



UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Électrique

Mémoire de master

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

BENZINA AHMED

REZKA SALAH ABDERRAHMANE

Thème :

**COMMANDE PAR LINÉARISATION
ENTRÉE-SORTIE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE**

Soutenu publiquement

Le : ../06/2026

Devant le jury composé de :

M.GADOUM ABDELATIF	MCA	Président	UKM Ouargla
M.IDER ZAHIR	MCA	Examineur	UKM Ouargla
M.SAHROUI Lazhar	MAA	Encadreur	UKM Ouargla

Année universitaire 2025/2026



Remerciement

Nous remercions avant tout Allah, le Tout-Puissant, de nous avoir accordé la santé, la force et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail.

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur, **M. SAHROUI Lazhar**, pour son accompagnement, ses précieux conseils et son soutien tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nos sincères remerciements s'adressent également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils portent à notre travail, ainsi qu'à tous les enseignants du département d'Électrotechnique pour la qualité de leur formation.

Enfin, nous remercions nos familles, nos amis et toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce mémoire intitulé :

« Commande robuste par linéarisation entrée-sortie d'un moteur asynchrone ».

DEDICACE

Nous dédions ce modeste travail :

À nos très chers parents, qui nous ont soutenus, encouragés et accompagnés tout au long de notre parcours universitaire. Leur amour, leurs sacrifices et leurs prières ont été notre source de motivation et de réussite. Que ce travail soit le témoignage de notre profonde gratitude et de notre immense affection.

À nos chers frères et sœurs, pour leur soutien constant, leurs encouragements et leur présence à nos côtés.

À tous les membres de nos familles respectives, sans exception, pour leur aide précieuse et leur confiance.

À nos amis et collègues d'études, avec qui nous avons partagé les meilleurs moments ainsi que les défis de ce parcours universitaire.

À toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire.

Ahmed Benzina

Rezka Salah Abderrahmane

Résumé

Ce mémoire présente une étude complète de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie appliquée à une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Le travail est structuré en trois parties principales. Nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone, d'abord dans le référentiel triphasé puis dans le référentiel biphasé stationnaire (α, β) par application de la transformation de Concordia. Ce modèle a été validé par simulation sous MATLAB/Simulink. Ensuite, nous avons consacré une partie à l'étude du convertisseur électronique de puissance associé à la machine, en modélisant successivement le redresseur triphasé à diodes, le filtre LC et l'onduleur de tension à deux niveaux. Deux stratégies de commande ont été analysées et comparées : la commande en pleine onde et la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective sinus-triangulaire. Les résultats de simulation démontrent la supériorité de la commande MLI en termes de qualité spectrale et de réduction du taux de distorsion harmonique (THD). Enfin, nous avons développé une commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie avec régulateurs PI pour le contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique. La structure globale de commande inclut une boucle de vitesse externe et une boucle non linéaire interne. L'ensemble a été implémenté sous MATLAB/Simulink et testé dans différents scénarios : démarrage à vide, application de charge, variation paramétrique et inversion de vitesse. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'approche proposée et sa robustesse face aux perturbations.

Mots-clés : Machine asynchrone, modélisation, convertisseur, onduleur MLI, commande entrée-sortie, linéarisation, régulateur PI, MATLAB/Simulink.

Abstract

This thesis presents a comprehensive study of nonlinear input-output linearization control applied to a three-phase squirrel-cage induction machine. The mathematical model of the induction machine was established, first in the three-phase reference frame and then in the stationary two-phase (α , β) reference frame by applying the Concordia transformation, and validated through simulation under MATLAB/Simulink. Subsequently, the power electronic converter associated with the machine was studied, including the modeling of the three-phase diode rectifier, the LC filter, and the two-level voltage inverter. Two control strategies were analyzed and compared: full-wave control and sinusoidal-triangular pulse-width modulation (PWM) control. The simulation results demonstrate the superiority of PWM control in terms of spectral quality and total harmonic distortion (THD) reduction. Finally, a nonlinear input-output linearization control with PI regulators was developed for controlling the rotor flux and electromagnetic torque. The overall control structure includes an external speed loop and an internal nonlinear loop. The complete system was implemented under MATLAB/Simulink and tested in different scenarios: no-load starting, load application, parametric variation, and speed reversal. The obtained results confirm the effectiveness of the proposed approach and its robustness against disturbances.

Keywords: Induction machine, modeling, converter, PWM inverter, input-output control, linearization, PI regulator, MATLAB/Simulink.

ملخص

تقدم هذه المذكرة دراسة شاملة للتحكم اللاخطي بتخطيط الدخل والخرج المطبق على الآلة الحثية ثلاثية الأطوار ذات القفص. تم إنشاء النموذج الرياضي للآلة الحثية، أولاً في الإطار ثلاثي الأطوار ثم في الإطار ثنائي الأطوار الثابت (α, β) بتطبيق تحول كونكورديا، والتحقق من صحته عن طريق المحاكاة باستخدام MATLAB/Simulink. بعد ذلك، تم دراسة محول الطاقة الإلكتروني المرتبط بالآلة، من خلال نمذجة المقوم ثلاثي الأطوار باستخدام الصمامات الثنائية، وفلتر LC، وعاكس الجهد ذو المستويين. تم تحليل ومقارنة استراتيجيتي التحكم: التحكم بالموجة الكاملة والتحكم بتعديل عرض النبض (PWM) الجيبي المثلي. تظهر نتائج المحاكاة تفوق تحكم PWM من حيث الجودة الطيفية وتقليل التشويه التوافقي الكلي (THD) أخيراً، تم تطوير تحكم لاخطي بتخطيط الدخل والخرج مع منظمات PI للتحكم في تدفق الدوار والعزم الكهرومغناطيسي. تتضمن هيكلية التحكم الكاملة حلقة سرعة خارجية وحلقة لاخطية داخلية. تم تنفيذ النظام بالكامل باستخدام MATLAB/Simulink واختباره في سيناريوهات مختلفة: البدء بدون حمل، تطبيق الحمل، التغيرات المعاملية، وعكس السرعة. تؤكد النتائج المتحصل عليها فعالية النهج المقترح ومتانته ضد الاضطرابات.

الكلمات المفتاحية: آلة حثية، نمذجة، محول، عاكس PWM، تحكم دخل-خرج، تخطيط، منظم MATLAB/Simulink، PI.

Table des matières

Résumé	I
Table des matières	IV
Liste des figures	VII
Liste des tableaux	IX
Liste des abréviations et symboles	X
INTRODUCTION GENERALE.....	1

CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Introduction	4
I.1 Modélisation triphasée.....	5
I.1.1 Modélisation de la Machine Asynchrone.....	5
I.1.2 Représentation schématique de la machine.....	5
I.1.3 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.1.4 Équations généralisées de la MAS	7
I.2 Modélisation diphasée	8
I.2.1 Transformation de Park et son inverse	9
I.2.2 Transformation de Concordia	9
I.2.3 Choix du repère	10
I.2.4 Application de la transformée de Park aux équations triphasées	10
I.2.5 Forme vectorielle.....	12
I.2.6 Résultats de simulation	12
I.2.7 Conclusion.....	14

Chapitre II : Modélisation et commande du convertisseur MLI à deux niveaux

Introduction	16
II.1 Structure et alimentation du convertisseur	16
II.1.1 Modélisation de l'alimentation.....	16
II.1.2 Modélisation du redresseur triphasé à diodes	17
II.1.3 Modélisation du filtre.....	18
II.1.4 Modélisation de l'onduleur.....	19
II.2 La Commande de l'onduleur	20

II.3 La Commande en pleine onde	21
II.4 Simulation de la commande en pleine onde	22
II.5 Résultats de simulation de l'association machine – onduleur	23
II.6 Commande MLI intersective (Sinus-Triangle).....	26
II.6.1 Définition et principe	26
II.6.2 Signaux de référence sinusoïdaux.....	26
II.6.3 Signal porteur triangulaire	26
II.6.4 Principe d'intersection et génération des signaux de commande	27
II.6.5 Indices de modulation	27
II.6.6 Tension de sortie et comportement harmonique.....	27
II.6.7 Avantages et limitations.....	28
II.7 Simulation de la commande MLI intersective	28
II.7.1 Description du modèle Simulink	28
II.7.2 Bloc de génération des signaux de référence et de la porteuse.....	28
II.7.3 Bloc comparateur et génération des signaux de grille	30
II.7.4 Tensions de sortie de l'onduleur.....	31
II.7.5 Association avec la machine asynchrone.....	32
II.7.6 Interprétation des résultats de simulation	33
II.8 Analyse comparative du THD du courant statorique.....	35
II.9 Comparaison entre la commande en pleine onde et la commande MLI intersective.....	36
II.10 Conclusion	38

Chapitre III : Commande non linéaire de la machine asynchrone

III.1 Introduction.....	41
III.2 Modèle d'état de la machine asynchrone.....	41
III.2.1 Couple électromagnétique et équation mécanique	43
III.2.2 Modèle d'état sous forme scalaire.....	43
III.2.3 Modèle d'état sous forme vectorielle	44
III.3 Principe de la commande non linéaire.....	45
III.3.1 Dérivée de Lie	45
III.3.2 Linéarisation par retour d'état	46

III.4 Structure globale de la commande	48
III.5 Implémentation MATLAB/Simulink de la commande	49
III.5.1 Description détaillée du programme.....	49
III.6 Simulation de la commande non linéaire par retour d'état avec la MAS	50
III.6.1 Schéma global de la commande entrée-sortie avec PI vitesse.....	50
III.6.2 Essais sans convertisseur	51
III.6.3 Essais avec convertisseur MLI S-T	52
III.6.4 Tests de robustesse	54
III.7 Conclusion	58
CONCLUSION GENERALE.....	59
Références bibliographiques.....	60
Annexe A.....	62

Liste des figures

Figure I.1 — Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	6
Figure I.2 — Schéma de simulation de la machine dans le repère (α,β)	12
Figure I.3 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	13
Figure I.4 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	13
Figure I.5 — Évolution des grandeurs électromécaniques de la MAS	13
Figure II.1 — Schéma de principe de l'association convertisseur – MAS.....	16
Figure II.2 — Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes	17
Figure II.3 — Évolution des tensions d'entrée et de sortie du redresseur	18
Figure II.4 — Représentation d'un filtre	18
Figure II.5 — Schéma de l'onduleur à deux niveaux	19
Figure II.6 — Principe de la commande en pleine onde	21
Figure II.7 — Représentation d'un onduleur triphasé commandé en pleine onde avec chronogrammes	22
Figure II.8 — Simulation de l'association MAS–onduleur commandé en pleine onde	22
Figure II.9 — Signaux de commande et tension de sortie — commande en pleine onde	23
Figure II.10 — Tensions simples v_a , v_b et v_c à la sortie de l'onduleur — pleine onde.....	23
Figure II.11 — Simulation de l'association MAS–onduleur commandé en pleine onde	24
Figure II.12 — Évolution des grandeurs électromécaniques dans le repère (α,β) — pleine onde ...	24
Figure II.13 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	25
Figure II.14 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	25
Figure II.15 — Tensions simples v_a , v_b et v_c à la sortie de l'onduleur — pleine onde.....	25
Figure II.16 — Modèle Simulink de l'association MAS–onduleur MLI sinus-triangulaire	29
Figure II.17 — Principe de comparaison dans la commande MLI sinus-triangulaire	30
Figure II.18 — Signaux de commande S_a , S_b , S_c générés par la comparaison MLI	31
Figure II.19 — Tensions simples v_a , v_b , v_c à la sortie de l'onduleur — commande MLI	32
Figure II.20 — Simulation de l'association MAS–onduleur sous commande MLI sinus- triangulaire.....	33
Figure II.21 — Évolution des grandeurs électromécaniques de la MAS — commande MLI.....	34
Figure II.22 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	34
Figure II.23 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α,β)	34
Figure II.24 — Analyse FFT et THD du courant statorique avec commande en pleine onde.....	35

Figure II.25 — Analyse FFT et THD du courant statorique avec commande MLI sinus-triangulaire.....	36
Figure III.1 — Schéma global de la commande entrée-sortie avec PI vitesse.....	50
Figure III.2 — Évolution du couple et de la vitesse — Essai sans convertisseur.....	51
Figure III.3 — Évolution des courants statoriques et rotoriques — Essai sans convertisseur	51
Figure III.4 — Évolution des flux statoriques et rotoriques — Essai sans convertisseur	51
Figure III.5 — Schéma global de la commande entrée-sortie avec convertisseur MLI S-T	52
Figure III.6 — Évolution du couple et de la vitesse — Essai avec convertisseur	52
Figure III.7 — Évolution des courants statoriques et rotoriques — Essai avec convertisseur	53
Figure III.8 — Évolution des flux statoriques et rotoriques — Essai avec convertisseur	53
Figure III.9 — Tensions simples de sortie de l'onduleur MLI S-T — Essai avec convertisseur.....	53
Figure III.10 — Évolution du couple et de la vitesse — Test de variation de la résistance rotorique	54
Figure III.11 — Évolution des courants statoriques et rotoriques — Test de variation de la résistance rotorique.....	54
Figure III.12 — Évolution des flux statoriques et rotoriques — Test de variation de la résistance rotorique	55
Figure III.13 — Évolution du couple et de la vitesse — Test d'inversion de vitesse	55
Figure III.14 — Évolution des courants statoriques et rotoriques — Test d'inversion de vitesse	56
Figure III.15 — Évolution des flux statoriques et rotoriques — Test d'inversion de vitesse	56
Figure III.16 — Évolution du couple et de la vitesse — Test de variation du couple de charge	57
Figure III.17 — Évolution des courants statoriques et rotoriques — Test de variation du couple de charge.....	57
Figure III.18 — Évolution des flux statoriques et rotoriques — Test de variation du couple de charge.....	58

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Comparaison entre la commande en pleine onde et la commande MLI intersective.	36
Tableau III.1 : Rôle des blocs de la structure globale de commande	49
Tableau III.2 : Entrées du bloc de commande	49
Tableau III.3 : Sorties du bloc de commande	50

Liste des abréviations et symboles

Abréviations

MAS : Machine Asynchrone (à cage d'écureuil)

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PWM : Pulse Width Modulation

SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation

THD : Taux de Distorsion Harmonique Total (Total Harmonic Distortion)

FFT : Transformée de Fourier Rapide (Fast Fourier Transform)

PI : Régulateur Proportionnel-Intégral

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

CC : Courant Continu

CA : Courant Alternatif

DC : Direct Current

AC : Alternating Current

Symboles

Rs, Rr : Résistances statorique et rotorique (Ω)

Ls, Lr : Inductances statorique et rotorique (H)

M : Inductance mutuelle (H)

P : Nombre de paires de pôles

Ω_r : Vitesse mécanique du rotor (rad/s)

ω_r : Vitesse électrique du rotor — $\omega_r = P \cdot \Omega_r$ (rad/s)

Tr : Constante de temps rotorique — $Tr = L_r/R_r$ (s)

σ : Coefficient de fuite magnétique — $\sigma = 1 - M^2/(L_s \cdot L_r)$

Ks : Constante de couplage stator–rotor — $K_s = M/(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)$

γ : Terme de pertes et couplages électriques

b : Coefficient de commande — $b = 1/(\sigma \cdot L_s)$

isa, is β : Composantes du courant statorique dans le repère (α, β) (A)

$\phi_{ra}, \phi_{r\beta}$: Composantes du flux rotorique dans le repère (α, β) (Wb)

$\phi_{sa}, \phi_{s\beta}$: Composantes du flux statorique dans le repère (α, β) (Wb)

Vsa, Vs β : Composantes de la tension statorique de commande (V)

Ce : Couple électromagnétique (N·m)

Cr : Couple résistant ($\text{N}\cdot\text{m}$)
J : Moment d'inertie ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)
Fr : Coefficient de frottement visqueux ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$)
Kt : Constante de couple — $K_t = P\cdot M/L_r$
Vdc : Tension du bus continu (V)
Vref : Amplitude du signal de référence MLI (V)
Vp : Amplitude du signal porteur triangulaire (V)
f1 : Fréquence fondamentale du signal de référence (Hz)
fp : Fréquence de la porteuse MLI (Hz)
ma : Indice de modulation d'amplitude — $m_a = V_{\text{ref}}/V_p$
mf : Indice de modulation de fréquence — $m_f = f_p/f_1$
Y1 : Sortie 1 — énergie du flux rotorique : $Y_1 = 0.5(\phi_r\alpha^2 + \phi_r\beta^2)$
Y2 : Sortie 2 — couple électromagnétique : $Y_2 = C_e$
r1, r2 : Degrés relatifs des sorties Y1 et Y2
D(X) : Matrice de découplage de la commande entrée-sortie
v1, v2 : Nouvelles entrées linéarisées
k11, k12 : Gains du régulateur de flux (placement de pôles)
k21 : Gain du régulateur de couple
 ζ : Coefficient d'amortissement
 ω_n : Pulsation naturelle désirée (rad/s)

Introduction Générale

Introduction Générale

Les machines asynchrones, également appelées machines à induction, occupent une place prépondérante dans le domaine des entraînements électriques industriels. Leur robustesse mécanique, leur coût relativement faible et leur simplicité de maintenance en font le choix privilégié pour une vaste gamme d'applications, allant des systèmes de pompage aux chaînes de production industrielle, en passant par les transports et les énergies renouvelables.

Cependant, la commande de ces machines présente des défis importants en raison de leur nature fortement couplée et non linéaire. Contrairement aux machines à courant continu qui bénéficient d'un découplage naturel entre le flux et le couple, les machines asynchrones nécessitent des stratégies de commande sophistiquées pour atteindre des performances dynamiques comparables.

Ce mémoire s'inscrit dans cette problématique et propose une étude complète allant de la modélisation mathématique de la machine à la mise en œuvre d'une commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie. L'objectif principal est de découpler le contrôle du flux rotorique et du couple électromagnétique, tout en assurant un réglage précis de la vitesse de rotation.

Le travail est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Nous y établissons le modèle mathématique dans le référentiel triphasé, puis nous le transformons en un modèle diphasé équivalent dans le repère stationnaire (α , β) grâce à la transformation de Concordia. Les résultats de simulation sous MATLAB/Simulink valident le modèle développé.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation et de la commande du convertisseur électronique de puissance. Nous y analysons la chaîne de conversion complète : redresseur triphasé à diodes, filtre LC et onduleur de tension à deux niveaux. Deux stratégies de commande sont étudiées et comparées : la commande en pleine onde et la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective.

Le troisième chapitre constitue l'apport principal de ce mémoire. Nous y développons la commande par linéarisation entrée-sortie, avec des régulateurs par placement de poles pour le contrôle du flux et du couple. La structure de commande complète, incluant la boucle de vitesse externe, est implémentée et testée sous MATLAB/Simulink dans divers scénarios de fonctionnement.

Chapitre I:

Modélisation de la machine asynchrone

Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS) constitue une étape essentielle dans l'analyse de son fonctionnement [1]. Elle consiste, dans un premier temps, à établir de manière explicite son modèle mathématique à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques dans le référentiel triphasé. Par la suite, afin de simplifier l'étude, l'ordre du système est réduit grâce à une transformation, notamment la transformation de Concordia, permettant de représenter la machine dans un référentiel diphasé équivalent. Enfin, une simulation numérique de la machine est réalisée afin d'illustrer son comportement dynamique.

La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties principales : le stator et le rotor. Le stator, partie fixe de la machine, est formé d'un circuit magnétique comportant des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements constituant les phases statoriques. Au centre se trouve le rotor, dont le circuit magnétique est muni de barres conductrices, généralement en aluminium coulé ou en cuivre [2]. Ces barres sont reliées entre elles à leurs extrémités par des anneaux de court-circuit, formant ainsi une cage. Afin de réduire les effets indésirables liés à l'encochage, les barres du rotor sont légèrement inclinées, ce qui permet d'atténuer les variations de réluctance et d'améliorer la régularité du couple [3]. Cette structure est traversée par un arbre mécanique assurant la transmission du mouvement.

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée ainsi que sa transformation vers un modèle diphasé simplifié [1]. Une représentation sous forme d'état est ensuite établie à partir des lois physiques régissant le système. Enfin, la modélisation de l'alimentation de la machine, basée sur un onduleur de tension à deux niveaux, est abordée afin de compléter l'étude globale du système.

Dans la pratique industrielle, le moteur à induction, notamment à cage, est de loin le plus répandu, au point que les termes « moteur asynchrone » et « moteur à induction » sont souvent utilisés de manière équivalente.

La particularité de cette machine réside dans le fait que le rotor n'est pas directement alimenté. Il est parcouru par des courants induits sous l'effet du champ magnétique généré par le stator, lequel est alimenté par un réseau électrique de fréquence donnée [2].

I.1.1. Modélisation de la Machine Asynchrone :

Avant d'aborder la commande d'un système, il est indispensable d'en établir une modélisation mathématique précise [4]. Dans le cas de la machine asynchrone, cette tâche s'avère relativement complexe en raison de la présence de phénomènes physiques variés, tels que la saturation magnétique ou encore les courants de Foucault. Toutefois, ces effets sont souvent négligés, d'une part en raison de la difficulté de leur modélisation, et d'autre part parce que leur influence reste généralement faible dans les conditions normales de fonctionnement [2].

Ainsi, l'introduction d'hypothèses simplificatrices permet de construire un modèle suffisamment représentatif tout en restant exploitable pour l'analyse et la commande de la machine.

Le moteur asynchrone est constitué de six enroulements (trois au stator et trois au rotor) couplés magnétiquement, ce qui conduit à un système de six équations différentielles dont les coefficients varient périodiquement dans le temps. La résolution directe de ce système est complexe, même à l'aide d'outils numériques [4].

Pour simplifier cette modélisation, on fait appel à la transformation de Park, qui permet de transformer le système triphasé en un modèle équivalent dans un repère tournant, facilitant ainsi l'analyse et la synthèse des lois de commande [5].

I.1.2 Représentation schématique de la machine :

Une machine triphasée équilibrée, alimentée par un réseau triphasé, forme un système globalement non linéaire, ce qui rend sa commande plus complexe [1]. Elle est constituée d'un stator comportant trois enroulements identiques, disposés de manière symétrique avec un décalage angulaire de $\frac{2\pi}{3}$ entre leurs axes. L'axe de la phase S_a est généralement choisi comme référence angulaire.

Le rotor, quant à lui, peut être modélisé de façon équivalente par trois enroulements également répartis avec le même décalage angulaire de $\frac{2\pi}{3}$. Ces enroulements sont court-circuités, formant ainsi une structure fermée.

L'ensemble de la machine peut ainsi être représenté de manière schématique afin de mettre en évidence la disposition des enroulements statoriques et rotoriques ainsi que leurs interactions électromagnétiques.

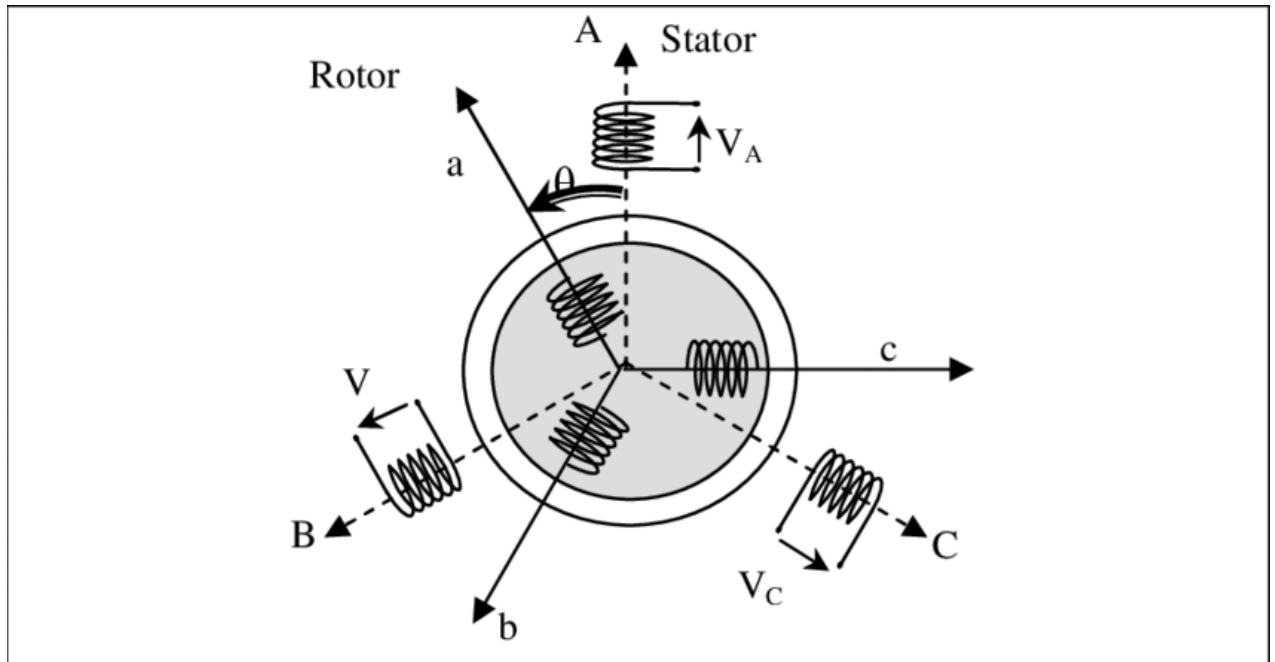


Figure I.1 — Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Cette figure présente la représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée, illustrant la disposition symétrique des enroulements statoriques et rotoriques. On observe que les trois phases statoriques sont décalées de 120° et que le rotor est modélisé par trois enroulements équivalents court-circuités. Il est à noter que cette représentation constitue le point de départ de la modélisation mathématique développée dans ce chapitre.

I.1.3 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone repose sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices permettant de rendre les équations différentielles plus accessibles à l'analyse [2]. Ces hypothèses sont généralement adoptées afin d'obtenir un modèle exploitable sans compromettre significativement la précision dans les conditions normales de fonctionnement. Elles sont les suivantes [1] :

- un entrefer supposé d'épaisseur uniforme ;
- l'effet d'encoche négligé ;
- un circuit magnétique considéré comme non saturé, avec une perméabilité constante ;
- les pertes ferromagnétiques supposées négligeables.

I.1.4 Équations généralisées de la MAS :

Considérons une machine asynchrone triphasée, aussi bien au stator qu'au rotor. Son comportement global est décrit par trois catégories principales d'équations [4]:

- les équations électriques .
- les équations magnétiques .
- l'équation mécanique.

a) Équations électriques:

a.1 Statoriques :

Les tensions statoriques sont exprimées, en notation matricielle compacte, par la relation suivante [4] :

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

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

a.2 Rotoriques :

De manière analogue, les tensions rotoriques sont données par la relation matricielle suivante [4] :

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

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

b) Equation des flux:

Au stator [4] :

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

$$[\phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

avec :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos\alpha & \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha-2\pi/3) \\ \cos(\alpha-2\pi/3) & \cos\alpha & \cos(\alpha+2\pi/3) \\ \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha-2\pi/3) & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I.9)$$

Par raison de réciprocité mutuelle [2]. $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$. (I.10)

c) Equations mécaniques:

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Si:

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

et

Avec $[i]$: vecteur courant et $[L]$: matrice des inductances [5].

le couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante :

$$C_e = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{\partial}{\partial \alpha} [L] [i] \quad (I.13)$$

L'équation dynamique est donnée par [1]:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.14)$$

I.2. Modélisation diphasée :

Le modèle triphasé de la machine apparaît relativement complexe, ce qui entraîne une augmentation des temps de calcul lors des simulations et complique sa mise en œuvre pratique. Afin de simplifier son exploitation, il est courant de réduire le nombre d'équations en adoptant des modèles biphasés équivalents [5]. Ces derniers, exprimés dans des repères tournants tels que le repère de Park,

permettent d'obtenir une représentation plus simple et mieux adaptée à l'analyse et à la commande [07].

I.2.1. Transformation de Park et son inverse :

La matrice des tensions dans le repère (dqo), est exprimée en fonction des matrices des tensions dans le repère (abc) par la relation suivante [5] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\psi)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

avec :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos(\psi-2\pi/3) & \cos(\psi+2\pi/3) \\ -\sin\psi & -\sin(\psi-2\pi/3) & -\sin(\psi+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$[P(\psi)]$ est la matrice de transformation directe de Park modifiée à l'angle ψ et son inverse est donnée par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi-2\pi/3) & -\sin(\psi-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi+2\pi/3) & -\sin(\psi+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.2.2. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est un cas particulier de la transformation de Park, où le repère de Park est fixe (lié au stator). Elle est connue par le repère ($\alpha\beta o$), cette transformation conserve la puissance et non pas les amplitudes [4].

Les puissances actives et réactives calculées dans le nouveau système ont donc les mêmes valeurs que dans le système initial [4]. La matrice de Concordia vaut [08]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[i_{\alpha\beta o}] = [Co] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$[i_{abc}] = [Co]^{-1} \cdot [i_{\alpha\beta o}] = [Co]_t \cdot [i_{\alpha\beta o}] \quad (\text{I.21})$$

On peut vérifier que cette matrice est orthogonale [4].

$$[Co]_t \cdot [Co] = 1 \quad (\text{I.22})$$

Si les puissances sont conservées, les amplitudes des grandeurs initiales ne le sont pas. Dans le détail [5]:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{3} I \cos(\omega t) \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{cases} i_\beta = \sqrt{3} I \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

$$\begin{cases} i_o = 0 \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

I.2.3. Choix du repère:

Le modèle de la machine peut être exprimé dans un repère biphasé (d,q) dont l'orientation n'est pas unique, mais choisie en fonction des objectifs de l'étude ou de l'application [1]. Ce choix conditionne la forme des équations et la simplicité d'analyse. On distingue ainsi plusieurs repères usuels :

- **Repère statorique (α, β)** : dans ce cas, l'axe d est aligné avec l'axe du champ statorique (souvent associé à la phase de référence). Ce repère est particulièrement adapté à l'étude des grandeurs rotoriques [1].
- **Repère rotorique (x,y)** : les axes d et q tournent à la même vitesse que le rotor, de sorte que l'axe d coïncide avec l'axe du champ rotorique. Ce repère est utilisé lorsque l'analyse porte principalement sur les grandeurs statoriques [1].
- **Repère synchrone (d,q)** : les axes tournent à la vitesse du champ magnétique synchrone. Ce repère est largement utilisé en commande des machines électriques, car les grandeurs sinusoïdales y apparaissent comme des grandeurs continues, ce qui simplifie considérablement l'analyse et la synthèse des lois de commande [5].

I.2.4. Application de la transformée de Park aux équations triphasée :

$$\text{Matrice de Concordia } [C] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\text{Application : } [f_{\alpha\beta 0}] = [C] \cdot [f_{abc}] \quad (\text{I.27})$$

Cas particulier de Park avec $\theta = 0$ (repère fixe lié au stator) [4].

A) Equations des tensions :

Tensions statoriques [4]:

$$v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \quad (\text{I.28})$$

$$v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \quad (\text{I.29})$$

Tensions rotoriques [4] :

$$v_{r\alpha} = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{r\beta} \quad (\text{I.30})$$

$$v_{r\beta} = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{r\alpha} \quad (\text{I.31})$$

$$\text{avec } \omega_r : \text{vitesse angulaire du rotor (rad/s) (cage d'écureuil : } v_{r\alpha} = v_{r\beta} = 0 \quad (\text{I.32})$$

$$0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{r\beta} \quad (\text{I.33})$$

$$0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{r\alpha} \quad (\text{I.34})$$

B) Equations des flux :

Flux statoriques :

$$\varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \quad (\text{I.35})$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \quad (\text{I.36})$$

Flux rotoriques [4]:

$$\varphi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \quad (\text{I.37})$$

$$\varphi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \quad (\text{I.38})$$

C) Composantes α et β à partir du triphasé :

$$f_{\alpha} = f_a \quad (\text{I.39})$$

$$f_{\beta} = \frac{(f_a + 2 \cdot f_b)}{\sqrt{3}} \quad (\text{I.40})$$

$$f_0 = \frac{(f_a + f_b + f_c)}{\sqrt{3}} \quad (\text{I.41})$$

(composante homopolaire, nulle en régime équilibré [5])

I.2.5. FORME VECTORIELLE :

On définit le vecteur complexe [5] :

$$\vec{f}_s = f_{s\alpha} + j \cdot f_{s\beta} \quad (\text{I.42})$$

Tension statorique vectorielle [5] :

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{I.43})$$

Tension rotorique vectorielle [5]:

$$0 = R_r \cdot \vec{I}_r + \frac{d\vec{\varphi}_r}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \vec{\varphi}_r \quad (\text{I.44})$$

Flux vectoriels [4]:

$$\vec{\varphi}_s = L_s \cdot \vec{I}_s + M \cdot \vec{I}_r \quad (\text{I.45})$$

$$\vec{\varphi}_r = L_r \cdot \vec{I}_r + M \cdot \vec{I}_s \quad (\text{I.46})$$

Couple électromagnétique [5]:

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I.47})$$

$$C_{em} = p \cdot (M / L_r) \cdot (\varphi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I.48})$$

I.2.6. Résultats de simulation:

La machine est simulée en Simulink sous environnement MATLAB dans un repère (α, β) [6] :

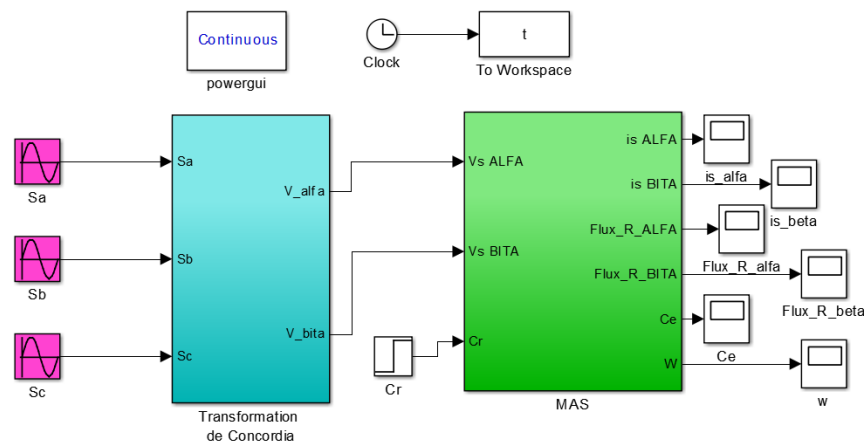


Figure I.2 — Schéma de simulation de la machine dans le repère (α, β)

Cette figure présente le schéma de simulation de la machine asynchrone dans le repère (α, β) implémenté sous MATLAB/Simulink. On observe que le modèle biphasé regroupe les équations électriques et mécaniques dans un environnement numérique cohérent. Les résultats confirment la validité du comportement dynamique de la MAS lors du démarrage et en régime permanent.

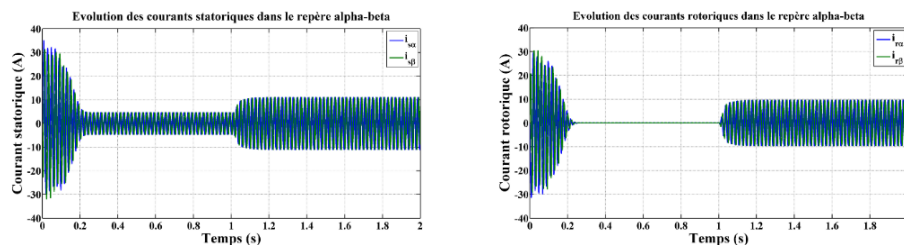


Figure I.3 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure illustre l'évolution temporelle des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . On observe une forme sinusoïdale en régime permanent, conformément aux attentes du modèle biphasé. Les transitoires au démarrage reflètent l'établissement progressif du flux rotorique.

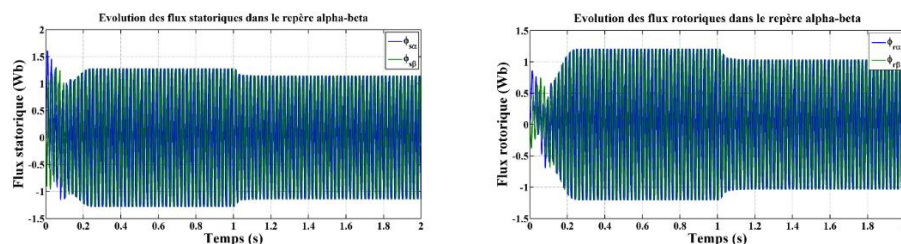


Figure I.4 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure présente l'évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . Les résultats montrent que les flux s'établissent progressivement avant d'atteindre leurs valeurs de régime permanent. Le couplage entre flux rotorique et courants statoriques confirme la nature non linéaire du modèle.

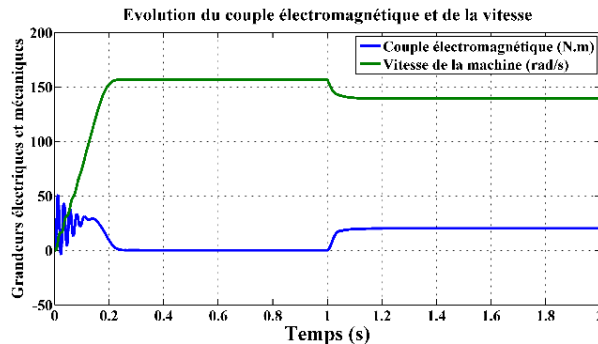


Figure I.5 — Évolution des grandeurs électromécaniques de la MAS

Cette figure illustre l'évolution des grandeurs électromécaniques de la MAS. On observe que la vitesse atteint sa valeur de régime permanent après le transitoire de démarrage, et que le couple présente un pic initial lié à l'appel de courant. Ces résultats confirment la validité du modèle mathématique.

I.2.7. Conclusion :

Dans ce premier chapitre, une modélisation de la machine est présentée en passant en premier lieu par l'établissement du modèle triphasé de la machine à partir des équations électriques, magnétiques et mécaniques. Cependant, ce modèle présente une certaine complexité en raison du nombre élevé d'équations et du couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques.

Afin de simplifier l'étude, une modélisation diphasée a été introduite à l'aide des transformations de Concordia et de Park. Ces transformations permettent de passer du repère triphasé au repère diphasé, tout en réduisant le nombre d'équations exprimées dans un même repère en facilitant ainsi l'analyse du comportement dynamique de la machine.

Le modèle obtenu reste néanmoins non linéaire et fortement couplé, notamment à cause de l'interaction entre le flux rotorique, les courants statoriques et le couple électromagnétique.

La validation du modèle a été réalisée sous MATLAB/Simulink, à travers l'observation des courants, des flux, du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique.

Les résultats de simulation montrent que, dans le repère fixe (α, β) , les courants et les flux présentent une forme sinusoïdale.

Chapitre II:

Convertisseur MLI à deux niveaux

Introduction :

Dans les systèmes électriques et électroniques modernes, la capacité de modifier l'amplitude et la fréquence d'un signal ou d'une tension est essentielle pour répondre à diverses exigences industrielles et technologiques [1]. Les convertisseurs électroniques de puissance jouent un rôle central dans cette transformation, permettant d'adapter la puissance électrique aux besoins spécifiques des machines et des processus industriels [5].

Les machines asynchrones, les réseaux intelligents, les énergies renouvelables et les systèmes d'entraînement de moteurs nécessitent souvent des changements de fréquence et de tension pour fonctionner de manière optimale [7]. Par exemple :

Contrôle de la vitesse du moteur : En modifiant la fréquence, la vitesse de rotation des machines asynchrones peut être ajustée sans perte de performance [1]. L'objet de ce chapitre est de présenter et de modifier le contrôleur MLI et sa commande qui sera associé à un redresseur et machine asynchrone.

II.1 Structure et alimentation du convertisseur:

II.1.1 Modélisation de l'alimentation:

Le circuit de puissance des équipements industriels à vitesse variable est représenté par la figure suivant [8] :

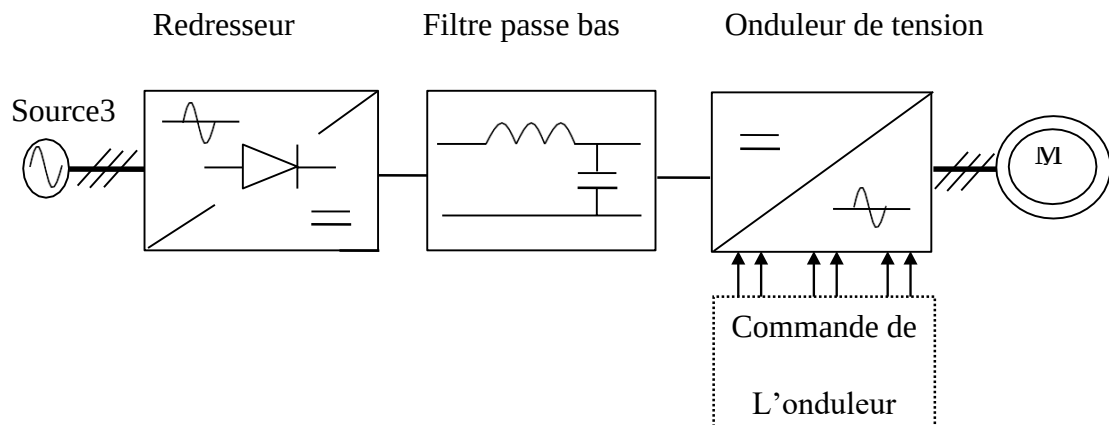


Figure II.1 — Schéma de principe de l'association convertisseur –MAS

Cette figure présente le schéma de principe de l'association convertisseur–MAS, comprenant le redresseur, le filtre et l'onduleur. On observe que chaque étage joue un rôle spécifique dans la qualité de l'alimentation. Il est à noter que la structure globale détermine les performances dynamiques de l'entraînement.

Les performances requises pour l'actionneur électrique sont déterminées par la machine, son alimentation et la gestion du variateur de fréquence [1]. Ces exigences incluent :

- Un couple présentant le moins de fluctuations possible, régulé par un nombre minimal de variables, tant en régime transitoire qu'en régime établi.
- Une plage de vitesse étendue et ajustable.
- Des constantes de temps électriques et mécaniques réduites.
- Une alimentation triphasée équilibrée, avec une tension et une fréquence constantes.

II.1.2 Modélisation du redresseur triphasé à diodes :

Un redresseur triphasé est un circuit électronique de puissance qui convertit une tension alternative triphasée (trois phases décalées de 120°) en une tension continue (DC) [9].

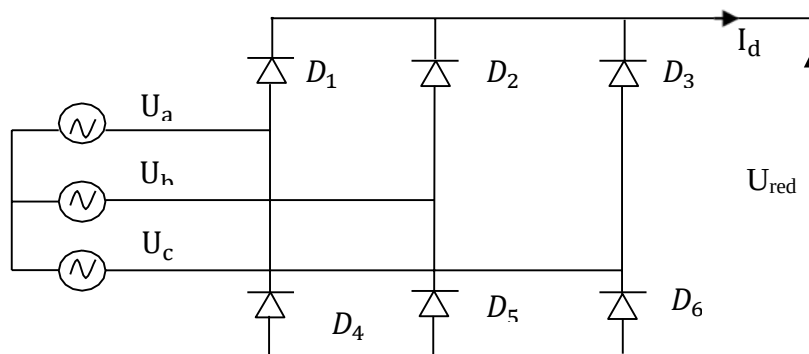


Figure II.2 — Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Cette figure illustre la structure du redresseur triphasé double alternance à six diodes. On observe que trois diodes à cathode commune et trois à anode commune assurent la conduction sur les deux alternances. Cette configuration produit une tension redressée avec ondulation à six fois la fréquence réseau.

Ce redresseur est constitué de Six diodes [9] :

- Trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune, chargées de la conduction du courant I_d en entrée.
- Trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

$$U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (\text{II.1})$$

$$U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.2})$$

$$U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{II.3})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$U_{\text{red}}(t) = \text{Max}[U_a(t). U_b(t). U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t). U_b(t). U_c(t)] \quad (\text{II.4})$$

Cette tension est représentée par la figure :

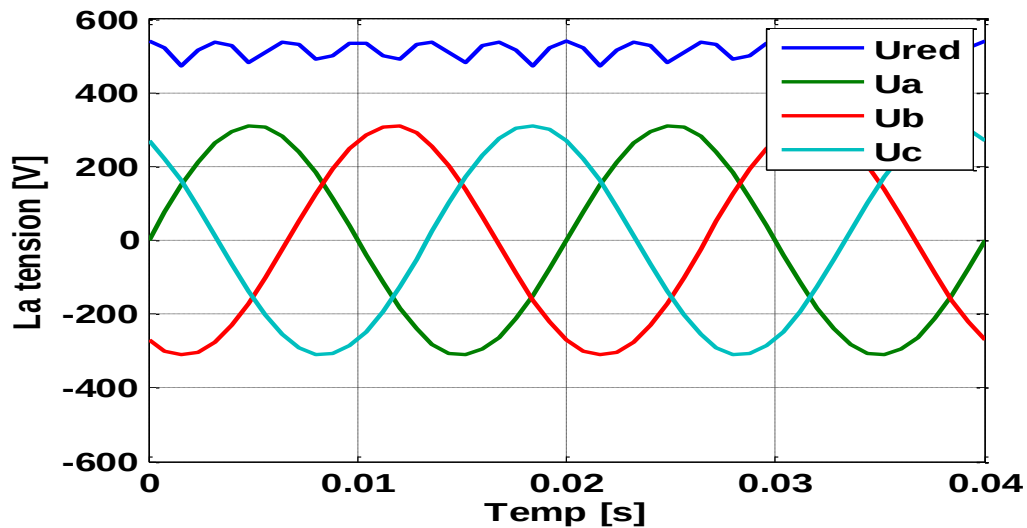


Figure II.3 — Evolution des tensions d'entrée et de sortie du redresseur

Cette figure présente les tensions d'entrée et de sortie du redresseur. Les résultats montrent que la tension de sortie suit l'enveloppe maximale des tensions de phase. On observe une ondulation résiduelle à fréquence sextuple de la fondamentale.

II.1.3 Modélisation du filtre:

Un filtre est un circuit ou un dispositif conçu pour atténuer, supprimer ou mettre en évidence certaines fréquences d'un signal électrique. Il permet de modifier le spectre fréquentiel d'un signal d'entrée (tension ou courant) pour obtenir une sortie répondant à des spécifications précises [10].

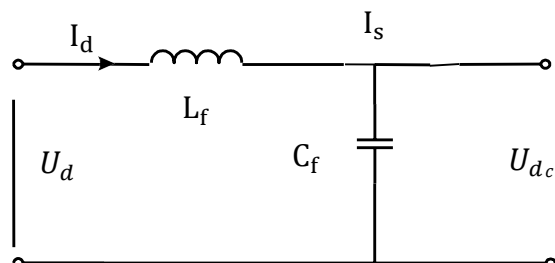


Figure II.4 — Représentation d'un filtre

Cette figure présente la structure du filtre LC entre redresseur et onduleur. On observe que l'inductance L_f et le condensateur C_f atténuent les ondulations pour fournir une tension U_{dc} stable. Un dimensionnement correct est essentiel à la qualité des tensions de sortie.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant [10]:

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$(\text{II.6})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par [10]:

$$F(s) = \frac{1}{(L_f C_f s^2 + 1)} \quad (\text{II.7})$$

II.1.4 Modélisation de l'onduleur:

Un onduleur est un dispositif électronique qui convertit le courant continu (CC) en courant alternatif (AC) [11].

L'onduleur de tension peut être représenté dans le cas idéal par des interrupteurs

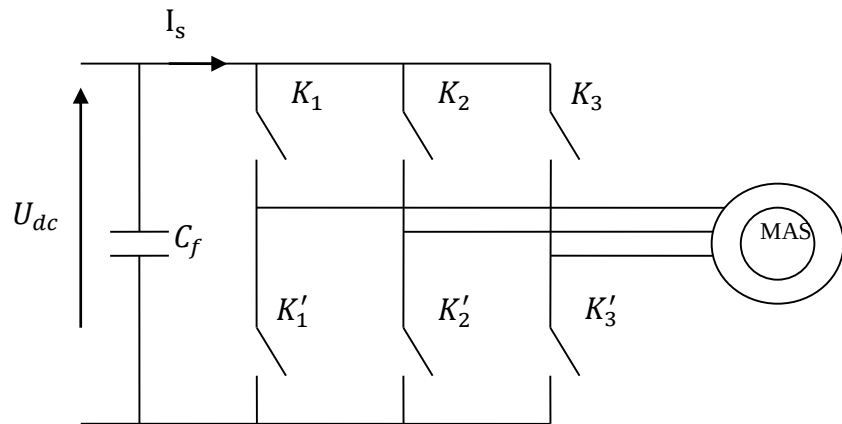


Figure II.5 — Schéma de l'onduleur à deux niveaux

Cette figure illustre l'onduleur à deux niveaux avec ses six interrupteurs commandables en trois bras. On observe que chaque bras comporte deux interrupteurs complémentaires. Les fonctions de connexion permettent d'exprimer mathématiquement les tensions produites.

$$\begin{cases} 0 & \text{Si } k_{ii} \text{ est fermé et } k_{i0} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{Si } k_{ii} \text{ est ouvert et } k_{i0} \text{ est fermé} \end{cases}$$

Avec : $i = 1, 2, 3$

Soit F_{is} avec $i \in [1, 2, 3]$ et $s \in [0, 1]$ la fonction de connexion d'un interrupteur k_{is}

Associe au bras i de cet onduleur.

Les relations entre ces différentes fonctions s'expriment par [11]:

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} & \text{(II. 8)} \\ F_{12} = 1 - F_{20} & \text{(II. 9)} \\ F_{13} = 1 - F_{30} & \text{(II. 10)} \end{cases}$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur par rapport au point N sont données par

Les relations [8]:

$$\begin{cases} V_{AN} = F_{11} U_c & \text{(II. 11)} \\ V_{BN} = F_{21} U_c & \text{(II. 12)} \\ V_{BC} = F_{31} U_c & \text{(II. 13)} \\ U_{dc} = E & \text{(II. 14)} \end{cases}$$

En utilisant les fonctions de connexions les tensions composées de l'onduleur sont exprimées comme suit [8]:

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = (F_{11} - F_{21}) U_{dc} & \text{(II. 15)} \\ V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} = (F_{21} - F_{31}) U_{dc} & \text{(II. 16)} \\ V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} = (F_{31} - F_{11}) U_{dc} & \text{(II. 17)} \end{cases}$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit [8]:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{AC}}{3} & \text{(II. 18)} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} & \text{(II. 19)} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{AC} - U_{BC}}{3} & \text{(II. 20)} \end{cases}$$

L'expression sous forme matricielle des tensions de l'onduleur à partir des équations [8]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(II. 21)}$$

Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation [11]:

$$i_s = i_{s1} S_a + i_{s2} S_b + i_{s3} S_c \quad \text{(II. 22)}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 & \text{(II. 23)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_a + V_b + V_c = 0 & \text{(II. 24)} \end{cases}$$

II.2 La Commande de l'onduleur :

Parmi les techniques de Commande de l'onduleur on distingue [5]:

- Commande en pleine onde

- b. MLI intersective .
- c. Commande MLI vectorielle.

dans ce chapitre on s'intéresse a la commande en pleine onde .

II.3 La Commande en pleine onde :

La commande en pleine onde (ou commande par créneau) est la stratégie de commutation la plus simple applicable à un onduleur à deux niveaux [12]. Dans cette stratégie, chaque interrupteur reste conducteur pendant exactement une demi-période du fondamental (180° ou π radians), puis bloqué pendant la demi-période suivante. Les trois bras sont commandés avec un déphasage mutuel de 120° ($2\pi/3$ radians) afin de générer un système triphasé équilibré.

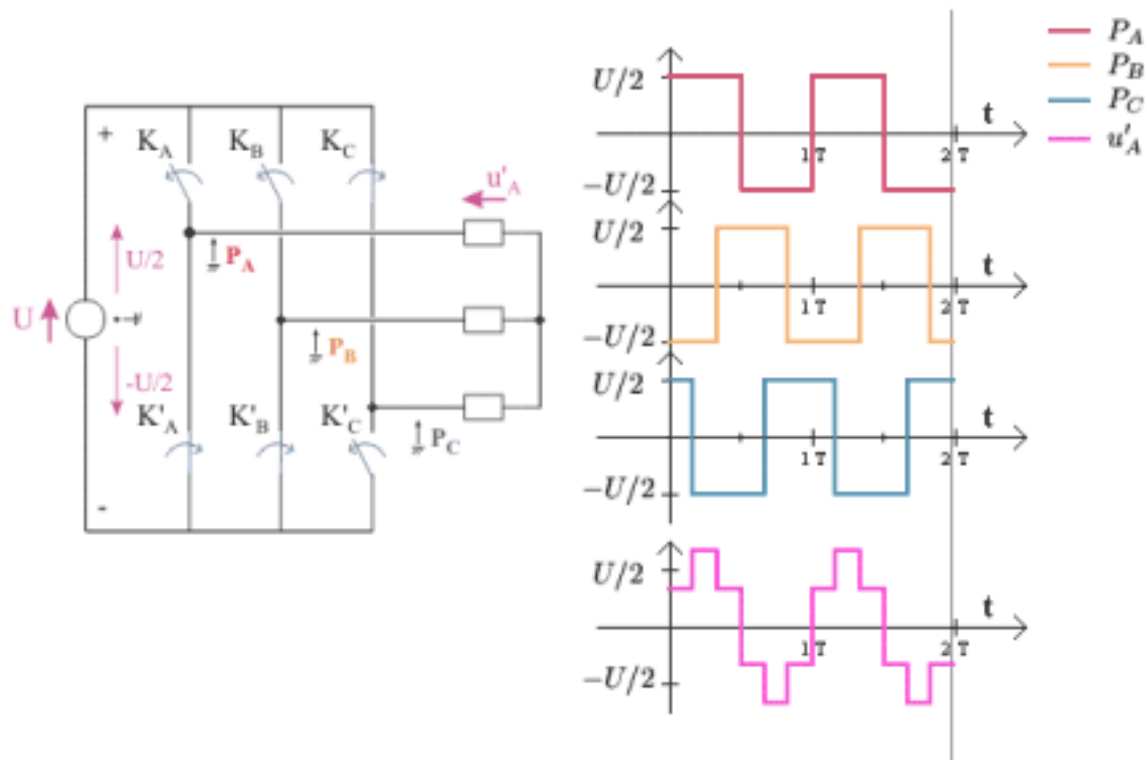


Figure II.6 — Principe de la commande en pleine onde

Cette figure présente le principe de la commande en pleine onde avec les chronogrammes de commutation. On observe que chaque interrupteur conduit pendant 180° avec un déphasage de 120° entre bras. Cette stratégie produit une tension en créneaux à contenu harmonique élevé.

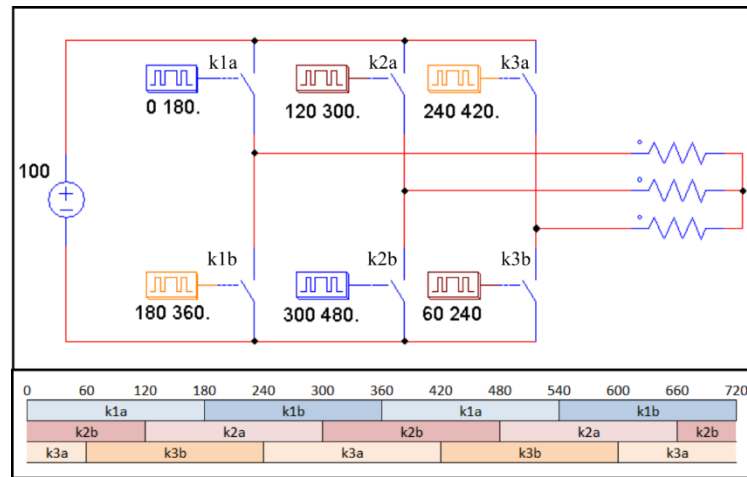


Figure II.7 — Représentation de l'onduleur triphasé commandé en pleine onde avec chronogrammes

Cette figure illustre les chronogrammes détaillés de l'onduleur en pleine onde. Les signaux de grille des interrupteurs complémentaires confirment la logique de commutation. On observe la périodicité directement liée à la fréquence fondamentale.

II.4 Simulation de la commande en pleine onde:

La figure représente un modèle Simulink de la commande en pleine onde [6]:

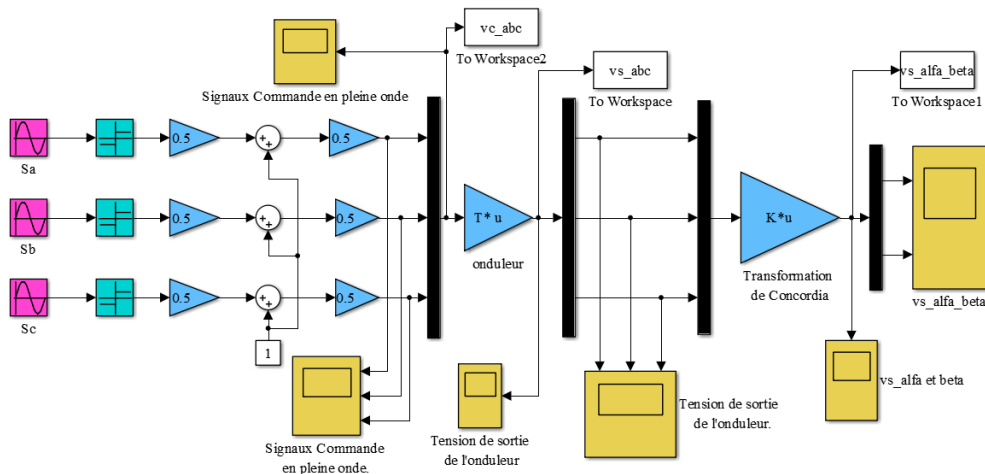


Figure II.8 — Simulation de l'association MAS-onduleur commandé en pleine onde

Cette figure illustre la simulation Simulink de l'association MAS-onduleur en pleine onde. Le modèle intègre la chaîne de conversion complète. Les résultats permettent d'évaluer les performances dynamiques en démarrage et en régime permanent.

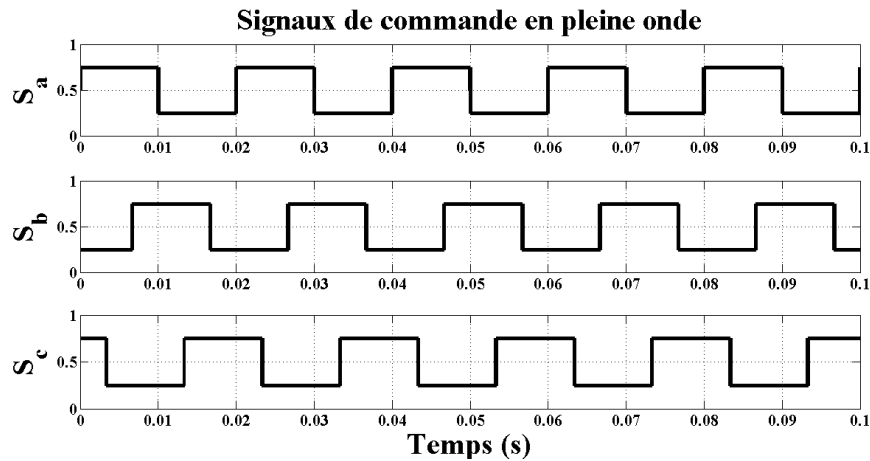


Figure II.9 — Signaux de commande et tension de sortie — commande en pleine onde

Cette figure présente les signaux de commande et la tension de sortie en pleine onde. On observe la forme en créneaux caractéristique avec harmoniques de rang impair importants. L'absence de contrôle d'amplitude limite l'application à vitesse variable.

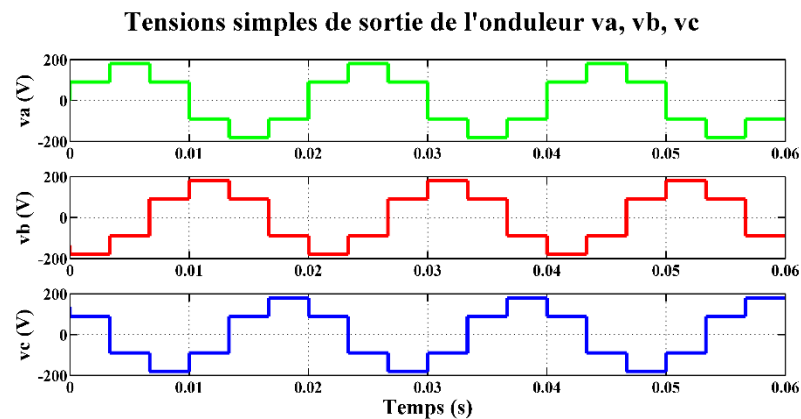


Figure II.10 — Tensions simples v_a , v_b et v_c à la sortie de l'onduleur — pleine onde

Cette figure présente les tensions simples v_a , v_b , v_c à la sortie de l'onduleur en pleine onde. On observe la forme en créneaux d'amplitude $V_{dc}/3$. La décomposition de Fourier révèle des harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13 qui contribuent au THD élevé.

II.5 Résultats de simulation de l'association machine_onduleur

La figure représente un schéma de l'association MAS-onduleur en commande en pleine onde [1]. Le système est démarré à vide, puis un couple de charge de $C_r=10$ N.m est appliqué à $t=1$ s :

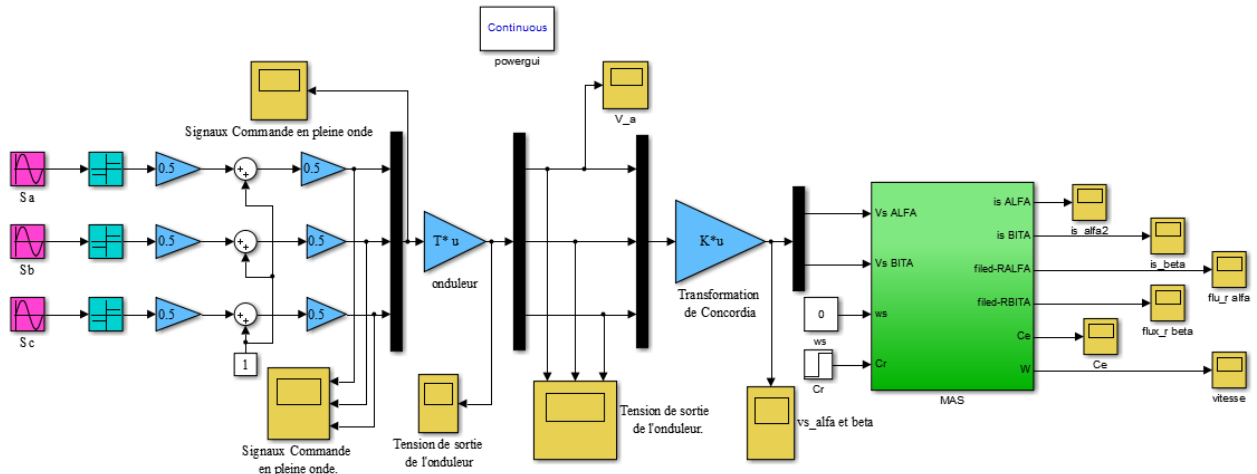


Figure II.11 — Simulation de l'association MAS–onduleur commandé en pleine onde

Cette figure illustre la simulation Simulink de l'association MAS–onduleur en pleine onde. Le modèle intègre la chaîne de conversion complète. Les résultats permettent d'évaluer les performances dynamiques en démarrage et en régime permanent.

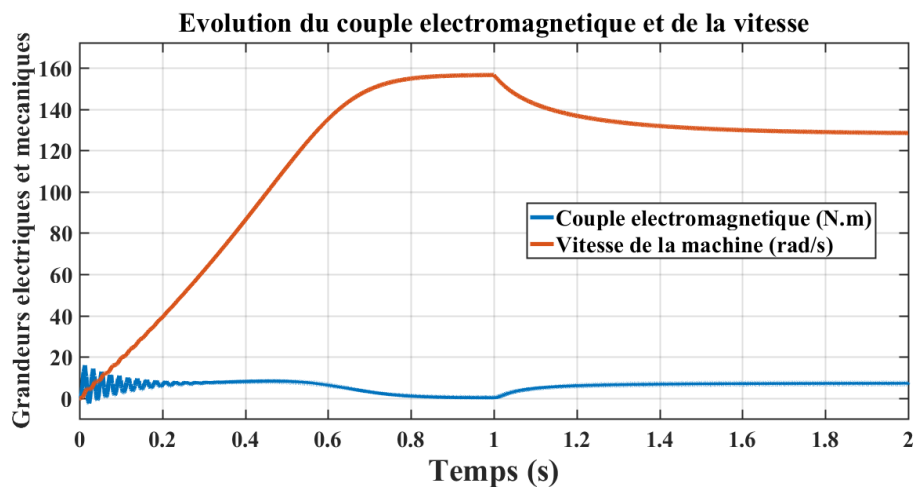


Figure II.12 — Évolution des grandeurs électromécaniques dans le repère (α, β) — pleine onde

Cette figure présente les grandeurs électromécaniques dans le repère (α, β) avec la commande en pleine onde. On observe que la vitesse atteint le régime permanent malgré les harmoniques d'alimentation. Les ondulations du couple sont toutefois plus importantes qu'avec une alimentation sinusoïdale.

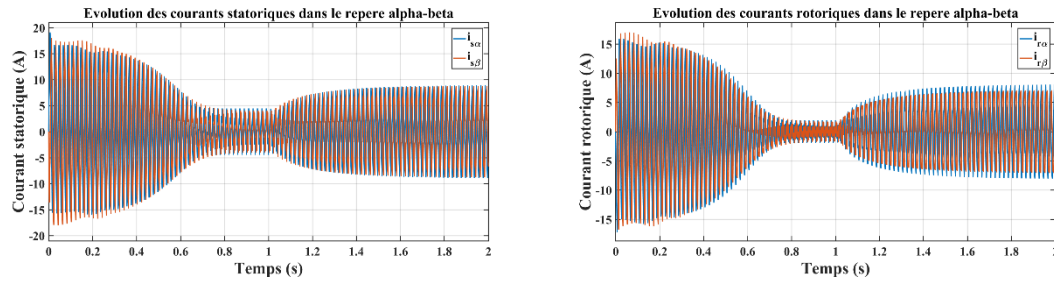


Figure II.13 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure présente l'évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . On observe une forme sinusoïdale en régime permanent, conforme au modèle biphasé. Les transitoires au démarrage reflètent l'établissement progressif du flux rotorique.

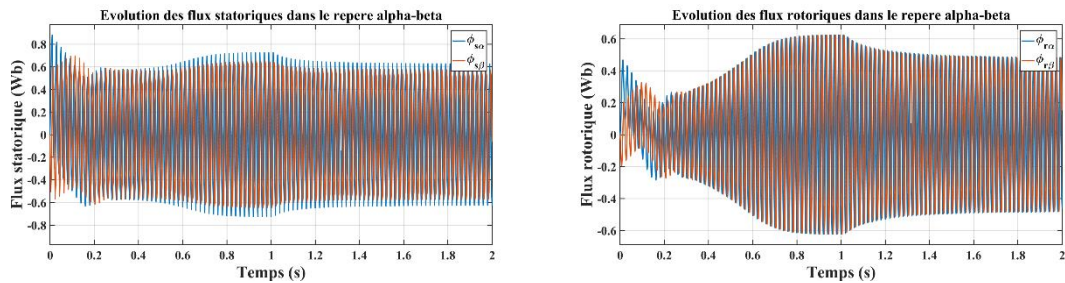


Figure II.14 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure illustre l'évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . Les résultats montrent que les flux s'établissent progressivement avant d'atteindre leurs valeurs de régime permanent. Le couplage entre flux rotorique et courants statoriques confirme la nature non linéaire du modèle.

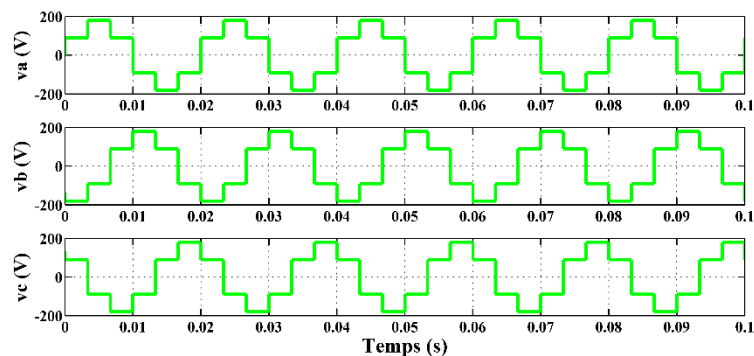


Figure II.15 — Tensions de sortie simple de l'onduleur

Cette figure présente les tensions simples v_a , v_b , v_c à la sortie de l'onduleur en pleine onde. On observe la forme en créneaux d'amplitude $V_{dc}/3$. La décomposition de Fourier révèle des harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13 qui contribuent au THD élevé.

II.6 Commande MLI intersective (Sinus-Triangle) :

II.6.1 Définition et principe :

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective, également connue sous le nom de commande sinusoïdale à modulation de largeur d'impulsion (SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation), est une technique de commande largement utilisée dans les onduleurs de tension triphasés [13]. Son principe repose sur la comparaison continue d'un signal de référence sinusoïdal avec un signal porteur triangulaire afin de générer les signaux de commutation des interrupteurs de puissance.

Contrairement à la commande en pleine onde qui impose une commutation fixe à chaque demi-période, la commande MLI intersective permet un contrôle précis de l'amplitude et de la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur, ce qui en fait la technique de référence pour les variateurs de vitesse alimentant des machines asynchrones [13].

II.6.2 Signaux de référence sinusoïdaux :

Trois signaux de référence sinusoïdaux équilibrés, déphasés de 120° les uns par rapport aux autres, sont générés pour les trois phases a, b et c de l'onduleur [13]:

$$V_{ref_a}(t) = V_{ref} \cdot \sin(2\pi f_1 t) \quad (II. 25)$$

$$V_{ref_b}(t) = V_{ref} \cdot \sin(2\pi f_1 t - 2\pi/3) \quad (II. 26)$$

$$V_{ref_c}(t) = V_{ref} \cdot \sin(2\pi f_1 t + 2\pi/3) \quad (II. 27)$$

où V_{ref} est l'amplitude du signal de référence et f_1 est la fréquence fondamentale souhaitée en sortie.

Ces signaux définissent la forme et la fréquence de la tension alternative que l'on souhaite obtenir aux bornes de la charge.

II.6.3 Signal porteur triangulaire :

Le signal porteur est un signal triangulaire symétrique de fréquence f_p (appelée fréquence de découpage ou fréquence de porteuse) et d'amplitude V_p [5]. Ce signal impose la cadence de commutation des interrupteurs et est commun aux trois phases. Sa fréquence est choisie nettement supérieure à la fréquence fondamentale ($f_p \gg f_1$) afin de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées plus faciles à filtrer [13].

II.6.4 Principe d'intersection et génération des signaux de commande :

La commande des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur est obtenue en comparant le signal de référence sinusoïdal de la phase correspondante avec le signal triangulaire commun. Pour le bras k ($k = a, b, c$), les règles de commutation sont les suivantes [5]:

- Si $V_{ref_k}(t) > V_{porteur}(t) \rightarrow$ l'interrupteur supérieur Tk^+ est fermé ($Sk = 1$) et l'interrupteur inférieur Tk^- est ouvert.
- Si $V_{ref_k}(t) < V_{porteur}(t) \rightarrow$ l'interrupteur inférieur Tk^- est fermé ($Sk = 0$) et l'interrupteur supérieur Tk^+ est ouvert.

Les signaux de commande S_a , S_b et S_c ainsi générés sont des signaux logiques binaires (0 ou 1) dont la largeur des impulsions varie de manière sinusoïdale, reflétant ainsi la forme du signal de référence. Ces signaux pilotent directement les transistors IGBT de l'onduleur [11].

II.6.5 Indices de modulation :

Deux paramètres fondamentaux caractérisent la commande MLI intersective [5]:

a) Indice de modulation d'amplitude m_a :

L'indice de modulation d'amplitude est défini par le rapport entre l'amplitude du signal de référence et l'amplitude du signal porteur triangulaire :

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_p} [13]. \quad (II. 28)$$

Pour $m_a \leq 1$ (régime linéaire), la tension fondamentale de sortie est proportionnelle à m_a :

$$V_1 = m_a \cdot V_{dc}/2 \quad (II. 29)$$

Lorsque $m_a > 1$ (régime de surmodulation), la commande MLI tend vers la commande en pleine onde et la distorsion harmonique augmente significativement.

b) Indice de modulation de fréquence m_f :

L'indice de modulation de fréquence est défini par le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence du signal de référence :

$$m_f = \frac{f_p}{f_1} [5]. \quad (II. 30)$$

Un indice m_f élevé repousse les harmoniques à des fréquences plus élevées, ce qui facilite le filtrage. Pour des raisons de synchronisme et d'élimination des harmoniques de rang faible, m_f est généralement choisi impair et multiple de 3.

II.6.6 Tension de sortie et comportement harmonique :

En régime de modulation linéaire ($m_a \leq 1$), la tension simple de sortie de l'onduleur comporte un fondamental d'amplitude :

$$V_1 = m_a \cdot \frac{V_{dc}}{2} [13]. \quad (II.31)$$

Les harmoniques sont localisés autour des fréquences $mf \cdot f_i$, $2mf \cdot f_i$, $3mf \cdot f_i$, etc., et leurs amplitudes décroissent avec l'ordre. Cela se traduit par un taux de distorsion harmonique totale (THD) nettement inférieur à celui obtenu avec la commande en pleine onde [14].

II.6.7 Avantages et limitations :

Avantages [13]:

- Contrôle simultané et indépendant de l'amplitude et de la fréquence de la tension de sortie.
- Harmoniques repoussés à des fréquences élevées, ce qui simplifie le filtrage.
- Faible taux de distorsion harmonique totale (THD) en régime linéaire ($m_a \leq 1$).
- Excellente adaptation aux variateurs de vitesse à fréquence variable pour les machines asynchrones (loi $V/f = \text{cste}$).
- Réponse dynamique rapide aux variations de consigne.

Limitations [5]:

- Fréquence de commutation élevée impliquant des pertes par commutation plus importantes dans les interrupteurs.
- Nécessité de générer des signaux de référence sinusoïdaux et une porteuse triangulaire, ce qui complexifie le circuit de commande.
- En surmodulation ($m_a > 1$), la qualité de la tension se dégrade et tend vers celle de la commande en pleine onde.

II.7 Simulation de la commande MLI intersective :

II.7.1 Description du modèle Simulink :

Afin de valider le principe de la commande MLI intersective décrite précédemment, un modèle de simulation a été développé sous l'environnement MATLAB/Simulink [6].

Ce modèle reproduit fidèlement l'ensemble de la chaîne de conversion : le bus continu issu du redresseur triphasé filtré, l'onduleur à deux niveaux et la machine asynchrone à cage d'écureuil, le tout commandé par la stratégie MLI sinus-triangle.

II.7.2 Bloc de génération des signaux de référence et de la porteuse :

Trois signaux sinusoïdaux de référence équilibrés, déphasés de 120°, sont générés à l'aide de blocs Sine Wave de Simulink [6]. Les paramètres de ces signaux, notamment l'amplitude de référence V_{ref} et la fréquence fondamentale f_1 , sont configurables. Cela permet de modifier l'indice de modulation d'amplitude m_a ainsi que la fréquence de sortie, sans changer la structure globale du modèle.

Le signal porteur triangulaire est généré à l'aide du bloc Repeating Sequence. Sa fréquence est réglée à la fréquence de découpage :

$$f_p = m_f \cdot f_1 \quad (\text{II. 32})$$

où m_f représente l'indice de modulation de fréquence. La comparaison entre les signaux sinusoïdaux de référence et la porteuse triangulaire permet de générer les signaux de commande S_a , S_b et S_c appliqués aux interrupteurs de l'onduleur triphasé [6].

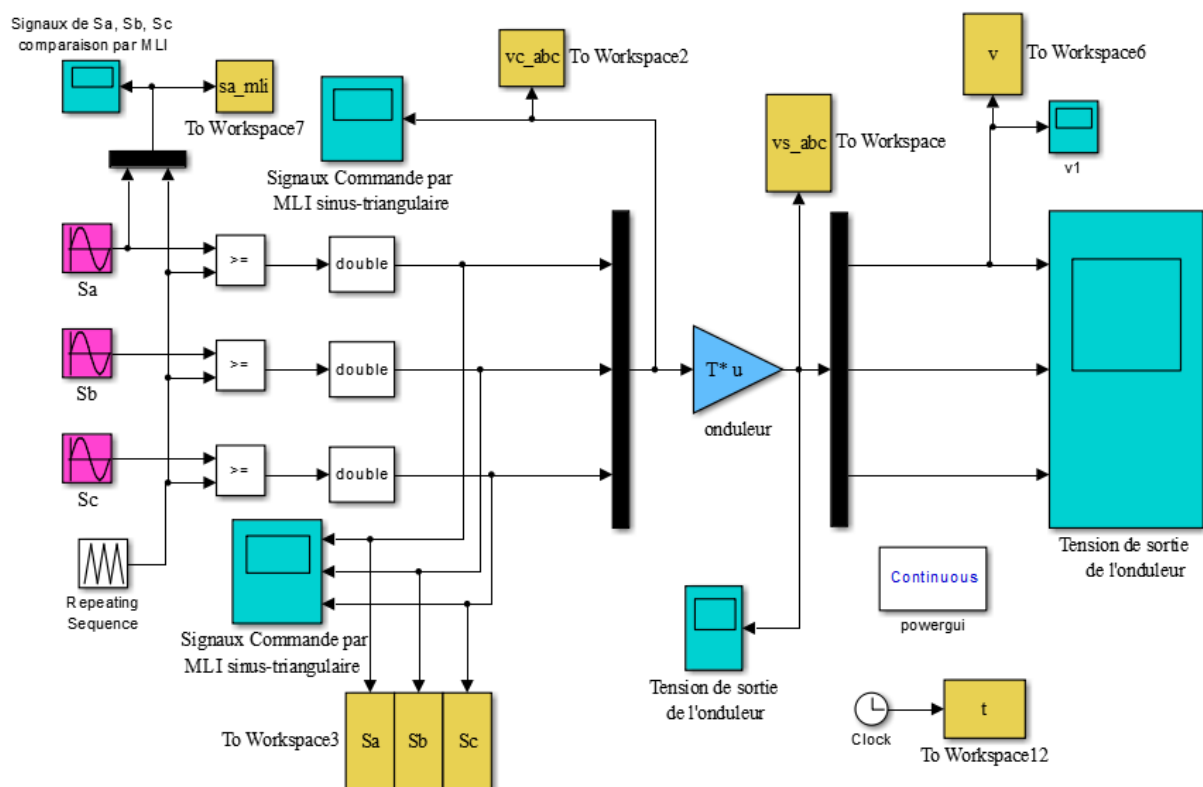


Figure II.16 — Modèle Simulink de l'association MAS–onduleur MLI sinus-triangulaire

Cette figure présente le modèle Simulink de l'association MAS–onduleur MLI sinus-triangulaire. On observe l'intégration des blocs de génération des signaux de référence, de la porteuse et des comparateurs. Ce modèle reproduit fidèlement le comportement de la chaîne de conversion.

II.7.3 Bloc comparateur et génération des signaux de grille :

La comparaison entre chaque signal de référence sinusoïdal et le signal porteur triangulaire est réalisée à l'aide de trois blocs Relational Operator, configurés en mode supérieur ou égal ($\geq$) [6].

La sortie de chaque comparateur fournit directement le signal logique de commande de l'interrupteur supérieur du bras correspondant, sous forme binaire 0 ou 1.

Le signal de commande de l'interrupteur inférieur est obtenu par complémentation logique à l'aide d'un bloc Logical Operator NOT. Ainsi, pour chaque bras de l'onduleur, les deux interrupteurs fonctionnent de manière complémentaire afin d'éviter leur conduction simultanée.

Les six signaux de grille ainsi obtenus (S_a , $\bar{S}_a$, S_b , $\bar{S}_b$, S_c , $\bar{S}_c$) sont ensuite appliqués aux blocs Gate de l'onduleur triphasé à deux niveaux afin de piloter les six interrupteurs IGBT du convertisseur [11].

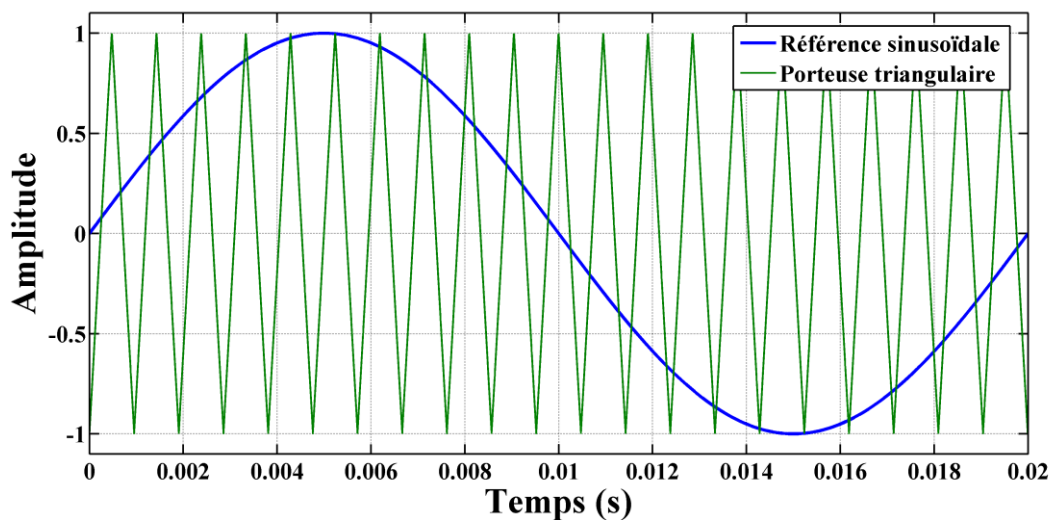


Figure II.17 — Principe de comparaison dans la commande MLI sinus-triangulaire

Cette figure illustre le principe de comparaison MLI sinus-triangulaire. Les intersections du signal sinusoïdal et de la porteuse triangulaire génèrent les impulsions de commande. La fréquence de découpage élevée repousse les harmoniques vers des zones spectrales facilement filtrables.

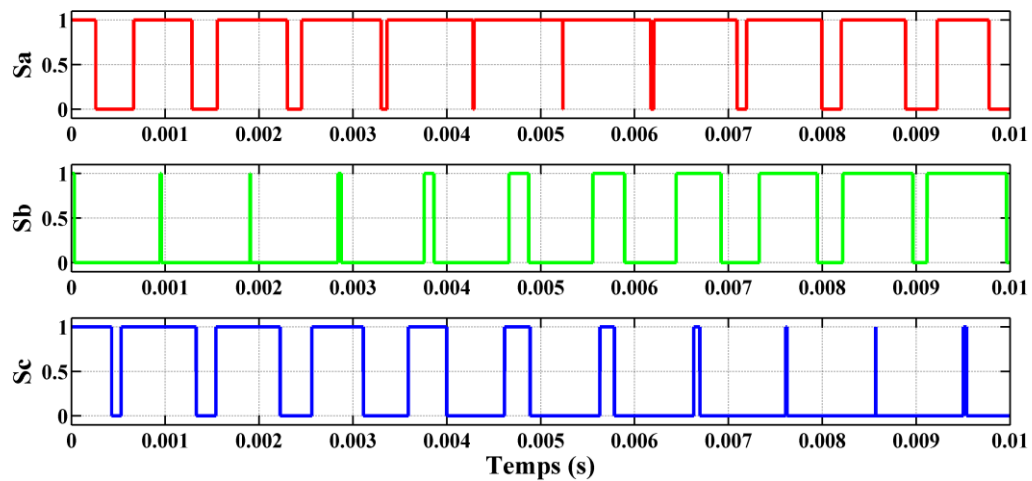


Figure II.18 — Signaux de commande S_a , S_b , S_c générés par la comparaison MLI

Cette figure présente les signaux S_a , S_b , S_c générés par la comparaison MLI. Leur largeur d'impulsion variable reflète la forme sinusoïdale des références. On observe que le déphasage de 120° entre phases garantit un système triphasé équilibré.

II.7.4 Tensions de sortie de l'onduleur :

Les tensions simples de sortie V_a , V_b et V_c de l'onduleur représentent des signaux à modulation de largeur d'impulsion dont l'enveloppe reproduit fidèlement la forme sinusoïdale des signaux de référence. La valeur efficace du fondamental de ces tensions est directement proportionnelle à l'indice de modulation d'amplitude m_a [13]. La tension composée $V_{ab} = V_a - V_b$ présente une amplitude $\sqrt{3}$ fois supérieure à celle de la tension simple.

Si nécessaire, une transformation de Clarke (repère α - β) peut être appliquée aux tensions et courants de sortie afin d'analyser les composantes directe et en quadrature, utiles pour la mise en œuvre d'une commande vectorielle ultérieure [7].

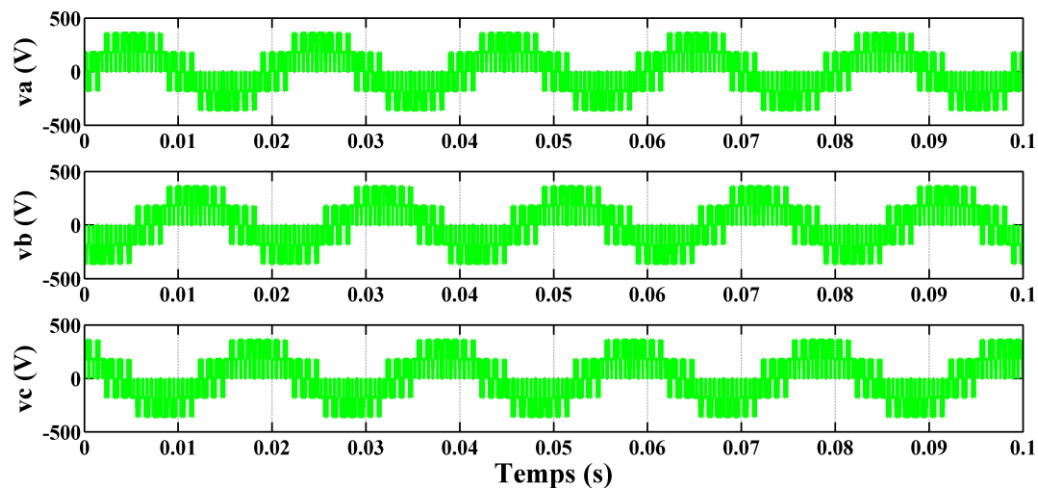


Figure II.19 — Tensions simples v_a , v_b , v_c à la sortie de l'onduleur — commande MLI

Cette figure illustre les tensions simples de l'onduleur MLI sinus-triangulaire. L'enveloppe reproduit fidèlement la référence sinusoïdale avec des impulsions haute fréquence. Le THD est nettement inférieur à celui de la commande en pleine onde.

II.7.5 Association avec la machine asynchrone :

L'onduleur triphasé commandé par MLI est associé à un modèle de machine asynchrone à cage d'écureuil implémenté sous Simulink. Les tensions de sortie de l'onduleur constituent l'alimentation triphasée de la machine. Après transformation de Concordia, ces tensions sont appliquées au modèle de la MAS exprimé dans le repère fixe alpha-beta [1].

Cette association permet d'étudier le comportement dynamique de l'ensemble convertisseur-machine, notamment le régime de démarrage, le régime permanent ainsi que les variations de vitesse et de couple en fonction des conditions de fonctionnement [7].

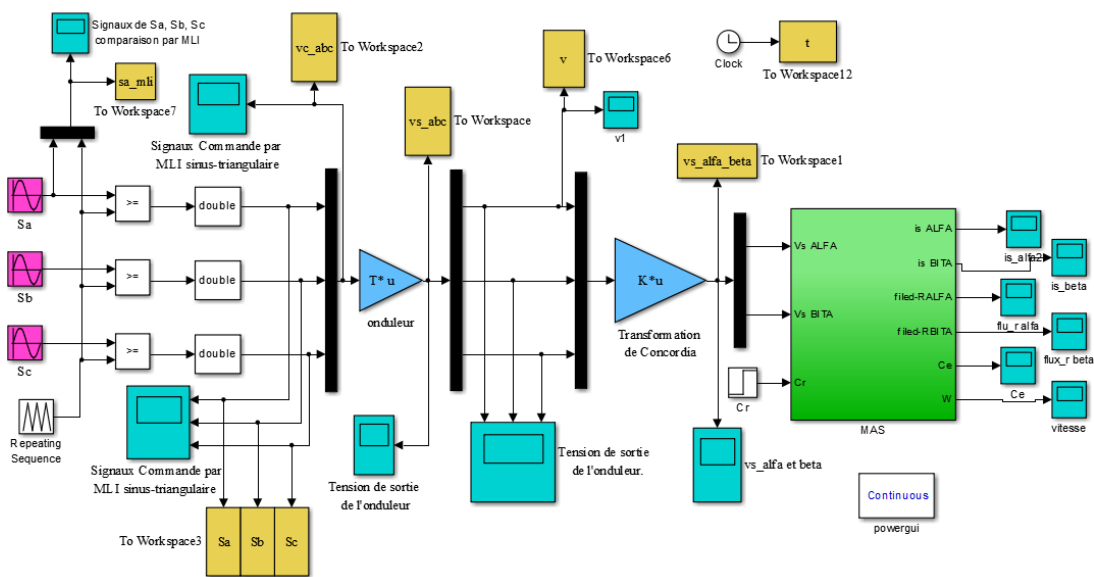


Figure II.20 — Simulation de l'association MAS-onduleur sous commande MLI sinus-triangulaire

Cette figure présente la simulation de l'association MAS-onduleur MLI sinus-triangulaire. L'alimentation quasi-sinusoïdale produit un comportement dynamique plus régulier. La loi V/f peut être facilement respectée en ajustant les paramètres de modulation.

II.7.6 Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus avec la commande MLI intersective confirment l'efficacité de cette stratégie. Le système est initialement démarré à vide, puis un couple de charge de $Cr=10 \text{ N.m}$ est appliqué à $t=1 \text{ s}$. On observe notamment :

- Une tension de sortie à modulation de largeur d'impulsion dont le fondamental est propre et dont les harmoniques sont concentrés autour de la fréquence de découpage f_p .
- Un courant de phase de la machine asynchrone présentant une forme quasi-sinusoïdale avec un taux de distorsion harmonique nettement réduit par rapport à la commande en pleine onde.
- Un couple électromagnétique plus lisse, avec des ondulations réduites lors du démarrage et en régime permanent, améliorant le confort mécanique de l'entraînement.
- Une vitesse de rotation atteignant sa valeur de régime permanent avec une dynamique satisfaisante et des oscillations rapidement amorties.
- La possibilité de régler la vitesse de rotation en modifiant simultanément f_i et V_{ref} afin de respecter la loi de commande à flux constant $V/f = \text{constante}$.

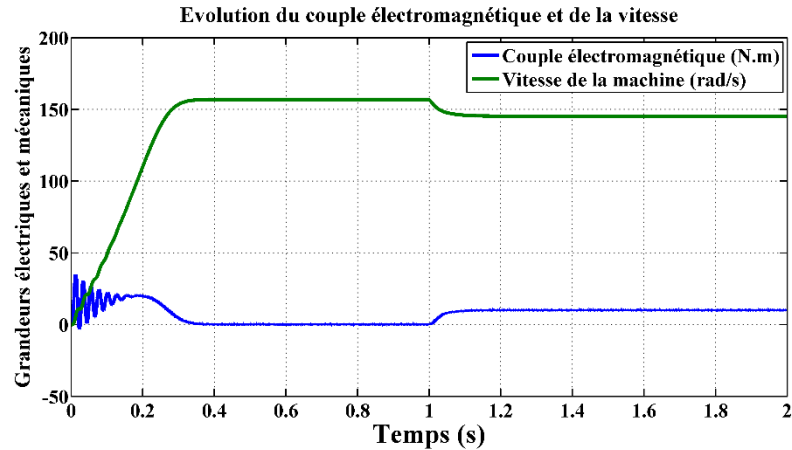


Figure II.21 — Évolution des grandeurs électromécaniques de la MAS — commande MLI

Cette figure illustre les grandeurs électromécaniques de la MAS avec la commande MLI intersectorielle. La vitesse atteint sa consigne avec des oscillations amorties et le couple est plus lisse qu'avec la pleine onde. Ces performances valident la supériorité de la MLI pour les variateurs de vitesse.

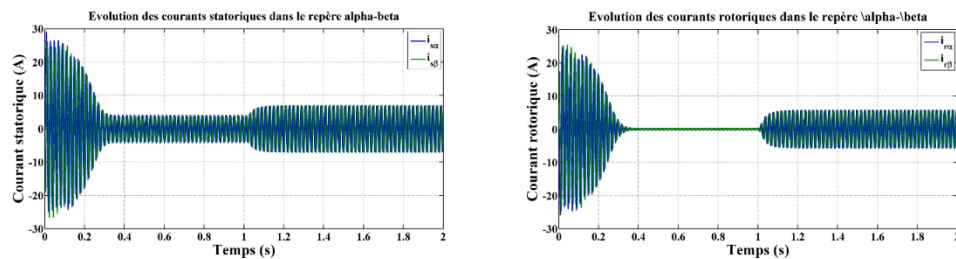


Figure II.22 — Évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure présente l'évolution des courants statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . On observe une forme quasi-sinusoidale en régime permanent avec des transitoires au démarrage. L'amplitude des courants est directement liée au couple électromagnétique produit.

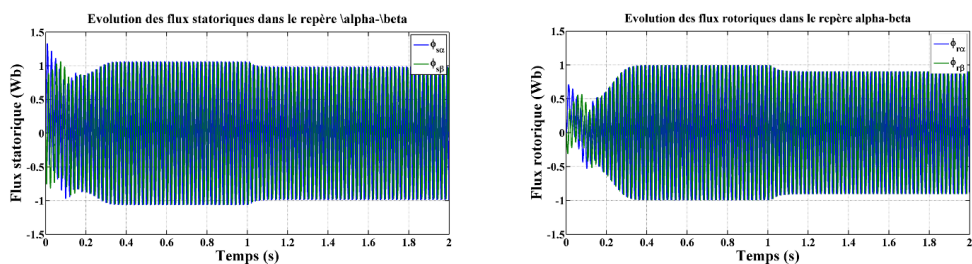


Figure II.23 — Évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)

Cette figure illustre l'évolution des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) . Le flux rotorique s'établit progressivement avant d'atteindre sa valeur de référence. La régulation du flux garantit le découplage flux-couple par la commande entrée-sortie.

II.7 Analyse comparative du THD du courant statorique :

L'analyse FFT du courant statorique a été réalisée en régime permanent afin de comparer la qualité du courant pour les deux commandes de l'onduleur : la commande en pleine onde et la commande MLI sinus-triangulaire [14].

Pour la commande en pleine onde, le THD obtenu est élevé : THD = 37,51 %
 $I_1 = 2,596 \text{ A}$ à 50Hz [12].

Cette valeur s'explique par la forme non sinusoïdale des tensions de sortie de l'onduleur, qui introduisent des harmoniques dans le courant statorique.

Avec la commande MLI sinus-triangulaire, le courant devient plus proche d'une sinusoïde. Les résultats FFT donnent : THD = 4,25 % $I_1 = 3,832 \text{ A}$ à 50 Hz [14].

Ainsi, la commande MLI permet de réduire fortement le THD, qui passe de **37,51 %** à **4,25 %**. Cela confirme l'efficacité de la MLI dans l'amélioration de la qualité du courant statorique et la réduction des harmoniques [14]

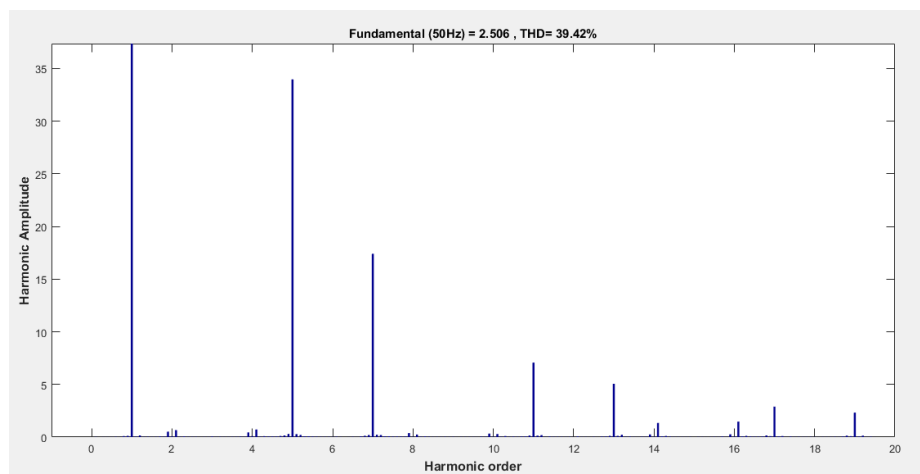


Figure II.24 — Analyse FFT et THD du courant statorique avec commande en pleine onde

On observe sur la figure II.24 un THD élevé de 37,51 %, dû à la forme non sinusoïdale de la tension de sortie de l'onduleur en commande pleine onde, ce qui génère des harmoniques importants dans le courant statorique.

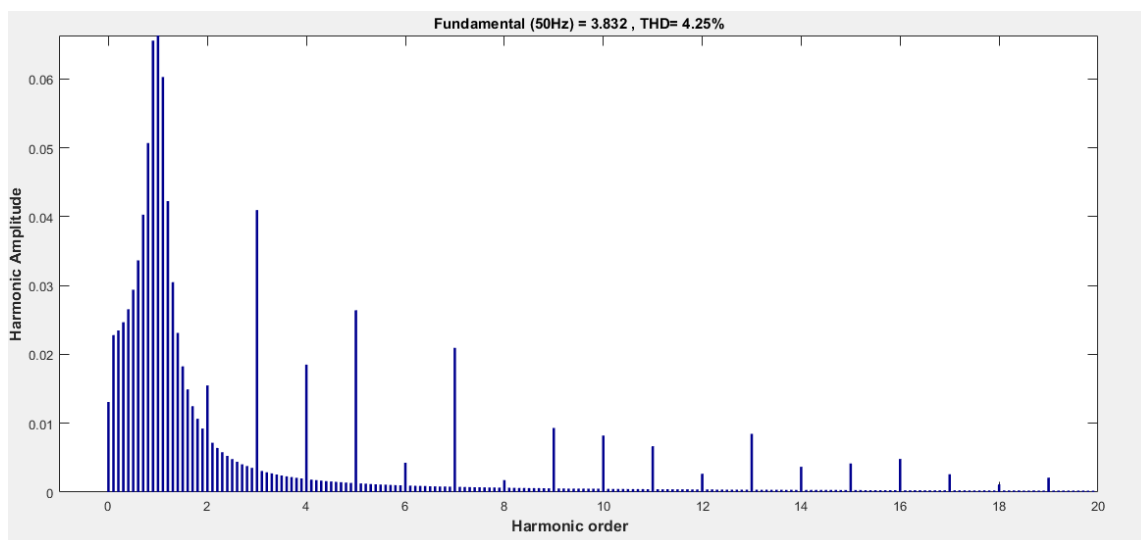


Figure II.25 — Analyse FFT et THD du courant statorique avec commande MLI sinus-triangulaire

La commande MLI sinus-triangulaire réduit considérablement le THD à 4,25 %, soit une amélioration de près de 89 %. Les harmoniques sont repoussés vers les hautes fréquences autour de la fréquence de découpage, ce qui confirme l'efficacité de cette stratégie pour améliorer la qualité du courant alimentant la machine asynchrone.

La comparaison des résultats FFT montre que la commande MLI sinus-triangulaire améliore nettement la qualité du courant statorique par rapport à la commande en pleine onde. Le THD passe de 37,51 % à 4,25 %, ce qui prouve que la MLI permet de réduire efficacement les harmoniques et d'obtenir une alimentation plus adaptée à la machine asynchrone.

II.8 Comparaison entre la commande en pleine onde et la commande MLI intersective :

Afin de mettre en évidence les différences fondamentales entre les deux stratégies de commande étudiées dans ce chapitre, le tableau II.1 ci-dessous présente une comparaison exhaustive selon plusieurs critères techniques et applicatifs [5] [13].

Critère	Commande en pleine onde	Commande MLI intersective
Principe	Chaque interrupteur conduit pendant 180°. Commutation à la fréquence fondamentale f_i .	Comparaison d'un signal sinusoïdal de référence avec un signal triangulaire porteur. Commutation aux intersections des deux signaux.

Méthode de commutation	Commutation basse fréquence (à $f_i = 50$ Hz typiquement).	Commutation haute fréquence (à la fréquence de porteuse $f_p \gg f_i$).
Qualité de la tension de sortie	Tension en créneaux (onde carrée). Distorsion harmonique élevée.	Tension à MLI. Harmoniques repoussés à des fréquences élevées. Meilleure qualité spectrale.
Contenu harmonique	Harmoniques de rang impair (5^e , 7^e , 11^e ...) à amplitudes importantes, proches du fondamental.	Harmoniques concentrés autour de $m_f \cdot f_i$ et ses multiples. THD réduit en régime linéaire ($m_a \leq 1$).
Simplicité de mise en œuvre	Très simple. Séquence de commutation fixe, pas de circuit de modulation.	Plus complexe : génération de 3 références sinusoïdales, d'une porteuse triangulaire et de comparateurs.
Contrôle de l'amplitude de la tension	Non contrôlable par la commande. Amplitude dépend uniquement de V_{dc} .	Contrôlable via l'indice $m_a = V_{ref} / V_p$. Réglage fin de la tension de sortie.
Contrôle de la fréquence	Fixée directement par la séquence de commutation.	Fixée par la fréquence du signal de référence f_i . Réglage précis et continu.
Adaptation à la commande de la MAS	Limitée. Forte distorsion, absence de contrôle V/f , pertes harmoniques importantes dans la machine.	Excellente. Contrôle $V/f =$ constante, couple lisse, courant quasi-sinusoïdal.
Avantages	– Mise en œuvre très simple – Robustesse – Aucun circuit de génération de signal nécessaire	– Contrôle simultané de V et f – Faible THD – Harmoniques à hautes fréquences – Idéale pour les variateurs de vitesse
Inconvénients	– Forte distorsion harmonique – Pas de contrôle d'amplitude – Pertes harmoniques élevées dans la machine	– Pertes par commutation plus importantes (fréquence élevée) – Circuit de commande plus élaboré

Tableau II.1 : Comparaison entre la commande en pleine onde et la commande MLI intersective

D'après le tableau comparatif ci-dessus, il apparaît clairement que la commande MLI intersective est généralement plus adaptée que la commande en pleine onde pour les applications de variation de vitesse des machines asynchrones [13]. En effet, grâce à ses indices de modulation m_a et m_f , cette technique permet de contrôler simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension appliquée à la machine, tout en réduisant significativement le contenu harmonique de l'alimentation.

Cette amélioration spectrale se traduit directement par une meilleure qualité du couple électromagnétique, une diminution des pertes joules parasites dans les enroulements et un fonctionnement plus stable de la machine asynchrone sur l'ensemble de sa plage de vitesse.

II.9 Conclusion :

Ce chapitre a présenté de manière détaillée la modélisation et la commande d'un convertisseur MLI à deux niveaux destiné à l'alimentation et au réglage de vitesse d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. L'ensemble de la chaîne de conversion a été étudié, depuis la source alternative triphasée jusqu'aux bornes de la machine, en passant par les différents étages de conversion et de filtrage.

Le redresseur triphasé à diodes constitue le premier maillon de cette chaîne. Il assure la transformation de la tension alternative du réseau en une tension continue redressée V_{dc} . Sa structure à six diodes en double alternance garantit une ondulation à six fois la fréquence du réseau, ce qui simplifie le dimensionnement du filtre intermédiaire.

Le filtre LC placé en sortie du redresseur joue un rôle essentiel dans la qualité du bus continu. En éliminant les ondulations résiduelles de la tension redressée, il fournit à l'onduleur une tension continue stable et propre, condition nécessaire au bon fonctionnement de la commande MLI et à la qualité des tensions générées en sortie.

L'onduleur à deux niveaux représente le cœur de la chaîne de conversion. Grâce à ses six interrupteurs commandés (IGBT), il reconstruit une tension alternative triphasée à partir du bus continu, avec une fréquence et une amplitude réglables selon la stratégie de commande adoptée. Les fonctions de connexion et les relations mathématiques établies dans ce chapitre constituent la base de la modélisation de l'onduleur.

La commande de l'onduleur constitue le facteur déterminant des performances de l'ensemble de la chaîne. Deux stratégies ont été étudiées et comparées : la commande en pleine onde et la commande MLI intersective. La commande en pleine onde, bien que simple à mettre en œuvre, produit une tension fortement distordue avec un contenu harmonique important et ne permet pas de contrôler directement l'amplitude de la tension de sortie.

La commande MLI intersective s'avère nettement supérieure pour les applications de variation de vitesse. Elle offre un contrôle simultané et précis de l'amplitude et de la fréquence de la tension

appliquée à la machine asynchrone grâce à ses indices de modulation m_a et m_f . Elle permet ainsi de respecter la loi $V/f = \text{constante}$, indispensable au réglage de vitesse à flux constant. Les harmoniques sont repoussés à des fréquences élevées, réduisant les pertes supplémentaires dans la machine et améliorant la qualité du couple électromagnétique.

Les résultats de simulation obtenus sous MATLAB/Simulink ont confirmé la supériorité de la commande MLI intersective. Les courants de phase sont quasi-sinusoïdaux, le couple électromagnétique est plus lisse et la vitesse de rotation atteint sa valeur de consigne avec une dynamique satisfaisante. Ces performances font de la commande MLI intersective la solution la mieux adaptée pour l'alimentation et le contrôle de la machine asynchrone dans le cadre d'un variateur de vitesse industriel.

Chapitre III:

Commande non linéaire de la machine asynchrone

III.1 Introduction :

La machine asynchrone est largement utilisée dans les entraînements électriques grâce à sa robustesse mécanique, son coût réduit et sa simplicité de construction [1]. Toutefois, du point de vue de la commande, elle constitue un système multivariable, non linéaire et fortement couplé [15]. Les grandeurs électriques et mécaniques, telles que les courants statoriques, le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation, interagissent de manière dynamique. Cette interaction rend la commande classique moins performante lorsque l'on recherche un suivi rapide et précis des consignes.

Les méthodes linéaires réglées autour d'un point de fonctionnement peuvent donner de bons résultats en régime établi, mais leurs performances se dégradent lorsque la charge varie, lorsque les paramètres électriques changent avec la température, ou lorsque le fonctionnement s'éloigne du régime nominal [16]. Dans ce contexte, la commande par linéarisation entrée-sortie représente une approche intéressante [17][18], car elle permet de compenser les non-linéarités du modèle et d'imposer une dynamique linéaire désirée aux sorties choisies.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de la commande non linéaire par retour d'état appliquée à la machine asynchrone [15][17]. La stratégie retenue consiste à choisir une grandeur liée au flux rotorique et le couple électromagnétique comme sorties, à calculer leurs dérivées jusqu'à l'apparition explicite des tensions de commande, puis à déterminer les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ par inversion de la matrice de découplage [18][19].

III.2 Modèle d'état de la machine asynchrone :

Dans le repère stationnaire α - β , et sous les hypothèses classiques de modélisation [1], on choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.1})$$

Le vecteur de commande est constitué des deux composantes de la tension statorique dans le même repère [17] :

$$U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.2})$$

La machine peut être écrite sous la forme affine en la commande [17][18] :

$$\dot{X} = f(X) + g(X) \cdot U \quad (\text{III.3})$$

Avec les fonctions $f(X)$ et $g(X)$ définies par :

$$f(X) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K_s}{T_r} \phi_{r\alpha} + K_s \omega \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - K_s \omega \phi_{r\alpha} + \frac{K_s}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

$$g(X) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Cette écriture met en évidence une partie naturelle $f(X)$, correspondant à la dynamique interne de la machine [17], et une partie $g(X)U$, correspondant à l'action des tensions de commande. En posant :

$$x_1 = i_{s\alpha}, \quad x_2 = i_{s\beta}, \quad x_3 = \phi_{r\alpha}, \quad x_4 = \phi_{r\beta}$$

le modèle utilisé dans l'implémentation MATLAB peut s'écrire [1] :

$$\dot{x}_1 = f_1 + b \cdot V_{s\alpha} \quad (\text{III.6})$$

$$\dot{x}_2 = f_2 + b \cdot V_{s\beta} \quad (\text{III.7})$$

$$\dot{x}_3 = f_3 \quad (\text{III.8})$$

$$\dot{x}_4 = f_4 \quad (\text{III.9})$$

Les fonctions f_1, f_2, f_3 et f_4 représentent la dynamique de la machine sans l'action directe de la tension. Elles sont données par [17] :

$$f_1 = -\gamma x_1 + \frac{K_s}{T_r} x_3 + K_s \omega x_4 \quad (\text{III.10})$$

$$f_2 = -\gamma x_2 + \frac{K_s}{T_r} x_4 - K_s \omega x_3 \quad (\text{III.11})$$

$$f_3 = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - \omega x_4 \quad (\text{III.12})$$

$$f_4 = \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + \omega x_3 \quad (\text{III.13})$$

avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{III.14})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad (\text{III.15})$$

$$K_s = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \quad (\text{III.16})$$

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{R_r \cdot M^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \quad (\text{III.17})$$

$$b = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}, \quad (\text{III.18})$$

$$\omega = P \cdot \Omega_r \quad (\text{III.19})$$

Dans ces expressions, R_s et R_r désignent respectivement les résistances statorique et rotorique, L_s et L_r les inductances statorique et rotorique, M l'inductance mutuelle, P le nombre de paires de pôles et Ω_r la vitesse mécanique du rotor [1]. T_r la constante de temps rotorique, σ le coefficient de fuite, γ un terme regroupant les pertes et couplages électriques, K_s une constante liée à l'écriture normalisée du modèle. La pulsation électrique rotorique ω est obtenue à partir de la vitesse mécanique par multiplication par le nombre de paires de pôles [17].

III.2.1 Couple électromagnétique et équation mécanique :

Le couple électromagnétique s'exprime dans le repère α - β par [18] :

$$C_e = K_t (\varphi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{III.20})$$

$$K_t = P \cdot \frac{M}{L_r} \quad (\text{III.21})$$

Cette expression montre clairement le couplage entre le flux rotorique et les courants statoriques [1]. L'équation mécanique de la machine peut être donnée sous la forme [15] :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - F_r \cdot \Omega_r \quad (\text{III.22})$$

où J est le moment d'inertie, F_r le coefficient de frottement visqueux et C_r le couple résistant [15].

Dans la structure de commande retenue, la boucle de vitesse externe fournit la référence du couple électromagnétique C_{e_ref} , tandis que la commande entrée-sortie assure le suivi de ce couple par action sur les tensions statoriques [17][18].

III.2.2 Modèle d'état sous forme scalaire

Le modèle vectoriel précédent peut être développé sous forme scalaire selon les équations suivantes :

Équation mécanique

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (\text{III.23})$$

Équations des flux rotoriques

$$\frac{d(\phi_{r\beta})}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{r\alpha} \quad (\text{III.24})$$

$$\frac{d(\phi_{r\alpha})}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{r\beta} \quad (\text{III.25})$$

Équations des courants statoriques

$$\frac{d(i_{s\beta})}{dt} = -a i_{s\beta} - \omega_s i_{s\alpha} + b \phi_{r\beta} - c \omega_r \phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \quad (\text{III.26})$$

$$\frac{d(i_{s\alpha})}{dt} = -a i_{s\alpha} + \omega_s i_{s\beta} + b \phi_{r\alpha} + c \omega_r \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \quad (\text{III.27})$$

III.2.3 Modèle d'état sous forme vectorielle

Dans le repère statorique (α, β), le modèle dynamique de la machine asynchrone peut être représenté sous forme vectorielle par :

$$\dot{X} = f(X) + g(X)U \quad (\text{III.28})$$

avec :

le vecteur d'état, et :

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T \quad (\text{III.29})$$

le vecteur de commande.

$$U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \quad (\text{III.30})$$

La sortie du système peut être écrite sous la forme :

$$Y = [\phi_{r^2} \ C_e]^T \quad (\text{III.31})$$

où :

- $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ représentent les composantes des courants statoriques .
- $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ représentent les composantes du flux rotorique .
- $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont les tensions de commande appliquées par l'onduleur .
- C_e est le couple électromagnétique.

Cette représentation vectorielle permet de regrouper les équations électriques et mécaniques dans une écriture compacte adaptée à l'analyse par retour d'état et à la linéarisation entrée/sortie.

Ce modèle met en évidence le couplage entre les axes α et β à travers la vitesse rotorique ω_r , ce qui justifie l'utilisation de techniques de commande non linéaire afin d'assurer un découplage efficace entre le flux et le couple électromagnétique.

$$\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} \quad (\text{III.32})$$

$$\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \quad (\text{III.33})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -a i_{s\beta} + b \phi_{r\beta} - c \omega_r \phi_{r\alpha} + d v_{s\beta} \quad (\text{III.34})$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -a i_{s\alpha} + b \phi_{r\alpha} + c \omega_r \phi_{r\beta} + d v_{s\alpha} \quad (\text{III.35})$$

avec :

Les équations d'état de la machine dans le repère (α, β) s'écrivent alors :

$$\frac{dX}{dt} = A(X) + BU \quad (\text{III.36})$$

Le vecteur d'état est choisi sous la forme :

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T \quad (\text{III.37})$$

Le vecteur de commande est :

$$U = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T \quad (\text{III.38})$$

III.3 Principe de la commande non linéaire :

La linéarisation entrée-sortie consiste à choisir des sorties physiques pertinentes [17][18], puis à les dériver jusqu'à l'apparition explicite des entrées de commande. Ensuite, une loi de retour d'état permet de compenser les termes non linéaires du modèle et d'imposer aux sorties une dynamique linéaire choisie par le concepteur [19].

Dans ce travail, les sorties choisies sont [15][18] :

$$Y_1 = 0.5 (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) = 0.5 (x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{III.39})$$

$$Y_2 = C_e = K_t(x_3 \cdot x_2 - x_4 \cdot x_1) \quad (\text{III.40})$$

La première sortie est liée à l'énergie magnétique du flux rotorique [18]. Le choix de 0.5 fois le carré du flux permet d'éviter l'utilisation directe de la racine carrée dans la synthèse de commande et simplifie les dérivations [19]. La deuxième sortie est le couple électromagnétique, qui agit directement sur la dynamique mécanique de la machine [15].

III.3.1 Dérivée de Lie :

Pour une fonction scalaire $h(X)$, la dérivée de Lie selon le champ de vecteurs f est définie par [17] :

$$L_f h(X) = \frac{\partial h}{\partial X} \cdot f(X) \quad (\text{III.41})$$

La dérivée de Lie selon le champ g est définie par :

$$L_g h(X) = \frac{\partial h}{\partial X} \cdot g(X) \quad (\text{III.42})$$

Ces dérivées permettent de déterminer le nombre de dérivations nécessaires avant que la commande apparaisse dans l'expression de la sortie. Ce nombre est appelé degré relatif [17][18].

III.3.2 Linéarisation par retour d'état :

Pour la sortie Y_1 , on a :

$$Y_1 = 0.5 (x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{III.43})$$

Sa première dérivée est :

$$\dot{Y}_1 = x_3 \cdot \dot{x}_3 + x_4 \cdot \dot{x}_4 = x_3 f_3 + x_4 f_4 \quad (\text{III.44})$$

La commande n'apparaît pas encore dans cette dérivée, car les tensions agissent directement sur les courants statoriques x_1 et x_2 , tandis que le flux x_3 et x_4 est influencé par les courants [17]. On dérive donc une deuxième fois. On obtient alors une expression de la forme [18] :

$$\ddot{Y}_1 = \alpha_1(X) + \beta_{11}(X) \cdot V_{s\alpha} + \beta_{12}(X) \cdot V_{s\beta} \quad (\text{III.45})$$

Dans cette écriture, $\alpha_1(X)$ représente la partie naturelle de la seconde dérivée du flux, c'est-à-dire la partie due à la dynamique interne de la machine sans action directe de la tension [18]. Les termes $\beta_{11}(X)$ et $\beta_{12}(X)$ représentent respectivement l'influence de $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sur la seconde dérivée de Y_1 [19].

Pour la sortie Y_2 , qui correspond au couple électromagnétique, une seule dérivation suffit pour faire apparaître la commande :

$$\dot{Y}_2 = \alpha_2(X) + \beta_{21}(X) \cdot V_{s\alpha} + \beta_{22}(X) \cdot V_{s\beta} \quad (\text{III.46})$$

$\alpha_2(X)$ est la partie naturelle de la dérivée du couple, tandis que $\beta_{21}(X)$ et $\beta_{22}(X)$ expriment l'effet direct des tensions statoriques sur la variation du couple [18][19].

a) Degré relatif :

La sortie Y_1 doit être dérivée deux fois avant l'apparition de la commande [17]. Son degré relatif est donc $r_1 = 2$. La sortie Y_2 doit être dérivée une seule fois ; son degré relatif est donc $r_2 = 1$ [18]. Le vecteur des degrés relatifs est :

$$r = [2 \ 1] \quad (\text{III.47})$$

Le degré relatif total vaut 3, alors que l'ordre du modèle électrique considéré est 4. Il existe donc une dynamique interne d'ordre 1. Cette remarque est importante, car la validité de la commande entrée-sortie suppose que cette dynamique interne reste stable dans le domaine de fonctionnement considéré [17][18].

b) Loi de commande non linéaire :

Les deux équations obtenues après dérivation peuvent être regroupées sous forme matricielle [18][19] :

$$\begin{bmatrix} \ddot{Y}_1 \\ \dot{Y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1(X) \\ \alpha_2(X) \end{bmatrix} + D(X) \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

avec la matrice de découplage :

$$D(X) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{11}(X) & \beta_{12}(X) \\ \beta_{21}(X) & \beta_{22}(X) \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

En imposant de nouvelles entrées linéaires v_1 et v_2 , on souhaite obtenir :

$$\ddot{Y}_1 = v_1, \quad \dot{Y}_2 = v_2 \quad (\text{III.50})$$

La loi de commande est donc obtenue en résolvant :

$$D(X) \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 - \alpha_1(X) \\ v_2 - \alpha_2(X) \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

Si le déterminant de $D(X)$ est non nul, les tensions de commande sont [18] :

$$\det D = D_{11} D_{22} - D_{12} D_{21} \quad (\text{III.52})$$

$$V_{s\alpha} = \frac{D_{22} r_1 - D_{12} r_2}{\det D} \quad (\text{III.53})$$

$$V_{s\beta} = \frac{-D_{21} r_1 + D_{11} r_2}{\det D} \quad (\text{III.54})$$

$$r_1 = v_1 - \alpha_1(X) \quad (\text{III.55})$$

$$r_2 = v_2 - \alpha_2(X) \quad (\text{III.56})$$

Cette inversion constitue le cœur de la commande par linéarisation entrée-sortie [15][19]. Elle permet de compenser les couplages non linéaires et de générer les tensions nécessaires au suivi du flux et du couple [18].

c) Placement de pôles :

Pour imposer une dynamique stable et réglable aux sorties, on définit les erreurs de poursuite :

$$e_1 = Y_{1,\text{ref}} - Y_1 \quad (\text{III.57})$$

$$e_2 = Y_{2,\text{ref}} - Y_2 = C_{e,\text{ref}} - C_e \quad (\text{III.58})$$

Pour la sortie de flux Y_1 , dont le degré relatif est deux, on impose une dynamique du second ordre [18] :

$$\ddot{e}_1 + k_{11} \dot{e}_1 + k_{12} e_1 = 0 \quad (\text{III.59})$$

Le choix correspondant de v_1 est :

$$v_1 = Y_{1,\text{ref}}'' + k_{11}(Y_{1,\text{ref}}' - \dot{Y}_1) + k_{12}(Y_{1,\text{ref}} - Y_1) \quad (\text{III.60})$$

Pour la sortie de couple Y_2 , dont le degré relatif est un, on impose une dynamique du premier ordre [18] :

$$\dot{e}_2 + k_{21} e_2 = 0 \quad (\text{III.61})$$

Le choix correspondant de v_2 est :

$$v_2 = Y_{2,\text{ref}}' + k_{21}(Y_{2,\text{ref}} - Y_2) \quad (\text{III.62})$$

d) Calcul des régulateurs :

Les gains k_{11} et k_{12} déterminent la rapidité et l'amortissement de la dynamique du flux. Pour un comportement du second ordre, on peut choisir [18] :

$$k_{11} = 2\zeta \omega_n, \quad k_{12} = \omega_n^2 \quad (\text{III.63})$$

où ζ est le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation naturelle désirée [18]. Un choix de ζ proche de 0.7 permet généralement de réduire le dépassement tout en conservant une réponse suffisamment rapide. Pour la boucle de couple, le gain k_{21} peut être choisi à partir d'une constante de temps désirée τ_c [15] :

$$k_{21} = \frac{1}{\tau_c} \quad (\text{III.64})$$

Dans l'implémentation proposée, les gains utilisés sont $k_{11} = 60$, $k_{12} = 900$ et $k_{21} = 150$. Ces valeurs constituent un réglage de départ permettant d'obtenir une réponse rapide [15][18]. Elles peuvent être ajustées selon le comportement observé en simulation, en évitant des gains excessifs qui peuvent conduire à des pointes de tension, des oscillations ou une saturation de l'onduleur.

III.4 Structure globale de la commande :

La structure globale de commande comporte une boucle de vitesse externe et une boucle non linéaire interne [15][17]. La boucle de vitesse compare la vitesse de référence Ω_{ref} à la vitesse mesurée Ω_r . L'erreur est traitée par un correcteur PI qui fournit le couple de référence C_{e_ref} . Ce couple de référence devient ensuite la consigne du deuxième canal de la commande entrée-sortie [18][19].

$$\Omega_{ref} - \Omega_r \rightarrow \text{PI vitesse} \rightarrow C_{e_ref}$$

La commande entrée-sortie reçoit alors les grandeurs $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, Ω_r et C_{e_ref} , puis calcule les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ [18]. Ces tensions sont ensuite transformées vers le système triphasé ou utilisées comme références pour la commande MLI de l'onduleur à deux niveaux.

$$[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \Omega_r, C_{e_ref}] \rightarrow \text{Commande_IO} \rightarrow [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]$$

Ainsi, la vitesse est contrôlée indirectement par le couple, tandis que la commande non linéaire assure le découplage entre l'aimantation de la machine et la production du couple électromagnétique.

Bloc	Rôle dans la commande
PI vitesse	Transforme l'erreur de vitesse en couple de référence C_{e_ref} .
Commande_IO	Calcule les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ par linéarisation entrée-sortie.

Transformation $\alpha\beta/abc$	Convertit les références de tension vers les trois phases de l'onduleur.
Onduleur MLI	Génère les tensions triphasées appliquées à la machine.
Machine asynchrone	Fournit les courants, le flux et la vitesse utilisés en retour.

Tableau III.1 : Rôle des blocs de la structure globale de commande

III.5 Implémentation MATLAB/Simulink de la commande :

La loi de commande précédente peut être implémentée dans un bloc MATLAB Function ou dans une fonction appelée par Simulink. Pour faciliter la compréhension du programme, les noms des variables ont été rendus explicites.

Entrée	Symbole	Description
u(1)	$I_s\alpha$	Courant statorique suivant l'axe α .
u(2)	$I_s\beta$	Courant statorique suivant l'axe β .
u(3)	$\Phi_r\alpha$	Flux rotorique suivant l'axe α .
u(4)	$\Phi_r\beta$	Flux rotorique suivant l'axe β .
u(5)	Ω_r	Vitesse mécanique du rotor en rad/s.
u(6)	Ce_ref	Couple de référence fourni par le PI de vitesse.

Tableau III.2 : Entrées du bloc de commande

Sortie	Description
y(1) = $V_s\alpha$	Tension de référence suivant l'axe α .

$y(2) = V_s\beta$	Tension de référence suivant l'axe β .
-------------------	--

Tableau III.3 : Sorties du bloc de commande

III.6 Simulation de la commande non lineaire par retour d'état avec la MAS alimentee en tension statorique :

III.6.1 Schema global de la commande entree-sortie avec PI vitesse :

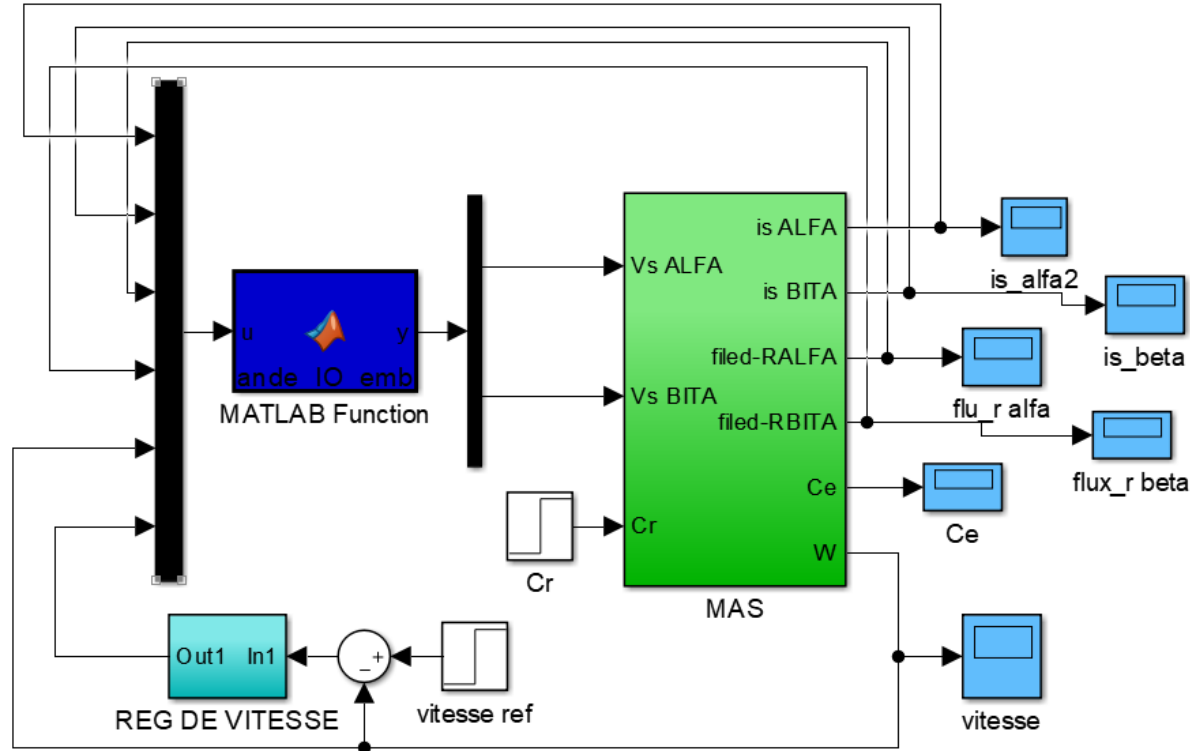


Figure III.1 — Schéma global de la commande entrée-sortie avec PI vitesse

Cette figure présente le schéma global de la commande entrée-sortie avec régulateur PI de vitesse. La boucle externe génère la référence Ce_ref transmise à la loi de linéarisation entrée-sortie. Il est à noter que cette architecture hiérarchique sépare la régulation de vitesse de la compensation des non-linéarités internes.

III.6.2 Essais sans convertisseur

III.6.2.1 Démarrage a vide avec application de charge

Le système est initialement démarré à vide. Un couple de charge constant de $C_r = 10 \text{ N.m}$ est appliqué à $t = 1 \text{ s}$.

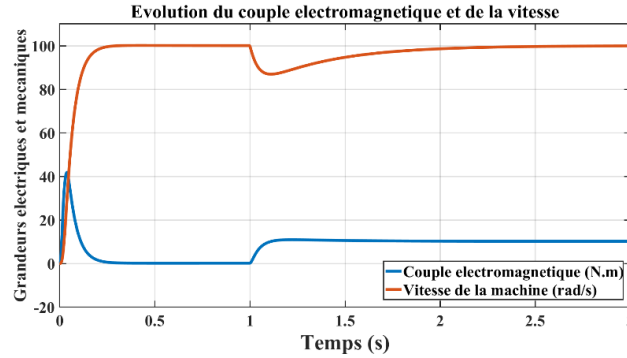


Figure III.2 — Évolution du couple et de la vitesse

Cette figure illustre conjointement le couple et la vitesse sans convertisseur. Le couple augmente au démarrage puis se stabilise, tandis que la vitesse suit la référence de manière cohérente. Cette représentation permet d'apprécier la dynamique globale du système.

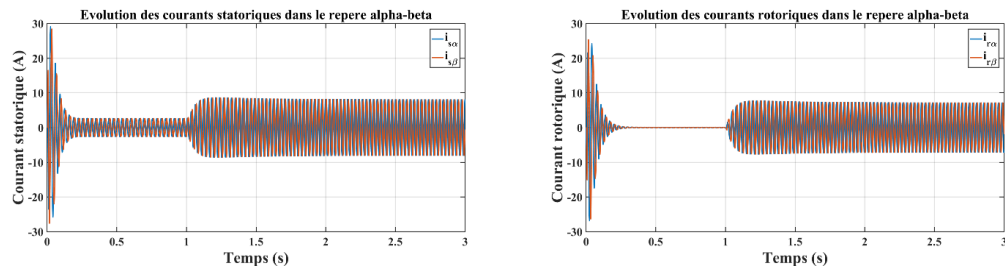


Figure III.3 — Évolution des courants statoriques et rotoriques

Cette figure présente les courants statoriques et rotoriques sans convertisseur. On observe une forme quasi-sinusoïdale en régime permanent avec des transitoires au démarrage. L'amplitude des courants est directement liée au couple électromagnétique produit.

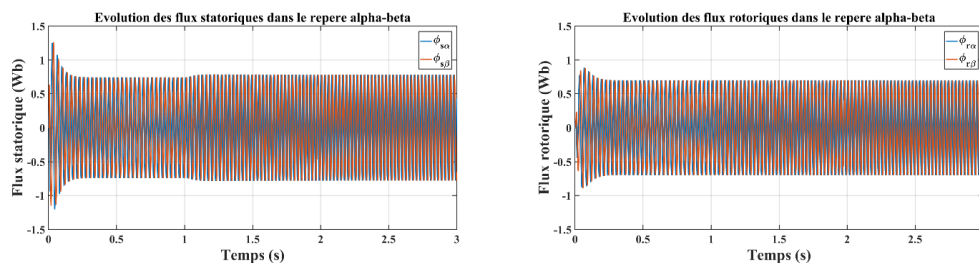


Figure III.4 — Évolution des flux statoriques et rotoriques

Cette figure illustre les flux statoriques et rotoriques sans convertisseur. Le flux rotorique s'établit progressivement avant d'atteindre sa valeur de référence. La régulation du flux garantit le découplage flux-couple par la commande entrée-sortie.

III.6.3 Essais avec convertisseur MLI S-T

Le système est initialement démarré à vide. Un couple de charge constant de $C_r = 10$ N.m est appliqué à $t = 1$ s.

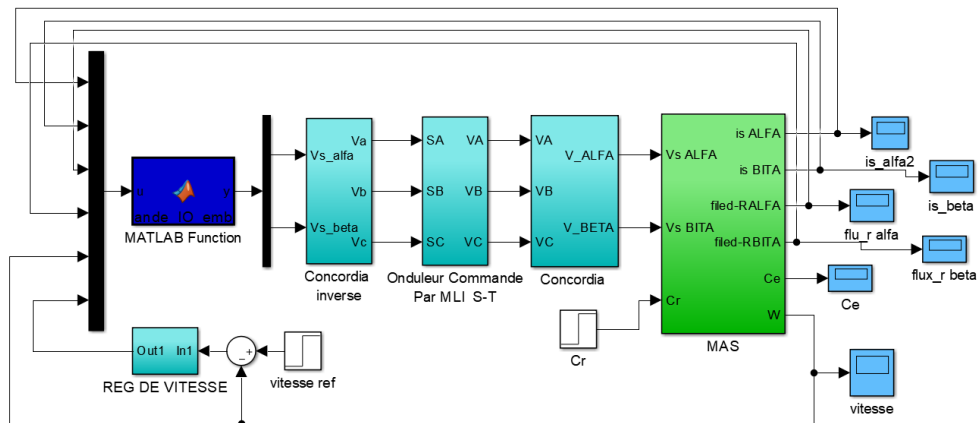


Figure III.5 — Schéma global de la commande entrée-sortie avec convertisseur MLI S-T

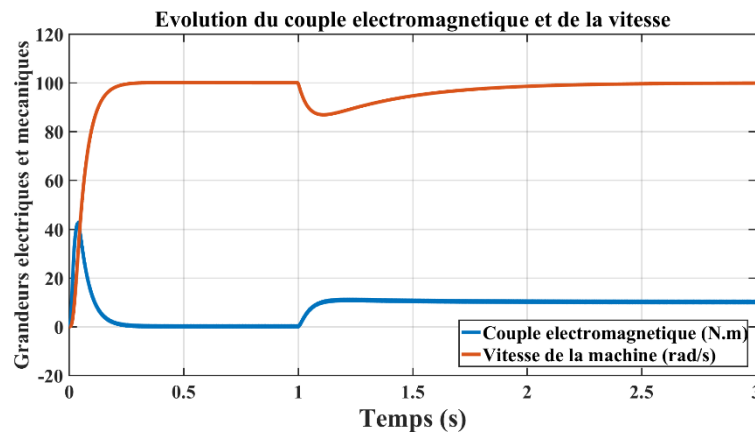


Figure III.6 — Évolution du couple et de la vitesse

Cette figure illustre conjointement le couple et la vitesse avec le convertisseur MLI S-T. La vitesse reste régulière grâce à l'effet filtrant de l'inertie mécanique. Le système conserve ses bonnes performances dynamiques en présence du convertisseur.

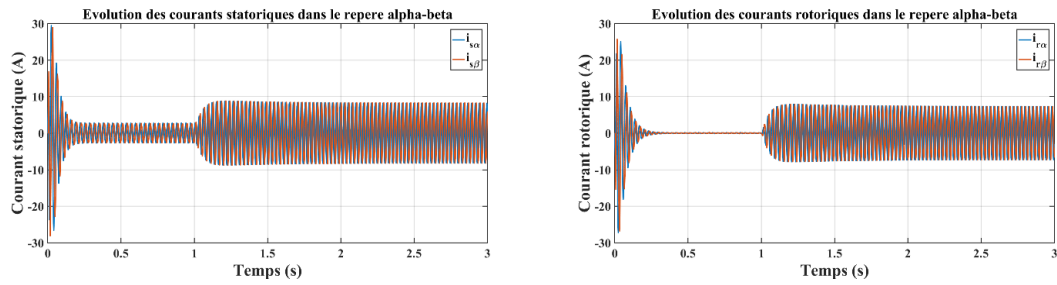


Figure III.7 — Évolution des courants statoriques et rotoriques

Cette figure présente les courants avec le convertisseur MLI S-T. On observe une forme quasi-sinusoïdale avec de légères ondulations à la fréquence de découpage. La qualité est nettement supérieure à celle obtenue avec une commande en pleine onde.

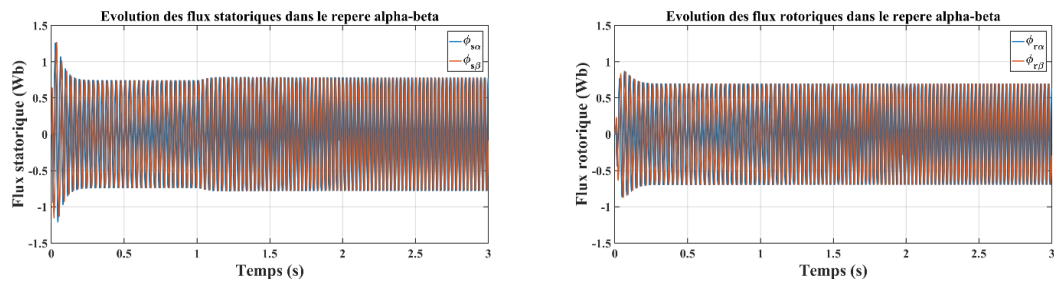


Figure III.8 — Évolution des flux statoriques et rotoriques

Cette figure illustre les flux avec le convertisseur MLI S-T. Le flux rotorique atteint correctement sa valeur de référence. La commande entrée-sortie maintient efficacement le flux malgré les harmoniques de l'onduleur.

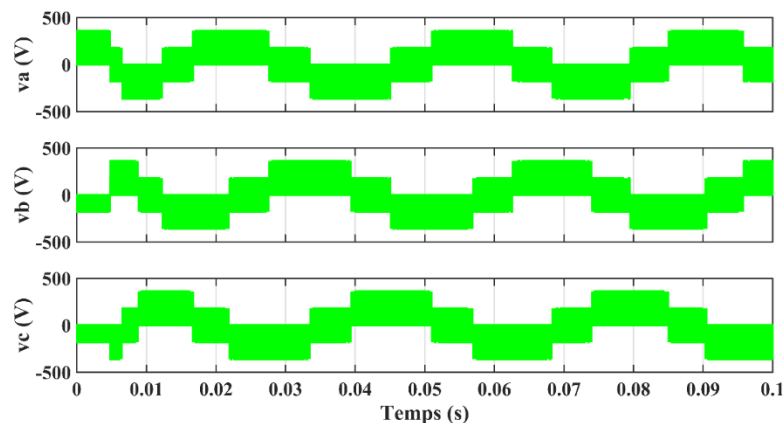


Figure III.9 — Tensions simples de sortie de l'onduleur MLI S-T

Cette figure illustre les tensions simples de sortie de l'onduleur MLI S-T. Les impulsions à haute fréquence dont l'enveloppe reproduit la référence sinusoïdale sont clairement visibles [13]. La fréquence de découpage élevée repousse les harmoniques vers des zones spectrales facilement filtrables.

III.6.4 Tests de robustesse

III.6.4.1 Test de variation de la résistance rotorique

Le système est initialement démarré à vide. Un couple de charge constant de $C_r=10\text{N.m}$ est appliqué à $t=1\text{ s}$ afin d'introduire une perturbation mécanique. Par la suite, la résistance rotorique est doublée à $t=2.5\text{ s}$ dans le but d'évaluer la sensibilité du système aux variations paramétriques. Ce test permet d'analyser la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes liées aux paramètres de la machine.

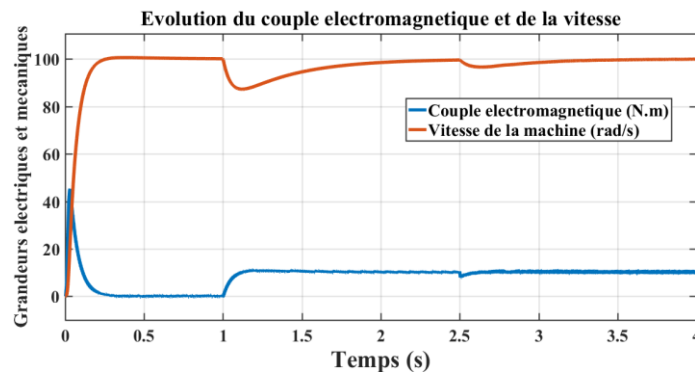


Figure III.10 — Évolution du couple et de la vitesse

Cette figure montre l'effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple et la vitesse. Une légère perturbation transitoire apparaît, suivie d'un retour rapide au régime stable.

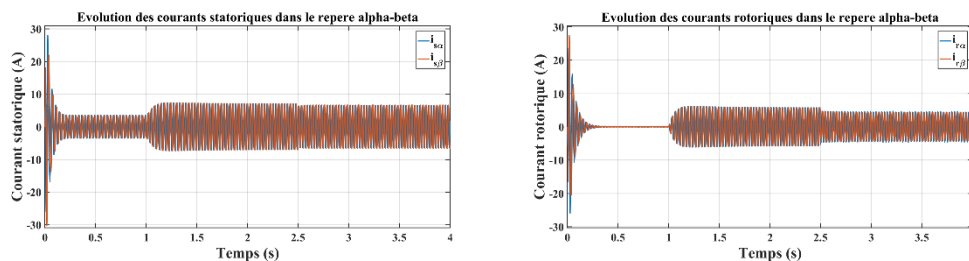


Figure III.11 — Évolution des courants statoriques et rotoriques

Cette figure présente les courants statoriques et rotoriques lors de la variation de la résistance rotorique. Une modification temporaire de leur amplitude est observée avant la stabilisation du système.

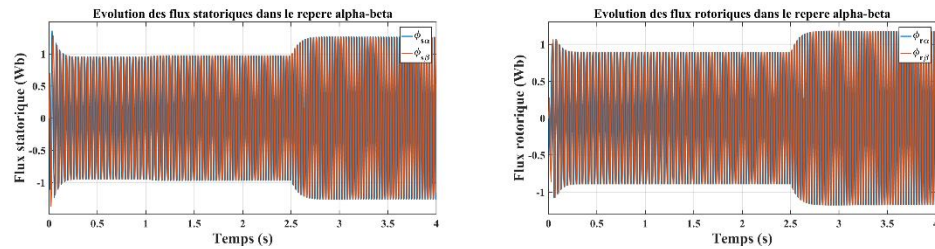


Figure III.12 — Évolution des flux statoriques et rotoriques

Cette figure illustre l'évolution des flux statoriques et rotoriques après la variation de la résistance rotorique. Les flux restent bien régulés et retrouvent rapidement leur état stable après la perturbation.

III.6.4.2 Test d'inversion de vitesse

Dans ce scénario, la machine est également démarrée à vide, puis soumise à un couple résistant de $C_r=10$ N.m appliqué à $t=1$ s. À $t=2$ s, une inversion de la consigne de vitesse est effectuée, passant de 100 rad/s à -100 rad/s, afin d'évaluer la capacité de la commande à gérer des transitions bidirectionnelles. Ensuite, à $t=3.5$ s, un couple résistant négatif de $C_r=-20$ N.m est appliqué afin de tester le comportement du système en régime de fonctionnement inversé.

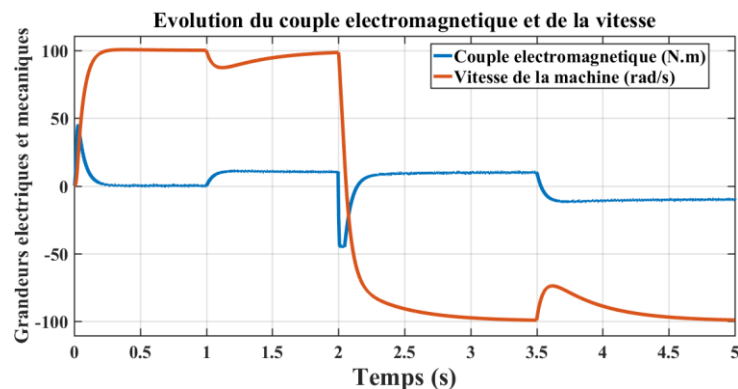


Figure III.13 — Évolution du couple et de la vitesse

Cette figure montre l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse lors de l'inversion du sens de rotation à $t=3$ s. Le couple change rapidement de signe afin d'assurer la transition, tandis que la vitesse suit correctement sa nouvelle référence.

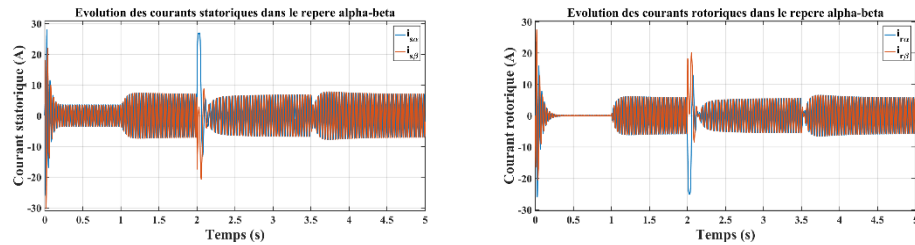


Figure III.14 — Évolution des courants statoriques et rotoriques

Cette figure présente les courants statoriques et rotoriques durant l'inversion de vitesse. Une augmentation transitoire de leur amplitude est observée au moment de la transition, suivie d'un retour rapide à un régime stable.

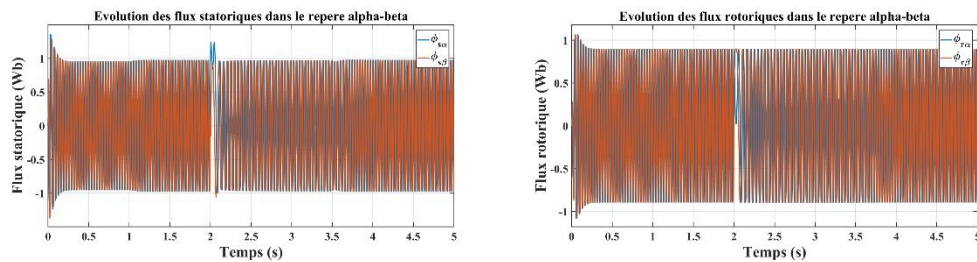


Figure III.15 — Évolution des flux statoriques et rotoriques

Cette figure illustre l'évolution des flux statoriques et rotoriques lors de l'inversion de vitesse. Les flux restent bien régulés malgré une légère perturbation transitoire, ce qui confirme la robustesse de la commande.

III.6.4.3 Test de variation du couple de charge

Dans ce test, la machine démarre à vide. Un premier couple de charge de $C_r=5 \text{ N.m}$ est appliqué à $t=1 \text{ s}$, suivi d'une augmentation à $C_r=15 \text{ N.m}$ à $t=3 \text{ s}$. Ce scénario permet d'évaluer la capacité du système à s'adapter à des variations progressives et importantes de la charge mécanique.

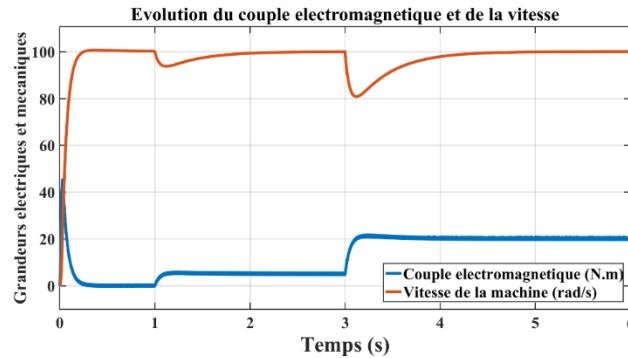


Figure III.16 — Évolution du couple et de la vitesse

Cette figure illustre le couple et la vitesse lors de la variation de charge. Le couple électromagnétique augmente rapidement pour compenser la perturbation. Une dynamique de réponse satisfaisante avec oscillations amorties est observée.

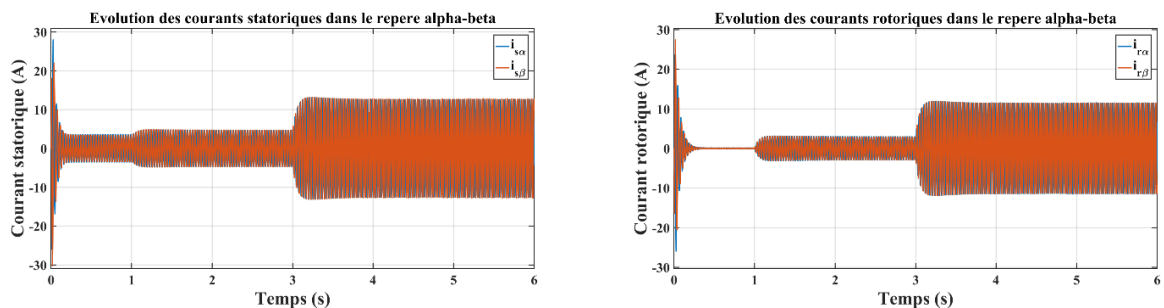


Figure III.17 — Évolution des courants statoriques et rotoriques

Cette figure présente les courants lors de la variation de charge. L'augmentation de charge se traduit par une augmentation d'amplitude des courants statoriques. La forme sinusoïdale est maintenue durant toute la perturbation.

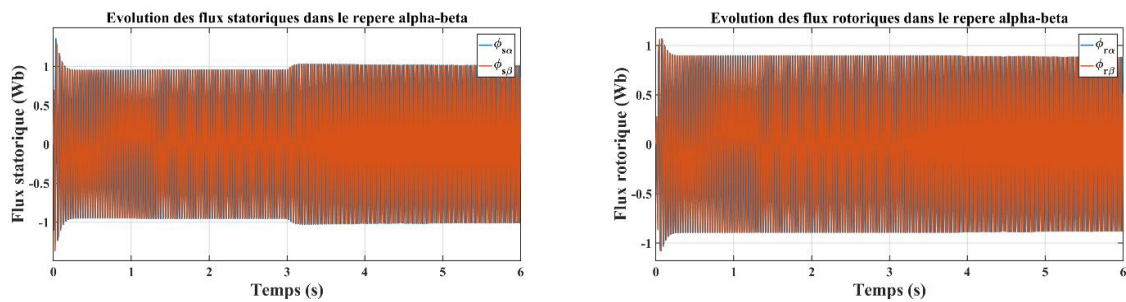


Figure III.18 — Évolution des flux statoriques et rotoriques

Cette figure illustre les flux lors de la variation de charge. Le flux rotorique reste stable à sa valeur de référence malgré la perturbation. Cette robustesse du flux est essentielle pour maintenir des performances de couple optimales.

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, une commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie a été développée pour la machine asynchrone dans le repère α - β . Le flux rotorique et le couple électromagnétique ont été choisis comme sorties de commande. L'étude des dérivées a montré que la sortie liée au flux possède un degré relatif égal à deux, tandis que la sortie liée au couple possède un degré relatif égal à un.

La loi de commande a été obtenue par compensation des termes non linéaires et inversion de la matrice de découplage. Cette approche permet de transformer la dynamique entrée-sortie du système en deux sous-systèmes linéaires équivalents, dont les performances peuvent être réglées par placement de pôles. L'implémentation MATLAB proposée calcule les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des mesures de courant, de flux, de vitesse et de la référence de couple fournie par la boucle de vitesse.

Cette commande constitue une base solide pour l'amélioration des performances dynamiques de la machine asynchrone. Elle permet d'obtenir un comportement découplé proche de celui d'une machine à courant continu. Dans une étape ultérieure, un terme robuste peut être ajouté afin d'améliorer la résistance de la commande face aux incertitudes paramétriques, aux perturbations de charge et aux erreurs de modélisation.

Conclusion Générale

Ce mémoire a présenté une étude complète de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie appliquée à une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, alimentée par un convertisseur électronique de puissance à commande MLI.

Dans le premier chapitre, nous avons établi le modèle mathématique complet de la machine asynchrone. En partant des équations électriques, magnétiques et mécaniques dans le référentiel triphasé, nous avons effectué la transformation de Concordia pour obtenir un modèle biphasé équivalent dans le repère stationnaire (α , β). La validation par simulation sous MATLAB/Simulink a confirmé la cohérence du modèle développé et a permis d'observer le comportement dynamique de la machine lors du démarrage et en régime permanent.

Le deuxième chapitre nous a permis d'étudier en détail la chaîne de conversion électronique. La modélisation du redresseur triphasé à diodes, du filtre LC et de l'onduleur de tension à deux niveaux a été présentée. La comparaison entre la commande en pleine onde et la commande MLI intersective a clairement démontré la supériorité de cette dernière, avec une réduction significative du taux de distorsion harmonique (THD) du courant statorique, passant de 37,51% à 4,25%.

Le troisième chapitre a constitué le cœur de notre contribution. La commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie a été développée avec succès. Le choix des sorties (énergie du flux rotorique et couple électromagnétique), l'analyse des degrés relatifs, le calcul de la matrice de découplage et la synthèse des régulateurs PI ont été présentés en détail. L'implémentation MATLAB a montré l'efficacité de la commande proposée avec un découplage efficace entre le flux et le couple.

Les tests de robustesse réalisés (variation de la résistance rotorique, inversion de vitesse, variation du couple de charge) ont confirmé la capacité de la commande à maintenir de bonnes performances même en présence de perturbations paramétriques et de charges variables. Ces résultats valident l'approche par linéarisation entrée-sortie comme une solution efficace pour le contrôle haute performance des machines asynchrones.

Références bibliographiques

- [1] J.-P. Caron et J.-P. Hautier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Éditions Technip, Paris, 1995.
- [2] A. Naït-Saïd et M.-S. Naït-Saïd, « Étude comparative de quelques modèles de la machine asynchrone », Revue Sciences et Technologie B, n° 23, pp. 5–14, juin 2005.
- [3] G. Segulier et F. Labrique, Les convertisseurs de l'électronique de puissance — Vol. 3, Lavoisier – Tec & Doc, Paris, 1994.
- [4] P. C. Krause, O. Wasynczuk et S. D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2^e éd., IEEE Press – Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 2002.
- [5] B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [6] MathWorks, MATLAB/Simulink — Simscape Electrical Documentation, Version R2023b, MathWorks, Natick, MA, 2023.
- [7] A. Lega, M. Mengoni, G. Serra, L. Zarri et L. Casadei, « General Theory of Space Vector Modulation for Five-Phase Inverters », dans Proc. IEEE ISIE, Cambridge, Royaume-Uni, 2008, pp. 237–244.
- [8] R. Bausière, F. Labrique et G. Séguier, Les convertisseurs de l'électronique de puissance — Vol. 4 : La conversion continu-alternatif, 2^e éd., Lavoisier – Tec & Doc, Paris, 1995.
- [9] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications, 3^e éd., Butterworth-Heinemann, Oxford, 2011.
- [10] N. Mohan, T. M. Undeland et W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3^e éd., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2003.
- [11] G. Holmes et T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, IEEE Press – John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2003.
- [12] J. Rodriguez, J. S. Lai et F. Z. Peng, « Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n° 4, pp. 724–738, août 2002.
- [13] L. Lasne, Électronique en formules, 5^e éd., Dunod, Paris, 2017.
- [14] IEEE Std 519-2022, IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE, New York, 2022.

- [15] L. Sahraoui, M. Naït Saïd et S. Drid, « Commande par linéarisation entrée/sortie d'une machine asynchrone avec un estimateur de flux rotorique », CEE'12, 2012.
- [16] C. Canudas de Wit, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC des machines asynchrones, Hermès Sciences, Paris, 2000.
- [17] J. Chiasson, Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor, IEEE Transactions on Automatic Control, 1993.
- [18] J. Chiasson, A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor, IEEE Transactions on Automatic Control, 1998.
- [19] R. Marino, S. Peresada et P. Valigi, Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors, IEEE Transactions on Automatic Control, 1993.
- [20] R. Alvarez Salas, Développement des lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.
- [21] P. Vas, Vector Control of AC Machines, Oxford University Press, 1990.

ANNEXE A :

PARAMÈTRES DU MOTEUR ASYNCHRONE ET DE COMMANDE :

Cette annexe regroupe l'ensemble des grandeurs physiques, électriques, mécaniques et les paramètres de réglage utilisés pour la modélisation et la simulation de la machine asynchrone sous l'environnement MATLAB/Simulink.

A.1. Caractéristiques nominales de la machine asynchrone

Il s'agit d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de moyenne puissance, typiquement utilisé comme machine de référence dans les laboratoires d'électrotechnique. Les données de la plaque signalétique sont les suivantes :

- $P_n = 1.5 \text{ kW}$ (Puissance nominale)
- $U_n = 220 / 380 \text{ V}$ (Tension d'alimentation (triangle / étoile))
- $f = 50 \text{ Hz}$ (Fréquence nominale)
- $P = 2$ — (Nombre de paires de pôles)
- $N_n = 1420 \text{ tr/min}$ (Vitesse nominale)
- $I_n = 6.3 / 3.6 \text{ A}$ (Courant nominal (triangle / étoile))

A.2. Paramètres électriques et mécaniques du modèle

Ces paramètres ont été utilisés pour construire les matrices d'état et calculer la loi de commande par linéarisation entrée-sortie :

Paramètres de base (plaque et mesures) :

- $R_s = 4.85 \Omega$ (Résistance statorique)
- $R_r = 3.805 \Omega$ (Résistance rotorique)
- $L_s = 0.274 \text{ H}$ (Inductance statorique)
- $L_r = 0.274 \text{ H}$ (Inductance rotorique)
- $M = 0.258 \text{ H}$ (Inductance mutuelle)
- $J = 0.031 \text{ kg.m}^2$ (Moment d'inertie)
- $F_r = 0.00114 \text{ N.m.s/rad}$ (Coefficient de frottement visqueux)

Paramètres dérivés (calculés automatiquement) :

- $T_r = L_r / R_r = 0.0720 \text{ s}$ (Constante de temps rotorique)
- $\sigma = 1 - M^2 / (L_s \cdot L_r) = 0.1134$ — (Coefficient de fuite magnétique)

- $K_s = M / (\sigma \cdot L_s \cdot L_r) = 30.3044$ — (Constante de couplage stator-rotor)
- $\gamma = R_s / (\sigma \cdot L_s) + R_r \cdot M^2 / (\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2) = 264.6660 \text{ s}^{-1}$ (Terme de pertes et couplages)
- $b = 1 / (\sigma \cdot L_s) = 32.1837$ — (Coefficient d'entrée de commande)

A.3. Paramètres de l'onduleur (MLI)

Grandeurs définissant l'alimentation générée par le convertisseur statique :

- $V_{dc} = 540 \text{ V}$ (Tension du bus continu)
- $f_c = 5000 \text{ Hz}$ (Fréquence de découpage (porteuse triangulaire))
- $T_p = 0.000200 \text{ s}$ (Période de découpage — $T_p = 1/f_c$)

A.4. Paramètres des régulateurs de commande

Ces valeurs correspondent aux gains de la boucle de vitesse (externe) et aux gains calculés par placement de pôles pour la boucle de commande non linéaire (interne).

Boucle de vitesse — Régulateur PI :

- $K_{pw} = 0.65$ — (Gain proportionnel)
- $K_{iw} = 1.50$ — (Gain intégral)
- $K_w = 25$ — (Gain anti-windup)
- $C_{e,sat} = \pm 30 \text{ N.m}$ (Saturation du couple de référence)

Dynamique du flux rotorique — Ordre 2 :

- $k_{11} = 60$ — (Gain de la dérivée première de l'erreur de flux)
- $k_{12} = 900$ — (Gain de l'erreur de flux)
- $\Phi_{ref} = 0.7 \text{ Wb}$ (Flux rotorique de référence)

Dynamique du couple électromagnétique — Ordre 1 :

- $k_{21} = 150$ — (Gain du régulateur de couple)

A.5. Transformations de coordonnées utilisées

Deux matrices de transformation sont employées pour passer du repère triphasé (abc) au repère diphasé (α, β) et inversement :

Transformation de Concordia directe — $abc \rightarrow (\alpha, \beta)$:

$$C = \sqrt{(2/3)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Transformation de Concordia inverse — $(\alpha, \beta) \rightarrow abc$:

$$C^{-1} = \sqrt{(2/3)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Matrice de tension de l'onduleur triphasé :

$$T = (V_{dc}/3) \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & -1 & 2 & -1 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Cette matrice permet de calculer les tensions simples V_a , V_b , V_c à partir des signaux de commande S_a , S_b , S_c de l'onduleur à deux niveaux.

A.6. Fonction MATLAB de commande entrée-sortie (Commande_IO)

Le programme suivant correspond à l'implémentation complète de la commande entrée-sortie sans ajout du terme robuste. Il inclut une phase d'amorçage du flux lorsque le flux rotorique est très faible et une limitation de tension compatible avec la tension continue V_{dc} de l'onduleur.

Commande_IO.m — Fonction MATLAB/Simulink

```
function y = Commande_IO(u)

% =====
% Entrées :
% u(1) = isa  – courant statorique suivant alpha
% u(2) = isb  – courant statorique suivant beta
% u(3) = fra  – flux rotorique suivant alpha
% u(4) = frb  – flux rotorique suivant beta
% u(5) = Wr   – vitesse mécanique du rotor (rad/s)
% u(6) = Ce_ref – couple de référence (PI de vitesse)
% =====

isa = u(1); isb = u(2); fra = u(3);
frb = u(4); Wr = u(5); Ce_ref = u(6);

% =====
% Paramètres de la machine
% =====

Rs = 4.85; Rr = 3.805; Ls = 0.274;
Lr = 0.274; M = 0.258; P = 2; Vdc = 540;
```

```

% =====
% Constantes dérivées
% =====

Tr  = Lr/Rr;
sigma = 1 - (M^2)/(Ls*Lr);
Ks  = M/(sigma*Ls*Lr);
gamma = Rs/(sigma*Ls) + (Rr*M^2)/(sigma*Ls*Lr^2);
b    = 1/(sigma*Ls);
Kt  = P*M/Lr;
w    = P*Wr;

% =====
% Variables d'état
% =====

x1 = isa; x2 = isb; x3 = fra; x4 = frb;

flux2_real = x3^2 + x4^2;
flux      = sqrt(flux2_real);
Ce        = Kt*(x3*x2 - x4*x1);

% =====
% Références
% =====

flux_ref = 0.7;
Y1_ref  = 0.5*flux_ref^2;
Y2_ref  = Ce_ref;

% =====
% Dynamique naturelle (sans tension)
% =====

f1 = -gamma*x1 + (Ks/Tr)*x3 + Ks*w*x4;
f2 = -gamma*x2 + (Ks/Tr)*x4 - Ks*w*x3;
f3 = (M/Tr)*x1 - (1/Tr)*x3 - w*x4;
f4 = (M/Tr)*x2 - (1/Tr)*x4 + w*x3;

% =====
% Sortie Y1 : énergie du flux  Y1 = 0.5*(fra^2+frb^2)
% =====

```

```

Y1    = 0.5*flux2_real;
Y1_dot = x3*f3 + x4*f4;

a = M/Tr; c = 1/Tr;

dY1dot_dx1 = a*x3;
dY1dot_dx2 = a*x4;
dY1dot_dx3 = a*x1 - 2*c*x3;
dY1dot_dx4 = a*x2 - 2*c*x4;

Natural_Y1_ddot    = dY1dot_dx1*f1 + dY1dot_dx2*f2 + ...
                    dY1dot_dx3*f3 + dY1dot_dx4*f4;
VoltageEffect_Y1_Vsa = dY1dot_dx1*b;
VoltageEffect_Y1_Vsb = dY1dot_dx2*b;

% =====
% Sortie Y2 : couple électromagnétique Y2 = Ce
% =====
Y2 = Ce;

dTorque_dx1 = -Kt*x4; dTorque_dx2 = Kt*x3;
dTorque_dx3 = Kt*x2; dTorque_dx4 = -Kt*x1;

Natural_Torque_dot    = dTorque_dx1*f1 + dTorque_dx2*f2 + ...
                    dTorque_dx3*f3 + dTorque_dx4*f4;
VoltageEffect_Torque_Vsa = dTorque_dx1*b;
VoltageEffect_Torque_Vsb = dTorque_dx2*b;

% =====
% Matrice de découplage D
% =====
D11 = VoltageEffect_Y1_Vsa;
D12 = VoltageEffect_Y1_Vsb;
D21 = VoltageEffect_Torque_Vsa;
D22 = VoltageEffect_Torque_Vsb;

% =====
% Dynamique linéaire désirée
% =====

```

```
k11 = 60; k12 = 900;
```

```
k21 = 150;
```

```
Y1_ref_dot = 0; Y1_ref_ddot = 0; Y2_ref_dot = 0;
```

```
Error_Y1 = Y1_ref - Y1;
```

```
Error_Y1_dot = Y1_ref_dot - Y1_dot;
```

```
Error_Torque = Y2_ref - Y2;
```

```
v1 = Y1_ref_ddot + k11*Error_Y1_dot + k12*Error_Y1;
```

```
v2 = Y2_ref_dot + k21*Error_Torque;
```

```
% =====
```

```
% Commande par linéarisation entrée-sortie
```

```
% =====
```

```
detD = D11*D22 - D12*D21;
```

```
if flux2_real < 0.005
```

```
    Vsa = 80; Vsb = 0;
```

```
elseif abs(detD) < 1e-6
```

```
    Vsa = 80; Vsb = 0;
```

```
else
```

```
    r1 = v1 - Natural_Y1_ddot;
```

```
    r2 = v2 - Natural_Torque_dot;
```

```
    Vsa = (D22*r1 - D12*r2)/detD;
```

```
    Vsb = (-D21*r1 + D11*r2)/detD;
```

```
end
```

```
% =====
```

```
% Saturation de tension (Vmax = Vdc/sqrt(3))
```

```
% =====
```

```
Vmax = Vdc/sqrt(3);
```

```
Vnorm = sqrt(Vsa^2 + Vsb^2);
```

```
if Vnorm > Vmax
```

```
    Vsa = Vsa * Vmax/Vnorm;
```

```
    Vsb = Vsb * Vmax/Vnorm;
```

```
end
```

```
% Sorties
```

```
y = [Vsa Vsb];
```

```
end
```