



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique

Commande Electrique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
Guesmia Abd El Hakim & Mizab Mohammed EL aid

Le : mercredi 4 juin 2025

Etude d'un redresseur triphasé

Jury :

Mr.	Boussabeur Mohamed Tayeb	MCB	Université de Biskra	Président
Mr.	Chenoufi Halim	MAA	Université de Biskra	Examineur
Mr.	Ishaq Amrani	MCA	Université de Biskra	Rapporteur



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique

Commande Electrique

Réf. : Entrez la référence du document

Etude d'un redresseur triphasé

Le : mercredi 4 juin 2025

Présenté par :
Guesmia ABD EL Hakim
Mizab Mohammed EL aid

Avis favorable de l'encadreur :
Ishaq Amrani

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signat

DÉDICACE

«Tout d’abord, je tiens à remercier DIEU

De m’avoir donné la force et le courage de mener

à bien ce modeste travail.

Je tiens à dédier cet humble travail à :

A ma mère et mon père

A Mon Binôme : Mizab Mouhamed El aid

Et Tout ceux qui m’aiment et que j’aime , et Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Ishaq Amrani , mon directeur de mémoire, pour son encadrement précieux, ses conseils avisés et sa patience tout au long de ce travail.»

DÉDICACE

« À nos mères et pères bien-aimés, À nos frères et sœurs, liens de cœur et de sang, À l'ensemble des enseignants, avec une pensée spéciale pour le Professeur :Ishaq Amrani , À notre famille, proche comme lointaine, À nos amis, fidèles compagnons de route, À tous les membres de la promotion 2025, partageurs de ce parcours, À ceux qui peuplent nos cœurs comme à ceux qui nous portent dans les leurs, Et enfin, à toute personne ayant marqué notre histoire d'une empreinte précieuse. »

Remerciements

À Dieu Tout-Puissant,

Nous élevons notre gratitude pour Sa grâce infinie, Sa force et Sa guidance qui nous ont permis de mener à bien ce travail de recherche. Sans Sa bienveillance, ce parcours n'aurait pas été possible.

À notre encadreur, le Professeur Ishaq Amrani,

Nous exprimons notre profonde reconnaissance pour avoir accepté de diriger ce mémoire. Merci pour votre confiance, vos conseils avisés et votre accompagnement constant tout au long de ce projet. Votre expertise et votre patience ont été des phares dans les moments d'incertitude.

À nos chers parents,

Nos cœurs sont remplis de gratitude pour votre amour inconditionnel, vos sacrifices et votre soutien indéfectible. Vous avez été notre motivation et notre force. Merci de croire en nous, même dans les défis les plus ardues.

À nos enseignants,

Un sincère merci à tous les professeurs de l'Université Mohamed Khider de Biskra, ainsi qu'à ceux qui ont marqué notre parcours académique. Vos enseignements ont forgé notre esprit critique et nourri notre passion pour la recherche.

À nos proches,

Merci à notre famille, nos amis et nos collègues pour vos encouragements, vos précieux échanges et votre présence à chaque étape de ce travail. Vous avez été une source d'inspiration et de réconfort.

Résumé

Ce mémoire de master porte sur un rapport technique détaillant la modélisation et le contrôle d'un redresseur triphasé utilisant la modulation de largeur d'impulsion (PWM). Cette elle couvre plusieurs aspects clés, notamment différentes topologies de redresseurs (non contrôlés par diode, contrôlés par thyristors et PWM), leurs avantages et inconvénients, ainsi que leur impact sur la qualité de l'énergie (facteur de puissance, THD). Le mémoire présente également la modélisation mathématique des redresseurs utilisant des transformées de Park et explore en profondeur le contrôle en mode Glissant (SMC) d'un convertisseur AC/DC triphasé, dans le but de réguler la tension de sortie et d'assurer un facteur de puissance uniforme. Enfin, il explique Les simulations et les résultats expérimentaux démontrent les performances du système, confirmant la robustesse du contrôleur proposé face aux variations paramétriques.

الملخص

تتناول أطروحة الماجستير موضوع تقرير فني يوضح بالتفصيل نمذجة وتحكم مقوم ثلاثي الطور بتعديل عرض النبضة (PWM) وتغطي هذه الأطروحة العديد من الجوانب الرئيسية، بما في ذلك توبولوجيات المقومات المختلفة) غير الخاضعة لسيطرة الثنائي، والمحكومة بالتأثير ستور، و(PWM، ومزاياها وعيوبها، وتأثيرها على جودة الطاقة) عامل القدرة، (THD كما تقدم الورقة النمذجة الرياضية للمقومات باستخدام تحويلات بارك وتستكشف بعمق التحكم في وضع الانزلاق (SMC) لمحول تيار متردد / مستمر ثلاثي الطور، بهدف تنظيم جهد الخرج وضمان عامل القدرة الواحد. وأخيرًا، توضح عمليات المحاكاة والنتائج التجريبية أداء النظام، مما يؤكد قوة وحدة التحكم المقترحة ضد الاختلافات المعلمية.

Abstract

This master's thesis presents a technical report detailing the modeling and control of a three-phase pulse-width modulation (PWM) rectifier. It covers several key aspects, including different rectifier topologies (non-diode-controlled, thyristor-controlled, and PWM-controlled), their advantages and disadvantages, and their impact on power quality (power factor, THD). The master's thesis also presents mathematical modeling of rectifiers using Park transforms and explores in-depth the sliding-mode control (SMC) of a three-phase AC/DC converter, with the goal of regulating the output voltage and ensuring uniform power factor. Finally, simulations and experimental results demonstrate the system's performance, confirming the robustness of the proposed controller against parameter variations.

Sommaire

Dédicace	I
Dédicace	II
List de Figure	IX
Liste de Tableau	X
Introduction Générale	01
Chapitre I Modélisation d'un Redresseur MLI Triphasé.....	02
I.1 Introduction	03
I.2 Différentes topologies de redresseurs triphasés.....	03
I.2.1 Redresseur Non Contrôlé (à Diodes)	03
I.2.2 Redresseur Contrôlé (à Thyristors)	04
I.2.3 Redresseur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)	05
I.2.4 Comparaison des Topologies	06
I.3 Modélisation des Redresseurs Triphasés	07
I.4 Qualité de l'Énergie	08
I.4.1 Définition et Enjeux	08
I.4.2 Paramètres Clés de la Qualité de l'Énergie	09
I.4.3 Impact des Topologies de Redresseurs	10
I.5 THD et FFT d'un redresseur triphasé à diodes	10
Conclusion.....	12
Chapitre II Commande par Mode Glissant pour un Facteur de Puissance	
Unitaire dans un Convertisseur AC/DC Triphasé.....	13

II.1 Introduction	14
II.2 Le Contrôle par Mode Glissant (SMC)	14
II.3 Formulation Du Problème	15
II.4 Condition De Resolvabilité Du Problème	17
II.5 Conception Du Contrôleur En Mode Glissant	19
Conclusion	22
Chapitre III Simulation et résultats	23
III.1 Simulation	24
III.1.1 Calculer amplitude référence	24
III.1.2 La génération de courant désiré	25
III.1.3 Les Variables de glissantes	26
III.1.4 Implémentation de la MLI	26
III.1.5 Simulation globale	27
III.2 Résultats et description	28
III.2.1 La tension et courant de sortie du convertisseur Vdc, Idc	28
III.2.2 Les courant de lignes	29
III.2.3 les courants désirés	31
III.2.4 Facteur de puissance	31
III.2.5 Régime transitoire et erreur d'estimation sur le filtre (R.L)	33
Conclusion	36
Conclusion Générale	37

List de Figure

FigI.1. Redresseur Non Contrôlé (à Diodes)	03
FigI.2. Redresseur Contrôlé (à Thyristors)	04
FigI.3. Redresseur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)	05
FigI.4. Topologie de base d'un redresseur triphasé à diodes	10
FigI.5. Courant de ligne (THD = 31.7%)	11
FigI.6. FFT du courant de ligne	11
FigII.1. Circuit électrique d'un convertisseur alternatif-continu(AC/CC) triphasé	15
FigIII.1. [Id] compute current amplitude reference	24
FigIII.2. La génération de courant désiré	25
FigIII.3. Erreur de variables glissantes	26
FigIII.4. Implémentation de la MLI	26
FigIII.5. Simulation globale	27
FigIII.6. La tension de sortie du convertisseur V_{dc}	28
FigIII.7. Le courant de sortie du convertisseur I_{dc}	29
FigIII.8. Le courant de ligne I_a I_b I_c	29
FigIII.9. Le courant de ligne I_a	30
FigIII.10. FFT de Les courant de lignes I_a I_b I_c	30
FigIII.11. Le Courant désiré I_{d1} I_{d2} I_{d3}	31
FigIII.12. Le courant de linge I_a avec la tension efficace V_a	31
FigIII.13. La tension V_{dc} varie de 600v 900v 600v	32
FigIII.14. Courant I_{dc} lorsque la tension V_{dc} varie	32
FigIII.15. l'amplitude du courant désiré lors du changement du V_{dc}	33
FigIII.16. La tension V_{dc} et courant I_{dc} (avec erreur d'estimation de 20%)	34
FigIII.17. Tension et courant de linge V_a , I_a (avec erreur d'estimation de 20%)	35
FigIII.18. FFT du courant I_a (avec erreur d'estimation de 20%)	35

Liste de Tableau

TabI.1. Comparison des Topologies	06
TabI.2. Impact des Topologies de Redresseurs	10
TabIII.1. Paramètres utilisés lors de simulation	24
TabIII.2. Paramètres utilisés lors de simulation (après modifié R et L)	33

Introduction Générale

Dans un contexte marqué par l'évolution rapide des technologies et la demande croissante en systèmes énergétiques efficaces et fiables, les convertisseurs de puissance AC/DC jouent un rôle central dans de nombreuses applications industrielles et énergétiques. Les redresseurs triphasés, en particulier, constituent des éléments clés pour assurer une conversion d'énergie optimale, notamment dans les domaines des énergies renouvelables, des entraînements électriques et des systèmes d'alimentation sans interruption. Ce mémoire se concentre sur la modélisation et la commande des redresseurs triphasés à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), une technologie avancée offrant des performances supérieures en termes de qualité de l'énergie et d'efficacité. Nous analyserons les différentes topologies de redresseurs, depuis les simples redresseurs à diodes jusqu'aux configurations MLI sophistiquées, en mettant en évidence leurs avantages et leurs limites. Ensuite, nous étudierons une approche innovante de commande par mode glissant (SMC) pour réguler la tension continue et garantir un facteur de puissance unitaire, assurant ainsi une robustesse face aux perturbations et variations paramétriques. Cette étude vise à fournir une compréhension approfondie des redresseurs MLI, tout en explorant des solutions pour relever les défis actuels, tels que les pertes de commutation et le coût des composants. Les perspectives futures, incluant l'intégration de l'intelligence artificielle et des convertisseurs multiniveaux, seront également abordées pour dessiner les contours des systèmes de conversion d'énergie de demain.

Chapitre I

Modélisation d'un Redresseur MLI Triphasé

I.1 Introduction

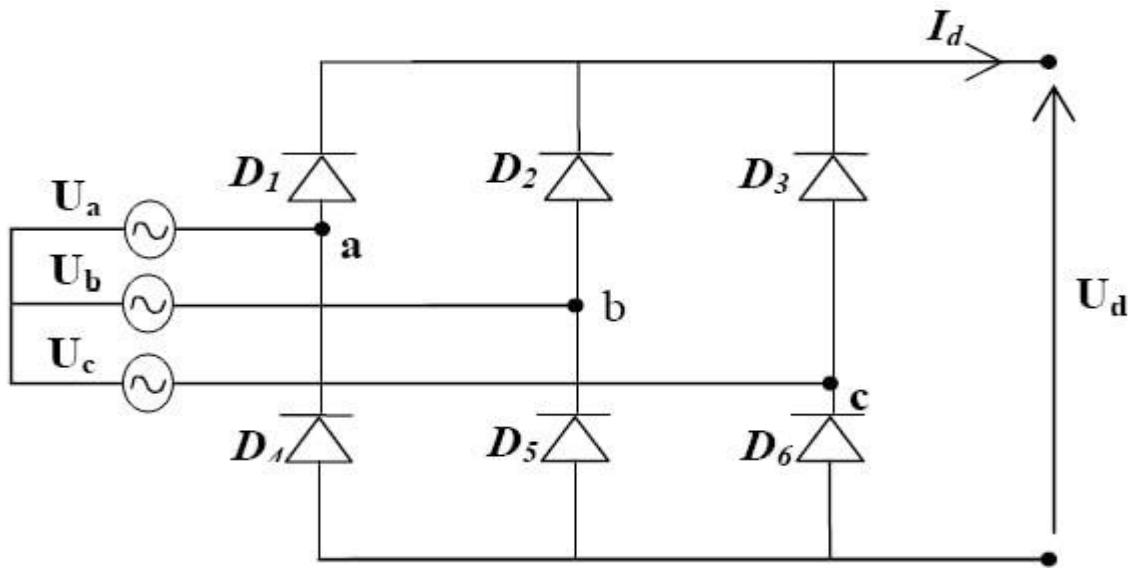
Les redresseurs triphasés sont des dispositifs essentiels dans les systèmes de conversion d'énergie AC/DC, largement utilisés dans les applications industrielles, les entraînements électriques, les systèmes d'énergie renouvelable et les alimentations sans interruption. Leur rôle principal est de convertir une tension alternative triphasée en une tension continue stable, tout en assurant un transfert d'énergie efficace. Contrairement aux redresseurs monophasés, les redresseurs triphasés offrent une puissance de sortie plus élevée, des ondulations réduites sur la tension DC et une meilleure utilisation des transformateurs. Cependant, leur conception implique des défis liés à la qualité de l'énergie, notamment les harmoniques de courant, le facteur de puissance et les perturbations sur le réseau électrique.

I.2 Différentes topologies de redresseurs triphasés :

Les redresseurs triphasés se distinguent par leur architecture et leur méthode de contrôle. Chaque topologie présente des avantages et des limitations en termes de coût, de performance et de qualité de l'énergie. Voici une analyse détaillée des principales configurations [1] :

I.2.1 Redresseur Non Contrôlé (à Diodes)

- Structure:



FigI.1. Redresseur Non Contrôlé (à Diodes)

- 6 diodes en pont de Graetz (3 bras, 2 diodes par bras).
 - Aucun circuit de contrôle externe.
- Fonctionnement:

- Les diodes conduisent naturellement lorsque la tension d'entrée est supérieure à la tension DC.
- La tension de sortie U_{dc} dépend de la tension d'entrée AC et de la charge :

$$U_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} - 2V_d \quad (1)$$

V_{LL} = tension entre phases

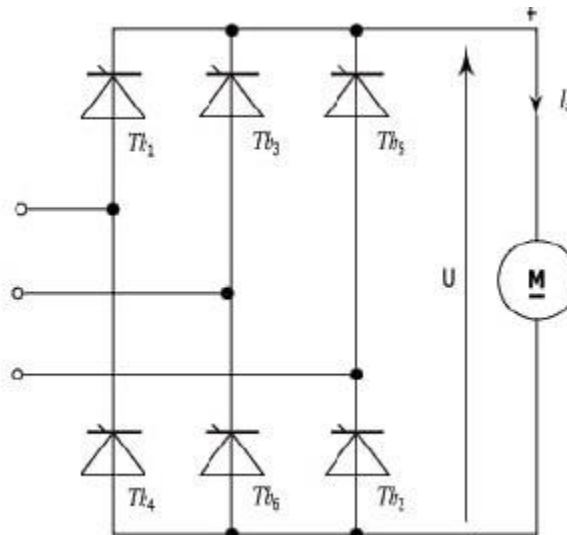
V_d = Chute de tension dans les diodes

U_{dc} = la tension en courant continu (Voltage Direct Current)

- Avantages:
 - Simplicité et fiabilité (pas d'électronique de contrôle).
 - Coût réduit.
- Inconvénients :
 - THD élevée (30-40%) en courant d'entrée.
 - Faible facteur de puissance (0.7-0.8).
 - Ondulations importantes sur U_{dc}
- Applications : Alimentations non critiques (ex : chargeurs de batterie, moteurs DC).[\[2\]](#)

I.2.2 Redresseur Contrôlé (à Thyristors)

- Structure:



FigI.2. Redresseur Contrôlé (à Thyristors)

- 6 thyristors remplaçant les diodes.
- Circuit de commande pour ajuster l'angle d'amorçage α .
- Fonctionnement :
 - La tension DC est réglée via α (retard de l'amorçage) :

$$U_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos(\alpha) - 2V_{th} \quad (2)$$

V_{th} = Chute dans les thyristors

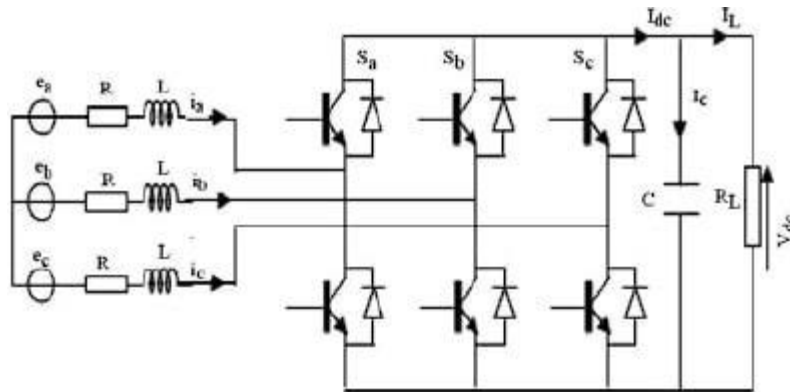
V_{LL} = tension entre phases

U_{dc} = la tension continue (DC) en sortie

- Permet un contrôle unidirectionnel (pas de récupération d'énergie).
- Avantages :
 - Tension DC ajustable.
 - Meilleure régulation que le redresseur à diodes.
- Inconvénients :
 - Harmoniques significatives (THD $\approx$ 20-30%).
 - Déphasage courant-tension (FP $\approx$ 0.8-0.9).
 - Nécessite des filtres coûteux pour respecter les normes
- Applications : Entraînements de moteurs à vitesse variable, fours industriels.[3]

I.2.3 Redresseur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

- Structure :



FigI.3. Redresseur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

- 6 interrupteurs actifs (IGBT/MOSFET) avec diodes antiparallèles.
- Circuit de commande numérique (DSP/FPGA) pour générer les signaux PWM.
- Fonctionnement :
 - Les interrupteurs sont pilotés pour générer des tensions modulées, forçant les courants d'entrée à suivre une référence sinusoïdale.
 - Utilise des techniques de modulation vectorielle (SVM) ou de prédiction de courant.

- Avantages :
- Facteur de puissance unitaire ($FP > 0.99$).
 - THD très faible ($<5\%$).
 - Régulation précise de U_{dc} .
 - Fonctionnement bidirectionnel (réversible).
- Inconvénients:
 - Coût élevé (électronique complexe).
 - Pertes de commutation à haute fréquence.
- Applications : Systèmes photovoltaïques, éoliennes, véhicules électriques.[\[4\]](#)

I.2.4 Comparison des Topologies

TabI.1. Comparison des Topologies

Critère	Redresseur à Diodes	Redresseur à Thyristors	Redresseur à MLI
Contrôle	Aucun	Partiel (angle α)	Complet (PWM/SMC)
THD	30-40%	20-30%	$<5\%$
Facteur de Puissance	0.7-0.8	0.8-0.9	>0.99
Coût	Faible	Modéré	Élevé
Applications	Non critiques	Industrie lourde	Haute performance

I.3 Modélisation des Redresseurs Triphasés :

La modélisation des redresseurs triphasés repose sur l'analyse des tensions et courants dans les trois phases du système. Pour simplifier cette analyse, deux systèmes de coordonnées sont couramment utilisés : le système cartésien (abc) et le système dq (Park).

Coordonnées Cartésiennes (abc)

Dans le système triphasé équilibré, les grandeurs électriques (tensions et courants) sont représentées par trois composantes sinusoïdales déphasées de 120° :

- $V_a(t) = V_m \cos(\omega t)$
- $V_b(t) = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$
- $V_c(t) = V_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$

Ces équations décrivent les variations instantanées des tensions/courants dans chaque phase. Cependant, l'analyse dynamique en régime variable (ex : commutation MLI) devient complexe en raison de la nature périodique et déphasée des signaux.

Transformation de Park (dq)

La transformation de Park convertit les trois grandeurs triphasées (a, b, c) en deux composantes orthogonales (d,q) dans un référentiel tournant à la fréquence du réseau (ω). Cette transformation simplifie les équations en éliminant la dépendance temporelle sinusoïdale.

La matrice de transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Où $\theta = \omega t$ et x_0 est la composante homopolaire (nulle dans un système équilibré).

Avantages de la transformation dq

- Les grandeurs x_d et x_q deviennent des variables continues en régime permanent.
- Simplification des lois de commande (ex : régulation de la tension DC).
- Séparation des puissances active ($P \propto V_d I_d$) et réactive ($Q \propto V_q I_q$).

Application aux Redresseurs MLI

Pour un redresseur triphasé à MLI, les équations dynamiques en coordonnées de Park s'écrivent :

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}(v_d - U_{dc}S_d) \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{1}{L}(v_q - U_{dc}S_q) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C}\left(\frac{3}{2}(S_d i_d + S_q i_q) - \frac{U_{dc}}{R_{load}}\right)\end{aligned}\quad (3)$$

- i_d, i_q : Courants en coordonnées de Park.
- S_d, S_q : Signaux de commande MLI.
- U_{dc} : Tension de sortie DC.
- R, L, C : Paramètres du filtre d'entrée et du bus DC.

Ce modèle permet de concevoir des lois de commande avancées, comme le Sliding Mode Control (SMC), pour réguler la tension DC et corriger le facteur de puissance.[5]

I.4 Qualité de l'Énergie :

La qualité de l'énergie est un critère essentiel pour évaluer la performance des redresseurs triphasés, notamment dans les applications industrielles et les systèmes connectés au réseau électrique. Elle englobe plusieurs paramètres techniques qui garantissent un fonctionnement stable, efficace et conforme aux normes internationales.[6]

I.4.1 Définition et Enjeux

La qualité de l'énergie se réfère à :

- La stabilité de la tension et du courant (absence de variations brutales).
- La pureté des signaux électriques (réduction des harmoniques).
- L'efficacité énergétique (minimisation des pertes).
- Le respect des normes (ex : IEEE 519, IEC 61000-3-2).

Les redresseurs triphasés, en fonction de leur topologie, peuvent dégrader la qualité de l'énergie en générant des harmoniques de courant, un faible facteur de puissance, ou des ondulations de tension DC. Ces perturbations affectent le réseau électrique, les équipements connectés, et entraînent des pénalités financières dans les installations industrielles.[7]

I.4.2 Paramètres Clés de la Qualité de l'Énergie

a) Facteur de Puissance (FP)

- Définition : Rapport entre la puissance active (utile) et la puissance apparente (totale) :

$$FP = \frac{P}{S} = \cos(\phi) \times \frac{RMS(I_1)}{RMS(I_{total})} \quad (5)$$

- Où ϕ est le déphasage courant-tension, et $RMS(I_1)$ est le courant fondamental.
- Impact des redresseurs:
 - Les redresseurs à diodes ou thyristors ont un $FP \approx 0.7-0.8$ en raison du déphasage et des harmoniques.
 - Les redresseurs à MLI avec contrôle actif (ex : SMC) atteignent $FP > 0.99$

b) Distorsion Harmonique Totale (THD)

- Définition :
Mesure de la déformation du courant ou de la tension par rapport à une sinusoïde pure :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (6)$$

- Où I_h est l'amplitude de l'harmonique de rang h
- Valeurs typiques:
 - Redresseur à diodes : $THD \approx 30-40\%$ (harmoniques impairs : 5^e, 7^e, 11^e, ...).
 - Redresseur à MLI : $THD < 5\%$ grâce à la commutation haute fréquence et au contrôle actif.

c) Ondulations de Tension DC

- Origine : Résultent de la charge/décharge du condensateur de filtrage et des commutations des interrupteurs.
- Impact : Perturbent les charges sensibles (ex : moteurs, systèmes électroniques).
- Réduction : Augmentation de la capacité CC ou utilisation de techniques de contrôle comme le SMC pour stabiliser U_{dc}

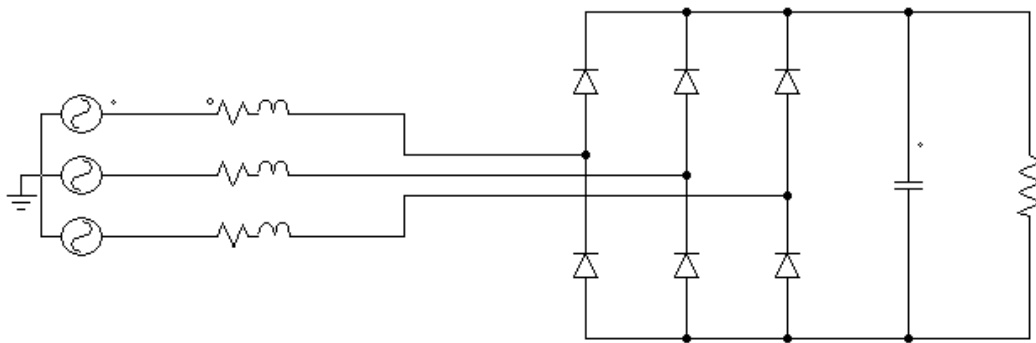
d) Régulation de la Tension

- Un mauvais contrôle entraîne des surtensions ou chutes de tension, endommageant les équipements.
- Les algorithmes de contrôle (ex : SMC) ajustent dynamiquement les signaux de commande pour maintenir U_{dc} stable, même en cas de variations de charge.[8]

I.4.3 Impact des Topologies de Redresseurs

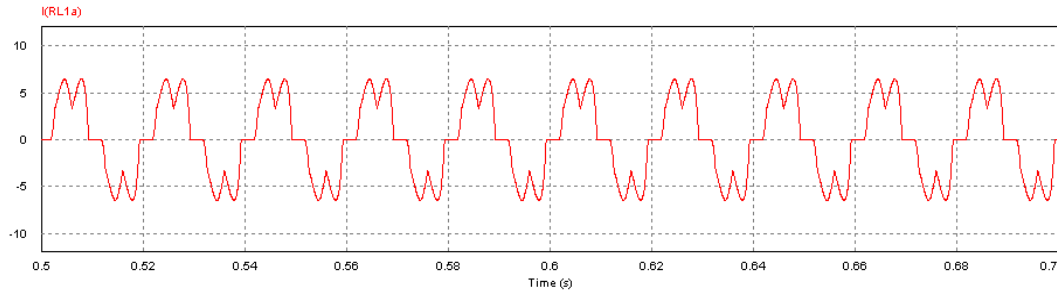
TabI.2. Impact des Topologies de Redresseurs

Topologie	THD	Facteur de Puissance	Ondulations DC
Redresseur à diodes	30-40%	0.7-0.8	Élevées
Redresseur à thyristors	20-30%	0.8-0.9	Modérées
Redresseur à MLI	<5%	>0.99	Faibles

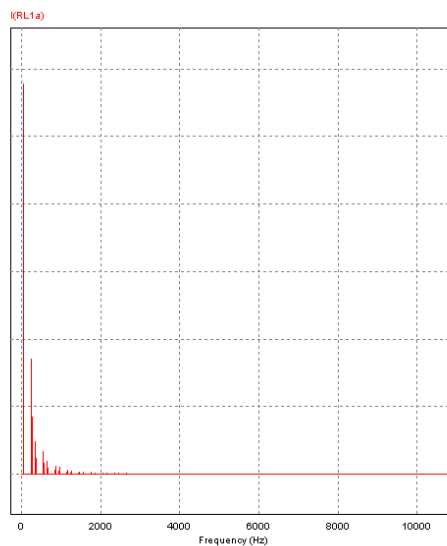
I.5 THD et FFT d'un redresseur triphasé à diodes :

FigI.4. Topologie de base d'un redresseur triphasé à diodes.

Petite simulation d'un redresseur triphasé à diodes, réalisée grâce au logiciel PSim, pour connaître le THD et la FFT du courant de ligne, et ceci, afin de juger de la différence existante entre les redresseurs commandés et non commandés. Tout cela, concernant ces mêmes THD et FFT, c'est-à-dire, lissage du courant et taux d'harmoniques présent en celui-ci.[9]



FigI.5. Courant de ligne (THD = 31.7%).



FigI.6. FFT du courant de ligne.

Conclusion

Les redresseurs triphasés à modulation de largeur d'impulsion (MLI) offrent des performances supérieures par rapport aux topologies classiques (diodes, thyristors), avec :Faible distorsion harmonique ($THD < 5\%$) et facteur de puissance élevé ($FP > 0,99$).

Contrôle précis de la tension continue et capacité bidirectionnelle (restitution d'énergie).

Cependant, leur coût élevé (dû aux IGBT/MOSFET) et les pertes par commutation restent des défis.

Les innovations comme les topologies multiniveaux et l'intelligence artificielle (optimisation dynamique) améliorent leur efficacité. Avec l'essor des énergies renouvelables et des véhicules électriques, les redresseurs MLI deviennent essentiels pour les systèmes photovoltaïques, éoliens et de recharge. Leur combinaison de modélisation avancée (transformation de Park, contrôle glissant) et de progrès matériels en fait une technologie clé pour l'électronique de puissance future. En bref :Les redresseurs MLI, bien que coûteux, dominent par leurs performances et leur polyvalence, soutenus par des innovations qui renforcent leur rôle dans la transition énergétique.

Chapitre II

Commande par Mode Glissant pour un Facteur de Puissance Unitaire dans un Convertisseur AC/DC Triphasé

II.1 INTRODUCTION

Les systèmes modernes de conversion de puissance nécessitent des stratégies de contrôle avancées pour assurer efficacité et fiabilité. Ce chapitre explore l'application de la commande par mode glissant (SMC) à un convertisseur AC/DC boost triphasé, avec deux objectifs clés :

1. Régulation de la tension de sorti : Maintenir une tension continue stable malgré les variations de charge et les perturbations.
2. Facteur de puissance unitaire : Aligner les courants d'entrée avec les tensions du réseau AC pour minimiser les harmoniques et maximiser l'efficacité énergétique. Le chapitre met l'accent sur une conception robuste, exploitant la capacité de la SMC à gérer les incertitudes du système et les dynamiques non linéaires. En se concentrant sur des principes d'implémentation pratiques, il relie les concepts théoriques aux défis réels de l'électronique de puissance, assurant un équilibre entre performance et simplicité.

II.2 Le Contrôle par Mode Glissant (SMC) :

Le Contrôle par Mode Glissant (SMC) est une méthode de commande robuste et non linéaire utilisée pour stabiliser des systèmes dynamiques malgré des incertitudes de modélisation, des perturbations externes ou des variations paramétriques. Son principe repose sur la conception d'une surface de glissement (ou surface de commutation) vers laquelle le système est forcé de converger en temps fini. Une fois sur cette surface, le système « glisse » vers l'équilibre désiré, garantissant une robustesse élevée. Caractéristiques clés:

1. Robustesse : Résistance aux perturbations et aux variations des paramètres du système.
2. Convergence en temps fini : Atteinte rapide de la surface de glissement.
3. Simplicité structurelle : Utilisation de lois de commutation discrètes (ex. : ± 1 dans les convertisseurs).

Applications : Convertisseurs de puissance (AC/DC), moteurs électriques, drones, etc.

Exemple d'application :

Dans un convertisseur AC/DC triphasé boost, le SMC est utilisé pour :

- Réguler la tension de sortie U_0 à une valeur constante V_d
- Aligner les courants d'entrée i_j avec les tensions secteur U_{gj} , assurant un facteur de puissance unitaire (réduction des harmoniques).

- Surmonter les incertitudes (ex. : résistance parasite r , charge variable R).

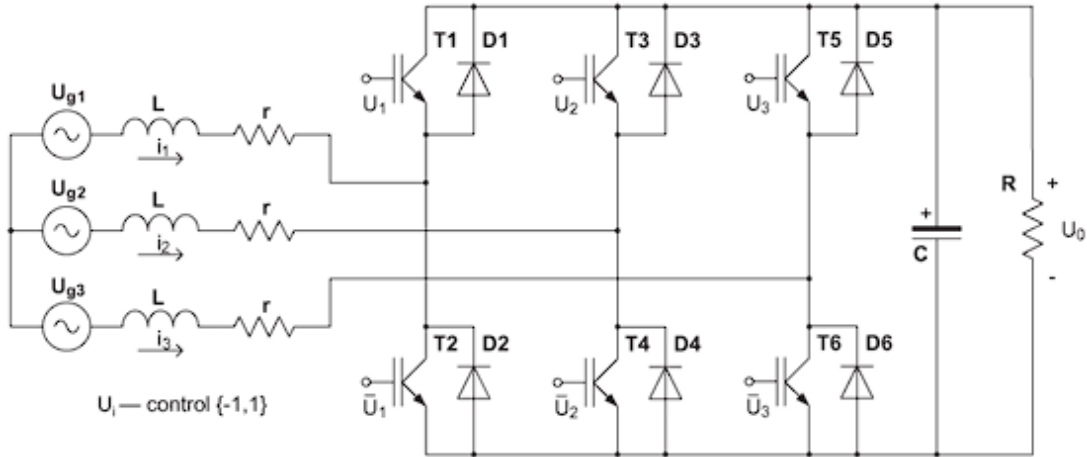
Avantages/Défis:

- ☒ **Avantages :** Robustesse, simplicité de mise en œuvre, performances dynamiques.
- ☒ **Défis :** Phénomène de « broutement » (chattering), nécessité d'estimateurs pour paramètres variables (ex. : R, r).[\[10\]](#) [\[11\]](#)

II.3 FORMULATION DU PROBLÈME:

Considérons le circuit d'un convertisseur alternatif-continu (AC/CC) triphasé à pont complet, illustré dans la figure 1. Le circuit est composé de trois parties structurales principales :

- Éléments de stockage (inductances de phase),
- "Porte d'énergie" (pont bidirectionnel),
- Filtre de sortie de type RC.



FigII.1. Circuit électrique d'un convertisseur alternatif-continu (AC/CC) triphasé.

Il existe trois signaux de commande : U_1 , U_2 et U_3 , pouvant prendre des valeurs dans l'ensemble fini $\{-1, 1\}$. Les commandes inverses correspondantes $\bar{U}_j$ prennent les valeurs opposées au même instant. Par exemple, si la commande $U_1 = 1$, alors $\bar{U}_1 = -1$, ce qui correspond à l'état conducteur pour l'élément de commutation supérieur T_1 et à l'état bloqué pour l'élément inférieur T_2 . Les trois commandes déterminent les états conducteurs de trois des six éléments de commutation à tout instant. Le modèle mathématique décrivant le comportement du circuit est donné sous forme scalaire :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_1}{dt} &= -\frac{r}{L}i_1 + \frac{1}{3L}(2U_{g1} - U_{g2} - U_{g3}) - \frac{U_0}{6L}(2U_1 - U_2 - U_3) \\
 \frac{di_2}{dt} &= -\frac{r}{L}i_2 + \frac{1}{3L}(2U_{g2} - U_{g1} - U_{g3}) - \frac{U_0}{6L}(2U_2 - U_1 - U_3) \\
 \frac{di_3}{dt} &= -\frac{r}{L}i_3 + \frac{1}{3L}(2U_{g3} - U_{g1} - U_{g2}) - \frac{U_0}{6L}(2U_3 - U_1 - U_2) \\
 \frac{dU_0}{dt} &= -\frac{U_0}{RC} + \frac{1}{2C}(i_1U_1 + i_2U_2 + i_3U_3)
 \end{aligned} \tag{7}$$

ou sous forme vectorielle

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{i} = -\frac{r}{L} \mathbf{i} - \frac{U_0}{6L} \mathbf{B} \mathbf{U} + \frac{1}{3L} \mathbf{B} \mathbf{U}_g \\ \frac{d}{dt} U_0 = -\frac{U_0}{RC} + \frac{1}{2C} \mathbf{U}^T \mathbf{i} \end{cases} \quad (8)$$

r : R interne (résistance parasite de phase) : introduite comme une résistance interne de source de tension et impédance des éléments de commutation à l'état ouvert ;

R charge : résistance de sortie ;

L inductance de phase (supposée identique pour toutes les phases) ;

C capacité de sortie ;

U₀ tension de sortie du convertisseur (mesurable) ;

i = {i₁, i₂, i₃}^T : vecteur des courants d'entrée de phase (mesurables) ;

U_g = {U_{g1}, U_{g2}, U_{g3}}^T : vecteur des tensions d'entrée (principales, mesurables) ;

U = {U₁, U₂, U₃}^T : vecteur des commandes. Chaque U_j prend des valeurs discrètes dans l'ensemble {+1, -1}. La matrice de gain **B** est définie comme suit : [définition à compléter selon le contexte].

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Sous l'hypothèse que les tensions d'entrée U_{g_j} sont sinusoïdales, de même fréquence mais d'amplitudes distinctes et décalées $\frac{2\pi}{3}$ de radians électriques, le vecteur U_g s'exprime ainsi :

$$\mathbf{U}_g = \text{diag}(E_1, E_2, E_3) \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \mathbf{E} \sin \quad (9)$$

Où E_j représente l'amplitude de la tension secteur de la j-ième phase. Objectifs de commande :

. La composante continue de la tension de sortie U₀ doit être égale à une valeur constante désirée v_d, tandis que la composante alternative doit être atténuée à un niveau spécifié.

. Les courants de phase d'entrée i_j doivent être en phase avec leur tension alternative correspondante U_{g_j} (pour j = 1, 2, 3) et ne doivent contenir que l'harmonique principal de la tension source, de fréquence ω. [12]

II.4 CONDITION DE RÉSOVABILITÉ DU PROBLÈME :

La faisabilité de la solution influence la valeur maximale du gain d'amplification du circuit. Plus précisément, la tension de sortie maximale que le circuit peut stabiliser dépend des amplitudes des tensions d'entrée et des paramètres du circuit., la condition de résolvabilité doit être formulée en fonction des amplitudes désirées des courants de phase en entrée. Ces amplitudes doivent être choisies de manière à :Équilibrer la puissance continue entre l'entrée et la sortie du convertisseur Maintenir un niveau continu stable pour la tension de sortie. Ainsi, le choix des courants d'entrée est crucial pour garantir à la fois l'équilibre énergétique et la régulation de la tension en sortie. Considérez la puissance continue consommée par la j-ème phase, où j peut être 1,2 ou 3

$$\begin{aligned}\langle IP_j \rangle_{dc} &= \left\langle i_j U_{gj} - r i_j^2 \right\rangle_{dc} \\ &= \left\langle I_j E_j \sin(\omega t + \phi_j)^2 - r I_j^2 \sin(\omega t + \phi_j)^2 \right\rangle_{de} \quad (10) \\ &= \frac{1}{2} (I_j E_j - r I_j^2)\end{aligned}$$

I_j et E_j sont respectivement les amplitudes du courant et de la tension de la phase j, ϕ_j représente le décalage de phase par rapport aux autres phases (le même pour le courant et la tension, puisqu'ils sont supposés en phase) P_j (ou I_{pj}) correspond à la puissance d'entrée consommée par la phase j. L'opérateur $\langle f(t) \rangle$ désigne la valeur moyenne sur une période d'un signal périodique $f(t)$ de période T

$$\langle f(t) \rangle_{dc} := \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(\tau) d\tau. \quad (11)$$

Considérant que l'amplitude optimale du courant d'entrée I_{dj} représente le paramètre clé de cette étude, la puissance continue en entrée, fournie par la source d'énergie à la phase j, peut s'exprimer selon la formulation suivante :

$$\langle IP_j \rangle_{dc} = \frac{1}{2} (I_{dj} E_j - r I_{dj}^2) \quad (12)$$

D'autre part, la puissance continue en sortie est donnée par l'expression suivante :

$$\langle OP \rangle_{dc} = \frac{V_d^2}{R} \quad (13)$$

Ici, V_d représente le niveau continu souhaité de la tension de sortie et R la résistance de charge. En supposant une contribution égale de chaque phase à la puissance continue en sortie, l'amplitude optimale du courant d'entrée pour la j-ème phase peut être

déterminée en résolvant l'équation de balance suivante :

$$\langle IP_j \rangle_{dc} = \frac{1}{3} \langle OP \rangle_{dc} \quad (14)$$

qui a deux solutions réelles $I_{dj} = \frac{E_j}{2r} \pm \sqrt{\frac{E_j^2}{4r^2} - \frac{2}{3} \frac{V_d^2}{rR}}$ (15)

sous contrainte pour la tension de sortie souhaitée V_d

$$V_d \leq E_j \sqrt{\frac{3R}{8r}} \quad (16)$$

L'une des deux solutions possibles est optimale dans le sens d'une consommation d'énergie minimale (avec le signe “-”) et doit être utilisée comme la valeur souhaitée du courant de phase j .

$$I_{dj} = \frac{E_j}{2r} - \sqrt{\frac{E_j^2}{4r^2} - \frac{2}{3} \frac{V_d^2}{rR}} \quad (17)$$

En rappelant le format vectoriel qui a été utilisé pour la présentation du modèle mathématique, les valeurs instantanées souhaitées de tous les courants de phase peuvent être regroupées dans un vecteur

$$\mathbf{I}_d = \text{diag}(I_{d_1}, I_{d_2}, I_{d_3}), \quad \mathbf{i}_d = \mathbf{I}_d \mathbf{sin} \quad (18)$$

Fournissant un déphasage nul avec les composantes correspondantes du vecteur de tension principal U_g , puisque le même gain harmonique sinusoïdal est utilisé dans les deux cas La condition de résolubilité ne fournit que la limite supérieure de la tension de sortie qui peut être stabilisée par le convertisseur.: plus la résistance parasite de phase r est faible, plus la tension continue de sortie U_0 pouvant être atteinte est élevée. D'un autre côté, la limite inférieure pour cette même grandeur V_d sera dérivée dans la section suivante en tant que condition d'existence du mode glissant.[13][14]

II.5 CONCEPTION DU CONTRÔLEUR EN MODE GLISSANT :

Évaluation de la loi SMC Dans cette section, on présente la conception d'un contrôleur en mode glissant (SMC) , qui force le courant d'entrée i à suivre le profil de référence i_d , donné par . Toutefois, une brève discussion sur les obstacles de commande à surmonter sera d'abord présentée. Le vecteur de commande U apparaît dans les équations du système via la matrice de gain singulière B . Ce fait entraîne une perte de contrôlabilité dans le cas où $U = \{1, 1, 1\}$ ou $U = \{-1, -1, -1\}$ (c'est-à-dire lorsque toutes les entrées de commande sont identiques). Une telle situation non souhaitée pourrait résulter d'une réponse en temps réel du contrôleur en mode glissant à la position actuelle du système. Étant donné qu'un tel événement a une probabilité finie de se produire, la conception du contrôleur sera réalisée en supposant que ce cas ne se présente pas, avec une analyse ultérieure de la dégradation de la qualité du système à travers des simulations numériques. Tout d'abord, introduisons trois variables de glissement σ_1, σ_2 et σ_3 et regroupons-les dans un vecteur sous la forme $\sigma = \{\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3\}^T$. Chaque composante scalaire représente l'erreur de suivi du courant dans la phase correspondante. Il revient au contrôleur de forcer toutes les variables de glissement à tendre vers zéro, assurant ainsi la convergence de toutes les erreurs de suivi.

$$\sigma_j = i_j - i_{d_j}, \text{ for } j = \overline{1,3} \quad (19)$$

ou

$$\sigma = \mathbf{i} - \mathbf{i}_d = \mathbf{i} - I_d \sin,$$

$$\text{Donc } \mathbf{i} = \sigma + \mathbf{I}_d \sin. \quad (20)$$

L'étape suivante dans la conception du contrôleur consiste à déterminer les dérivées des variables de glissement le long de la trajectoire du système

$$\begin{aligned}
 \dot{\sigma} &= \frac{d}{dt}i - I_d\omega\cos = -\frac{r}{L}i - \frac{U_0}{6L}BU + \frac{1}{3L}BU_g - I_d\omega\cos \\
 &= \left(-\frac{r}{L}(\sigma + I_d\sin) + \frac{1}{3L}BU_g - I_d\omega\cos\right) - \frac{U_0}{6L}BU \\
 &= \psi - \frac{U_0}{6L}BU
 \end{aligned} \tag{21}$$

étaient

$$\cos := \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}; \psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_3 \end{bmatrix}.$$

Une analyse de Lyapunov doit être utilisée pour garantir la stabilité du mouvement en mode glissant. Introduisons la fonction de Lyapunov candidate.

$$V = \frac{1}{2}\sigma^T\sigma \tag{22}$$

Sa dérivée le long de la trajectoire du système est

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= \sigma^T\dot{\sigma} \\
 &= \sigma^T\left(-\frac{r}{L}\sigma + \frac{1}{3L}\mathbf{B}\mathbf{E}\sin - \frac{r}{L}\mathbf{I}_d\sin - I_d\omega\cos - \frac{U_0}{6L}\mathbf{B}\mathbf{U}\right)
 \end{aligned} \tag{23}$$

L'objectif de l'analyse de la fonction de Lyapunov est de choisir le contrôle U de manière à ce que $\dot{V} < 0$. Cependant, puisque les contrôles U_j ne peuvent être choisis qu'à partir de l'ensemble fini des valeurs $\{+1, -1\}$, une contrainte supplémentaire pour la tension de sortie U_0 doit être introduite afin de garantir un mouvement stable le long de l'intersection des surfaces de glissement : $\sigma = 0$. En d'autres termes, l'analyse de la fonction de Lyapunov fournira la condition d'existence du mode glissant

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \sigma^T \left(\frac{r}{L} \sigma + \frac{1}{3L} B E \sin - \frac{r}{L} I_d \sin - I_d \omega \cos - \frac{U_0}{6L} B U \right) \\
&\leq \sigma^T \left(\frac{1}{3L} B E \sin - \frac{r}{L} I_d \sin - I_d \omega \cos - \frac{U_0}{6L} B U \right) \\
&= \sum_{j=1}^3 \sigma_j \psi_j - \frac{U_0}{2L} \sum_{j=1}^3 \sigma_j U_j \\
&\leq \sum_{j=1}^3 |\sigma_j| |\psi_j| - \frac{U_0}{2L} \sum_{j=1}^3 |\sigma_j| U_j \text{sign}(\sigma_j) \\
&\leq \bar{\psi} \sum_{j=1}^3 |\sigma_j| - \frac{U_0}{2L} \sum_{j=1}^3 |\sigma_j| = - \left(\frac{U_0}{2L} - \bar{\psi} \right) \sum_{j=1}^3 |\sigma_j| \\
&\leq - \left(\frac{U_0}{2L} - \bar{\psi} \right) \sqrt{\sum_{j=1}^3 \sigma_j^2} = - \left(\frac{U_0}{2L} - \bar{\psi} \right) \sqrt{\sigma^T \sigma} = -\rho \sqrt{V}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\psi_j &= \frac{1}{3L} \left(3E_j - \sum_{k=1}^3 E_k - 3rI_{d_j} \right) \sin(\omega t + \phi_j) \\
&\quad - I_{d_j} \omega \cos(\omega t + \phi_j) + \frac{U_0}{6L} \sum_{k=1}^3 U_k \\
|\psi_j| &\leq \bar{\psi} := \left(\frac{r}{L} + \omega \right) \max_k(I_{d_k}) \\
&\quad + \frac{2}{3L} \left(\max_k(E_k) - \min_k(E_k) \right) + \frac{U_0}{6L} \\
U_j &:= \text{sign}(\sigma_j) \\
\rho &:= \frac{U_0}{2L} - \bar{\psi} > 0, k = \overline{1,3}.
\end{aligned}$$

(24)

[15] [16]

Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence l'efficacité de la commande par mode glissant (SMC) appliquée à un convertisseur AC/DC triphasé, en répondant à deux enjeux principaux : Stabilité de la tension continue : une régulation précise de la tension de sortie U_0 autour d'une valeur de référence V_d même en présence de variations de charge. Qualité de l'énergie : un alignement des courants d'entrée avec les tensions du réseau, assurant ainsi un facteur de puissance proche de l'unité. L'utilisation de la commande SMC permet de calculer les paramètres d'incertitude (indicateurs de la résistance des parasites) et d'ajuster l'efficacité des perturbations externes, afin d'assurer une convergence rapide des surfaces de glissement. L'analyse de stabilité, basée sur la fonction de Lyapunov, confirme la fiabilité de cette méthode. En conclusion, cette stratégie constitue une solution efficace et fiable pour les applications industrielles nécessitant une conversion performante.

Chapitre III

Simulation et résultats

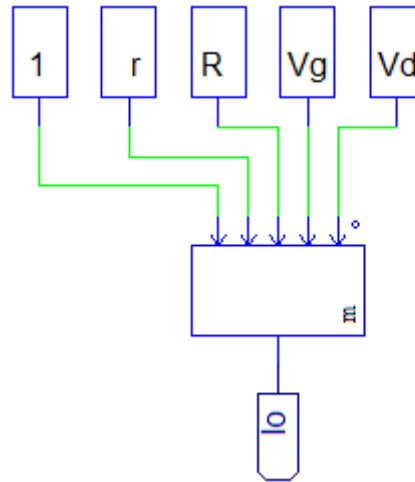
III Simulation

On a fait simuler la SMC par mesure des courants et des tensions sur le programme 'PSIM'. Les paramètres utilisés sont présentés dans le tableau III.1.

III.1 Calculer amplitude référence :

$$I_{dj} = \frac{E_j}{2r} \pm \sqrt{\frac{E_j^2}{4r^2} - \frac{2}{3} \frac{V_d^2}{rR}} \quad (25)$$

Un sur deux solutions possibles est optimal dans le sens de la consommation d'énergie minimale (avec signe «-») et devrait être utilisé en tant que grandeur désirable du courant de phase j-ème.



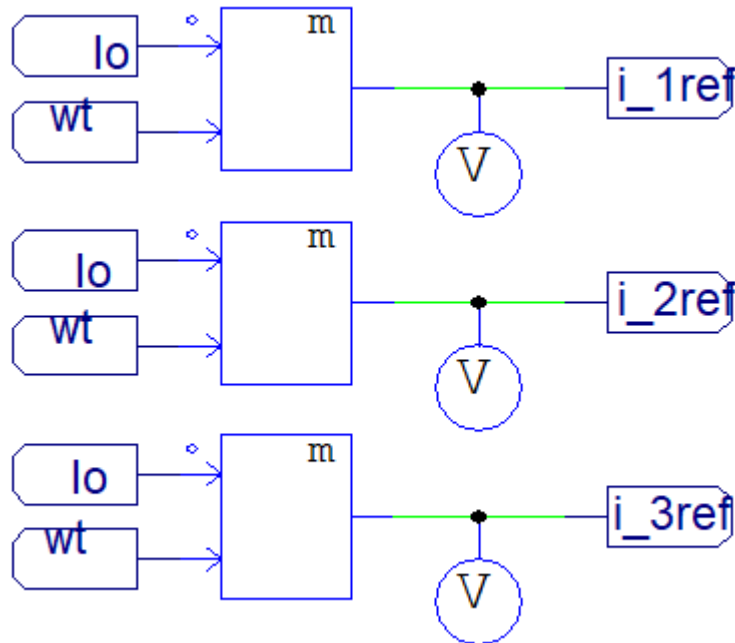
FigIII.1. [Id] compute current amplitude reference

TabIII.1. Paramètres utilisés lors de simulation

Résistance R	100mOhm
Inductance L	15mH
Capacité du bus continu C	1mF
Résistance de Charge R_{ch}	100Ohm
Tension de ligne u_n	$230\sqrt{3}$
Fréquence du réseau f	50Hz
Tension continue de référence U_{dc}	700V

III.2 La génération de courant désiré :

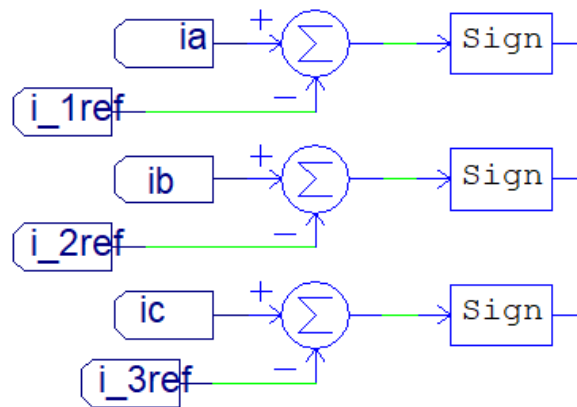
$$\mathbf{I}_d = \text{diag}(I_{d_1}, I_{d_2}, I_{d_3}), \quad (26)$$



FigIII.2. La génération de courant désiré

III.3 Les Variables de glissantes :

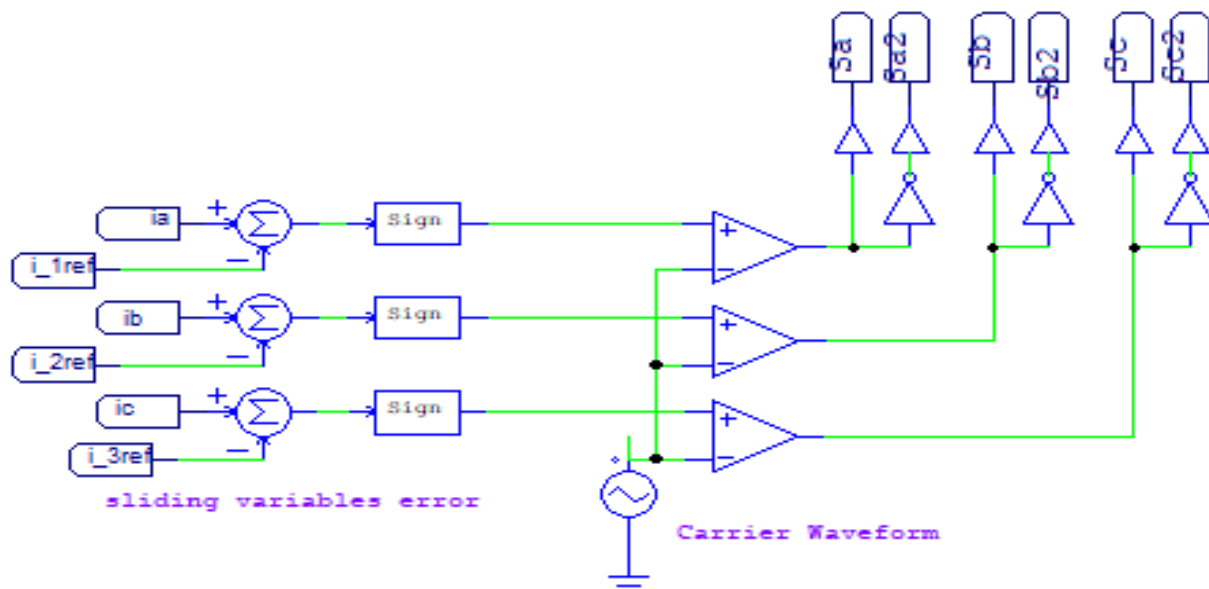
$$\sigma_j = i_j - i_{dj}$$



FigIII.3. Erreur de variables glissants

III.4 Implémentation de la MLI :

On doit comparer les trois tensions de références $S_{1ref}, S_{2ref}, S_{3ref}$ avec la porteuse triangulaire. De cette comparaison, sont générés les signaux numériques U_a, U_b, U_c qui définissent les états de commutations.

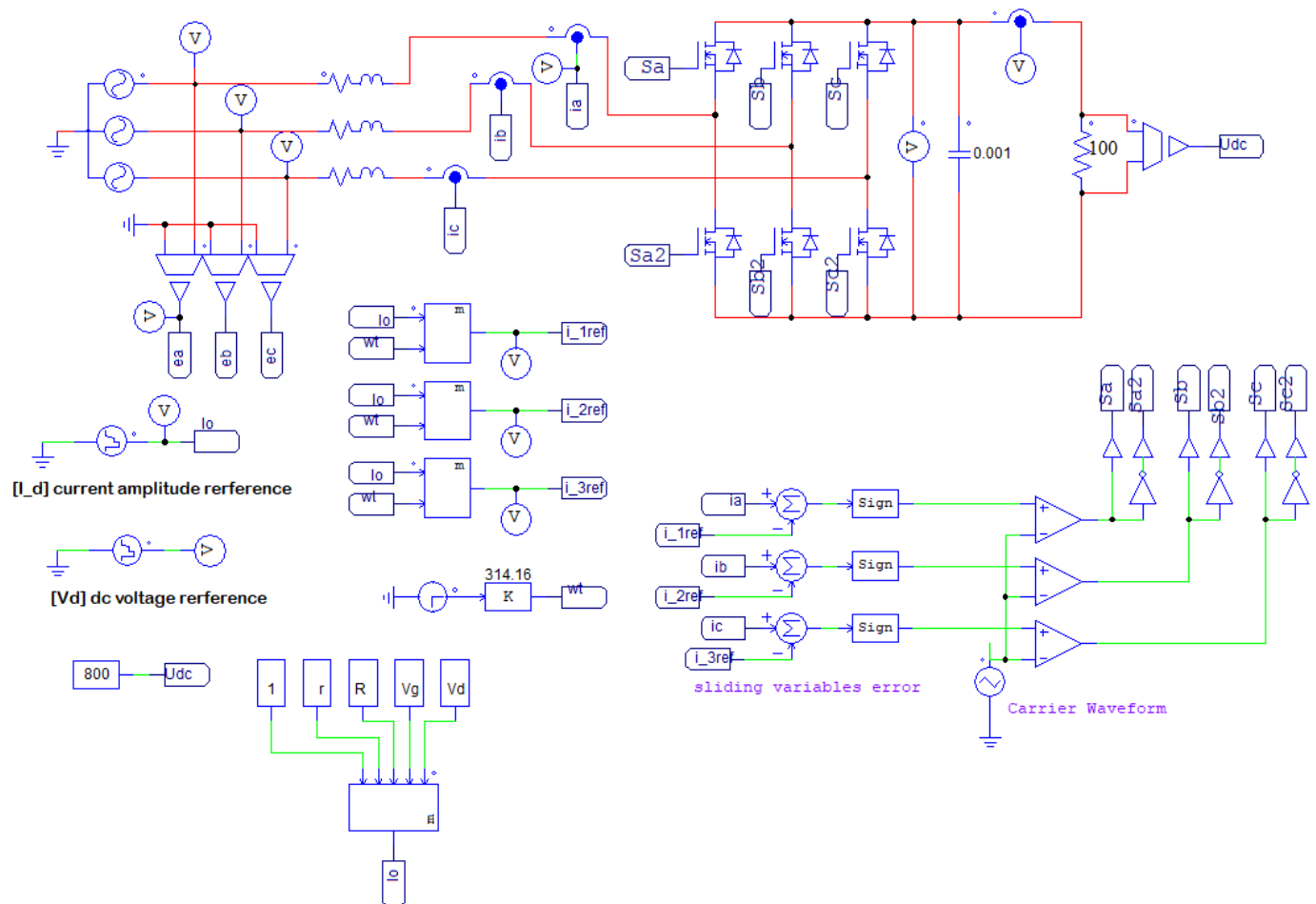


FigIII.4. La génération de MLI

III.5 Simulation globale :



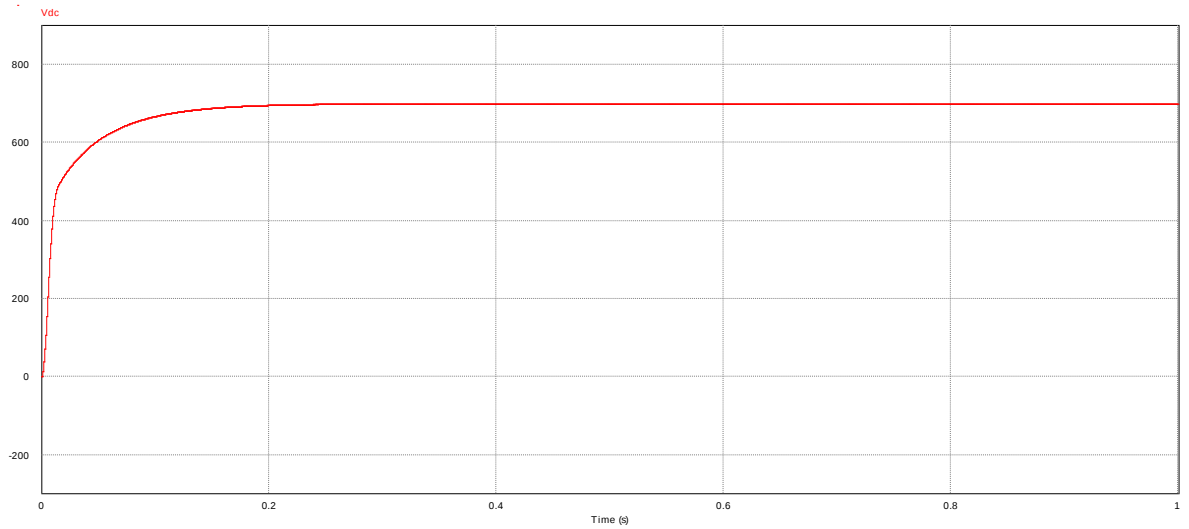
3-Phase PWM Rectifier



FigIII.5. Simulation globale

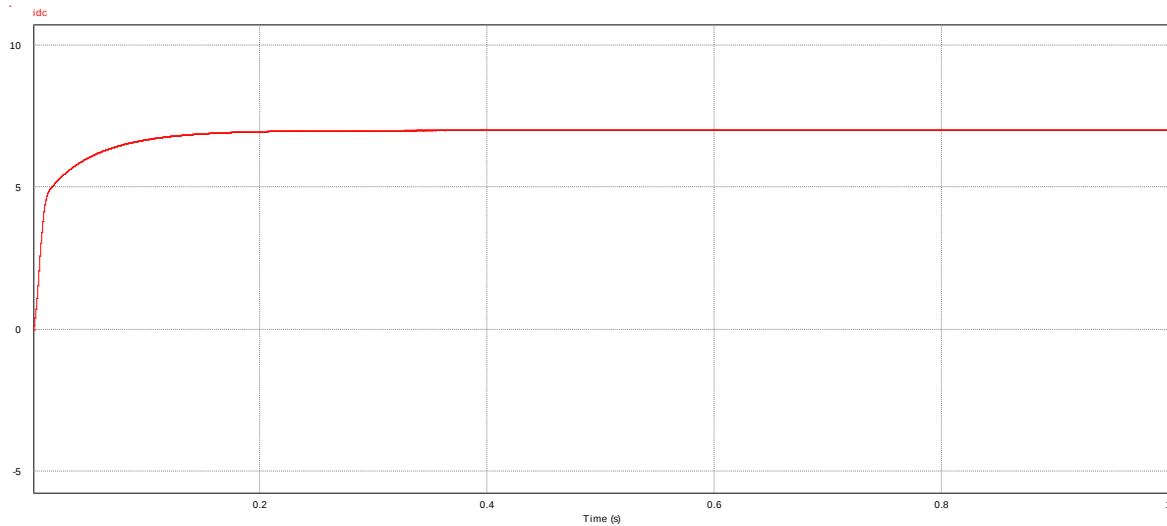
III Résultats et description

III.1 La tension et courant de sortie du convertisseur V_{dc} , I_{dc} :



FigIII.6. La tension de sortie du convertisseur V_{dc}

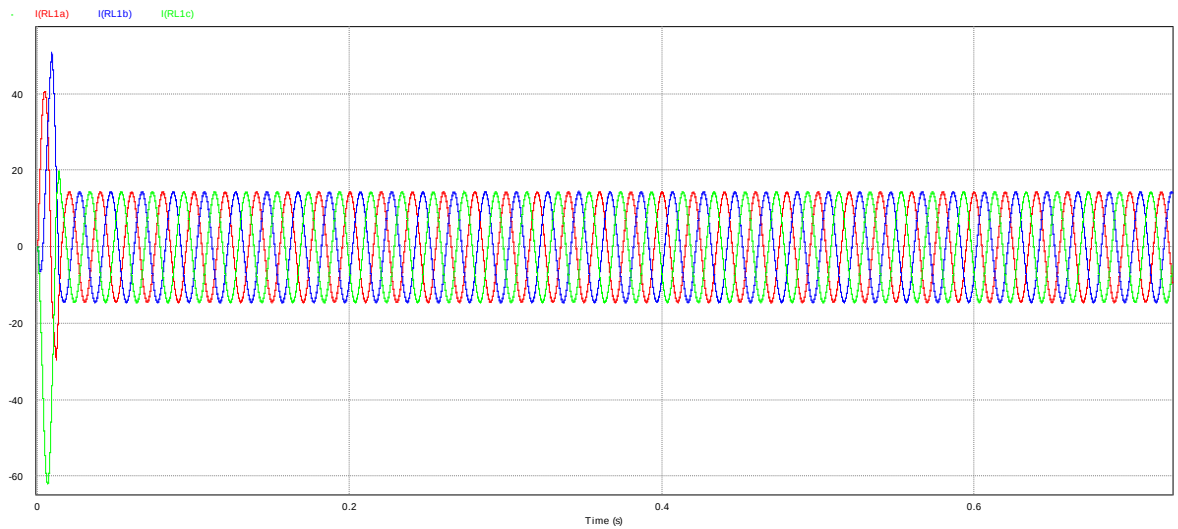
La figure III.6 met en évidence la capacité du système à suivre précisément la tension de référence du bus continu (700 V), confirmant un comportement dynamique optimal. La réponse en régime permanent et transitoire révèle une stabilisation rapide de la tension désirée **sans aucun dépassement**, résultat qui valide l'efficacité de la commande par mode glissant (SMC) conçue dans ce chapitre.



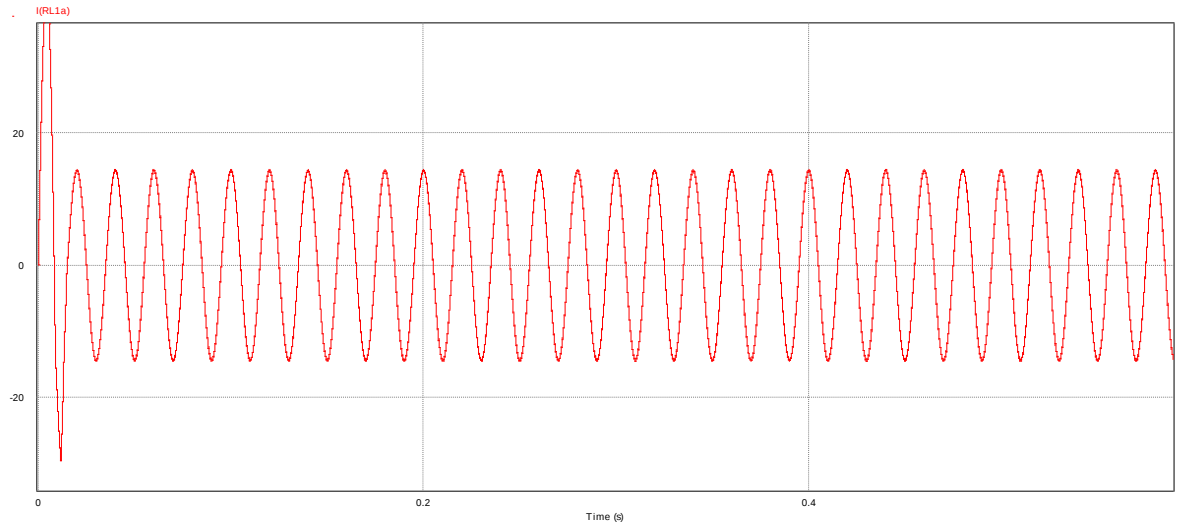
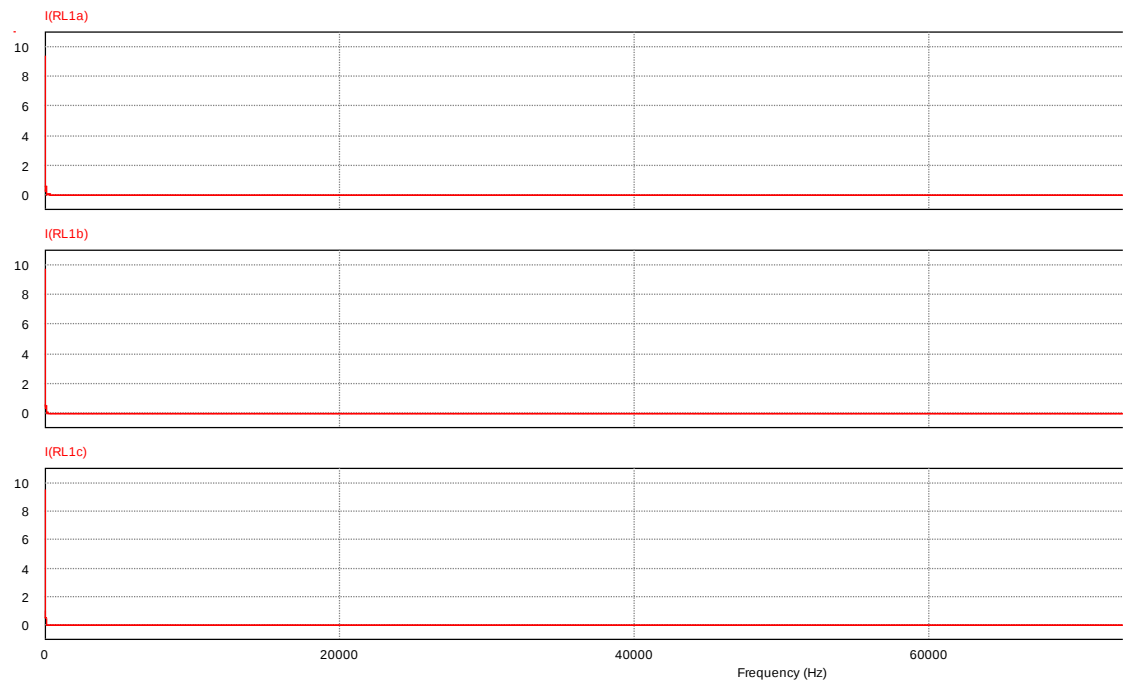
FigIII.7. Le courant de sortie du convertisseur **I_{dc}**

FigIII.7 Avec une charge purement résistive de **$100\ \Omega$** , l'analyse théorique prévoit une parfaite cohérence entre les courbes du courant et de la tension, conformément à la loi d'Ohm ($V = R \cdot I$). Cette relation idéale, où le courant suit instantanément la tension **sans déphasage ni distorsion**

III.2 Les courant de lignes :

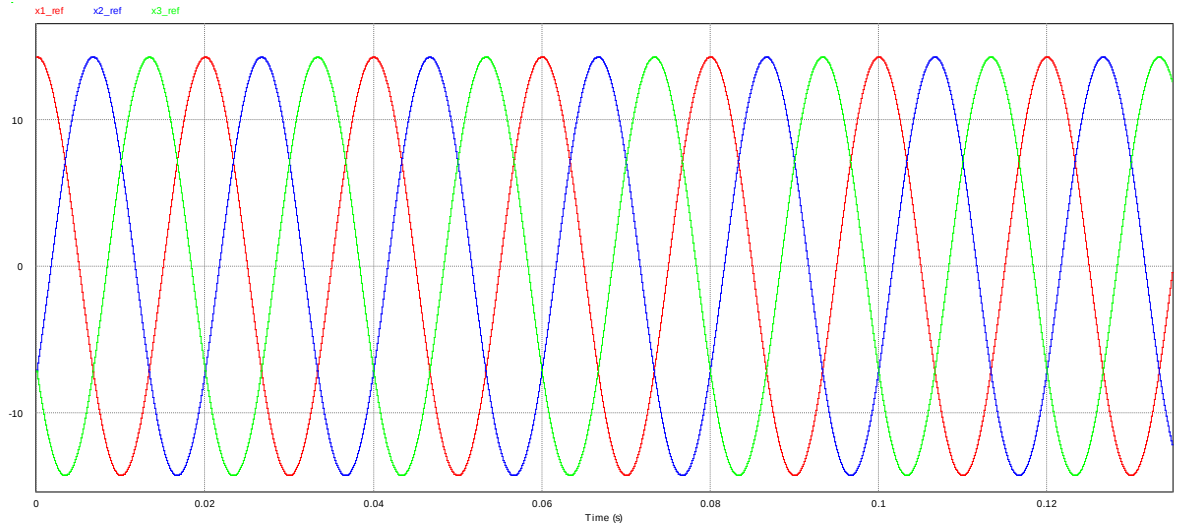


FigIII.8. Les courant de lignes **I_a I_b I_c**

FigIII.9. Le courant de ligne I_a FigIII.10. FFT de Les courant de lignes I_a I_b I_c

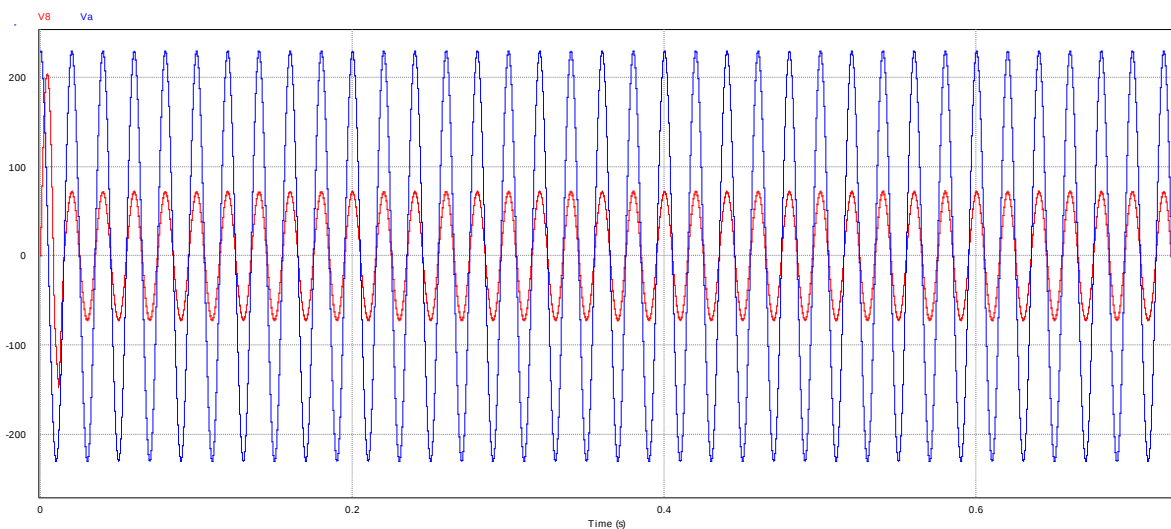
La figure III.8 met en évidence une caractéristique essentielle des courants de ligne : leur profil **quasi sinusoïdal**, avec une distorsion harmonique totale extrêmement faible (**THD = 0,54 %**). Cette quasi-absence d'harmoniques parasites témoigne d'une régulation efficace du courant, qui épouse fidèlement la forme d'onde idéale attendue en régime permanent. La figure III.10 présente FFT des courants de ligne.

III.3 les courants désiré :



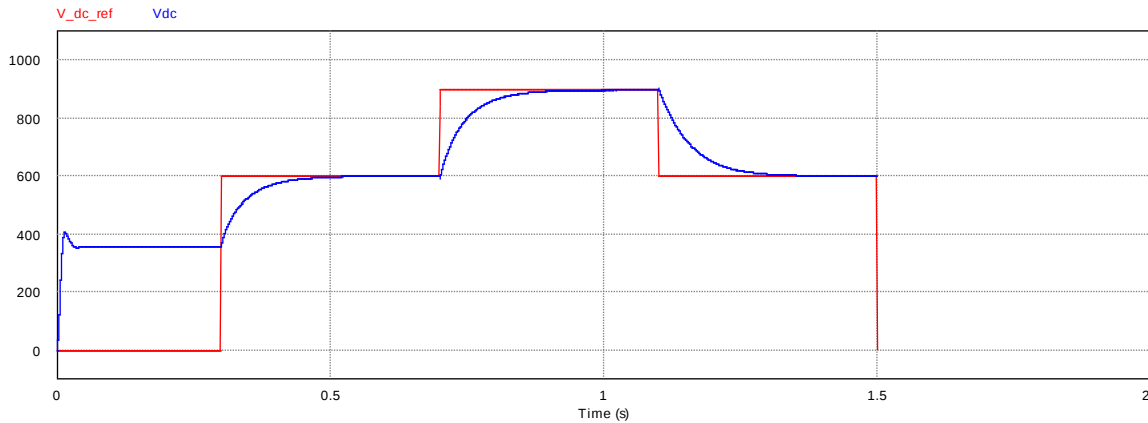
FigIII.11. Le Courant désiré I_{d1} I_{d2} I_{d3}

III.4 Facteur de puissance :



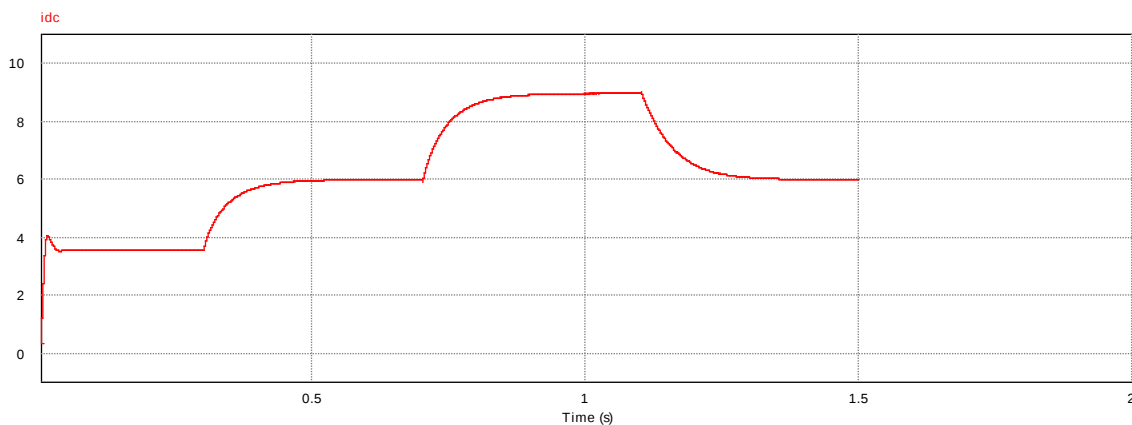
FigIII.12. Le courant de ligne I_a avec la tension efficace V_a

La figure III.12 révèle un alignement parfait entre la tension du réseau et le courant de ligne, matérialisé par un **déphasage nul** entre les deux signaux. Cette synchronisation confirme un **facteur de puissance unitaire ($PF = 1$)**, traduisant une consommation d'énergie exclusivement active, sans pertes réactives. Un tel résultat atteste de l'efficacité de la stratégie de contrôle déployée, qui optimise le transfert d'énergie tout en répondant aux exigences des normes industrielles en matière de qualité et de rendement énergétique.



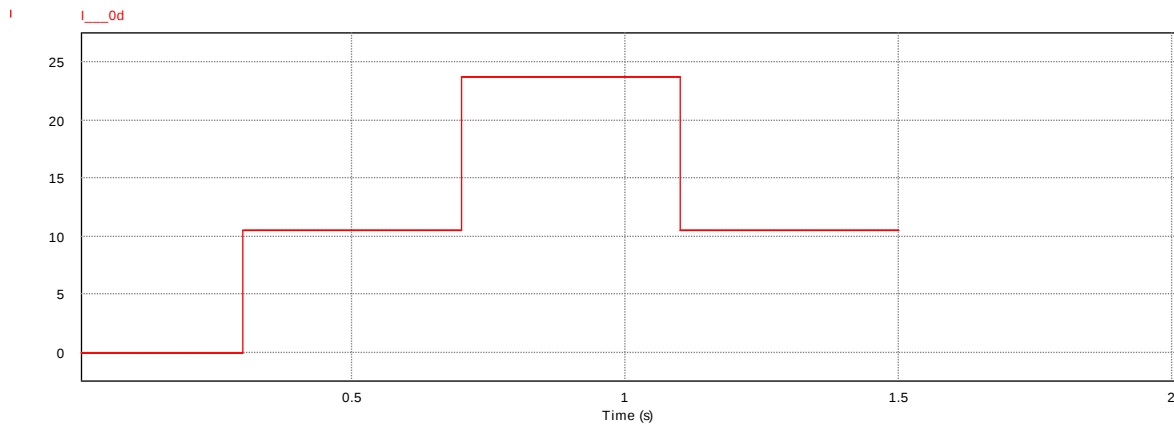
FigIII.13. La tension **Vdc** varie de 600v 900v 600v

Afin de rigoureusement évaluer les performances dynamiques et l'adaptabilité de la stratégie de commande proposée, la référence de tension continue a été volontairement modulée sur une large plage (600 V $\rightarrow$ 900 V $\rightarrow$ 600 V). Comme le montre la FigIII.13. A, le système démontre une poursuite de référence exceptionnelle pendant les transitions ascendantes et descendantes, maintenant une régulation précise sans dépassement et un retard minimaux. Il est à noter que durant l'intervalle initial (0 à 0,3 s), l'absence de référence Vd contraint le convertisseur à fonctionner en mode redresseur à diodes passif, entraînant un comportement non contrôlé.



FigIII.14. Courant **Idc** lorsque la tension **Vdc** varie

FigIII.14. Montre que le courant I_{dc} change lorsque la tension V_{dc} change de même profile (charge resistive).



FigIII.15. l'amplitude du courant désiré lors du changement du V_{dc}

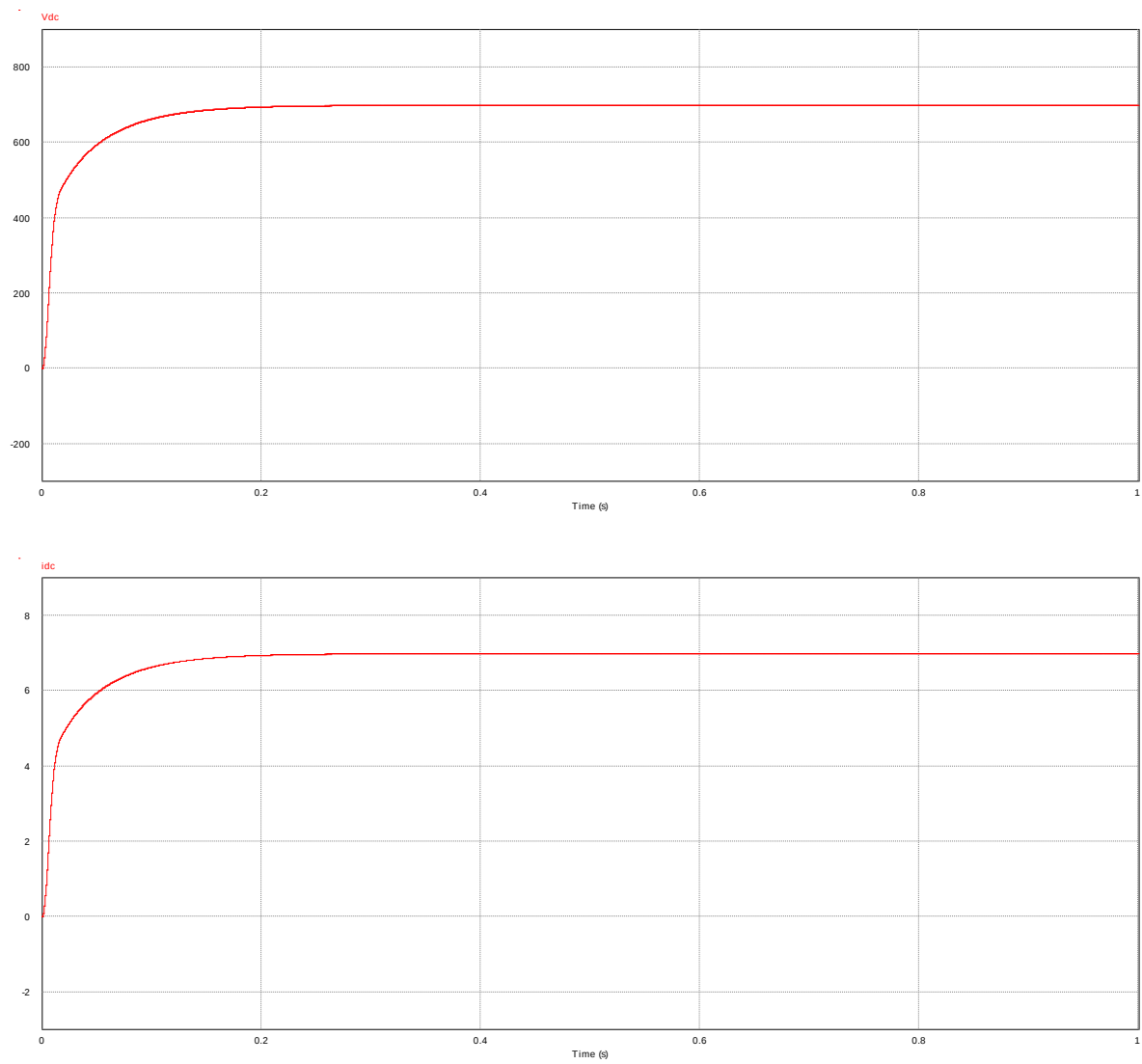
Cette courbe de la figIII.15. Montre l'amplitude du courant désiré a chaque fois On changeant la tension de référence.

III.5 Régime transitoire et erreur d'estimation sur le filtre (R.L) :

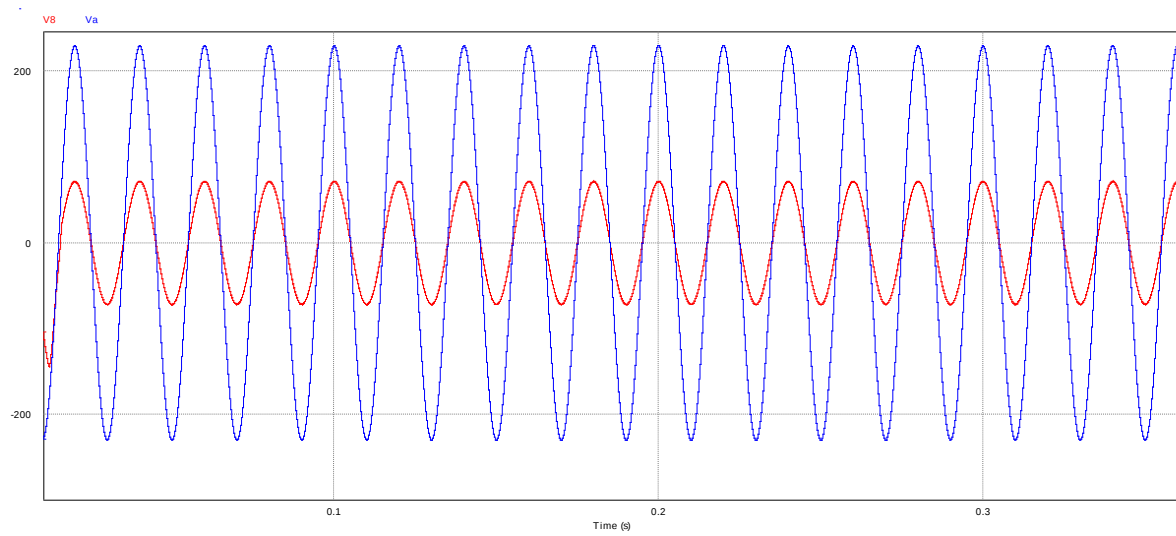
Après avoir modifié la valeur des deux paramètres R et L En proposant un erreur d'estimation de 20%

TabIII.2. Paramètres utilisés lors de simulation (après modifié R et L)

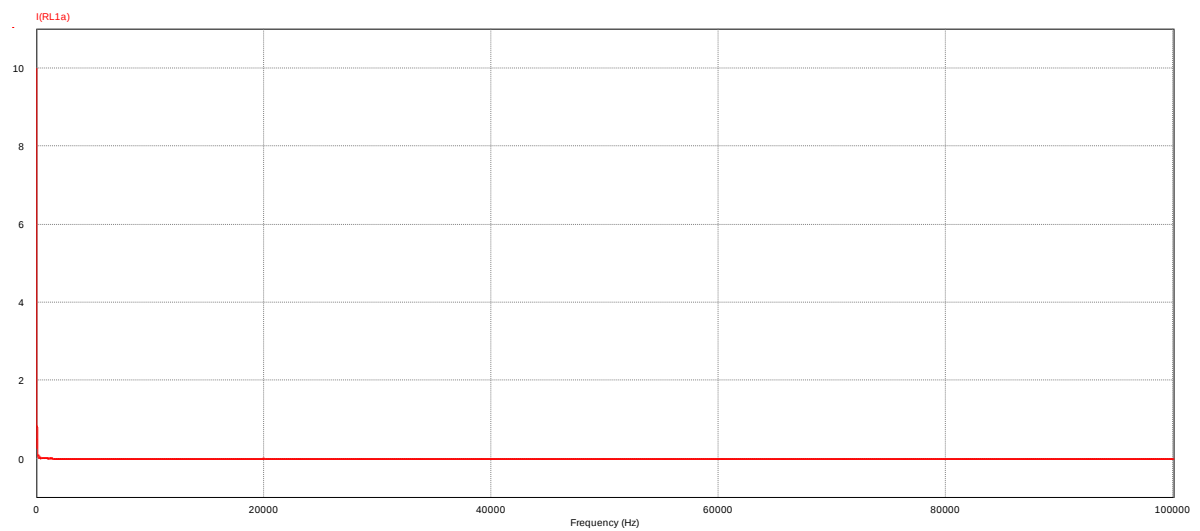
Résistance R	120mOhm
Inductance L	18mH
Capacité du bus continu C	1mF
Résistance de Charge R_{ch}	100Ohm



FigIII.16. La tension V_{dc} et courant I_{dc} (avec erreur d'estimation de 20%)



FigIII.17. Tension et courant de linge V_a , I_a (avec erreur d'estimation de 20%)



FigIII.18. FFT du courant I_a (avec erreur d'estimation de 20%)

Conclusion

Ce chapitre a présenté une analyse des simulations effectuées dans le cadre de l'étude. Les étapes principales incluent le calcul de l'amplitude de référence du courant, la génération du courant désiré, la définition des variables de glissement, et la mise en œuvre de la modulation par largeur d'impulsion (MLI). Les résultats ont permis d'évaluer le comportement du système dans diverses conditions. La commande SMC a été étudiée à travers une simulation basée sur la mesure des tensions. Elle a permis d'obtenir un courant quasi sinusoïdal (THD de 0,54 %) et un bon alignement avec la tension, traduisant un bon facteur de puissance.

Avantages de la SMC :

Excellente performance dynamique sans dépassement. Fréquence de commutation fixe.

Robustesse face aux erreurs d'estimation du filtre.

Pas besoin de transformations de coordonnées ni de contrôleurs PI.

Inconvénients :

Stabilisation lente.

Coût lié à l'estimation de la charge et de la tension continue pour le calcul de l'amplitude du courant de référence.

Conclusion Générale

En conclusion, ce mémoire a permis d'explorer en détail les redresseurs triphasés à MLI, démontrant leur supériorité en matière de qualité de l'énergie, d'efficacité et de flexibilité de commande. Grâce à des techniques de modélisation avancées, comme la transformation de Park, et à des stratégies de contrôle robustes telles que la commande par mode glissant, il est possible d'atteindre des performances remarquables, avec un taux de distorsion harmonique réduit ($<5\%$) et un facteur de puissance proche de l'unité. Cependant, des défis persistent, notamment liés au coût des composants électroniques (IGBT/MOSFET) et aux pertes dues à la commutation à haute fréquence. Les innovations technologiques, telles que les redresseurs multiniveaux et l'optimisation dynamique par intelligence artificielle, ouvrent des perspectives prometteuses pour surmonter ces limitations et améliorer davantage l'efficacité des systèmes de conversion AC/DC. Dans un monde de plus en plus tourné vers les énergies propres et les réseaux électriques intelligents, les redresseurs MLI s'imposent comme une solution incontournable pour répondre aux exigences de stabilité, de qualité et de durabilité. Cette étude contribue ainsi à une meilleure compréhension de ces systèmes et offre des pistes pour leur évolution future, renforçant leur rôle dans la transition énergétique et les applications industrielles de haute performance.

Références

Chapitre I

- [1] Blaabjerg, F., & Chen, Z. (2006). Power Electronics for Modern Wind Turbines. Morgan & Claypool. (Comparaison des topologies de redresseurs pour les énergies renouvelables.)
- [2] Hart, D. W. (2011). Power Electronics. McGraw-Hill.
- [3] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). Control in Power Electronics: Selected Problems. Academic Press.
- [4] Holmes, D. G., & Lipo, T. A. (2003). Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice.
- [5] Krause, P. C., Wasynczuk, O., & Sudhoff, S. D. (2013). Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (3rd ed.). Wiley-IEEE Press.
- [6] Bollen, M. H. J., & Gu, I. Y. H. (2006). Signal Processing of Power Quality Disturbances. Wiley-IEEE Press.
- [7] IEEE Std 519-2014. (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
- [8] Arrillaga, J., & Watson, N. R. (2003). Power System Quality Assessment. Wiley.
- [9] Dugan, R. C., McGranaghan, M. F., & Beaty, H. W. (2012). Electrical Power Systems Quality (3rd ed.). McGraw-Hill.

Chapitre II

- [10] Utkin, V. (1992). Sliding Modes in Control and Optimization. Springer-Verlag.
- [11] Edwards, C., & Spurgeon, S. (1998). Sliding Mode Control: Theory and Applications. Taylor & Francis.
- [12] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). Power Electronics: Converters, Applications, and Design (3rd ed.). Wiley.
- [13] Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). Fundamentals of Power Electronics (2nd ed.). Springer. Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). Control in Power Electronics. Academic Press.
- [14] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). Control in Power Electronics. Academic Press.

[15] Slotine, J.-J. E., & Li, W. (1991). *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall. Sira-Ramirez, H., & Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer.

[16] Sira-Ramirez, H., & Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer.