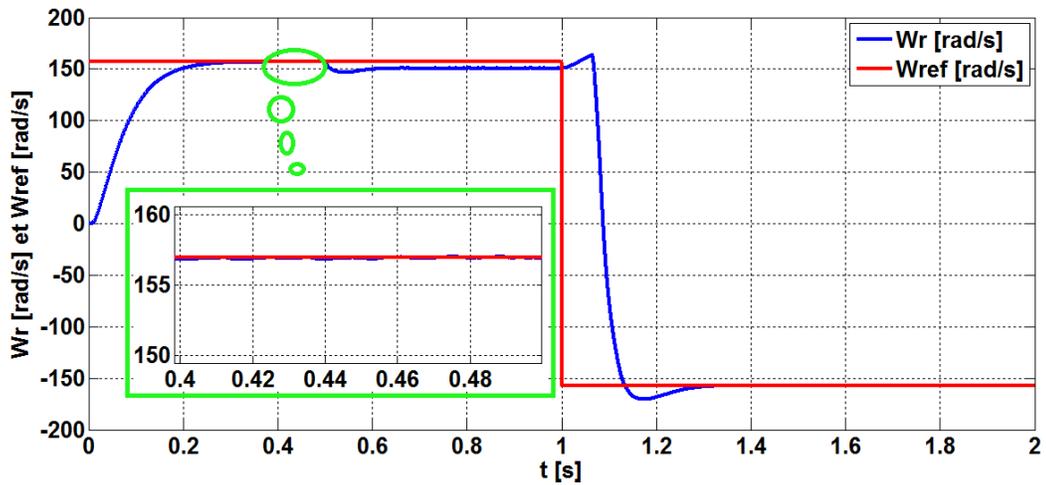
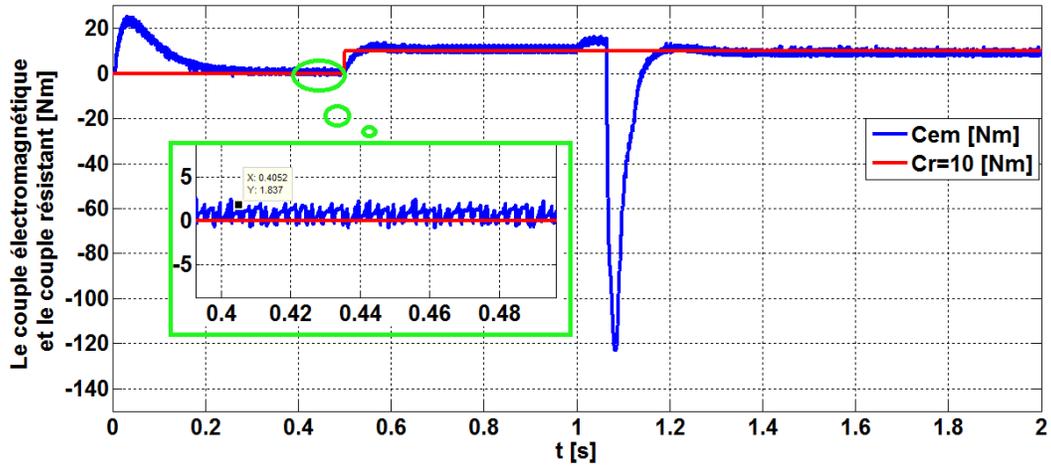


Figure III.13 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse à vide

- Démarrage en charge $C_r = 10$ N.m

à $t = 0.5$ s, puis à l'inversion de la consigne à $t = 1$ s.



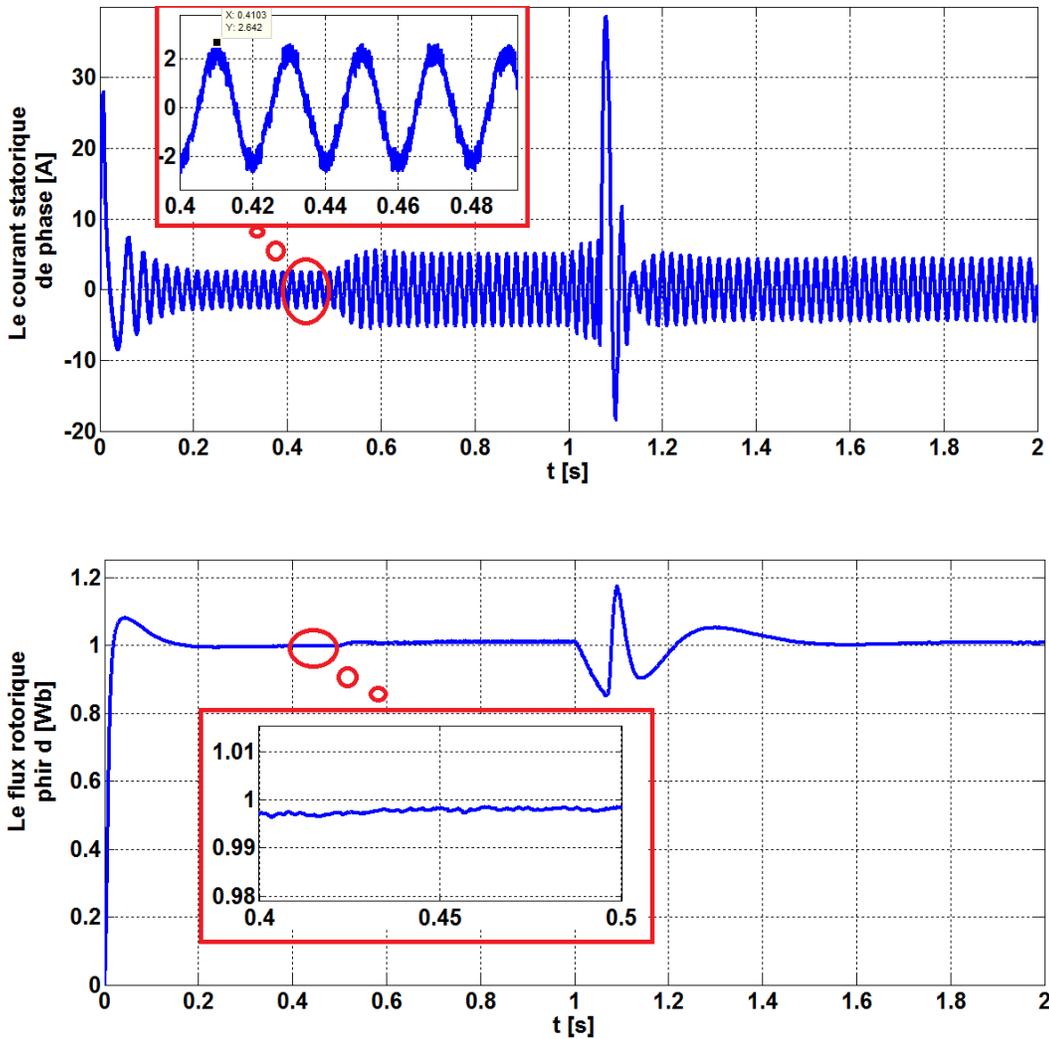


Figure III.14 : Résultats de simulation avec l'inversion de vitesse en charge

Discussion des résultats

Les résultats de simulation ont été obtenus par un régulateur de type PI classique pour le mécanisme d'adaptation.

Pour la vitesse, un suivi parfait peut être remarqué sans aucune erreur statique entre l'estimé et sa référence. Le rejet de perturbation est jugé bon confirmé par une chute très légère quand on applique le couple de charge.

Les courbes des flux sont en quadrature et de même amplitude dans le repère lié au stator et vérifient la loi de la commande vectorielle dans le repère dq ($\varphi_{rd} = 1$, $\varphi_{rq} = 0$)

Le couple électromagnétique est d'allure habituelle, après un régime transitoire caractérisé par un pic, il s'annule puis à l'instant d'application de la charge $t=1$ seconde, il augmente pour compenser le couple résistant appliqué.

III.6.2. Simulation avec la commande MLI pré-calculé de l'onduleur

- Démarrage à vide $C_r=0$ la réponse à un échelon de vitesse

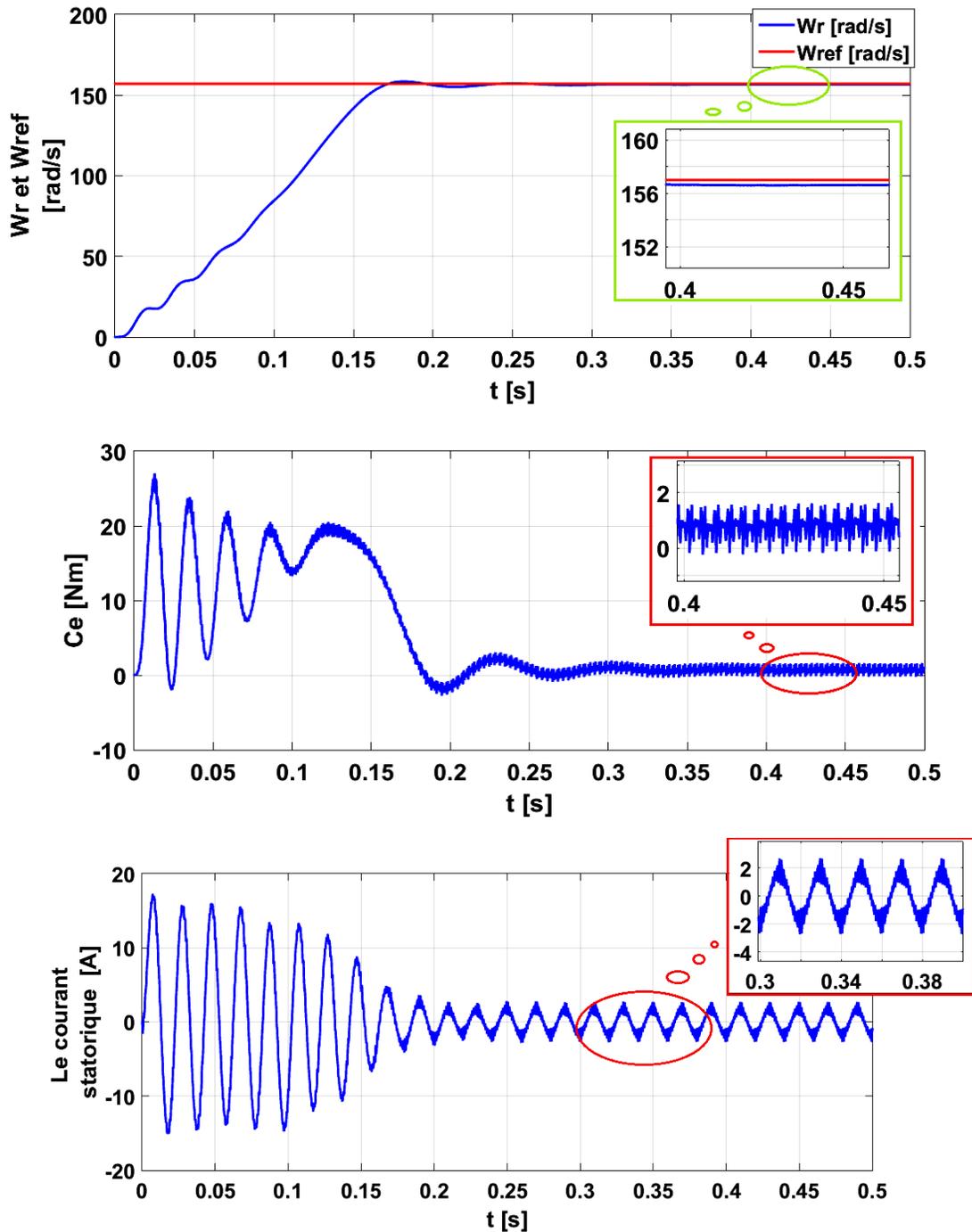
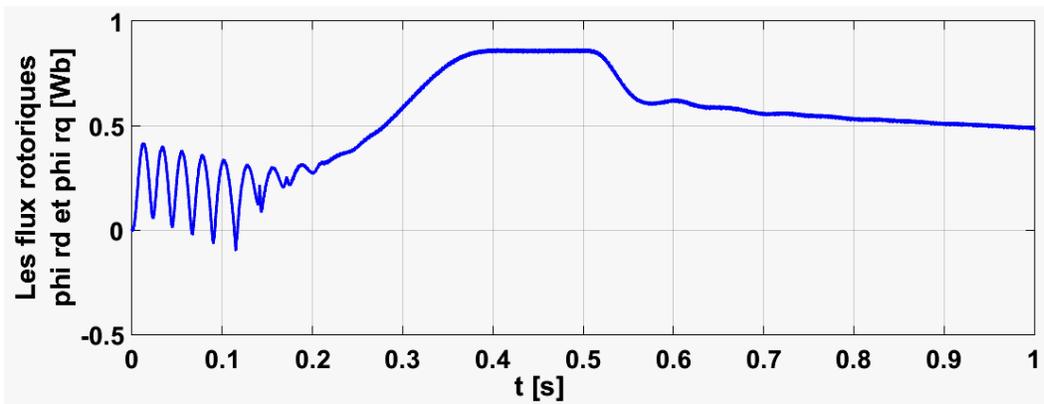
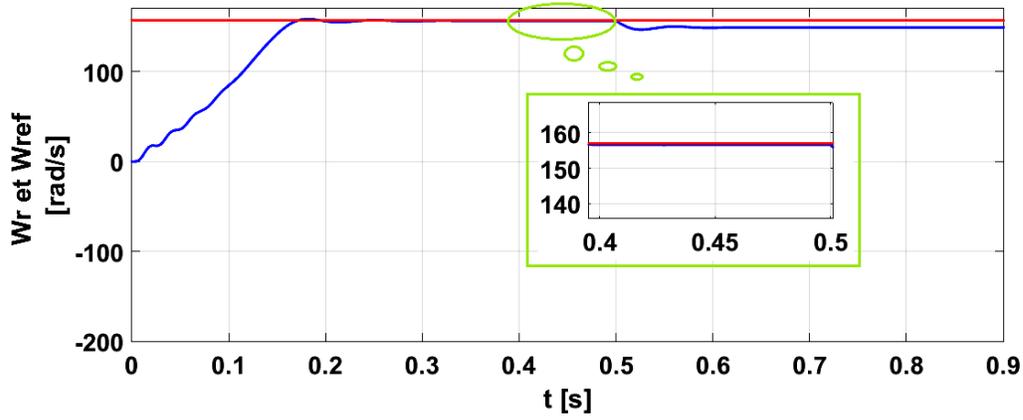
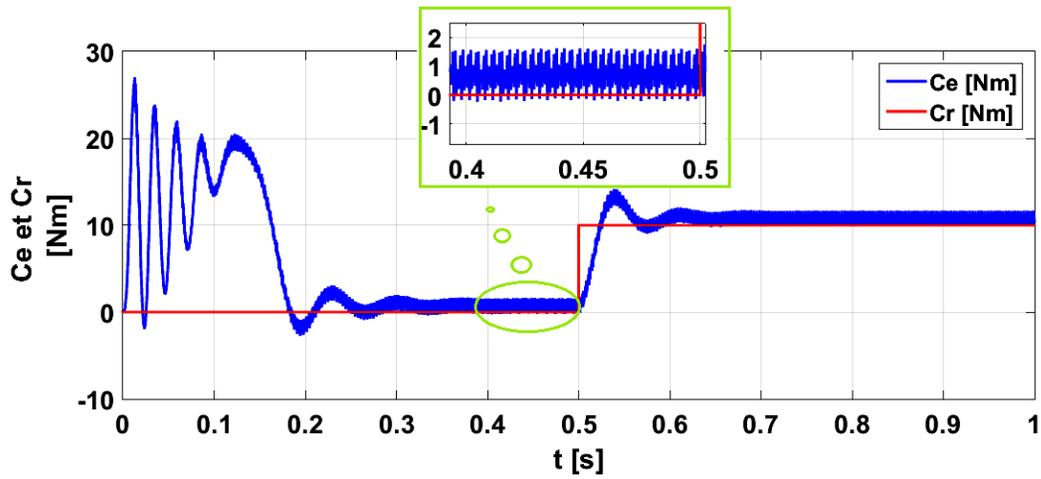


Figure III.15 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse à vide

- Démarrage en charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.5\text{s}$



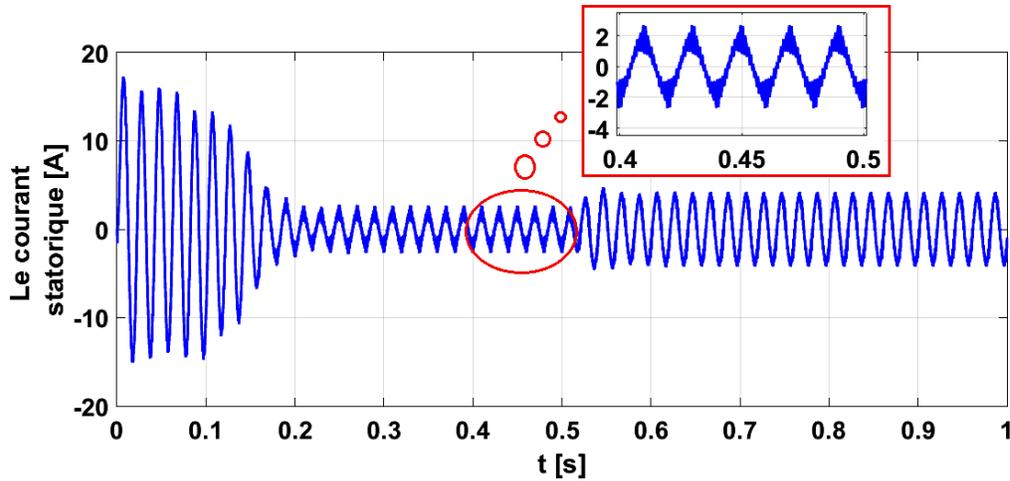


Figure III.16 : Résultats de simulation à un échelon de vitesse en charge

Discussion des résultats

Les figures Figure (III.15), Figure (III.16) montrent le résultat obtenu pour la partie de Réponse à un échelon de vitesse en charge, on démarre la machine à vide puis on applique d'un couple de charge de 10 (N.m) à l'instant $t=0.5s$, et à vitesse de rotation mécanique est 157 rd/s.

la vitesse suit sa référence mais à l'instant où l'on charge ($t=0.5s$) de moteur, on remarque une diminution de la vitesse (freinage de la machine) .

Les conditions d'orientation du flux sont vérifiées. La composante du flux rotorique sur l'axe d est maintenue constante, et celle en quadrature est nulle. Pour la stratégie MLI pré calculée l'élimination des harmoniques indésirables 5 et 7 de la tension composée est assurée, la fréquence de commutation est très faible.

En remarque que l'application de MLI pré calculé à améliorer aussi le temps de réponse de système

III.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec une commande de MLI classique à l'onduleur, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine asynchrone passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation. Dans ce travail, nous avons montré, par simulation, que la stratégie MLI pré-calculée présente des performances meilleures par rapport à celles de la stratégie MLI triangulo-sinusoidale.

En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité du couple, d'éliminer les harmoniques de tension et de réduire les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs. Ceci a l'avantage d'augmenter leur durée de vie.

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de deux techniques de modulation de largeur d'impulsion, à savoir : la MLI classique, MLI pré-calculée.

Après une étude comparative de ces deux techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion ainsi que le déchet de tension il s'avère que la MLI pré calculé a des performances meilleures par rapport au technique classique.

❖ Dans Le premier chapitre, on a abordé la modélisation de la machine à induction commandée en tension. Le principe de la transformation de Park est appliqué sur le modèle de la machine à induction, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasée. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.

❖ Le second chapitre est consacré pour la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI (**sinus-triangle, pré-calculé**). L'association machine convertisseur est simulée avec alimentation en tension pour mettre en exergue les impacts de ce convertisseur sur la machine, avec l'utilisation des différentes technique de MLI. L'association onduleur machine en boucle ouverte ou en boucle fermée (contrôle vectorielle) a montré la supériorité de la technique à MLI pré-calculée est une méthode d'élimination d'harmoniques, basée sur le calcul préalable des instants de commutations des interrupteurs. Ce calcul passe par la décomposition du signal en série de Fourier, visant à maximiser le fondamental et à minimiser des harmoniques bien déterminés.

❖ La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblable à la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont très satisfaisantes.

❖ **Notons bien que nous avons cités dans ce mémoire une commande avancée appelé commande MLI aléatoire, mais nous n'avons pas implanté vu que la méthode touche une partie de traitement du signal malgré que les deux étudiants ont fait des efforts pour l'étude théorique et l'implantation sur Matlab/Simulink pour la simulation.**

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres techniques de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude d'autres types d'onduleurs qui permettent d'avoir de bonnes performances, par exemple les onduleurs à structure multi-niveaux (cinq ou sept niveaux) et multicellulaire
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ces deux types d'onduleurs.
- Remplacer le régulateur PI du mécanisme d'adaptation par un PI intelligent afin de surmonter le problème de calcul du régulateur.
- Réaliser une plateforme expérimentale permet aux chercheurs de développer ces techniques sur la machine asynchrone ou d'autres charges électriques, ...etc., et de mettre en oeuvre plusieurs études théoriques en pratique.

Références Bibliographiques

- [1] Greller,G.Clerc "Actionneurs Electriques, Prince, Modèles, Commande" Collection Electrotechnique.Edition Eyrolles 2000.
- [2] Berrezek Farid. "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone". Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba ,2006.
- [3] D. Roye, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC",Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [4] D. SATOR_NAMANE, "Machines à Courant Alternatif ", Edition, Ellipses, 2010.
- [5] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT, "Principes D'Electrotechnique", Paris, DUNOD, 2005.
- [6] P.BARRET, "Machines Electriques", Edition, Ellipses, 2002.
- [7] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [8] Imad AL-ROUH, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Juillet 2004.
- [9] L. BAGHLI, "contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999
- [10] M. Faouzi Mimouni, "Modélisation Commande De Machines Electriques". Cours Mastère Génie Electrique. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir 2007
- [11] J.P.Caran, J.P.Hautier : "Modélisation et commande de la machine Asynchrone". Collection dirigée par Pierre Borne. Editions Technip, 1995.
- [12] A. Merabet, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse De Doctorat En Ingénierie. L'université Du Québec. Mai 2007.
- [13] Marcin Żelechowski,"Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive", Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.
- [14] A. CUNIERE et G. FELD, "Modélisation de la Machine Asynchrone", Cours sur la Machine Asynchrone, Cachan, France.
- [15] R.Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna2002.
- [16] O. MESSOUCI," Commande sans capteur d'une machine asynchrone a cage : application surla plateforme temps réel ni compactriocrio 9022", Mémoire de magister en université de Boumerdes,2015.
- [17] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister, Université de Batna 2001.
- [18] HADJ DIDA ABDELKADER, "Développement d'une Commande Numérique d'un Moteur à Induction" , Magister En Electrotechnique, Université d'Oran,2012.
- [19] Canudas de Wit,C.(2000),"Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC". France : Hermès Science Publication.

- [20] A.Bentaallah, " Linéarisation entrée-sortie et réglage flou d'une machine asynchrone", thèse de magister en électrotechnique, université de sidi bel abbés -2005.
- [21] R.Marino, S.Persada et P.Valigi, "Adaptation Input-output linearizing control of induction motor". Tor Vergata, Italy1993.
- [22] M.Abid, "Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à MLI", Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de sidi bel abbés, 2005
- [23] B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", Academic Pressis an imprint of Elsevier, published 2006, 935 pages.
- [24] M. Ben Ahmed Bouzid et M. Ghedamsi Kaci M, "Implémentation sur DSP F28335 des Stratégies de Commande d'un Convertisseur DC/AC", Mémoire de Master, Université A. MIRA-BEJAI,2017
- [25] BAHI Abdelouahab et DJEDIDI Mohammed Riadh, "Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE", Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued,2017
- [26] Celanovic N., Boroyevich D. "A fast space vector modulation algorithm for multilevel three phase converters". IEEE Trans. IA, Vol. 37, No2, pp.637- 641 (2001).
- [27] A. KHELDOUN, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté", Thèse de doctorat à l'université de BOUMERDES, 2007.
- [28] HIBA EL TILLA," Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone en Utilisation la Carte DSPACE", Projet de Fin d'Etude En Génie Électrique, Université de Libanaise, 2012.
- [29] BOUKHALIFA HADJA, "Commande Directe du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone", Master Académique, Université de Ourgla 2015.
- [30] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone" Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- [31] G. Segulier, et F. Labrique, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 5, Commande et Comportement Dynamique " Edition Tec.Doc, Paris Cedex, 1998.
- [32] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004
- [33] B. L. Dokic and B. Branki,"Power Electronics Converters and Regulators", 3rd Editio. Springer, 2015
- [34] A.Massoum, A.Meroufel, M.K .Fellah, "Commande en vitesse par mode glissement d'un moteur asynchrone alimenté en courant avec réduction de l'effet chattering" CNEA'04, université de sidi bel abbés ,23-24 mai2004.
- [35] Z.Ait wali, "Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone", Mémoire de magister UMMTO Tizi-ouzou.
- [36] Holtz, J., 1993. "Pulsewidth Modulation" - A Survey
- [37] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, P. Pillay,"Multilevel space vector PWM technique based on phase-shifted harmonic suppression", in Conf. Rec. IEEE APEC, 2000.

- [38] H. Benmira, "Implantation de la commande vectorielle spatiale dans un circuit dédié", Mémoire exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, université de Québec, 2003.
- [39] Mohammed Melit, "Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance", Thèse de Doctorat, Université de Jijel & Université de Blaise Pascal, 2008.
- [40] Bin Wang, "Analyse de la double modulation aléatoire pour réduire les effets conduits dans les convertisseurs de puissance", Thèse de Doctorat d'Université, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand, Juillet 2003.
- [41] Aimad Boudouda, Nasseridine Boudjerda, Khalil El Khamli chiDrissi and Kamal Kerroum, "Combined random space vector modulation for a variable speed drive using induction motor", Electrical Engineering, Archiv fürElektrotechnik, March 2016, Volume 98, Issue 1, pp 1-15.
- [42] Aimad Boudouda, "MLI aléatoire dans les convertisseurs statiques en boucle fermée "Thèse de Doctorat, Université de Jijel, Soutenue le 13/04/2016.
- [43] Benoit Robyns, Bruno François, Philippe Degobert et Jean-Paul Hautier. "Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue", Editions TECHNIP, Paris, 2007
- [44] MARC PERRON, "Conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle des pertes neuronal sur FPGA"», Thèse de doctorat, Université LAVAL, QUÉBEC, 2009
- [45] L.BAGHILI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [46] H.RAZIK, "Modélisation de la Machine Asynchrone", Université Henri Poincaré, Nancy
- [47] T.BENSLIMANE," Caractérisation précise des Défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic", Thèse de Doctorat, Universitéde Boumerdès 2009.
- [48] S.BAZI, "Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la techniquePSO (Particle Swarm Optimization)». Thèse de magistère, Université de Batna2009.
- [49] Filix Blaschke, "The principle of field oriented as applied to the new Trans vector closed-loop control system for rotating machine", Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220
- [50] K. Hasse, "On the dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine", Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstradt, Germany, July 1979
- [51] Tarek BENMILOUD, "commende du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques", thèse de doctorat, université du USTOMB, Algérie, 2012.
- [52] Xavier roboam, "Variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique", thèse de doctorat de l'INPT, toulouse1991.
- [53] G.BUCHE, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulink", Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [54] Roboam X, Hapiot J.C, de Fornel B. et Andrieux C. "contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse", Journal de physique III.2 : 439-453,1992.

- [55] Von Westerholt E. "Commande non linéaire d'une machine asynchrone", thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1994.
- [56] M. Hamataomar et m.Louchen nourdine, " Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation" Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

Annexe A : Paramètres du MAS

Table A.1-Les paramètres de plaque signalétique.

les paramètres	Notation	Valeur
puissance nominale	Pn	1.1 KW
vitesse nominale	Nn	1500tr/min
facteur de puissance	cos ϕ	0.81
tension nominale "couplage triangle"	Un	380V
courant nominale	In	2.8A
nombre de paires de pôles	p	2

Table A.2-les paramètres électrique et mécanique.

les paramètres	Notation	Valeur
résistance statorique	Rs	8 Ω
résistance rotorique	Rr	3.6 Ω
inductance statorique	Ls	0.47H
inductance rotorique	Lr	0.488H
mutuelle	Lm	0.457H
moment d'inertie	J	0.015Kg.m ²
frottement	f	0.005N.m.s

Annexe B: Schéma bloc des simulations

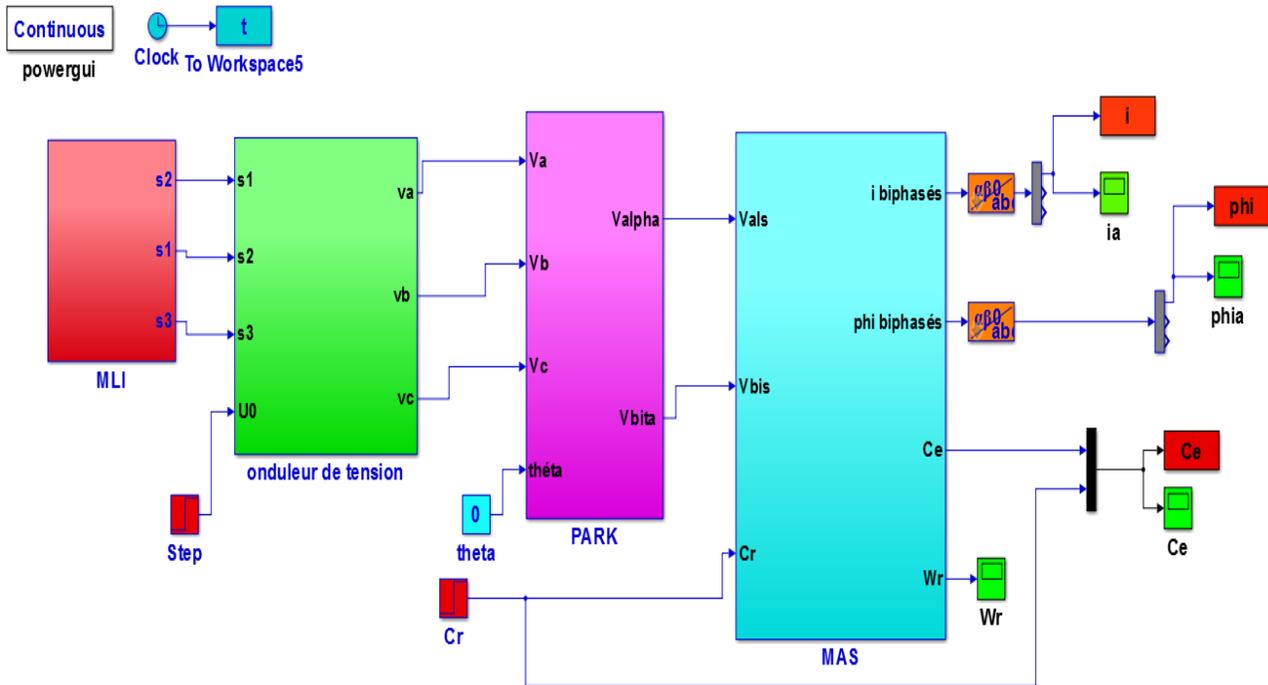


Figure B.1: Moteur asynchrone alimenté par onduleur à MLI

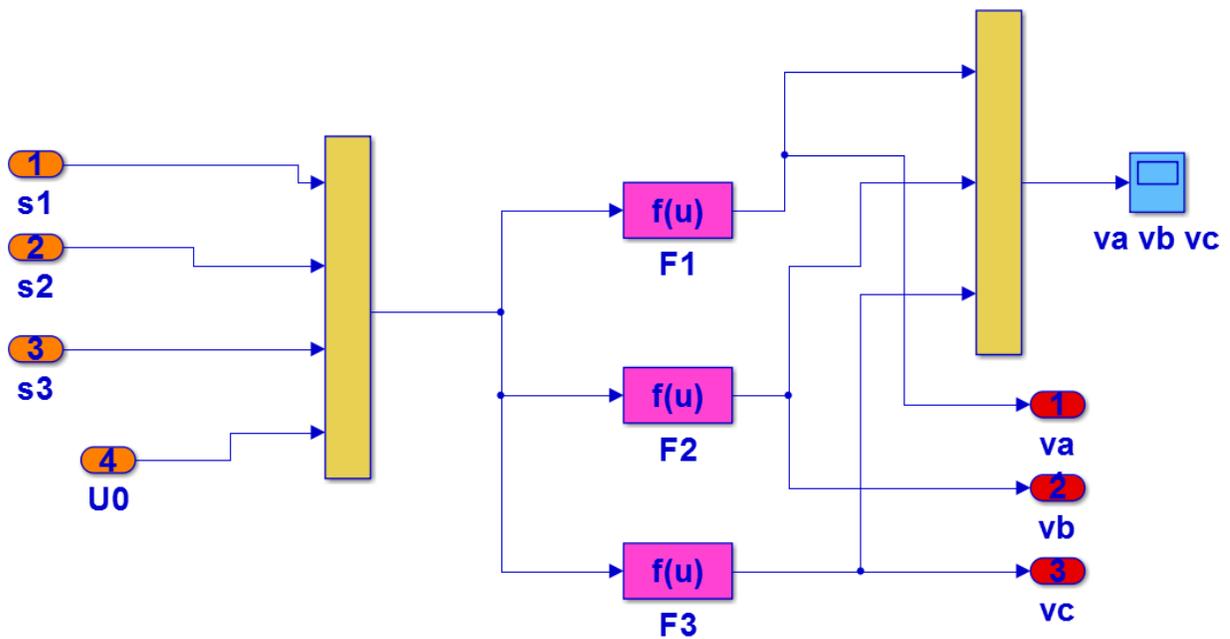


Figure B.2 : Bloc simulations de module mathématique d'onduleur de tension triphasé

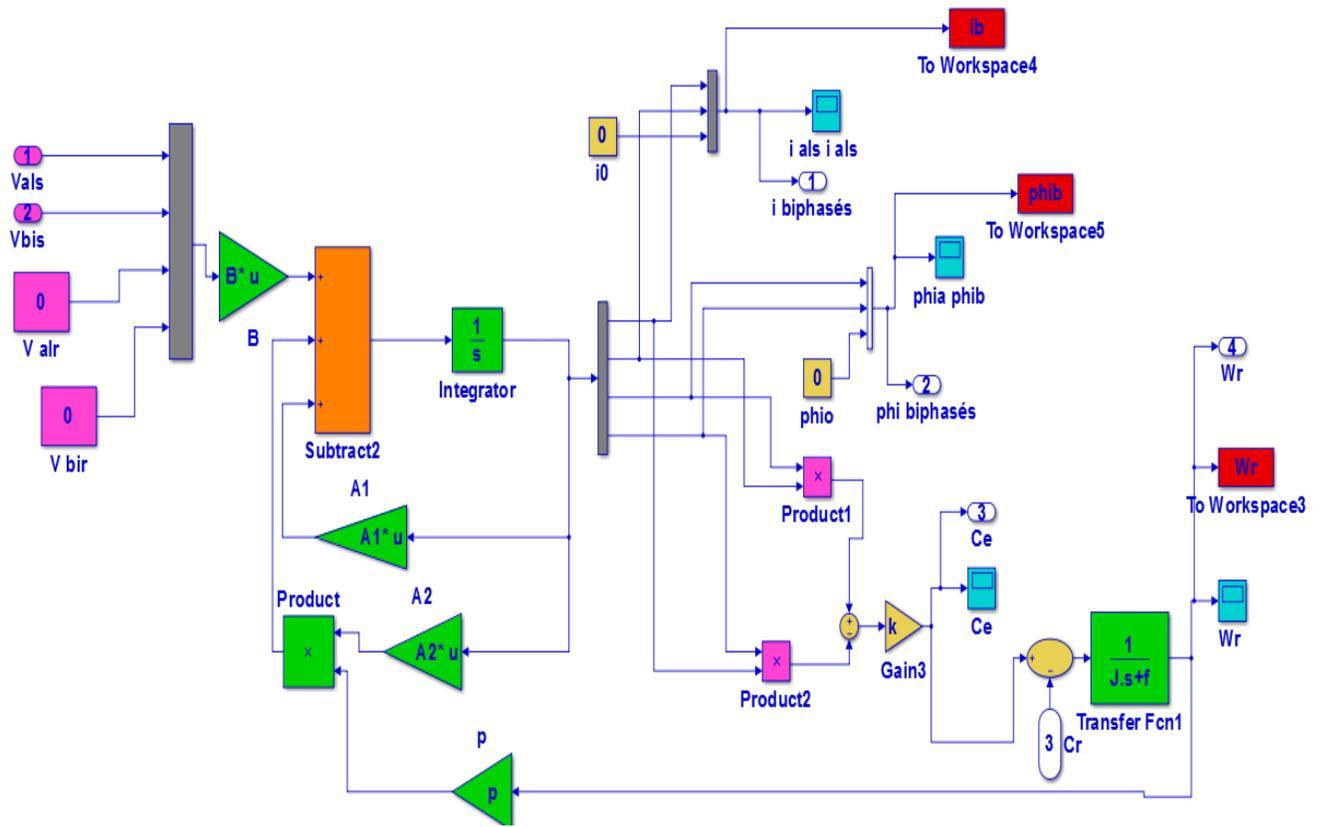
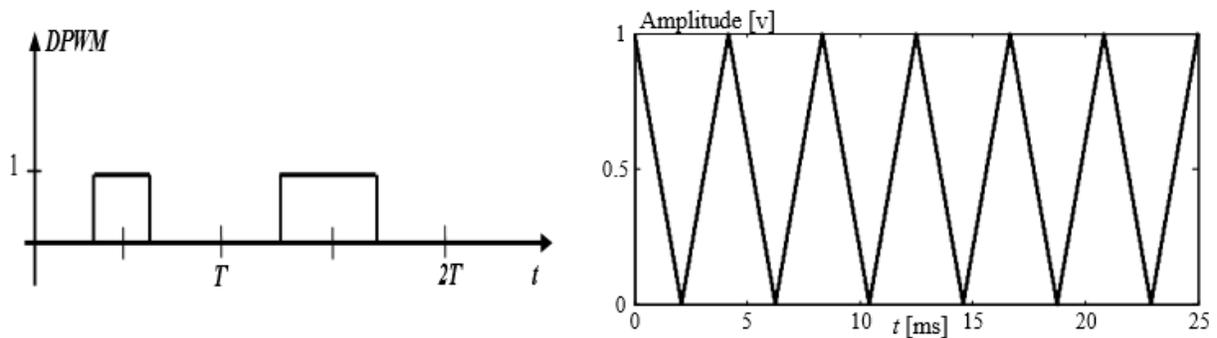


Figure B.3:Modèle simulations de MAS.

Annexe C : Les configurations de la MLI aléatoire

a) Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)

Pour la configuration **DPWM** les deux paramètres T et δ sont déterministes. La porteuse est triangulaire symétrique de période T fixe et de rapport $\beta = 0.5$ (**Figure C.1.a**)



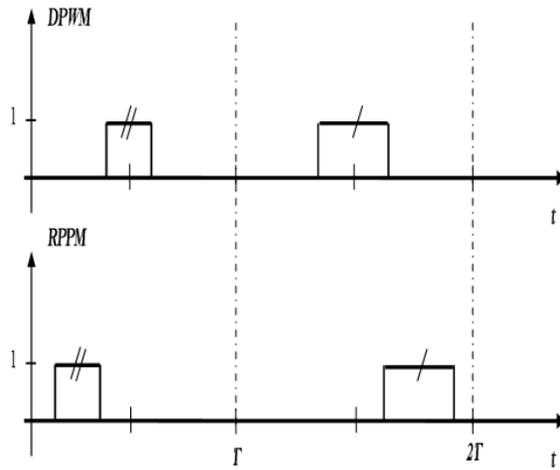
(a) Principe de la DPWM

(b) Signal triangulaire de la DPWM

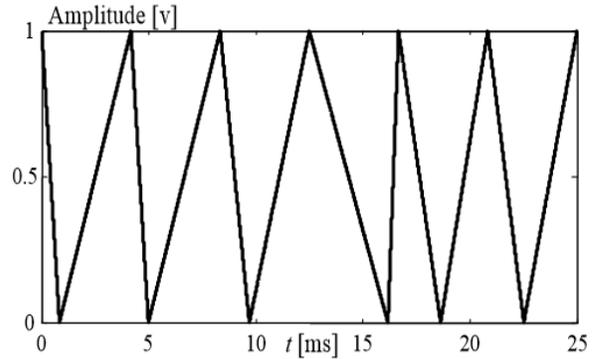
Figure C.2: Deterministic Pulse Width Modulation (DPWM)

b) Random Pulse Position Modulation (RPPM)

La configuration **RPPM** consiste à agir sur le coefficient de retard δ pour rendre aléatoire la position de signal de commande tout en gardant la période de modulation T constante (**Figure C.2.a**). On utilise alors une porteuse triangulaire de période fixe, avec l'instant βT aléatoire entre 0 et T , alors le coefficient de retard δ est $\delta = \beta (1 - d)$, la **figure (C.2.b)** montre la forme d'une telle porteuse.



(a) Principe de la RPPM

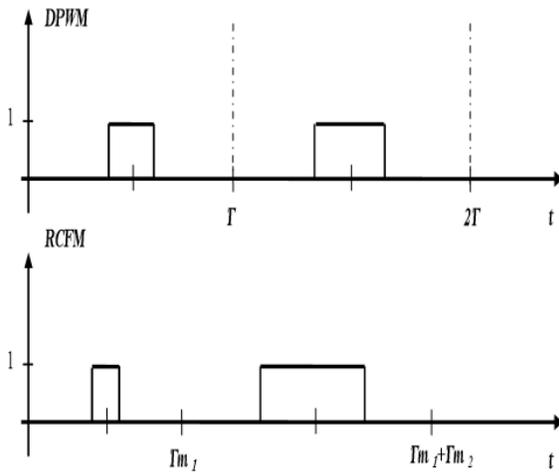


(b) Signal triangulaire de la RPPM

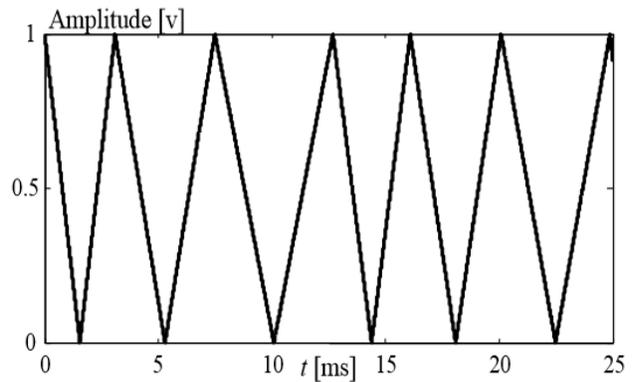
Figure C.2 :Random Pulse Position (RPPM)

c) Randomized Carrier Frequency Modulation (RCFM)

La configuration **RCFM** consiste à rendre aléatoire la période de modulation T , tout en gardant la position de l'impulsion fixe (**Figure C.3.a**). Cette configuration est obtenue par l'utilisation d'une porteuse triangulaire de période T aléatoire entre deux valeurs T_{max} et T_{min} , la position du pic de porteuse est gardée fixe $\beta = 0.5$. (**Figure C.3.b**)



a) Principe de la RCFM

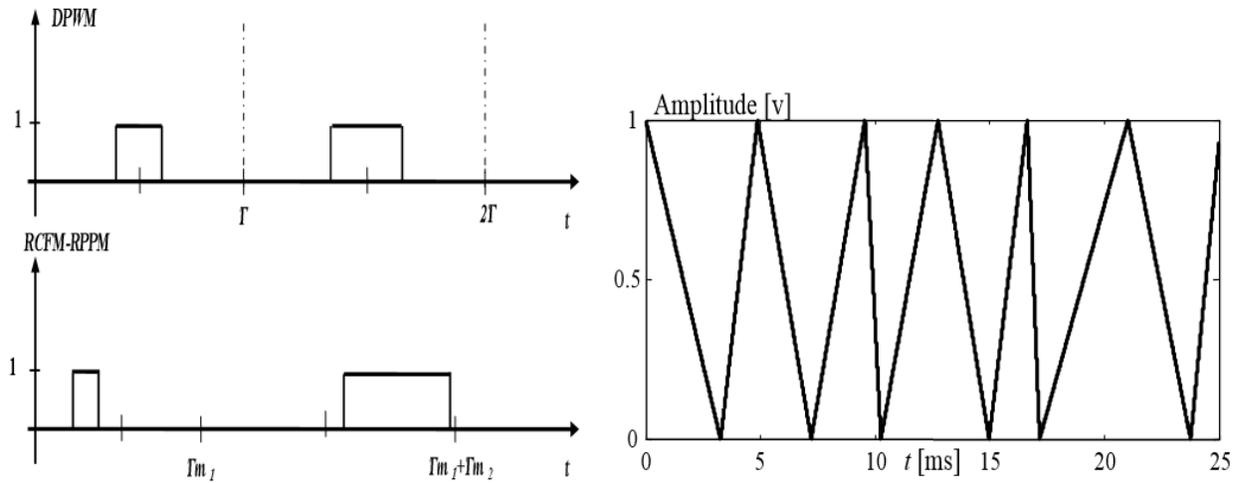


b) Signal triangulaire de la RCFM

Figure C.3 :Randomized Carrier Frequency (RCFM)

d) Double modulation RCFM-RPPM

La configuration **RCFM-RPPM** combine les deux configurations précédentes, la porteuse triangulaire a pour période T et pour position du pic βT aléatoires, (**Figure C.4**)



a) Principe de la RCFM-RPPM

b) Signal triangulaire de la RCFM-RPPM

Figure C.4 : Porteuse de la configuration RCFM-RPPM