

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes
De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : ENERGIE RENOUVELABLE

Présenté par

KOUDACHE AHCENE

ADLI GHILES

Thème :

Dimensionnement du filtre LCL de la centrale photovoltaïque de Tamanrasset

Mémoire soutenu publiquement le 18/10/2022 devant le jury composé de :

M. BOUKAIS BOUSSAD

MCB, UMMTO, Président

M. RAHOUI Adel

MCA, ENTSP, Rapporteur

M. MESBAH Koussaila

MCB, UMMTO, Examineur

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au laboratoire "L2CSP" du département d'électrotechnique à la Faculté de Génie Electrique et Informatique, Université "Mouloud Mammeri", sous la direction de Monsieur RAHOUI Adel.

Notre plus grande gratitude va à notre encadreur, pour sa disponibilité et la confiance qu'il nous a accordé pour mener ce travail. Dont nous avons profité pendant longtemps des connaissances et du savoir-faire. Durant la période de travail, nous avons bénéficié des nombreuses discussions entamées sur la problématique proposée par les ingénieurs de la centrale PV de Tamanrasset. Nous aimerons aussi le remercier pour l'autonomie qu'il nous a accordé, et ses précieux conseils qui nous ont permis de bien mener ce travail.

MERCI

DÉDICACES

On dédie ce modeste travail à la prunelle de nos yeux, à nos très chers parents pour leur aide et leur soutien tout au long de nos études, et qui ont fait de nous ce qu'on est aujourd'hui et on espère qu'un jour on sera capable de leur donner au moins le minimum de ce qu'il nous a offert, car quoi qu'on fasse on n'arrivera jamais à leur rendre tout.

Sommaire :

Introduction générale.....	3
Chapitre I: Présentation de la centrale photovoltaïque de TAMANRASSET	5
I.1 Introduction	5
I.2 Centrale photovoltaïque Tamanrasset	5
I.3 Cahier de charge de la centrale	6
I.4 Informations sur la centrale.....	6
I.4.1 Information sur le site	6
I.4.2 Consistance du projet	7
I.4.3 Partie panneaux	7
I.4.4 Boites de jonction.....	8
I.4.5 Configuration des boites de jonction	9
I.4.6 Partie convertisseurs de puissance	9
I.5 Schéma global de l'installation	10
I.6 Conclusion	11
Chapitre III: Modélisation d'un convertisseur connecté au réseau avec filtre L.....	12
II.1 Introduction.....	12
II.2 Redresseur à MLI	12
II.3 Principe de fonctionnement	13
II.4 Filtre L	13
II.5 Hypothèse simplificatrice	13
II.6 Modélisation de filtre L	14
II.6.1 Modèle de réseau électrique	14
II.6.2 Matrices de transformation	14
II.6.3 Modèle topologique	14
II.6.4 Modélisation du redresseur.....	15
II.7 Modélisation d'un redresseur a MLI dans le repère abc.....	17
II.7.1 Résultats de simulation	18
II.8 Modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$:.....	19
II.8.1 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté alternatif	20
II.8.2 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté continue	22
II.8.3 Résultats de simulation	23
II.9 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq	24
II.9.1 Résultats de simulation	25
II.10 Étude des boucles des courants alternatifs et de la tension du bus dc	26
II.10.1 Calcul du régulateur de courant i_d et i_q	27
II.10.2 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	28

II.10.3 Résultats de la simulation	28
II.11 Conclusion	29
Chapitre III: Modélisation d'un convertisseur connecté au réseau avec filtre LCL.....	31
III.1 Introduction	31
III.2 Présentation de filtre.....	31
III.3 Analyse et dimensionnement du filtre LCL	32
III.3.1 Limites sur les éléments du filtre LCL.....	34
III.3.2 Procédure de dimensionnement.....	34
III.4 Modélisation d'un filtre LCL	35
III.4.1 Dans le repère abc	35
III.4.1.1 Modèle de bus DC.....	37
III.4.1.2 Résultats de simulation.....	38
III.4.2 Dans le repère $\alpha\beta$	38
III.4.3 Dans repère dq	40
III.5 Conclusion.....	42
Chapitre IV : Dimensionnement et validation du filtre LCL pour la centrale de Tamanrasset	43
IV. 1 Introduction	43
IV.2 résultats de dimensionnement	43
IV.3. Résultats de simulation	44
IV.3.1 Repère abc	44
IV.3.2 Repère $\alpha\beta$	45
IV.3.3 Repère dq	45
IV.4 Conclusion.....	47
Conclusion générale	48
Références Bibliographiques.....	49

Introduction générale

La production d'énergie électrique repose principalement sur des sources d'énergie conventionnelles comme le pétrole et le gaz. Cependant, en raison de l'épuisement de ces ressources et de leurs impacts environnementaux, de nouvelles sources d'énergie ont émergé pour surmonter ces défis. Parmi celles-ci, l'énergie solaire photovoltaïque (PV) se distingue par son aspect écologique. Néanmoins, son utilisation nécessite un investissement initial conséquent, et son faible rendement la rend plus adaptée aux charges légères, notamment dans le cas des centrales autonomes. Pour améliorer ses performances, des systèmes hybrides combinant des énergies conventionnelles et renouvelables sont proposés. On distingue ainsi les systèmes photovoltaïques autonomes et ceux couplés au réseau. Cette dernière catégorie comprend des centrales PV de grande puissance connectées au réseau de distribution classique. En Algérie, un exemple notable de ce type est la centrale photovoltaïque de Tamanrasset, reliée au réseau de distribution de SONELGAZ 30kV/50Hz.

La centrale photovoltaïque de Tamanrasset produit une puissance considérable de 13 MW. Pour injecter cette énergie dans le réseau électrique, elle doit être correctement filtrée afin de garantir la qualité et la continuité du service, conformément aux exigences des normes IEEE 929-2000, IEEE 519-1992, UL 1741 et NEC 690. Ces exigences sont assurées par l'unité de conditionnement de puissance composée d'un onduleur, d'un filtre, d'un transformateur entre le réseau utilitaire et le filtre, et d'un survolteur situé du côté continu. Cette unité constitue une interface de connexion entre une source d'énergie fluctuante et le réseau. Dans ce contexte, le filtre joue un rôle crucial pour assurer la robustesse et l'efficacité de l'interface. Un bon dimensionnement du filtre est essentiel pour mettre en œuvre une commande précise et robuste. L'objectif de ce projet est donc de réaliser une étude de dimensionnement d'un filtre LCL pour l'un des convertisseurs de puissance de la centrale de Tamanrasset. Pour atteindre cet objectif et valider notre étude, nous commencerons par un convertisseur existant équipé d'un filtre L, puis nous effectuerons une étude comparative des résultats obtenus. Ensuite, cette étude sera appliquée au convertisseur de la centrale afin de répondre aux exigences du cahier des charges.

Pour mener à bien ce travail, le mémoire est structuré en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la centrale photovoltaïque de Tamanrasset, où nous décrirons son emplacement géographique et son impact positif sur la production d'énergie, compte tenu de ses paramètres météorologiques (éclairage, température). Nous y décrirons également les dispositifs participant à la conversion de l'énergie solaire, tels que les panneaux, les convertisseurs, l'onduleur, etc.

Au second chapitre, nous étudierons le convertisseur associé à un filtre L connecté au réseau électrique, en passant par sa modélisation dans différents référentiels d'étude : le référentiel naturel triphasé, le référentiel biphasé fixe et le référentiel biphasé tournant. Ensuite, nous procéderons au dimensionnement des paramètres des régulateurs de commande. À la fin de ce chapitre, nous présenterons les résultats de simulation de la commande en boucle fermée, accompagnés de leurs interprétations.

Dans le troisième chapitre, nous procéderons à la modélisation du convertisseur avec filtre LCL dans les différents référentiels, en discutant de son rôle et de ses avantages. Ensuite, nous entamerons une procédure de dimensionnement, consistant à calculer l'inductance L_f (inductance côté onduleur), l'inductance L_g (inductance côté réseau), ainsi que la capacité du filtre et la résistance d'amortissement de la résonance. Vers la fin, nous utiliserons les paramètres calculés dans différentes simulations. Les résultats obtenus seront interprétés et comparés avec ceux du convertisseur équipé d'un filtre L.

Le dernier chapitre traite du dimensionnement du filtre LCL selon le cahier des charges de la centrale photovoltaïque de Tamanrasset (SKTM Tamanrasset), basé sur les équations du troisième chapitre. Les résultats obtenus seront comparés avec les spécifications de l'onduleur de la centrale.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I:

Présentation de la centrale photovoltaïque de TAMANRASSET

I.1 Introduction

L'Algérie bénéficie de l'un des gisements solaires les plus élevés au monde, avec une production potentielle de 5 milliards de kWh par an. Le Sahara et les Hauts Plateaux du pays enregistrent une durée d'ensoleillement pouvant atteindre 3000 heures par an [1]. La ville de Tamanrasset, en particulier, profite de ces conditions favorables, avec un ensoleillement annuel de 3000 heures.

En raison de l'éloignement de Tamanrasset du réseau électrique principal algérien et de la nécessité croissante d'une fourniture fiable en énergie électrique, l'entreprise Sonelgaz a développé un réseau isolé pour cette région. Ce réseau combine deux systèmes de production d'électricité : une centrale à gaz et une centrale photovoltaïque, formant ainsi un système hybride.

Dans le cadre de ce projet, nous nous concentrerons uniquement sur la partie photovoltaïque de ce système. Plus précisément, nous aborderons la problématique du filtrage nécessaire pour garantir la qualité de l'énergie injectée dans le réseau. Ce chapitre a pour objectif de présenter les différentes composantes de la centrale photovoltaïque de Tamanrasset, afin de fournir le contexte nécessaire à l'étude technique de dimensionnement du filtre LCL que nous réaliserons dans les chapitres suivants.

Nous commencerons par une présentation de l'emplacement géographique de la centrale et des conditions climatiques favorables de la région. Ensuite, nous décrirons les différentes parties de la centrale, y compris les panneaux solaires, les convertisseurs, l'onduleur, et les dispositifs auxiliaires qui permettent la conversion et la distribution de l'énergie produite. Enfin, nous discuterons de l'impact économique et environnemental de cette centrale sur la région de Tamanrasset, ainsi que de son intégration dans le réseau électrique national géré par SONELGAZ.

I.2 Centrale photovoltaïque Tamanrasset

Après avoir mené une étude par plusieurs chercheurs pour la réalisation de cette centrale, son plan se présente comme est illustré à la figure I.1.

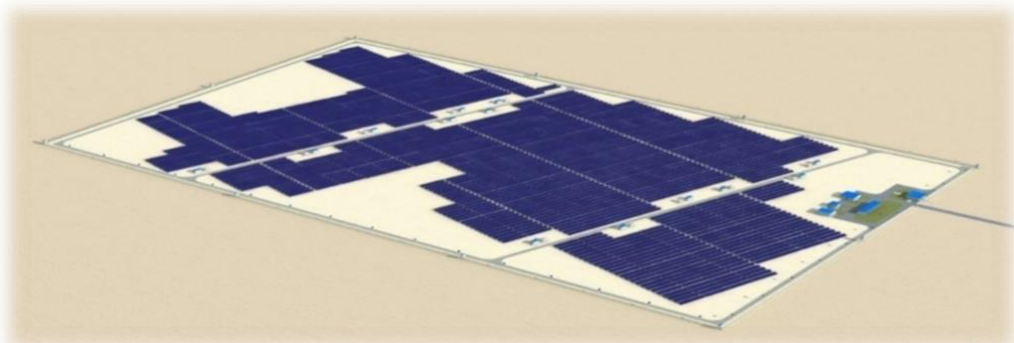


Figure I.1 : Plan de masse de la centrale.

I.3 Cahier de charge de la centrale

Initialement, le but était d'alimenter la ville de Tamanrasset. Ainsi, le niveau de tension de ligne de 30 KV est choisi. Signalons que les réseaux de distribution en Algérie sont des lignes de moyenne de tension de 30kV alimentant à leur tour des circuits de distribution à basse tension 220V à 400V [1]. Le champ de modules d'une puissance nominale de 13 MWc dans les conditions standards de température. Le tableau ci-dessous résume le cahier de charge.

Puissance installée	P	13 MWc
Tension de ligne du réseau	Eeff	30 KV
Fréquence du réseau	f	50 HZ

Tableau I.1: Cahier de charge de la centrale.

I.4 Informations sur la centrale

Dans les tableaux (I.1) et (I.2) nous allons donner quelque information sur le site et l'installation.

I.4.1 Information sur le site

En premier temps, dans cette partie nous allons présenter la centrale solaire de Tamanrasset. Ce tableau nous donne des informations sur la réalisation de projet 13 MWc.

Éléments	
Pays	Algérie-W : Tamanrasset
Localité :	Tamanrasset
Coordonnées géométriques :	20°50' N et 05°27'E
Superficie :	Vingt-six (26) Hectares
Maitre d'ouvrage :	Sonelgaz
Constructeur Groupement :	YINGLI/CNTIC
Génie civil :	SARL GGTS (société algérienne).
Organisme de contrôle :	CTC.Sud
Début des travaux :	06/12/2014
Délais de réalisation :	Huit (08) mois

Tableau I.2 : Présentation des données générale du projet

Dans un deuxième temps, nous allons voir les relevés météorologiques sur la ville de Tamanrasset :

Les relevés	
Éclairement	6500 W/m ²
Température moyenne	27.9 °C
La pression atmosphérique	1017 hPa
L'humidité	10%

Tableau I.3 : Données météorologiques moyennes sur le site [1].

I.4.2 Consistance du projet

La centrale de Tamanrasset est composée de treize (13) sous-champs de 1MWc, dont les principaux équipements sont :

- Générateur photovoltaïque (modules PV, supports, boîte de jonction, tableaux électriques, câblage).
- Poste de conversion DC/AC et transformation (onduleurs, transformateurs, cellules, tableaux électriques, câblage).

Nombre des sous-champs	Type du module	Puissance du sous-champ	Nombre de modules / sous champ	Nombre de chaînes/sous champ	Nombre de modules/chaîne	Puissance du module	Rendement du module
13	Poly cristallin	1MWc	4092	186	22	245 W	15%

Tableau I.4 : Information sur le projet.

I.4.3 Partie panneaux

Dans la centrale photovoltaïque de Tamanrasset, les panneaux solaires sont connectés de manière à optimiser la production d'énergie et à répondre aux besoins en tension et en courant du système.

Chaque array se compose de 22 modules connectés en série, et deux de ces séries sont connectées en parallèle pour former l'array complet. Il y'a au total 53504 modules pour la réalisation de projet 13 MWc. Cette configuration permet de maintenir une tension élevée tout en augmentant le courant total produit par les panneaux. Les panneaux utilisés dans cette centrale sont en silicium polycristallin, choisis pour leurs avantages en termes de coût, de performance et de durabilité dans les conditions climatiques spécifiques de Tamanrasset.

Les panneaux sont tous orientés vers le sud avec un angle de déclinaison de 37° , optimisant ainsi la capture de l'énergie solaire tout au long de la journée. Cette orientation et inclinaison sont cruciales pour maximiser l'efficacité énergétique et assurer une production stable et fiable.

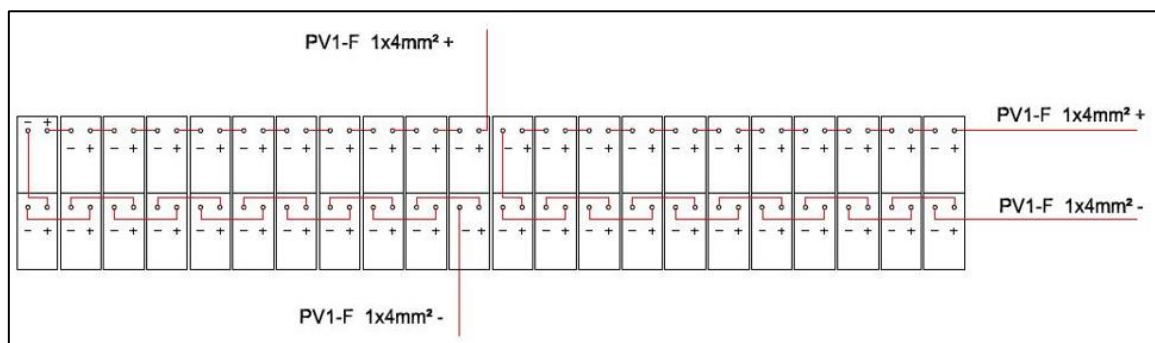


Figure I.2 : Connexion entre les panneaux dans un array.

La connexion en série des modules permet d'augmenter la tension de sortie, ce qui est nécessaire pour l'alimentation des onduleurs et des transformateurs. La connexion en parallèle

des séries assure une augmentation du courant total, permettant une meilleure gestion de la puissance et une distribution efficace de l'énergie produite.

La figure I.2 montre clairement ces connexions, illustrant comment les modules sont interconnectés pour former un array fonctionnel et efficient.

Pour faire un relevé sur les panneaux utilisés ils ont fait une mesure à un aspect solaire AM1.5G, une irradiance $1000\text{W}/\text{m}^2$ et une température cellule de 25°C .

Plaque signalétique	
Type de module :	YL245P-29b
Puissance mesurée :	245.0 W (0/+5W)
Tension mesurée :	29.6 V
Courant mesuré :	8.28 A
Fusible série Max	15 A
Classe d'application :	Classe A
Tension à circuit ouvert :	37.5 V
Courant de court-circuit :	8.83 A
Tension système Max :	1000 V
Classe de résistance au feu :	Classe C
Type de panneaux :	Silicium polycristallin

Tableau I.5 : plaque signalétique d'un panneau solaire.

I.4.4 Boîtes de jonction

Les boîtes de jonction dans la centrale photovoltaïque de Tamanrasset ont plusieurs fonctions importantes.

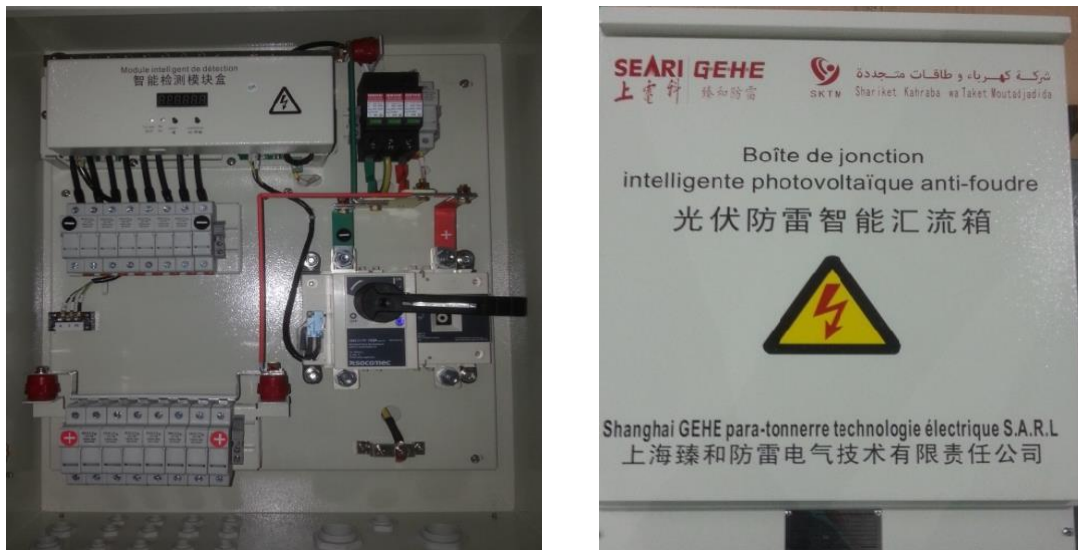


Figure I.3 : Boite de jonction Série anti-foudre.

Premièrement, elles permettent de collecter la puissance électrique continue produite par les modules photovoltaïques et de les connecter à l'onduleur. Elles rassemblent les sorties individuelles des panneaux en un seul point pour alimenter l'onduleur de manière centralisée.

Deuxièmement, elles offrent des capacités de surveillance et de contrôle. Le courant, la tension et la température à l'intérieur de chaque boîte de jonction peuvent être mesurés et

transmis au système de contrôle via des câbles de communication. Cela permet une surveillance en temps réel des paramètres clés sur un écran central.

Enfin, les boîtes de jonction intègrent des dispositifs de protection essentiels. Chaque circuit de courant passant par la boîte est équipé d'un fusible pour prévenir les surintensités. De plus, un parafoudre est installé à l'intérieur pour protéger contre les surtensions et les décharges électriques.

I.4.5 Configuration des boîtes de jonction

La configuration des boîtes de jonction de la centrale de Tamanrasset se présente comme suit : Chaque Array est connecter à une boite de jonction puis chaque 8 boite sont connecter à une seule boite parallèle au totale nous aurons 312 boîtes de jonction série et 104 boîtes de jonction parallèle.



Figure I.4 : Configuration de la boîte jonction Parallèle.

I.4.6 Partie convertisseurs de puissance

La centrale solaire de Tamanrasset est constituée de 26 onduleurs chaque deux de ces derniers sont connectés à un transformateur ce qui donne 13 postes de transformateurs.

I.4.6.1 Onduleurs

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de convertir une source d'énergie électrique continue en tensions et courants alternatifs. Les onduleurs sont constitués d'une structure en pont composée d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, les transistors de puissance ou les thyristors. Grâce à une commande appropriée de ces interrupteurs, généralement par modulation de largeur d'impulsion, la source continue est modulée pour obtenir un signal alternatif à la fréquence désirée.

Dans le cas de la centrale solaire de Tamanrasset, les performances de l'onduleur utilisé sont présentées sur une plaque signalétique du modèle de convertisseur employé. Cette plaque fournit les caractéristiques techniques clés de l'onduleur, notamment sa puissance nominale de 500 kW, sa tension d'entrée continue maximale de 1000 V, sa plage de tension MPPT de 465 à 850 V, son courant d'entrée maximal de 1120 A, ainsi que ses paramètres de sortie alternatifs avec une tension nominale de 315 V, une fréquence de 50 Hz et un courant de sortie maximal de 1008 A. Le tableau suivant présente une plaque signalétique du modèle du convertisseur utilisé dans la centrale.

Plaque signalétique	Onduleur
Entrée -DC	
Tension max :	1000 V
Isc :	1344 A
Tension VMPPT min :	465 V
Tension VMPPT max :	850 V
Courant d'entrée max :	1120 A
Catégorie de sur tension :	II
Sortie AC	
Puissance de sortie nominale :	500KW
Tension de sortie nominale :	3-315 V
Fréquence de sortie nominale :	50HZ
Courant de sortie MAX :	1008 A
Facteur de puissance :	[-0.9~0.9]
Catégorie de surtension :	III
Classe de protection :	I
Protection IP :	IP21
Température de fonctionnement :	-30°C à+55°C

Tableau I.6 : Présenter les relevés de la plaque signalétique d'onduleur utilisé.

I.4.6.2 Transformateurs

Un transformateur électrique est une machine statique qui permet de modifier les valeurs de la tension et de l'intensité du courant délivrées par une source d'énergie électrique alternative en un système de tension et de courant de valeurs différentes mais de même forme. Il effectue cette transformation avec un excellent rendement.

I.5 Schéma global de l'installation

La figure I.5 présente un schéma global de l'installation photovoltaïque de Tamanrasset, mettant en évidence les principaux composants de la centrale et leurs interconnexions. Les panneaux photovoltaïques captent l'énergie solaire et la convertissent en électricité continue (DC). Cette électricité est ensuite transformée en courant alternatif (AC) par des onduleurs, qui jouent également un rôle crucial dans la gestion de la qualité de l'énergie en minimisant les perturbations et en maximisant l'efficacité de la conversion. Pour garantir la qualité de l'électricité injectée dans le réseau, des filtres LCL sont utilisés pour réduire les harmoniques et assurer une forme d'onde sinusoïdale pure, conforme aux normes en vigueur. Les transformateurs adaptent les niveaux de tension de l'électricité alternative pour la distribution et l'injection dans le réseau de Tamanrasset, permettant de faire correspondre la tension de sortie des onduleurs avec celle du réseau de distribution. La centrale photovoltaïque est connectée à un réseau de distribution isolé, créé par Sonelgaz, qui comprend également une centrale à gaz, assurant ainsi une alimentation électrique stable et fiable pour la région de Tamanrasset. Ce schéma global illustre le flux d'énergie depuis la conversion initiale de l'énergie solaire jusqu'à l'injection de l'électricité filtrée et transformée dans le réseau électrique, soulignant l'objectif principal de cette installation : optimiser le rendement énergétique, garantir une disponibilité

continue de l'électricité et minimiser les perturbations harmoniques grâce à l'utilisation de systèmes de filtrage appropriés.

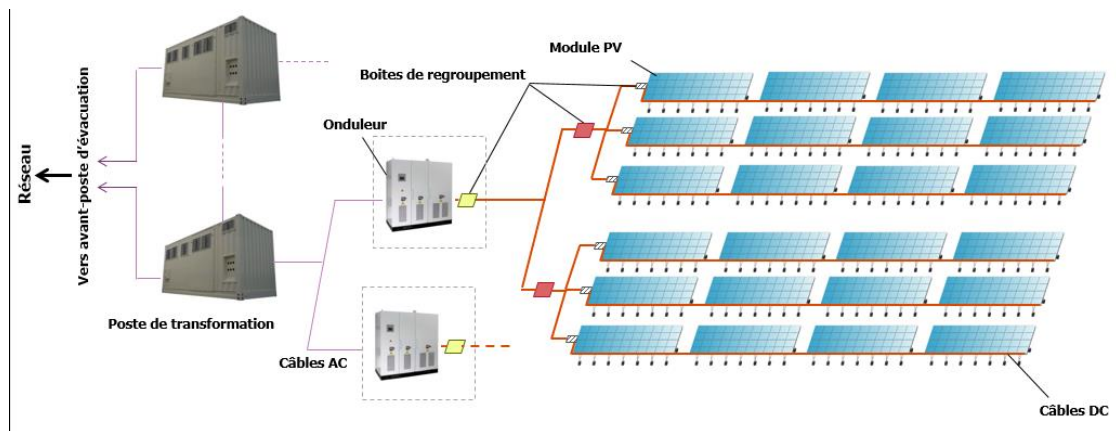


Figure I.5 : Schéma explicatif de l'installation.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents composants de la centrale photovoltaïque de Tamanrasset ainsi que le cahier des charges de l'installation. Nous avons détaillé leur branchement en série et en parallèle, et fourni des informations météorologiques spécifiques au site de Tamanrasset. Ces données seront utilisées dans les chapitres suivants pour approfondir notre étude.

La centrale solaire photovoltaïque de 13 MW de Tamanrasset s'inscrit dans le cadre du programme national des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique. Un système hybride, combinant une centrale à gaz et une centrale photovoltaïque, a été conçu pour améliorer le rendement énergétique et assurer une disponibilité continue de l'électricité. Nous avons mis en œuvre une commande par MLI (modulation de largeur d'impulsion) pour un convertisseur de la centrale afin de générer une tension avec un minimum d'harmoniques. L'utilisation de systèmes de filtrage est indispensable pour garantir la qualité de l'électricité injectée dans le réseau électrique.

Sur le plan écologique, l'énergie solaire est classée parmi les énergies vertes. Cette technique d'hybridation a permis de réduire les émissions de dioxyde de carbone (CO₂) dans l'atmosphère d'environ 15 000 tonnes par an.

Chapitre III :

Modélisation d'un convertisseur connecté au réseau avec filtre L

II.1 Introduction

L'énergie produite par la centrale photovoltaïque de Tamanrasset doit être synchronisée avec le réseau électrique avant d'être injectée. Cette opération nécessite l'utilisation d'un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet de contrôler la tension et le courant délivrés au réseau conformément au cahier des charges. Cependant, la tension issue du convertisseur MLI contient des harmoniques indésirables qui doivent être filtrées afin d'assurer un bon rendement et une sécurité optimale lors de l'injection sur le réseau. Un filtre passif est donc indispensable pour atténuer ces harmoniques. Dans ce chapitre, nous allons modéliser un convertisseur MLI associé à un filtre L-R (inductance-résistance) connecté au réseau électrique. Cette modélisation sera effectuée dans différents référentiels d'étude : le référentiel naturel triphasé (abc), le référentiel biphasé fixe ($\alpha\beta$) et le référentiel biphasé tournant (dq). L'objectif est de comprendre le fonctionnement de ce type de convertisseur ainsi que l'efficacité et les caractéristiques du filtre L.

II.2 Redresseur à MLI

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. Dans tous les cas, l'entrée des redresseurs est reliée au réseau qui est une source alternative de fréquence déterminée et fixe. On peut faire en sorte que le réseau vu de l'entrée du convertisseur se comporte soit en source de tension, soit en source de courant. Si c'est en source de courant, du côté sortie, on aura une source de tension continue. Cette tension continue devra être découpée en créneau de telle façon que, du côté entré, on obtienne une tension modulée en impulsion approxinant la tension alternative qui sert de référence et qui a la fréquence du réseau, on parle alors de redresseur MLI de courant (cette structure est montrée à la figure II.1.a).

Si on veut obtenir un redresseur MLI de tension (figure II.1.b), le réseau d'alimentation représenté par une source de forces électromotrices sinusoïdales en série avec une inductance doit apparaître à l'entrée du redresseur comme une source de tension, on doit alors ajouter dans ce cas des capacités C. De plus, pour que le récepteur soit un récepteur de courant, si son inductance n'est plus suffisante, on ajoute une inductance de lissage du courant redressé pour obtenir une inductance totale L' .

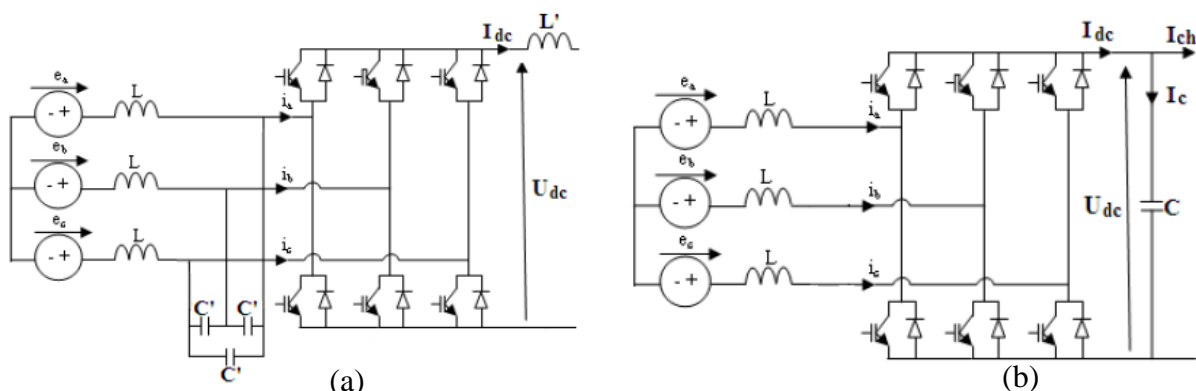


Figure II.1 : Structures du redresseur : a) de courant et b) de tension.

II.3 Principe de fonctionnement

Le redresseur de courant fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré à la figure I.3. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu U_{dc} est mesurée et comparée avec une référence U_{dc_ref} . Le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.

De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu U_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C. Quand le courant I_{ch} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée.

Inversement, quand I_{ch} devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative. La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

II.4 Filtre L

Le filtre L est le filtre le plus simple, de premier ordre avec une atténuation de 20 dB/décade sur toutes les gammes de fréquence. Par conséquent, l'application de ce type de filtre convient aux convertisseurs à fréquence de commutation élevée, où l'atténuation est succincte.

II.5 Hypothèse simplificatrice

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte Matlab, certaines hypothèses simplificatrices ont été réalisées :

- Les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutations instantanées) ;
- Les cellules d'interrupteurs placées en séries ou en parallèles et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait ;
- Les sources sont considérées comme parfaites et indépendantes des autres contraintes électriques. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence ;
- Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas du temps, ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer ;

Il est naturellement possible d'ajouter des éléments électriques passifs pour modéliser les pertes ou alors traduire certains défauts.

II.6 Modélisation de filtre L

II.6.1 Modèle de réseau électrique

Le 20^{ème} siècle a vu peu à peu l'électricité s'imposer comme vecteur privilégié de l'énergie dans la quasi-totalité des domaines domestiques et industriels. Supports incontournables de cette énergie, les réseaux de transport et de distribution d'énergie électrique représentent aujourd'hui un enjeu économique et technologique considérable. Ils constituent une des composantes essentielles pour le développement et l'évolution des sociétés industrielles. Leur rôle est de fournir aux utilisateurs le produit électrique au moindre coût dans des conditions de qualité et de sécurité satisfaisantes.

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme suit :

$$\begin{cases} v_a = E_{\max} \cos(\omega t + \varphi_0) \\ v_b = E_{\max} \cos\left(\omega t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = E_{\max} \cos\left(\omega t + \varphi_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (0.1)$$

Avec : φ_0 supposé nul et $\omega = 2\pi * f$.

II.6.2 Matrices de transformation

La transformée de Clarke est un outil mathématique utilisé en électrotechnique, et en particulier pour la commande vectorielle, afin de modéliser un système triphasé grâce à un modèle diphasé. Il s'agit d'un changement de repère. Les deux premiers axes dans la nouvelle base sont traditionnellement nommés α, β . Les grandeurs transformées sont généralement des courants, des tensions ou des flux des équations traduisent cette transformée qui sont les suivantes ; pour notre cas nous prônons compte que le cas de conservation d'amplitude

$$Cl = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (0.2)$$

La matrice de rotation est donnée par :

$$R(\theta_i) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \sin(\theta_i) \\ -\sin(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (0.3)$$

II.6.3 Modèle topologique

Si un modèle de convertisseur traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante :

- Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou une combinaison linéaire de ces variables ;
- Écriture d'équations différentielles régissant le système en fonction de l'état des interrupteurs : en général en utilisant les lois des mailles et des nœuds pour les dérivées des variables, respectivement de type de courant et de type de tension.

- Mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

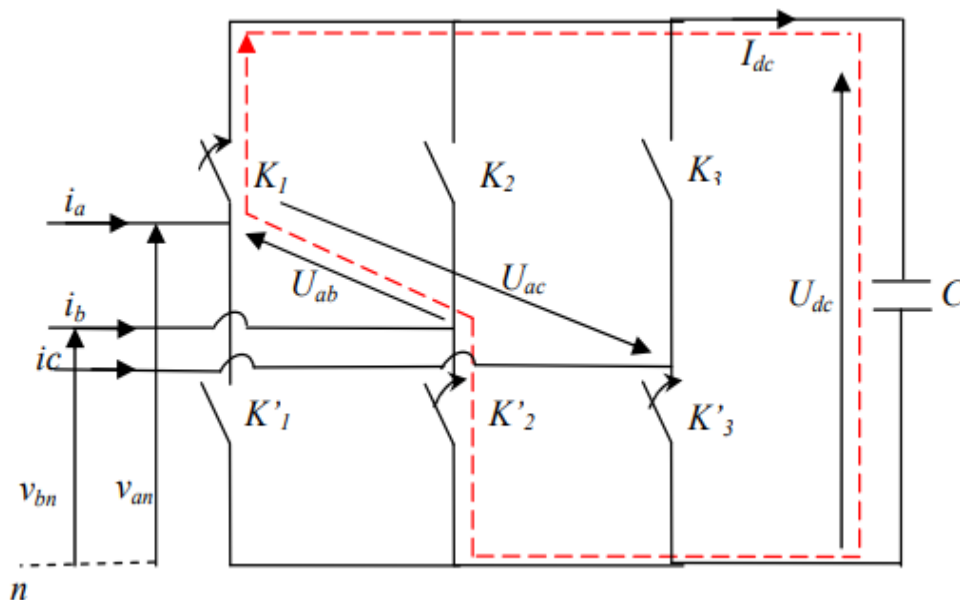
Le modèle topologique permet une très bonne représentation du système réel, car les hypothèses simplificatrices utilisées n'ont qu'un très faible impact sur la précision dans les études envisagées dans ce travail. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible, car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables dans le simulateur.

Toutefois, le modèle topologique est un modèle) entrées discontinues ce qui donne des dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations numériques si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, les pas de temps doivent être assez petits pour bien prendre en compte les commutations.

Par ailleurs, l'utilisation d'algorithmes de détection des commutations peut s'avérer assez coûteux en temps de calcul. Le gain en temps de calcul réaliser sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes. Il faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des pas de temps des simulations temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande.

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au pas de temps de simulation, le modèle topologique ne sera par approprié à la simulation temps réel. Le choix d'une modélisation ne faisant pas apparaître les commutations et permettant de tester ces systèmes en temps réel s'est donc imposé ; cela a conduit au choix de la modélisation moyenne

II.6.4 Modélisation du redresseur



Figures II.2 : méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs.

Pour les huit configurations, état fermé (1) ou ouvert (0), des trois interrupteur K_1 , K_2 et K_3 , les trois tensions composées, les trois tensions simples, les trois courants dans les interrupteurs et le courant à la sortie du redresseur

En appliquant la loi de Kirchhoff côté alternatif, on obtient :

$$\begin{cases} -v_a + L \frac{d}{dt} i_a + v_{an} = 0 \\ -v_b + L \frac{d}{dt} i_b + v_{bn} = 0 \\ -v_c + L \frac{d}{dt} i_c + v_{cn} = 0 \end{cases} \quad (0.4)$$

Où v_{an} , v_{bn} et v_{cn} sont les tensions par rapport au neutre « n » de la source.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{R}{L} \begin{bmatrix} v_a - v_{an} \\ v_b - v_{bn} \\ v_c - v_{cn} \end{bmatrix} \quad (0.5)$$

Également les tensions composées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ U_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ U_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (0.6)$$

Pour passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants, $i_a + i_b + i_c$ est nulle (les points neutre n et n_0 ne sont pas reliés), et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des $f.é.m. e_a + e_b + e_c$ Nulle. Alors :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (0.7)$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (0.8)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (0.9)$$

L'onduleur est dans notre application commandé par des fonctions de commutations (C_1, C_2 et C_3) comprises entre +1 et 0. Si un interrupteur du bras haut est bloqué $C_i = 0$ et s'il est passant alors $C_i = 1$ avec ($i=1,2$ ou 3). De plus, lorsque $C_i = 1$, alors son complément $\bar{C}_i = 0$, pour ne pas court-circuiter un bras d'onduleur

$$c_i = \begin{cases} +1 & \text{si } k_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } k_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Pour $i = 1,2,3$

L'état ouvert ou fermé des interrupteurs permet de passer directement des courants d'entrée i_a, i_b, i_c en fonction des courants des courants dans les interrupteurs i_{k1}, i_{k2}, i_{k3} au courant à la sortie du redresseur I_{dc} .

Avec :

$$i_{ki} = i_i c_i \quad (0.10)$$

On en déduit le courant à la sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (0.11)$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs : $C_1 = 1$ et $C_2 = 0$ $C_3 = 0$. Dédit facilement de la figure II. 2 que :

$$U_{ab} = U_{dc}, U_{bc} = 0 \quad U_{ca} = -U_{dc}, i_{k1} = i_a, i_{k2} = 0 \quad i_{k3} = 0, i_{dc} = i_a$$

II.7 Modélisation d'un redresseur a MLI dans le repère abc

On doit chercher une expression qui relie entre la tension U_{dc} et les tensions V_{an}, V_{bn} et V_{cn} qui sont des tensions de l'état des interrupteurs, d'abord on commencera par trouver l'expression des tensions composées en fonction de l'état des interrupteurs. On prendra un exemple de tension U_{ab} , regardant le tableau précédent on aura :

$$U_{ab} = U_{dc} \text{ si } C_1 = 1 \text{ et } C_2 = 0.$$

$$U_{ab} = -U_{dc} \text{ si } C_1 = 0 \text{ et } C_2 = 1.$$

$$U_{ab} = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ Ont le même état.}$$

En fonction de C_1 et C_2 la tension U_{ab} peut-être donné par : $U_{ab} = U_{dc} (C_1 - C_2)$; en généralisant pour les deux autres tensions, on aura :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} c_1 - c_2 \\ c_2 - c_3 \\ c_3 - c_1 \end{bmatrix} \quad (0.12)$$

Ces équations on peut les exprimer sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (0.13)$$

Sachant que les tensions simples en fonction des tensions composées sont données par (0.8) :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (0.14)$$

Alors on peut déduire les tensions simples en fonction de l'état des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{an} = f_a U_{dc} \\ v_{bn} = f_b U_{dc} \\ v_{cn} = f_c U_{dc} \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} f_a = \frac{1}{3}(2C_1 - C_2 - C_3) \\ f_b = \frac{1}{3}(-C_1 + 2C_2 - C_3) \\ f_c = \frac{1}{3}(-C_1 - C_2 + 2C_3) \end{cases} \quad (0.15)$$

En remplaçant l'équation (15) dans (11), ça donne :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (0.16)$$

Puis :

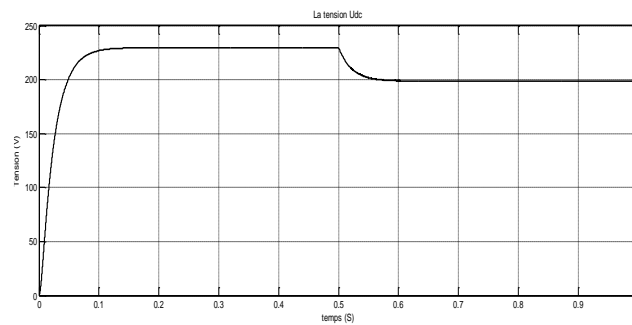
$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (0.17)$$

Enfin, on rajoutera l'équation qui traduit la charge de la capacité qui est donnée par :

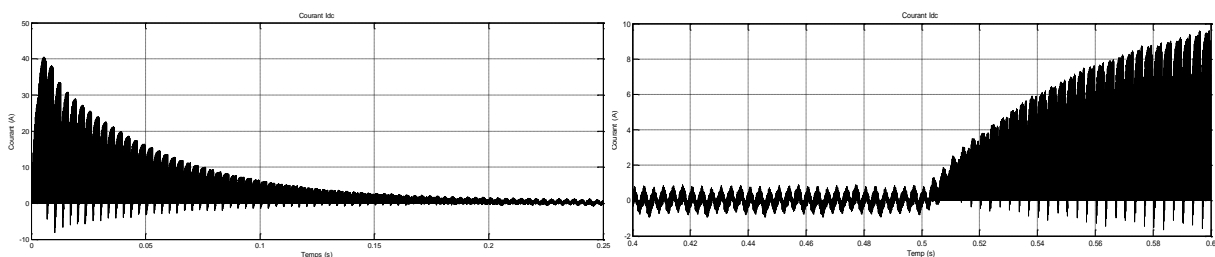
$$C \frac{d}{dt} U_{dc} = I_{dc} - I_{ch} \quad (0.18)$$

II.7.1 Résultats de simulation

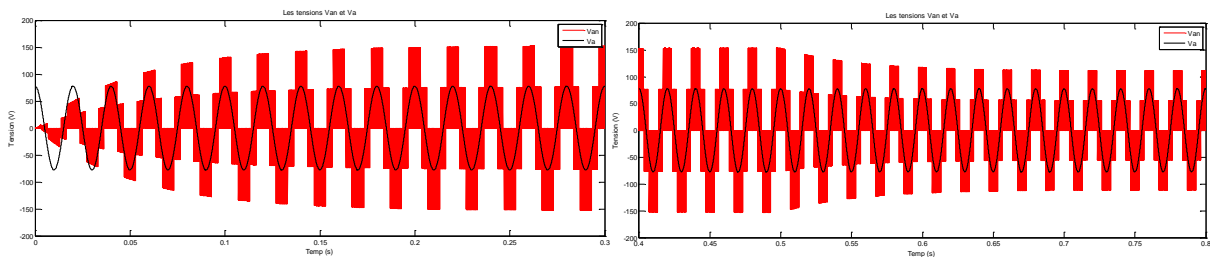
Nous montrons à la figure II.3 les résultats de simulation d'un redresseur à MLI en utilisant un filtre L. Dans le repère abc .



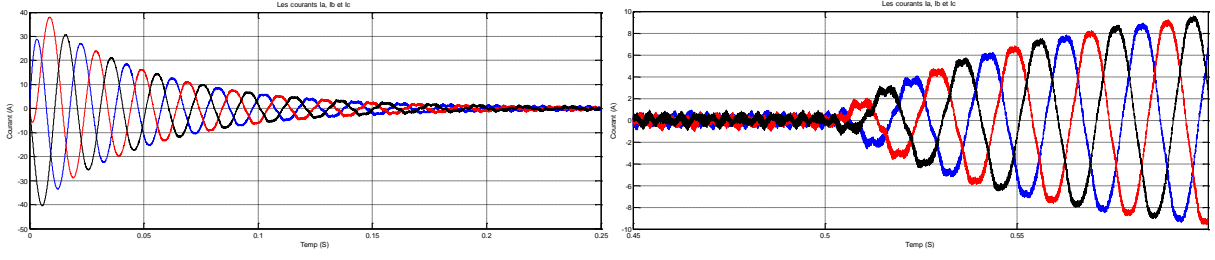
(a) Tension U_{dc}



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(c) Tensions e_a et V_a avant et après l'application de la charge

(d) Courants $I_{a,b,c}$ avant et après l'application de la charge**Figure II.3 :** Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur a MLI modèle (a,b,c) avant et après application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

Au début le condensateur était initialement déchargé, au fur et à mesure que le condensateur se charge, on constate que la tension évolue selon une équation de premier ordre de 0V jusqu'à 222V. On remarque aussi à la figure II.3, en ce moment, que les courants de charge sont importants et de forme sinusoïdale puis ils tendent vers zéro une fois que la capacité sera chargée. Quand la capacité débite un courant de charge d'une valeur de 4A sa tension chute jusqu'à 198V environ du fait que le rapport de réglage a été fixe (boucle ouverte). Dans ce cas, les courants augmentent jusqu'à une valeur maximale de 9 A, cependant cette valeur ne peut pas recharger le condensateur jusqu'à 222 V de sa valeur initiale.

II.8 Modèle du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$:

Pour les systèmes triphasés symétriques, les variables d'états $(\{u_a, u_b, u_c\}, \{i_a, i_b, i_c\}, \{e_a, e_b, e_c\}, \dots)$ ne sont pas linéairement indépendantes. Il est donc possible de transformer ce système en un système biphasé de représentation équivalente. Cette représentation peut s'exprimer sous forme complexe ou matricielle

$$\begin{cases} e_a = Ri_a + L \frac{d}{dt} i_a + v_a & (a) \\ e_b = Ri_b + L \frac{d}{dt} i_b + v_b & (b) \\ e_c = Ri_c + L \frac{d}{dt} i_c + v_c & (c) \end{cases} \quad (0.19)$$

En utilisant la définition du phaseur spatial :

$$x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{3} (x_a + a \cdot x_b + a^2 \cdot x_c) \quad (0.20)$$

En multipliant l'équation (2.19.b) par $\langle\langle a \rangle\rangle$ et l'équation (2.19.c) par $\langle\langle a^2 \rangle\rangle$, et en faisant la somme avec (2.19.a), on aura ;

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} (e_a + a \cdot e_b + a^2 \cdot e_c) &= \frac{2}{3} \left(\left(Ri_a + L \frac{d}{dt} i_a + v_a \right) + a \left(Ri_b + L \frac{d}{dt} i_b + v_b \right) + a^2 \left(Ri_c + L \frac{d}{dt} i_c + v_c \right) \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(R(i_a + ai_b + a^2 i_c) + L \left(\frac{d}{dt} i_a + a \frac{d}{dt} i_b + a^2 \frac{d}{dt} i_c \right) + (v_a + av_b + a^2 v_c) \right) \\ &= R \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) + L \frac{d}{dt} \frac{2}{3} (i_a + ai_b + a^2 i_c) + \frac{2}{3} (v_a + av_b + a^2 v_c) \end{aligned} \quad (0.21)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \\
 a^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}
 \end{aligned} \tag{0.22}$$

II.8.1 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté alternatif

En remplaçant a et a^2 par leurs valeurs respectives dans l'équation suivante on trouve :

$$\begin{aligned}
 e_\alpha + j e_\beta &= \frac{2}{3} (e_a + a \cdot e_b + a^2 \cdot e_c) \\
 &= \frac{2}{3} \left(e_a + \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot e_b + \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot e_c \right) \\
 &= \frac{2}{3} \left(e_a - \frac{1}{2} (e_b + e_c) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (e_b - e_c) \right)
 \end{aligned} \tag{0.23}$$

Comme on a un système équilibré et sinusoïdale, donc :

$$e_a + e_b + e_c = 0 \Rightarrow e_a = -(e_b + e_c) \tag{0.24}$$

En remplaçant l'équation (2.24) dans l'équation (2.23), on aura :

$$\frac{2}{3} (e_a + a \cdot e_b + a^2 \cdot e_c) = \frac{2}{3} \left(\frac{3}{2} e_a + j \frac{\sqrt{3}}{2} (e_b - e_c) \right) \tag{0.25}$$

Et comme :

$$e_\alpha + j e_\beta = \frac{2}{3} (e_a + a \cdot e_b + a^2 \cdot e_c) = e_a + j \frac{1}{\sqrt{3}} (e_b - e_c) \tag{0.26}$$

Par identification, on trouve :

$$\boxed{
 \begin{cases}
 e_\alpha = e_a \\
 e_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (e_b - e_c)
 \end{cases}
 } \tag{0.27}$$

L'expression (2.23) peut être présentée sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \Rightarrow \boxed{
 \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}
 } \tag{0.28}$$

Pour obtenir les expressions des tensions à l'entrée du redresseur dans le repère fixe (α, β), nous allons suivre la même procédure précédente, c'est-à-dire, nous allons multiplier l'expression de chaque phase de l'équation (2.17) par l'opérateur de rotation « a^i » tel que i prend les valeurs 0,1,2 selon l'ordre des phases.

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} a^0 & a^1 & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (0.29)$$

En sommant membre à membre les trois équations précédentes on trouve :

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} a^0 & a^1 & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (0.30)$$

De là on déduit que :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \Rightarrow \boxed{\begin{bmatrix} C_{\alpha} \\ C_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}} \quad (0.31)$$

Et

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \Rightarrow \boxed{\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} C_{\alpha} \\ C_{\beta} \end{bmatrix}} \quad (0.32)$$

Les expressions des courants i_a , i_b et i_c dans le repère α, β sont obtenues en remplaçant a et a^2 par leurs valeurs respectives dans l'équation suivante on trouve :

$$\begin{aligned} i_{\alpha, \beta} &= \frac{2}{3} (i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c) = \frac{2}{3} \left(i_a + \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_b + \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot i_c \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} (i_b + i_c) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \right) \end{aligned} \quad (0.33)$$

Comme le système est équilibré et sinusoïdale, donc :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_a = -(i_b + i_c) \quad (0.34)$$

En remplaçant l'équation (2.33) dans l'équation (2.32), on aura :

$$i_{\alpha, \beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{3}{2} i_a + j \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \right) \quad (0.35)$$

Et comme :

$$\boxed{i_{\alpha} + j i_{\beta} = i_a + j \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c)} \quad (0.36)$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} i_\alpha = i_a \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{cases} \quad (0.37)$$

Remplaçons les différentes parties dans l'expression (2.21) par les expressions (2.28), (2.31) et (2.36), on aura :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (0.38)$$

Le modèle d'état du redresseur à MLI dans le repère $\alpha\beta$ est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (0.39)$$

Tel que :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = U_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (0.40)$$

II.8.2 Modélisation dans $\alpha\beta$ côté continue

Le courant total débité par le redresseur est la somme des courant traversant ses interrupteurs du coté haut, alors :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (0.41)$$

Tel que :

$$\begin{cases} i_{k1} = i_a C_1 \\ i_{k2} = i_b C_2 \\ i_{k3} = i_c C_3 \end{cases} \quad (0.42)$$

En remplaçant l'équation (2.42) dans l'équation (2.41), on aura :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (0.43)$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (0.44)$$

Et

$$\left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (0.45)$$

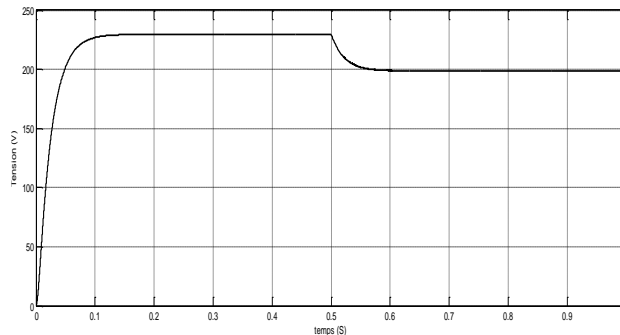
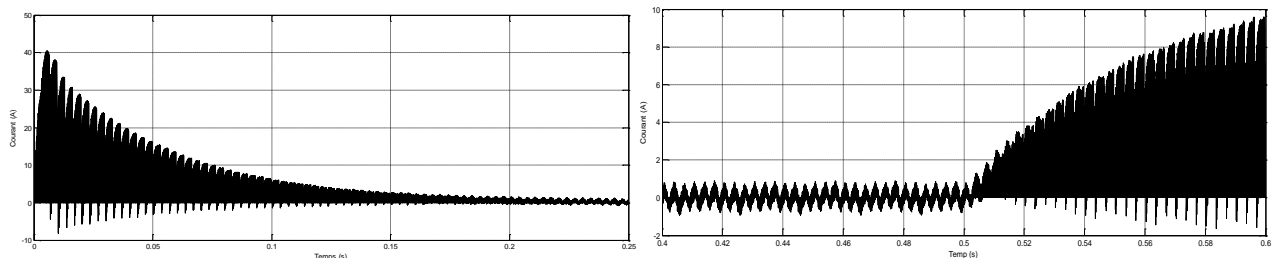
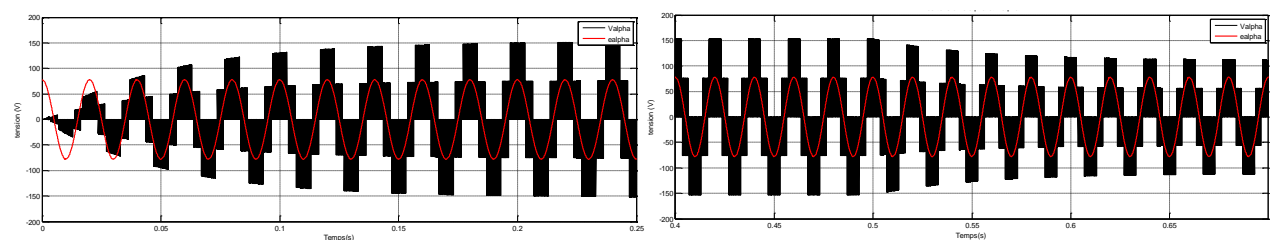
En remplaçant dans l'équation (2.45) le vecteur courant et le vecteur des commutations par leur expression respectives on obtient :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}^T \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right) \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} C_{\alpha} \\ C_{\beta} \end{bmatrix} \quad (0.46)$$

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} & i_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{\alpha} \\ C_{\beta} \end{bmatrix} \quad (0.47)$$

II.8.3 Résultats de simulation

Le modèle du convertisseur en α , β connecté à une source de tension triphasée équilibrée de tension efficace 55V/50Hz a été simulé sous MATLAB Simulink en boucle ouverte. Le test de simulation est réalisé à vide ensuite à l'instant $t=0.5s$, on applique une charge résistive absorbant un courant de 4A. les résultats de cette simulation sont illustrés à la figure suivante :

(a) Tension U_{dc} (b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge(c) Tensions e_{α} et V_{α} avant et après l'application de la charge

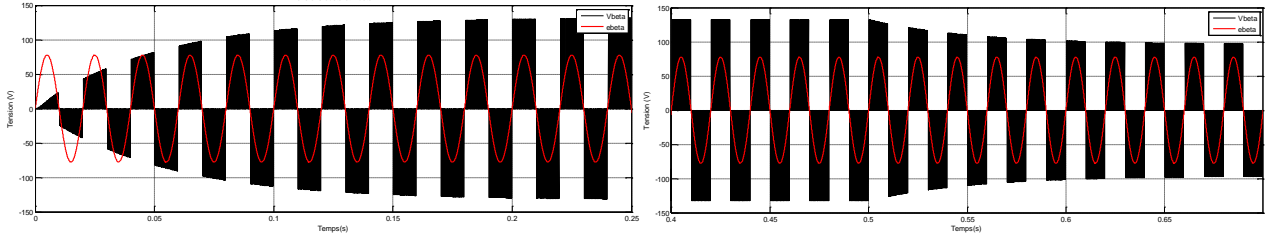
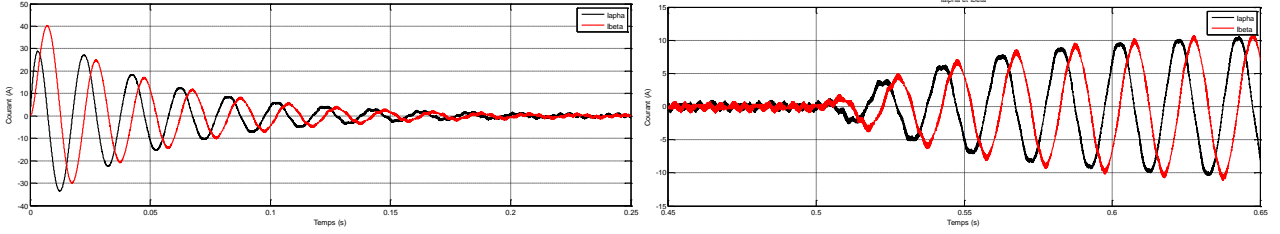
(d) Tensions e_β et V_β avant et après l'application de la charge(e) Courants I_α et I_β avant et après l'application de la charge

Figure II.4 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

Les résultats de simulation numérique du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI avec le filtre L sont donnés à la figure II.4. On remarque que les amplitudes des différentes grandeurs sont identiques à celle obtenu dans le repère abc et cela à cause de la matrice de transformation (2.2) choisie qui conserve les amplitudes des grandeurs. La comparaison avec les résultats obtenus dans le cas du référentiel abc , nous permet donc de valider le modèle $\alpha\beta$. Donc son avantage est d'alléger son modèle mathématique en éliminant une phase.

II.9 Modèle du redresseur MLI dans le repère dq

Rappelons que les équations du redresseur MLI dans le repère $\alpha\beta$ s'écrivent :

$$e_{\alpha\beta} = L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + R \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (0.48)$$

Sachant que l'on a $\overline{X}_{\alpha\beta}(t) = R(\theta_s)^{-1} \begin{bmatrix} x_d(t) & x_q(t) \end{bmatrix}^T$. L'équation précédente s'écrit de la façon suivante :

$$R(\theta)^{-1} e_{dq} = L \frac{d}{dt} \left[R(\theta_s)^{-1} i_{dq} \right] + R(\theta_s)^{-1} v_{dq} + R(\theta_s)^{-1} i_{dq} \quad (0.49)$$

En multipliant l'équation (2.49) par $R(q)$, on aura :

$$e_{dq} = R(\theta_s) L \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{dt} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + R i_{dq} \quad (0.50)$$

Sachant que :

$$R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{dt} = R(\theta_s) \frac{dR(\theta_s)^{-1}}{d\theta_s} \frac{d\theta_s}{dt} \quad (0.51)$$

Et :

$$R(\theta_s) \frac{d}{dt} R(\theta_s)^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (0.52)$$

Alors :

$$R(\theta_s) \frac{d}{dt} R(\theta_s)^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \theta_s = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \omega_s \quad (0.53)$$

Dans ce cas l'équation (2.50) devient :

$$e_{dq} = L\omega_s \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} i_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + v_{dq} + Ri_{dq} \quad (0.54)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{dq} = [e_d & e_q]^T = R(\theta) e_{\alpha\beta} \\ v_{dq} = [v_d & v_q]^T = R(\theta) v_{\alpha\beta} = U_{dc} R(\theta) [C_\alpha & C_\beta]^T \end{cases} \quad (0.55)$$

Donc les grandeurs continuent à la sortie du redresseur MLI, dans le repère dq , sont obtenues de la manière suivante :

$$I_{dc} = \frac{3}{2} [C_\alpha & C_\beta] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} C_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} \quad (2.56)$$

Sachant que :

$$I_{\alpha\beta} = R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [C_\alpha & C_\beta] = \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix}^T = \left[R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} C_\alpha \\ C_\beta \end{bmatrix} \right]^T = [C_d & C_q] R(\theta) \quad (2.57)$$

Ce qui donne pour le courant I_{dc} :

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{3}{2} [C_\alpha & C_\beta] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} [C_d & C_q] R(\theta) R(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} [C_d & C_q] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.58)$$

En résumé, le modèle du redresseur MLI, dans le repère dq est régi par les équations suivantes :

$$\begin{cases} e_d = L \frac{di_d}{dt} + v_d + Ri_d - L\omega_s i_q \\ e_q = L \frac{di_q}{dt} + v_q + Ri_q + L\omega_s i_d \\ I_{dc} = \frac{3}{2} (C_d i_d + C_q i_q) \end{cases} \quad (2.59)$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_{dq} &= [e_d & e_q]^T = R(\theta_s) e_{\alpha\beta} \\ C_{dq} &= [C_d & C_q]^T = R(\theta_s) C_{\alpha\beta} \\ v_{dq} &= [v_d & v_q]^T = R(\theta_s) v_{\alpha\beta} = U_{dc} [C_d & C_q]^T \end{aligned} \quad (2.60)$$

II.9.1 Résultats de simulation

Le modèle du convertisseur en dq connecté à une source de tension triphasée équilibrée de tension efficace 55V/50Hz a été simulé sous MATLAB Simulink en boucle ouverte. Le test de

simulation est réalisé à vide ensuite, à l'instant $t=0.5s$, on applique une charge résistive absorbant un courant de 4A. les résultats de cette simulation sont illustrés à la figure suivante :

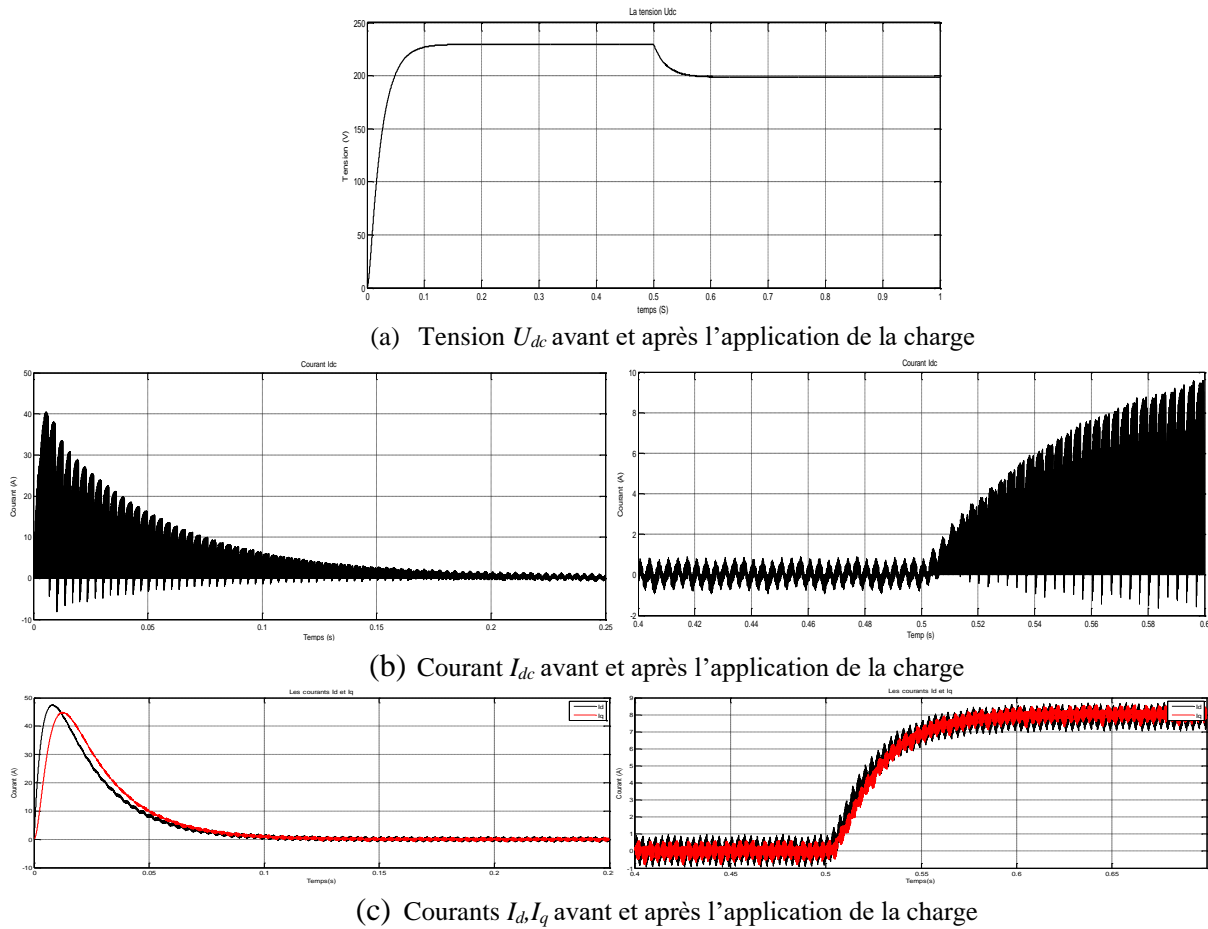


Figure II.5 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

Les résultats de simulation numérique sont donnés à la figure II.5. On remarque sur les graphes l'intérêt de modéliser le redresseur dans le repère dq . Puisque les grandeurs triphasées deviennent continues telles que les tensions de réseau. Ce qui représente un grand avantage quand on veut appliquer la commande avec des régulateurs PI du redresseur.

D'autre part, le modèle dq peut être validé, du fait que sa tension et son courant aux bornes du condensateur sont les mêmes que celle de modèle abc et $\alpha\beta$.

II.10 Étude des boucles des courants alternatifs et de la tension du bus dc

L'utilisation, des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes d'application. En effet, des composantes alternatives se retrouvent dans les erreurs à l'entrée des correcteurs PI. Ces grandeurs alternatives sont à l'origine d'erreurs statiques non compensées par les correcteurs PI. Pour résoudre ce problème, des transformées de Park dont le repère qui tourne à la fréquence des tensions du réseau sont utilisées. Ainsi les variables alternatives des courants sont transformées en composantes d'axe d et q continues dès lors que ces signaux ont la même fréquence que le réseau. Cela exige que la connaissance de l'angle de référence des tensions du réseau soit nécessaire pour le calcul des transformées.

Cependant, il y a un couplage entre les axes de la transformation de Park, donc une variation sur id provoque une variation sur iq et l'inverse.

Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant (dq) sont :

$$\begin{aligned} v_d &= -Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + L\omega_s i_q + e_d \\ v_q &= -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - L\omega_s i_d + e_q \end{aligned} \quad (2.61)$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par les variables hd et hq :

$$\begin{aligned} h_d &= e_d - v_d + L\omega_s i_q = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\ h_q &= e_q - v_q + L\omega_s i_d = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \end{aligned} \quad (2.62)$$

Le système d'état découplé est présenté donc par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Le modèle du convertisseur dans le repère dq nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre RL étant donné, qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur. La composante vd agit sur le courant id alors que la composante de la tension vq agit sur iq .

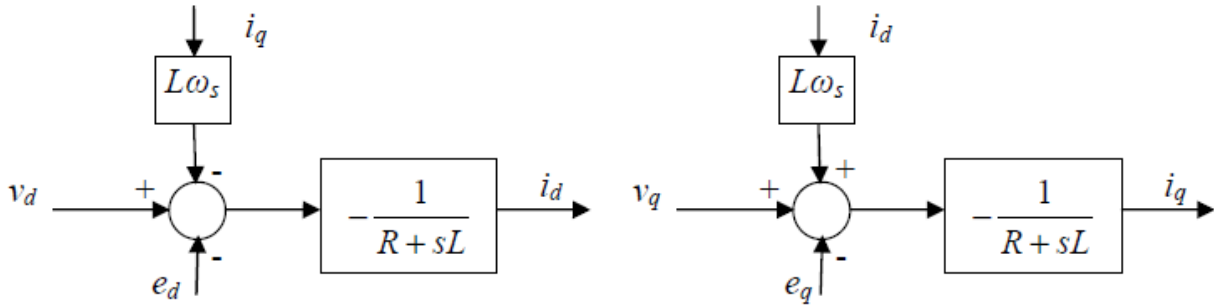


Figure II.6 : Obtention des courants id et iq dans le modèle dq du convertisseur.

II.10.1 Calcul du régulateur de courant id et iq

Si on choisit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$R_d(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{s} = \frac{K_{id} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right)}{s} \quad (2.64)$$

Et si on suppose que le découplage est parfait, et si on compense le pôle L/R , la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{i_{dq}}{i_{dq_ref}} = \frac{-\frac{K_{idq}}{s} + \frac{1}{R}}{1 - \frac{K_{idq}}{s} + \frac{1}{R}} = -\frac{K_{idq}}{sR} \frac{sR}{(sR - K_{idq})} = \frac{1}{-\frac{R}{K_{idq}}s + 1} = \frac{1}{\frac{s}{\omega_n} + 1} \quad (2.65)$$

$$\text{Avec : } \omega_n = -\frac{k_{idq}}{R}$$

Le paramètre du régulateur k_{idq} est donc donné par :

$$t_{rd} = 3 / \omega_n = -3 \frac{R}{k_{idq}} \Rightarrow k_{idq} = -\frac{3R}{t_{rd}} \quad (2.66)$$

Si on choisit un temps de réponse de $t_{rd} = 5\text{ms}$, alors k_{idq} vaut :

$$k_{idq} = -\frac{3R}{t_{rd}} = -\frac{3 \times 1.33}{5 \times 10^{-3}} = -800$$

De même, le deuxième paramètre du régulateur se calcule comme suit :

$$\frac{k_{pdq}}{k_{idq}} = \frac{L}{R} \Rightarrow k_{pdq} = \frac{L}{R} k_{idq} = -\frac{4.23 \times 10^{-3}}{1.33} \times 800 = -2.54$$

II.10.2 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

En insérant dans la boucle externe un régulateur de fonction de transfert :

$$R_c(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{s} \quad (2.67)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc-ref}} = \frac{\frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1}{\frac{C}{k_{ic}}s^2 + \frac{k_{pc}}{k_{ic}}s + 1} = \frac{\frac{2\xi}{\omega_n}s + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (2.68)$$

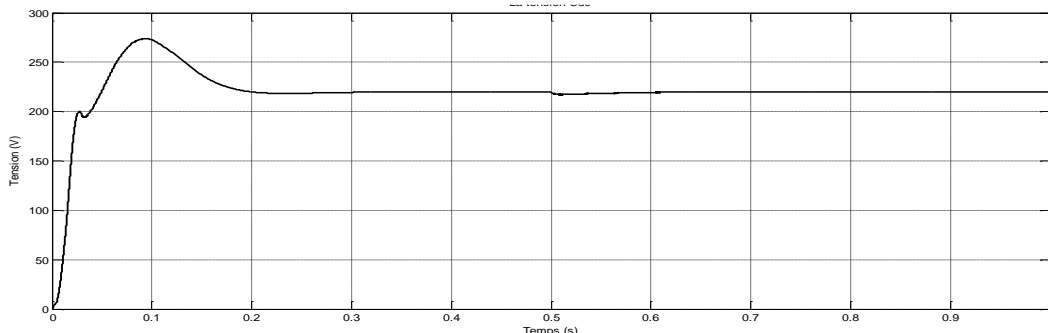
Pour cette boucle on prendra un temps de réponse 20 fois plus grand que celle de la boucle interne et un amortissement $\xi = 0.7$.

$$\omega_n^2 = \frac{k_{ic}}{C} \Rightarrow k_{ic} = C\omega_n^2 = 0.0033 \times 900 = 3$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{pc}}{k_{ic}} \Rightarrow k_{pc} = \frac{2\xi}{\omega_n} k_{ic} = \frac{2 \times 0.7 \times 3}{30} = 0.14$$

II.10.3 Résultats de la simulation

La figure II.7 montre les résultats de simulation numérique de la régulation de la tension U_{dc} à la valeur de 222V, puis à $t=0.5\text{s}$ nous avons appliqué un courant de charge de 4A.



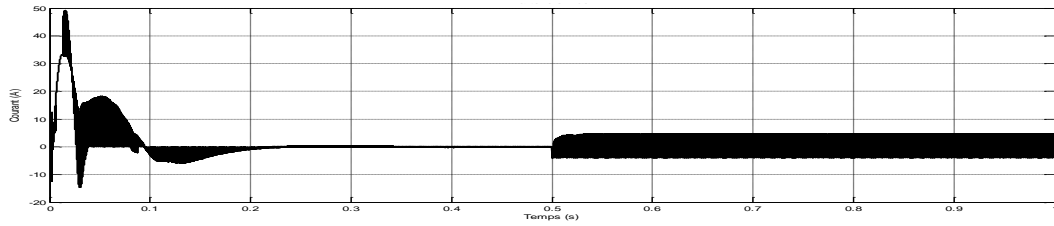
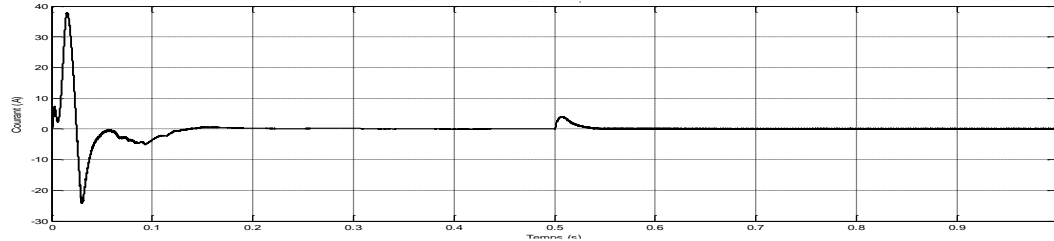
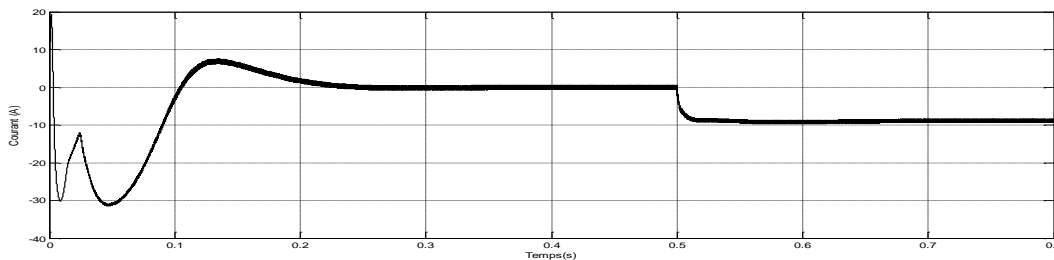
(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge(c) Courant I_q avant et après l'application de la charge(d) Courant I_d avant et après l'application de la charge

Figure II.7 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

À l'instant $t=0s$, on constate un grand pic de courant de 45 A au début de la charge du condensateur, ce dernier est causé par la capacité qui était initialement déchargée. Ce problème peut être contourné par un démarrage avec un condensateur initialement chargé.

À l'instant de l'application de la charge, on remarque que le courant en quadrature revient à sa valeur nulle qui égale à la référence imposée qui signifie que le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est garanti. Le courant direct prend une valeur négative du fait que le courant est absorbé par le convertisseur et qui suit bien sa consigne imposée par la boucle externe. De même pour la tension du bus continu suit correctement sa consigne 222V avec un léger dépassement au transitoire.

II.11 Conclusion

Ce chapitre traite la modélisation d'un convertisseur à Modulation de Largeur d'Impulsion dans les différents repères (abc , $\alpha\beta$, dq) en boucle ouverte et en boucle fermée. Les résultats obtenus en simulation sont satisfaisants puisque la tension de bus continu U_{dc} atteint la valeur théorique $U_{dc} = 222V$. Le modèle dq qui va nous servir à utiliser la régulation PI (continu), cette dernière ne peut pas être utilisée pour les modèles abc et ab , du fait que la régulation PI engendre une erreur statique au transitoire. Le modèle $\alpha\beta$ permet de simplifier le modèle d'éliminer une phase, ces grandeurs restent alternatives, ce modèle peut être utilisé dans d'autres commandes comme la commande prédictive sans faire recourir à la PLL. La régulation en cascade présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en deux boucles, l'une interne pour réguler le courant réseau, l'autre externe pour maintenir la tension continue. Les résultats obtenus en simulation sont satisfaisants puisque la

tension de bus continu U_{dc} reste constante et que les courants de correction mesurés suivent parfaitement les courants de correction de référence. Cette modélisation va nous permettre à effectuer une comparaison entre le filtre L et le filtre LCL que nous allons modéliser et dimensionner selon le cahier de charge de celui de L le prochain chapitre.

Chapitre III:

Modélisation d'un convertisseur connecté au réseau avec filtre LCL

III.1 Introduction

La modélisation précise des convertisseurs connectés au réseau avec un filtre LCL est essentielle pour garantir une injection efficace et fiable de l'énergie produite par des sources renouvelables dans le réseau électrique. Les filtres LCL, utilisés pour atténuer les harmoniques générés par les convertisseurs, jouent un rôle crucial dans l'amélioration de la qualité de l'énergie injectée. Leur conception adéquate permet de réduire les perturbations harmoniques et d'augmenter la robustesse du système face aux variations de charge et de conditions réseau.

Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation détaillée d'un convertisseur connecté au réseau équipé d'un filtre LCL. Nous commencerons par une présentation générale du filtre LCL, en expliquant son fonctionnement, ses avantages, et son importance dans les applications de conversion d'énergie. Ensuite, nous procéderons à une analyse approfondie de la conception du filtre LCL, incluant les calculs nécessaires pour déterminer les valeurs optimales des composants du filtre, tels que les inductances côté onduleur (L_f) et côté réseau (L_g), ainsi que la capacité du filtre et la résistance d'amortissement de la résonance.

Nous détaillerons également les modèles mathématiques utilisés pour décrire le comportement du convertisseur et du filtre dans différents référentiels de transformation (référentiel naturel triphasé, référentiel biphasé fixe, et référentiel biphasé tournant). Ces modèles permettront de simuler et d'analyser les performances du système sous diverses conditions de fonctionnement. À la fin du chapitre, nous présenterons les résultats de simulations comparant les performances du convertisseur équipé d'un filtre LCL à celles d'un convertisseur équipé d'un filtre L classique. Les résultats obtenus démontreront les avantages du filtre LCL en termes de réduction des harmoniques et d'amélioration de la qualité de l'énergie injectée dans le réseau.

Ce chapitre fournira ainsi une base solide pour le dimensionnement et la mise en œuvre de filtres LCL dans les systèmes de conversion d'énergie connectés au réseau, contribuant à l'efficacité et à la stabilité des réseaux électriques modernes.

III.2 Présentation de filtre

Le filtre LCL est utilisé pour interconnecter l'onduleur au réseau. Comme l'onduleur est basé sur des composants de commutations et des signaux de déclenchement sous forme d'impulsion, les courants des sorties peuvent contenir des perturbations d'harmoniques importantes avec tendance à réduire la qualité d'énergie.

Les modules de filtre harmonique de type LCL sont utilisés pour filtrer les harmoniques de courant à redresseurs à diodes / thyristors à six impulsions, où la distorsion de courant harmonique dépasse les limites définies dans les normes. Parmi les avantages de ce filtre, on peut citer :

- Conforme aux normes IEEE Std.519-2014
- Élimine les harmoniques de faible encombrement
- Augmente le facteur de puissance global du système
- Prolonge la durée de vie des équipements
- Conception à faibles pertes
- Fonctionnement avec une faible fréquence de commutation

III.3 Analyse et dimensionnement du filtre LCL

Cette section analyse brièvement le filtre LCL d'un convertisseur connecté au réseau. Il faut remarquer que pour faire face aux codes ou normes de grille de qualité actuelles, telles que l'IEEE 519-1992, il est généralement nécessaire d'utiliser un filtre LCL.

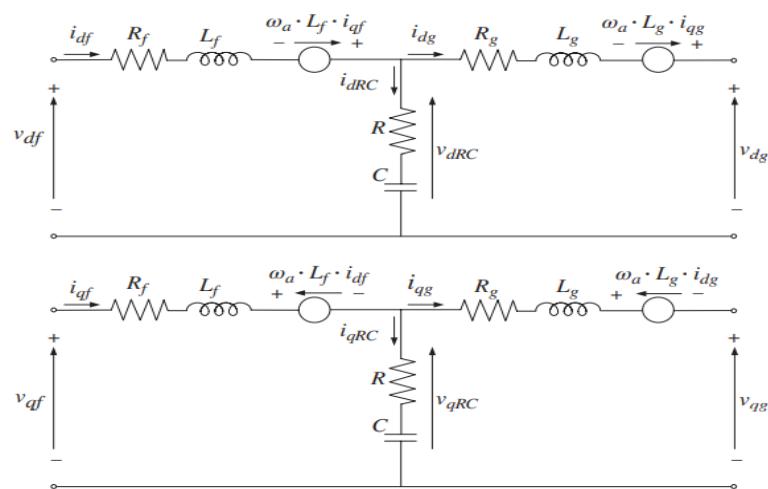


Figure III.1 : Un modèle dq du système côté grille en coordonnées stationnaires à l'aide d'un filtre LCL.

Ce type de filtre permet souvent à l'ondulation de courant ou aux harmoniques de courant échangés avec le réseau d'être réduite plus efficacement que ne le fait la configuration de filtre LCL plus simple.

Par conséquent, il est tout d'abord utile de dériver mathématiquement les relations entrée /sortie et tension/courants du filtre LCL. À partir des équations de tension et de courant de base du filtre et en les réorganisant sous forme de matrice, il est possible de déduire ce qui suit :

$$\begin{pmatrix} I_f(s) \\ I_g(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} V_f(s) \\ V_g(s) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Étant I_f , I_g , V_f et V_g , la transformation de Laplace du courant du convertisseur, du courant du réseau, de la tension du convertisseur et de tension du réseau respectif des phases abc . Les fonctions de transfert G_{11} , G_{12} , G_{21} et G_{22} après application de la transformation de Laplace sont définies dans le Tableau III.1. A noter que le circuit électrique équivalent du filtre considéré pour l'analyse néglige la résistance parasite des inductances, comme le montre la Figure III.9.

Par conséquent, il est possible de voir comment les courants des deux côtés du filtre dépendent des tensions également aux deux côtés du filtre et sur les paramètres du filtre. En prêtant attention aux fonctions de transfert G_{11} , G_{12} , G_{21} , et G_{22} , on peut voir qu'ils partagent un dénominateur égal. En négligeant l'effet de la résistance d'amortissement R , à partir des racines du dénominateur, il est possible de trouver l'expression suivante pour la fréquence de résonance du filtre en Hz

$$f_{resonance} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f + L_g C}} \quad (3.2)$$

Name	Related variables	Transfer function
$G_{11}(s)$	$\frac{I_f(s)}{V_f(s)}$	$\frac{L_g \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1}{L_f \cdot L_g \cdot C \cdot s^3 + R \cdot C \cdot (L_f + L_g) \cdot s^2 + (L_f + L_g) \cdot s}$
$G_{12}(s)$	$\frac{I_f(s)}{V_g(s)}$	$\frac{-(R \cdot C \cdot s + 1)}{L_f \cdot L_g \cdot C \cdot s^3 + R \cdot C \cdot (L_f + L_g) \cdot s^2 + (L_f + L_g) \cdot s}$
$G_{21}(s)$	$\frac{I_g(s)}{V_f(s)}$	$\frac{R \cdot C \cdot s + 1}{L_f \cdot L_g \cdot C \cdot s^3 + R \cdot C \cdot (L_f + L_g) \cdot s^2 + (L_f + L_g) \cdot s}$
$G_{22}(s)$	$\frac{I_g(s)}{V_g(s)}$	$\frac{-(L_f \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1)}{L_f \cdot L_g \cdot C \cdot s^3 + R \cdot C \cdot (L_f + L_g) \cdot s^2 + (L_f + L_g) \cdot s}$

Tableau III.1 : Les fonctions de transfert du système

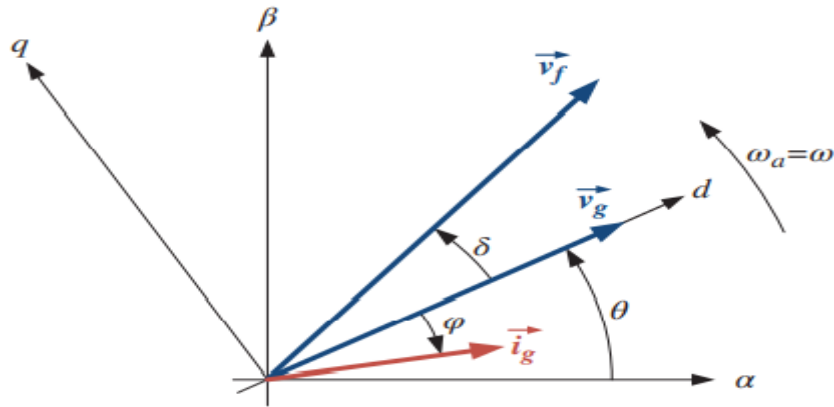


Figure III.2 : Représentation vectorielle des tensions et courants dans le filtre.

Après avoir simplifié les équations précédentes, nous aurons :

$$V_{df} = R_f \cdot i_{df} + L_f \cdot \frac{di_{df}}{dt} + R_g \cdot i_{dg} + L_g \cdot \frac{di_{dg}}{dt} + V_{dg} - \omega \cdot L_f \cdot i_{df} - \omega \cdot L_g \cdot i_{dg} \quad (3.3)$$

$$V_{qf} = R_f \cdot i_{qf} + L_f \cdot \frac{di_{qf}}{dt} + R_g \cdot i_{qg} + L_g \cdot \frac{di_{qg}}{dt} + V_{qg} + \omega \cdot L_f \cdot i_{df} - \omega \cdot L_g \cdot i_{dg}$$

Le filtre L a une fonction de transfert du premier ordre et présente donc une atténuation de 20dB/décade sur toute la gamme de fréquences. Par conséquent, pour que l'atténuation des

harmoniques générés par la commutation de l'onduleur soit suffisante, la fréquence de commutation de l'onduleur doit être élevée. Ce qui peut avoir pour effet d'augmenter les pertes internes de l'onduleur. Une autre topologie de filtre couramment utilisée avec les alimentations sans interruption est le filtre LC pour l'alimentation des charges résistives. Cependant, quand le filtre LC est connecté au réseau de distribution, la fréquence de résonance du filtre varie en fonction du temps.

III.3.1 Limites sur les éléments du filtre LCL

- La somme des deux inductances du filtre LCL doit être inférieure à 10% pour limiter la chute de tension pendant le fonctionnement du système d'interfaçage.
- La fréquence de résonance du filtre doit être comprise entre dix fois la fréquence du réseau (50Hz) et la moitié de la fréquence de commutation ($5000/2=2.5\text{kHz}$) afin de ne pas créer de la résonance dans les plus basses et hautes fréquences du spectre harmonique. [7]
- La résistance d'amortissement de la résonance en série avec la capacité du filtre doit être ni trop basse pour éviter des oscillations, ni trop grande pour éviter des pertes et réduire le rendement du filtre.
- La valeur de la capacité du filtre est limitée par la chute de facteur de puissance admissible à la puissance nominale. Généralement, la chute de facteur de puissance admissible est de 5%.

III.3.2 Procédure de dimensionnement

III.3.2.1 Calcul de l'inductance L_f (inductance du côté onduleur)

Pour respecter les limitations du code IEEE 519-1992 et dans l'hypothèse que l'amplitude maximale de l'ondulation du courant est de 15% du courant nominal [7], L_f se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$L_f = \frac{\frac{E_{eff}}{\sqrt{3}}}{(2\sqrt{6}) \omega_n i_{nm} (0.15)} \quad (3.4)$$

III.3.2.2 Calcul de l'inductance L_g (inductance du côté réseau)

Pour obtenir une atténuation de l'ondulation de 90%, on impose :

$$L_g = 0.8 L_f \quad (3.5)$$

III.3.2.3 Calcul de la capacité du filtre

La valeur de la capacité C du filtre LCL est limitée par la condition 1, qui se traduit par la formule ci-dessous :

$$C = \frac{P_n}{120\pi \times f \times \left(\frac{E_{eff}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (3.6)$$

Avec les valeurs des inductances et de la capacité trouvées, la fréquence de résonance doit être calculée pour voir si la fréquence de résonance trouvée répond à la limitation.

III.3.2.4 Calcul de la résistance d'amortissement de la résonance

Afin de réduire les oscillations et les états instables du filtre, il convient d'ajouter le condensateur avec une résistance connectée en série. Cette solution est parfois appelée (amortissement passif). Il est simple et fiable, mais l'inconvénient c'est qu'elle va augmenter les pertes joules dans le système et cela diminue considérablement l'efficacité du filtre [7]. La valeur de la résistance d'amortissement peut être calculée comme suite :

$$R = 0.1 \frac{1}{3\omega_n C} \quad (3.7)$$

III.3.2.5 les paramètres de filtre

Pour :

$$P_n = 3KW$$

$$E_{eff} = 55V$$

$$i_{nm} = 18.18A$$

$$f = 50Hz$$

$$\omega_n = 5KHz$$

On aura :

$$L_f = 0.1585 mH$$

$$L_g = 0.1268 mH$$

$$C = 0.1579 mF$$

$$R = 4.22 \times 10^{-2} \Omega$$

Pour C_{bus} nous gardons la valeur précédente. $C_{bus} = 3.3 mF$.

III.4 Modélisation d'un filtre LCL

III.4.1 Dans le repère abc

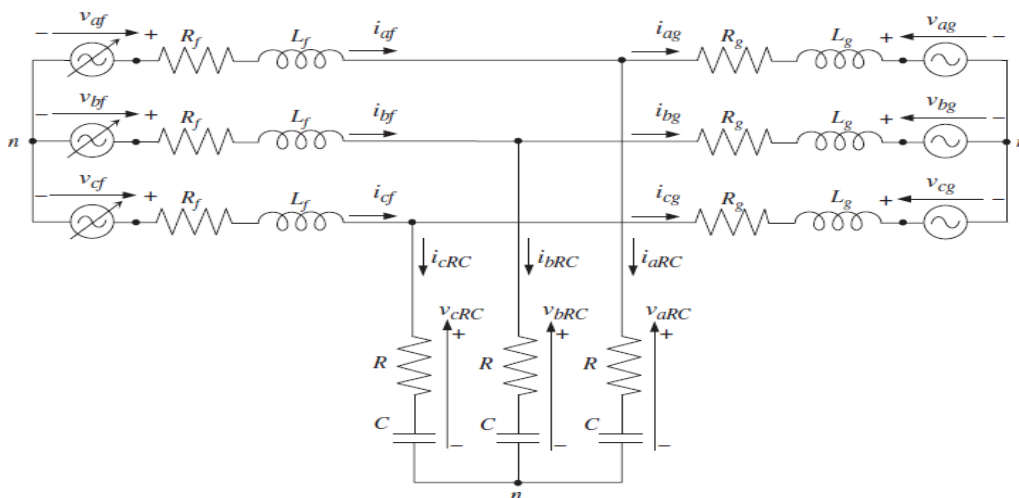


Figure III.3: Présentations de réseau avec un filtre LCL.

Le deuxième type de filtre considéré dans cette section est le filtre LCL. Dans ce cas, le filtre est composé de deux inductances (L_f et L_g), un condensateur (C) et une résistance d'amortissement (R) par phase. Il est important de souligner que les résistances d'amortissement sont utilisées pour éviter d'éventuelles résonances entre les inductances et les condensateurs.

Le circuit équivalent triphasé de ce filtre est représenté sur la figure. III.3. Notez que comme dans le filtre L, les résistances parasites de toutes les inductances ont été considérées (R_f et R_g). De plus, l'ensemble du système a été considéré comme connecté dans une configuration en étoile.

- L_f : Inductance côté convertisseur (H).
- L_g : Inductance côté réseau (H).
- R_f : Résistance côté convertisseur (Ω).
- R_g : Résistance côté réseau (Ω).
- C : Capacité de filtre (F).
- R : Résistance du filtre (Ω).
- v_{af}, v_{bf}, v_{cf} : Les tensions à la sortie de convertisseur (V).
- v_{ag}, v_{bg}, v_{cg} : Les tensions côté réseau (V).
- i_{af}, i_{bf}, i_{cf} : Les courants à la sortie de convertisseur (A).
- i_{ag}, i_{bg}, i_{cg} : Les courants côté réseau (A).

Ainsi, les équations différentielles électriques du convertisseur connecté au réseau au moyen d'un filtre LCL peuvent être dérivées de la Fig. III.3 comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{af} &= R_f \cdot i_{af} + L_f \frac{di_{af}}{dt} + V_{aRC} \\
 V_{bf} &= R_f \cdot i_{bf} + L_f \frac{di_{bf}}{dt} + V_{bRC} \\
 V_{cf} &= R_f \cdot i_{cf} + L_f \frac{di_{cf}}{dt} + V_{cRC}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Et :

$$\begin{aligned}
 V_{aRC} &= R_g \cdot i_{ag} + L_g \frac{di_{ag}}{dt} + V_{ag} \\
 V_{bRC} &= R_g \cdot i_{bg} + L_g \frac{di_{bg}}{dt} + V_{bg} \\
 V_{cRC} &= R_g \cdot i_{cg} + L_g \frac{di_{cg}}{dt} + V_{cg}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

La chute de tension aux bornes des condensateurs de filtrage peut aussi s'exprimer en fonction des courants :

$$\begin{aligned}
V_{aRC} &= R.i_{aRC} + \frac{1}{C} \int i_{aRC} dt \\
V_{bRC} &= R.i_{bRC} + \frac{1}{C} \int i_{bRC} dt \\
V_{cRC} &= R.i_{cRC} + \frac{1}{C} \int i_{cRC} dt
\end{aligned} \tag{3.10}$$

D'autre part, la relation entre les différents courants peut être développée comme suit :

$$\begin{aligned}
i_{aRC} &= i_{af} - i_{ag} \\
i_{bRC} &= i_{bf} - i_{bg} \\
i_{cRC} &= i_{cf} - i_{cg}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Par conséquent, il est nécessaire d'isoler la dérivée première des courants du convertisseur :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} i_{af} &= \frac{1}{L_f} \cdot (v_{af} - R_f \cdot i_{af} - v_{aRC}) \\
\frac{d}{dt} i_{bf} &= \frac{1}{L_f} \cdot (v_{bf} - R_f \cdot i_{bf} - v_{bRC}) \\
\frac{d}{dt} i_{cf} &= \frac{1}{L_f} \cdot (v_{cf} - R_f \cdot i_{cf} - v_{cRC})
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Et la première dérivée des courants côté réseau :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} i_{ag} &= \frac{1}{L_g} \cdot (v_{aRC} - R_g \cdot i_{ag} - v_{ag}) \\
\frac{d}{dt} i_{bg} &= \frac{1}{L_g} \cdot (v_{bRC} - R_g \cdot i_{bg} - v_{bg}) \\
\frac{d}{dt} i_{cg} &= \frac{1}{L_g} \cdot (v_{cRC} - R_g \cdot i_{cg} - v_{cg})
\end{aligned} \tag{3.13}$$

III.4.1.1 Modèle de bus DC

Le côté DC du convertisseur électronique de puissance est communément appelé bus DC. Il stocke une certaine quantité d'énergie dans le condensateur (ou l'association de condensateurs). Ainsi, afin de dériver le modèle de la liaison DC, la tension du bus DC doit être calculée. Cette tension est en fonction du courant traversant le condensateur :

$$V_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} \cdot \int i_c dt \tag{3.14}$$

L'équation du courant traversant le condensateur :

$$i_c = i_{r_dc} - i_{g_dc} \tag{3.15}$$

Avec : i_{g_dc} est le courant continu vers le réseau et i_{r_dc} est le courant continu vers le bus DC.

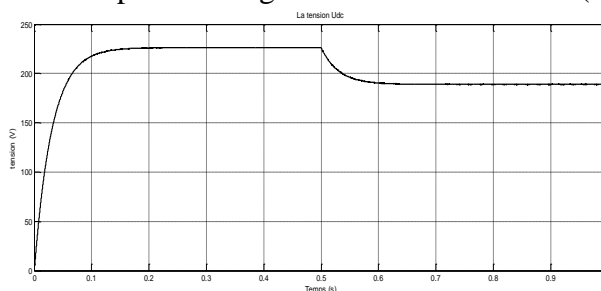
D'autre part, le courant continu peut être calculé comme suit à partir des courants alternatifs de sortie du convertisseur :

$$i_{g_dc} = S_{a_g} \cdot i_{af} + S_{b_g} \cdot i_{bf} + S_{c_g} \cdot i_{cf} \quad (3.16)$$

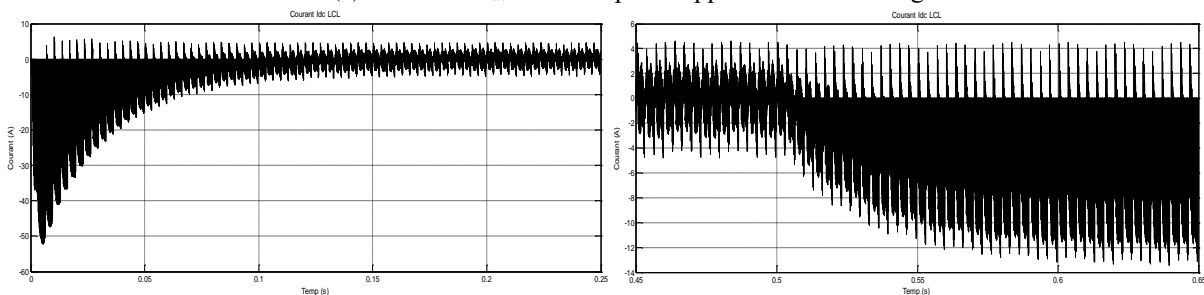
III.4.1.2 Résultats de simulation

Nous montrons à la figure III.4, les résultats de simulation d'un redresseur à MLI en utilisant un filtre LCL dans le repère abc .

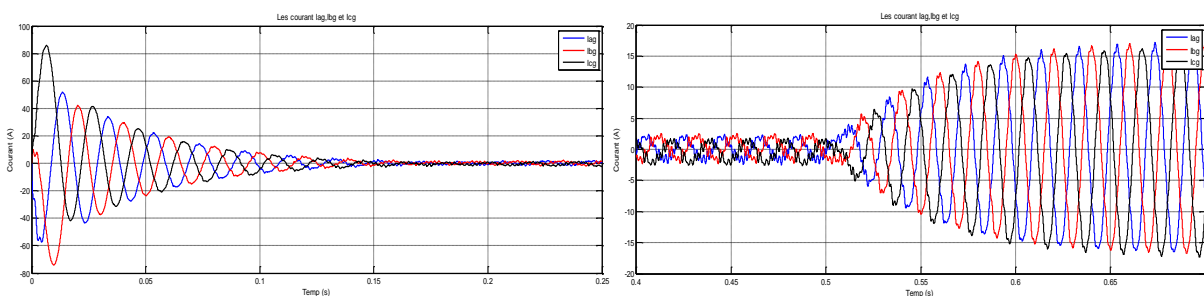
Au démarrage, on a utilisé un condensateur initialement déchargé, d'où ce dernier se chargera au fur et à mesure. La tension s'évolue selon une équation de premier ordre jusqu'à atteindre sa charge max. Durant cette charge les courants I_a , I_{bg} et I_{cg} auront une valeur importante. Après avoir soumis le système à une charge une chute de tension remarquable sera provoquée qui causera de sa part une augmentation des courants (figure II.4.b).



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(a) Les courants I_{ag} , I_{bg} , I_{cg} avant et après l'application de la charge

Figure III.4 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

III.4.2 Dans le repère $\alpha\beta$

La même analyse est conçue pour le filtre LCL, les différentes d'équations sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
V_a &= R_f \cdot i_{af} + L_f \cdot \frac{di_{af}}{dt} + R_g \cdot i_{ag} + L_g \cdot \frac{di_{ag}}{dt} + V_{ag} \\
V_b &= R_f \cdot i_{bf} + L_f \cdot \frac{di_{bf}}{dt} + R_g \cdot i_{bg} + L_g \cdot \frac{di_{bg}}{dt} + V_{bg} \\
V_c &= R_f \cdot i_{cf} + L_f \cdot \frac{di_{cf}}{dt} + R_g \cdot i_{cg} + L_g \cdot \frac{di_{cg}}{dt} + V_{cg}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

En appliquant la transformateur $\alpha\beta$, les trois expressions peuvent être exprimées par ces deux équations :

$$\begin{aligned}
V_{\alpha f} &= R_f \cdot i_{\alpha f} + L_f \cdot \frac{di_{\alpha f}}{dt} + R_g \cdot i_{\alpha g} + L_g \cdot \frac{di_{\alpha g}}{dt} + V_{\alpha g} \\
V_{\beta f} &= R_f \cdot i_{\beta f} + L_f \cdot \frac{di_{\beta f}}{dt} + R_g \cdot i_{\beta g} + L_g \cdot \frac{di_{\beta g}}{dt} + V_{\beta g}
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Cette expression peut être représentée sous une seule équation compactée. En utilisant la notion d'espace vectoriel.

$$\vec{V}_f = R_f \cdot \vec{i}_f + L_f \cdot \frac{d\vec{i}_f}{dt} + R_g \cdot \vec{i}_g + L_g \cdot \frac{d\vec{i}_g}{dt} + \vec{V}_g \tag{3.19}$$

En référant le système à un référentiel $\alpha\beta$ stationnaire, on obtient :

$$\vec{V}_f^s = V_{\alpha f} + j \cdot V_{\beta f} \tag{3.20}$$

$$\vec{V}_g^s = V_{\alpha g} + j \cdot V_{\beta g}$$

$$\vec{i}_f^s = i_{\alpha f} + j \cdot i_{\beta f} \tag{3.21}$$

$$\vec{i}_g^s = i_{\alpha g} + j \cdot i_{\beta g}$$

Le circuit électrique représentant les équations résultantes est le suivant :

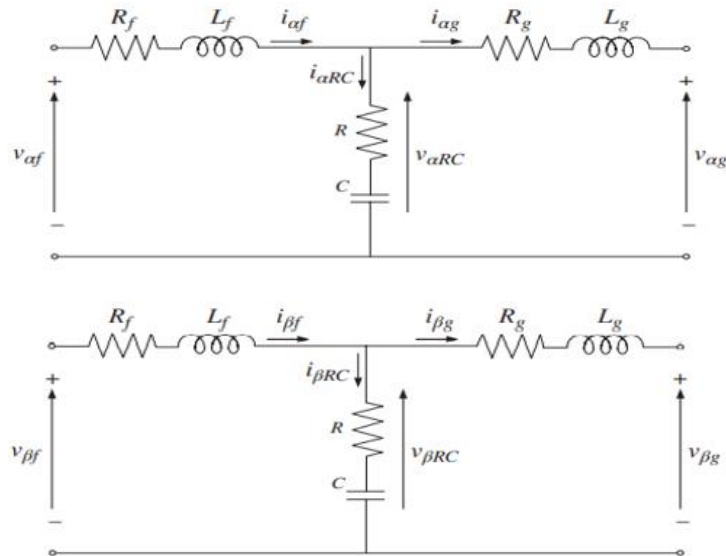
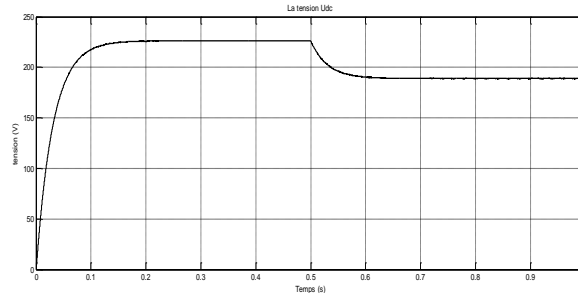


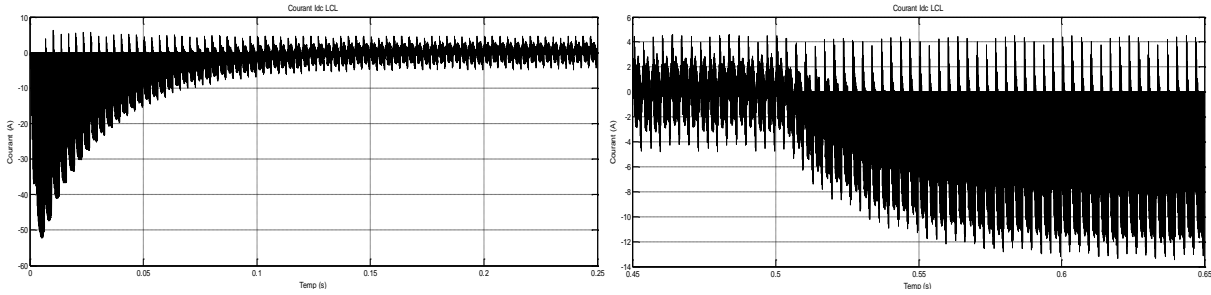
Figure III.5 : Le circuit électrique du filtre LCL dans le repère $\alpha\beta$.

III.4.2.1 Résultats de simulation

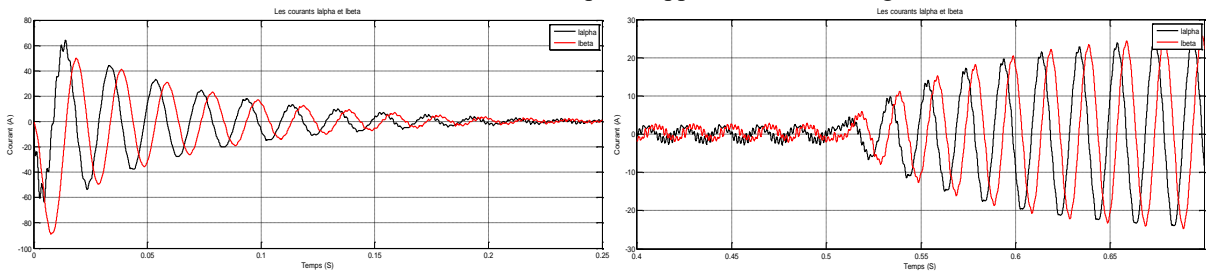
Les résultats de simulation numérique du modèle $\alpha\beta$ du redresseur MLI avec le filtre LCL sont donnés à la figure III.6. On constate que la courbe de la tension est identique que celle de repère abc , contrairement aux courants on constate que la forme est la même, mais dans ce cas y'a que deux signaux qui justifie l'application de la transformer (2.2) en conservant l'amplitude.



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(c) Les courants $I_{\alpha g}$, $I_{\beta g}$ avant et après l'application de la charge

Figure III.6 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

III.4.3 Dans repère dq

De manière similaire, en multipliant (3.19) par $e^{-j\theta}$, les expressions dq sont également dérivées (référencé à un référentiel en rotation synchrone) consternant la numérotation des équations ça seront faites une par une :

$$\vec{V}_f^s \cdot e^{-j\theta} = R_f \cdot \vec{i}_f^s \cdot e^{-j\theta} + L_f \cdot \frac{d\vec{i}_f^s}{dt} \cdot e^{-j\theta} + R_g \cdot \vec{i}_g^s \cdot e^{-j\theta} + L_g \cdot \frac{d\vec{i}_g^s}{dt} \cdot e^{-j\theta} + \vec{V}_g^s \cdot e^{-j\theta} \quad (3.22)$$

Résultant en :

$$\vec{V}_f^{\tilde{\alpha}} = R_f \cdot \vec{i}_f^{\tilde{\alpha}} + L_f \cdot \frac{d\vec{i}_f^{\tilde{\alpha}}}{dt} + R_g \cdot \vec{i}_g^{\tilde{\alpha}} + L_g \cdot \frac{d\vec{i}_g^{\tilde{\alpha}}}{dt} + \vec{V}_g^{\tilde{\alpha}} + j\omega_\alpha \cdot L_f \cdot \vec{V}_f^{\tilde{\alpha}} + j\omega_\alpha \cdot L_g \cdot \vec{V}_g^{\tilde{\alpha}} \quad (3.23)$$

A noter que, étant $\theta = \omega \alpha t$, la position angulaire du référentiel rotatif :

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{i}_f^s}{dt} \cdot e^{-j\theta} &= \frac{d(\vec{i}_f^s \cdot e^{-j\theta})}{dt} + j\omega_\alpha \vec{i}_f^s \cdot e^{-j\theta} \\ \frac{d\vec{i}_g^s}{dt} \cdot e^{-j\theta} &= \frac{d(\vec{i}_g^s \cdot e^{-j\theta})}{dt} + j\omega_\alpha \vec{i}_g^s \cdot e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (3.24)$$

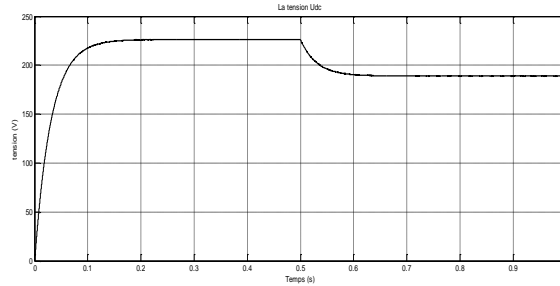
Avec les composants dq on obtient :

$$\begin{aligned} \vec{V}_f^\alpha &= V_{df} + j \cdot V_{qf} \\ \vec{V}_g^\alpha &= V_{dg} + j \cdot V_{qg} \\ \vec{i}_f^\alpha &= i_{df} + j \cdot i_{qf} \\ \vec{i}_g^\alpha &= i_{dg} + j \cdot i_{qg} \end{aligned} \quad (3.25)$$

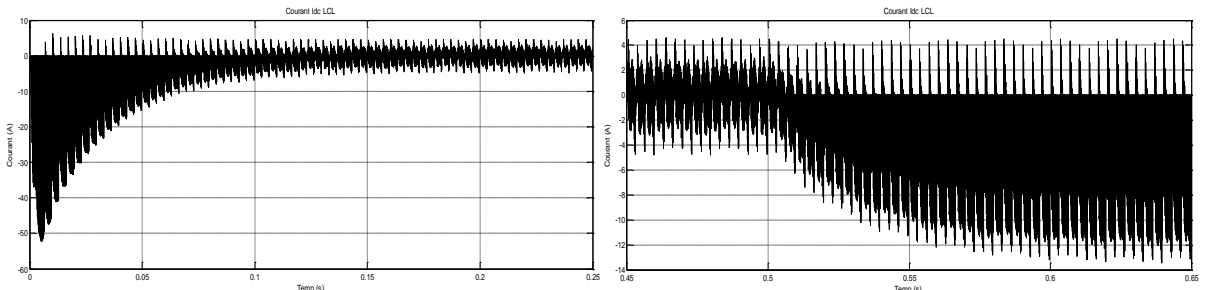
Par conséquent, en décomposant en composants dq, les équations de base pour l'orientation vectorielle sont obtenues :

$$\begin{aligned} V_{df} &= R_f \cdot i_{df} + L_f \cdot \frac{di_{df}}{dt} + R_g \cdot i_{dg} + L_g \cdot \frac{di_{dg}}{dt} + V_{dg} - \omega_\alpha \cdot L_f \cdot i_{qf} - \omega_\alpha \cdot L_g \cdot i_{qg} \\ V_{qf} &= R_f \cdot i_{qf} + L_f \cdot \frac{di_{qf}}{dt} + R_g \cdot i_{qg} + L_g \cdot \frac{di_{qg}}{dt} + V_{qg} + \omega_\alpha \cdot L_f \cdot i_{df} - \omega_\alpha \cdot L_g \cdot i_{dg} \end{aligned} \quad (3.26)$$

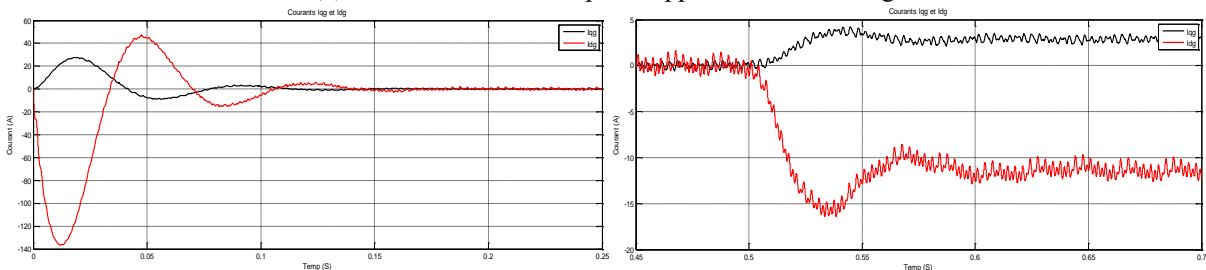
III.4.3.1 Résultats de simulation



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(c) Courants I_{dg} , I_{qg} avant et après l'application de la charge

Figure III.7 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 4A$.

La figure III.7 montre les résultats de simulation selon l'axe dq d'où nous avons remarqué que la forme de la tension U_{dc} est pratiquement la même que celle des deux autres repères.

En revanche nous constatons que le courant I_{qg} est nul, cela permettra à une puissance réactive égale zéro. Par contre le courant I_{dg} a une valeur initiale ce qui justifie que le système est soumis à une charge électrique.

III.5 Conclusion

Dans cette partie de notre travail, nous avons étudié et dimensionné le filtre LCL pour le même cahier de charge de la partie précédente, nous avons interprété les résultats de la simulation des deux filtres que nous avons étudiés (L et LCL). Cela va nous aider de sortir d'une comparaison entre les deux systèmes.

Le filtre LCL garantit le couplage entre les différentes sources. L'atténuation est 60 dB/décade pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure pour cela une fréquence de commutation de valeur inférieure peut être appliquée, peut aussi entraîner le phénomène de résonance donc il faut bien choisir les bons paramètres des composants du filtre.

La modélisation du filtre LCL est plus compliquée que celle de L car ce dernier est un filtre de troisième ordre. Par contre, cette augmentation de degré nous a procuré une diminution de taille de filtre LCL.

Chapitre IV :

Dimensionnement et validation du filtre LCL pour la centrale de Tamanrasset

IV. 1 Introduction

Après avoir mené une étude sur le redresseur a MLI avec deux différents types de filtrage L et LCL, nous avons su les différents avantages et inconvénients de ces deux derniers. Cette étude était faite par des paramètres déjà connus c'est-à-dire des paramètres utilisés déjà dans des recherches. Et aussi pour vérifier si notre système sera validé. Dans cette partie nous allons appliquer la même procédure pour la centrale photovoltaïque de Tamanrasset.

Durant le stage pratique que nous avons effectué auprès de la centrale solaire de Tamanrasset de l'entreprise Sonelgaz, nous avons réalisé qu'il n'y'avait pas de paramètres fiables des filtres LCL utilisés. Pour cela nous avons étudié cette problématique d'un but de trouver ces derniers.

Et nous allons confirmer après le dimensionnement des paramètres de filtre si les résultats obtenus seront conformes avec la plaque signalétique de l'onduleur ou non.

En utilisant les équations de dimensionnement [6] pour avoir les valeurs des inductances et des capacités de filtre, nous avons effectué une simulation sur Matlab des résultats que nous allons présenter dans la partie qui suit.

IV.2 résultats de dimensionnement

Selon le cahier de charges de la centrale et la méthode de dimensionnement réalisée au chapitre III. Nous avons abouti aux paramètres suivants :

$$\begin{aligned}L_f &= 2.494 \times 10^{-5} H \\L_g &= 1.995 \times 10^{-5} H \\C &= 3.01 \times 10^{-4} F \\R &= 2.415 \times 10^{-5} \Omega \\C_{bus} &= 1.3 \times 10^{-2} F\end{aligned}$$

Ces paramètres seront introduits dans les programmes de simulation réalisés au chapitre III et seront implémentés en boucle ouverte.

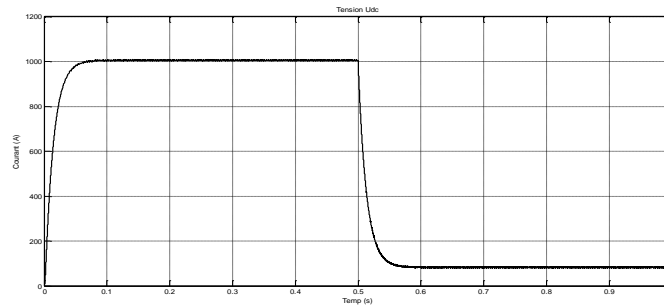
Les simulations seront effectuées en utilisant MATLAB/Simulink, avec un modèle de convertisseur LCL dimensionné selon les paramètres obtenus. Le pas d'échantillonnage de chaque simulation sera 1 μ s (1e-6 s). Les condensateurs seront initialement déchargés. Une charge de 1000A sera appliquée après 1 seconde de simulation. La tension d'entrée sera de 1000V avant l'application de la charge, et la fréquence du réseau sera maintenue à 50 Hz.

Les résultats obtenus pour les différents modèles du convertisseur LCL seront illustrés aux figures suivantes.

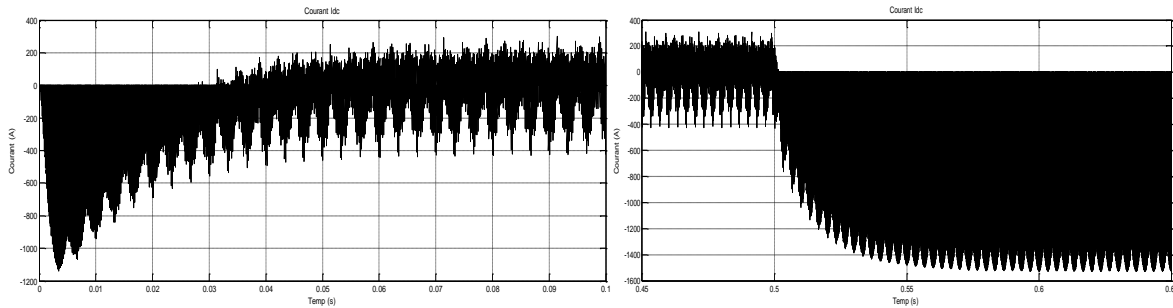
IV.3. Résultats de simulation

IV.3.1 Repère abc

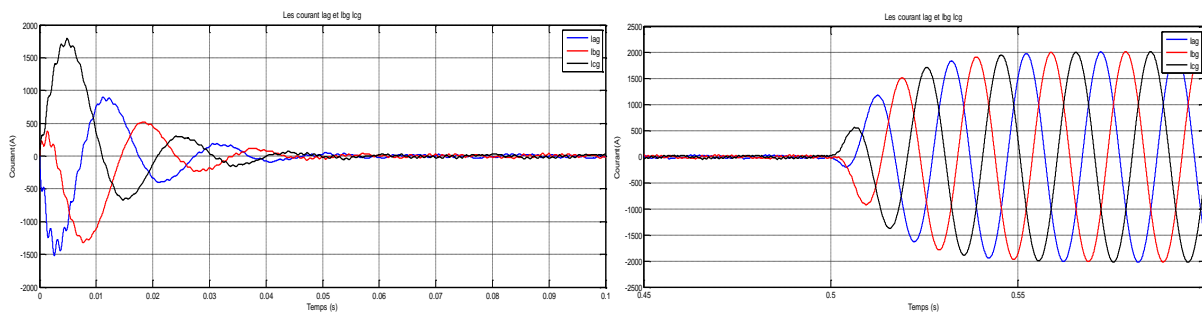
La figure IV.1 montre les résultats de simulations obtenues lors de l'application des paramètres dimensionner de filtre pour un redresseur a MLI (onduleur).



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



Les courants I_{ag} , I_{bg} , I_{cg} avant et après l'application de la charge

Figure IV.1 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch}=1000A$.

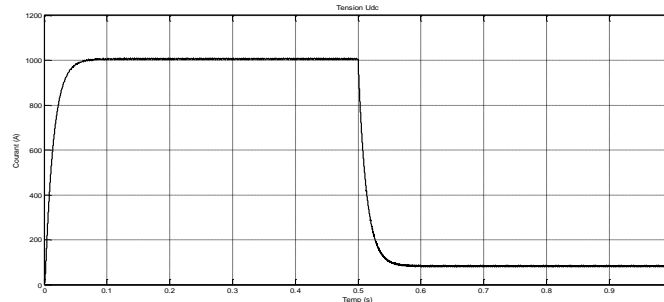
En prenant en compte un condensateur initialement déchargé, on remarque que sa charge se fera au fur et à mesure, d'où cette charge causera une augmentation de courant de forme sinusoïdale remarquable.

Après avoir un condensateur chargé la tension U_{dc} se stabilisera à une valeur de 990 V, en revanche le courant s'annulera durant cette phase.

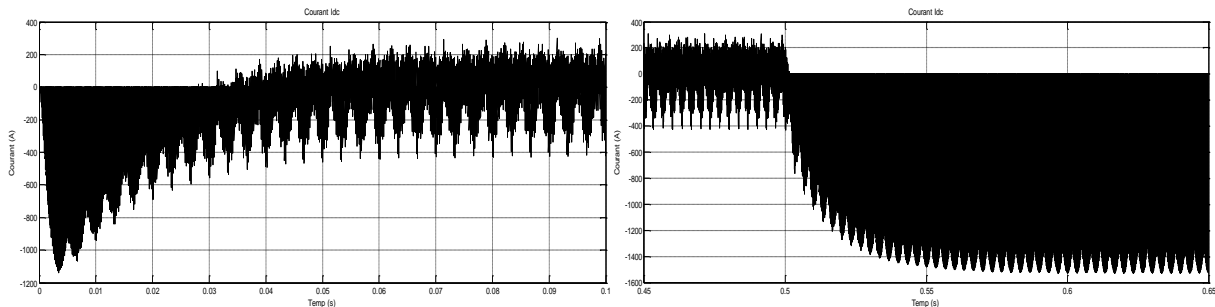
Une fois le système est soumis à une charge, la tension U_{dc} et le courant I_{dc} diminuera à une valeur précise et les courants I_a, I_b, I_c systématiquement augmentera.

IV.3.2 Repère $\alpha\beta$

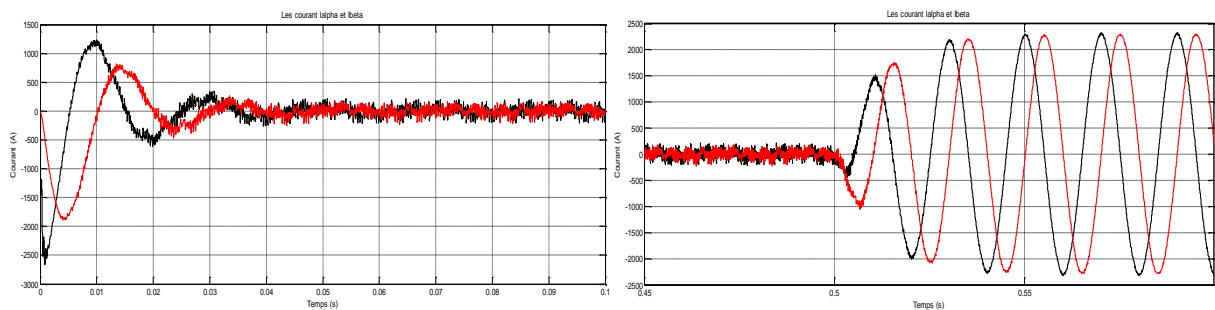
Les résultats de simulation du modèle $\alpha\beta$ sont donnés à la figure IV.2. On constate que la forme de la tension U_{dc} est identique à celle de l'axe abc ce qui nous permettra de valider ce modèle.



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(c) Les courants $I_{\alpha g}$, $I_{\beta g}$ avant et après l'application de la charge

Figure IV.2 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 1000A$.

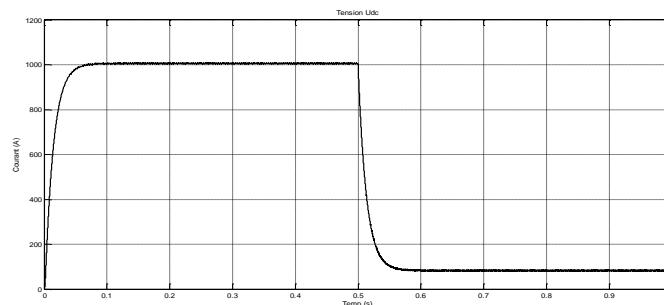
Les courants $I_{\alpha g}$ et $I_{\beta g}$ donc de forme sinusoïdale, durant la phase de chargement de condensateur ces courants auront une valeur importante ce qui expliquera la charge de condensateur. En revanche le courant I_{dc} augmentera selon une équation de premier ordre jus (ici je dois discuter d'abord avec toi pour continuer

IV.3.3 Repère dq

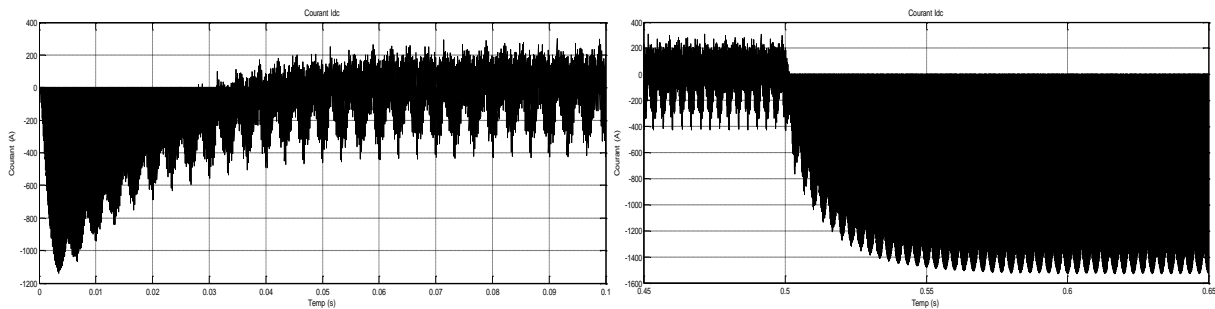
La figure IV.3 illustre les grandeurs de courants et de tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 1000A$.

Les résultats de simulation du modèle dq sont présentés dans la figure IV.3. On observe que la tension U_{dc} conserve une forme identique à celle du repère abc , ce qui valide ce modèle. Les courants I_{dg} et I_{qg} , représentés de manière sinusoïdale durant la phase de chargement du condensateur, montrent une valeur importante, ce qui explique le processus de charge du condensateur. En revanche, le courant I_{dc} augmente conformément à une équation de premier ordre.

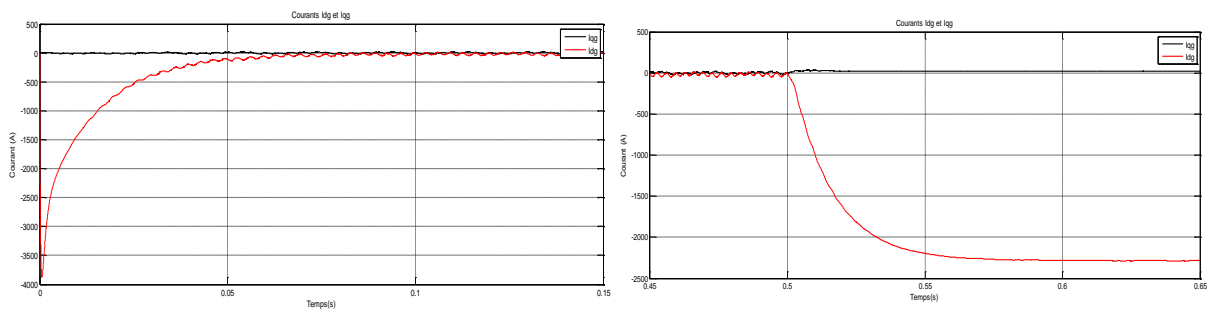
La transformation dans le repère dq permet de représenter les grandeurs triphasées (courants et tensions) sous forme de composantes continues, simplifiant ainsi la commande avec des régulateurs PI. Cette représentation est particulièrement avantageuse pour le contrôle du redresseur, puisque les tensions et courants aux bornes du condensateur dans le repère dq sont équivalents à ceux obtenus dans les modèles abc et $\alpha\beta$.



(a) Tension U_{dc} avant et après l'application de la charge



(b) Courant I_{dc} avant et après l'application de la charge



(c) Les courants I_{dg} , I_{qg} avant et après l'application de la charge

Figure IV.3 : Allure des grandeurs courants / tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur à MLI avant et après l'application d'un courant de charge $I_{ch} = 1000A$.

IV.4 Conclusion

Ce chapitre traite l'ensemble des résultats obtenus lors de dimensionnement des paramètres des filtres LCL de la centrale de Tamanrasset. Durant la période de stage que nous avons effectué auprès de la centrale photovoltaïque, nous avons su qu'il y'avais cette problématique de non-disponibilité des paramètres des filtres, d'où nous avons mené une recherche pour but de trouver ces derniers.

Les simulations ont été réalisées sous différentes conditions pour évaluer la performance du système. Les résultats obtenus montrent que les paramètres dimensionnés répondent bien aux exigences de la centrale. La transformation dans le repère dq a permis une simplification notable du modèle, facilitant ainsi l'intégration de régulateurs PI pour maintenir la stabilité et la performance du convertisseur. Les observations ont confirmé que les tensions et courants obtenus dans les modèles abc , $\alpha\beta$ et dq sont cohérents, validant ainsi l'efficacité de la modélisation.

En conclusion, les travaux menés dans ce chapitre ont permis de résoudre la problématique initiale concernant les paramètres inconnus du filtre LCL, offrant une solution robuste et applicable pour améliorer la qualité de l'énergie injectée dans le réseau par la centrale photovoltaïque de Tamanrasset. Les résultats en boucle ouverte étant concluants, des travaux futurs pourront se concentrer sur la validation en boucle fermée pour une optimisation encore plus poussée des performances du système.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire vise à résoudre la problématique rencontrée lors de notre stage pratique à la centrale photovoltaïque de Tamanrasset. Cette problématique consiste à déterminer les paramètres du convertisseur LCL qui étaient inconnus pour les ingénieurs de la centrale. Pour cela, nous avons mené une recherche approfondie afin de résoudre ce problème.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous avons introduit la centrale photovoltaïque de Tamanrasset en présentant les différents équipements et en soulignant l'importance de cette centrale. Nous avons également posé la problématique qui constitue l'objectif principal de ce travail.

Afin de comparer deux structures de convertisseur, à savoir le filtre L et le filtre LCL, nous avons d'abord étudié un convertisseur à filtre L, dont les paramètres sont connus. Ce travail a été détaillé dans le deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous avons procédé au dimensionnement des paramètres du filtre LCL, puisque ces paramètres n'étaient pas disponibles. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur les caractéristiques d'un convertisseur de 3 kW. Une fois ces paramètres déterminés, ils ont été introduits dans une simulation en boucle ouverte pour validation.

Après validation des résultats, le quatrième chapitre a suivi la même méthode de dimensionnement en tenant compte des caractéristiques spécifiques de la centrale et en respectant les plaques signalétiques. Les résultats obtenus en boucle ouverte concordent avec les plaques signalétiques du convertisseur de la centrale. Cependant, la validation de ces résultats en boucle fermée a été laissée en perspective pour des travaux futurs.

Références Bibliographiques

- [1] **Entreprise china CNTIC**. Rapport de réalisation de projet 13MW de Tamanrasset. 2015.
- [2] **ABDELMALEK BOULAHIA**. Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique", Université de Constantine. 2009.
- [3] **Dj. CHABANE ; K. BERKOUNE ;** études du redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), 2015.
- [4] **Abu-Rub H, Malinowski M, Al-Haddad K**. Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications. New York: John Wiley & Sons, 2014.
- [5] **Rodriguez P, Luna A, Hermoso JR**, et al. Current control method for distributed generation power generation plants under grid fault conditions. 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, 7–11 November 2011: 1262–1269.
- [6] **Aritz Milicua and Gonzalo Abad**. Control of grid-connected converters, 2017.
- [7] **ASLAIN ONOVO ZUE**, Conception et simulation de système d'interfaçages de l'énergie photovoltaïque au réseau de distribution. Opérationnel 24h par jours. Université du Québec, Canada, 2007.
- [8] **Abdelmadjid CHAOUI**. Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires, 2006.
- [9] **M.adel rahoui** . Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur à MLI. THESE DE DOCTORAT. Université Mouloud Mammeri, 2017.
- [10] **C.Gombert**, simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble. Septembre 2005.

TITRE :

Dimensionnement du filtre LCL de la centrale de Tamanrasset.

Résumé :

Dans notre mémoire on a effectué un travail sur le dimensionnement d'un filtre LCL de la centrale photovoltaïque de Tamanrasset.

Une description générale de la centrale où le type des panneaux, les différents branchements et le schéma globale sont présentés en détail. Ensuite, une étude du redresseur à MLI est entamée, en premier lieu, avec un filtre filtre L en boucle ouverte puis en boucle fermée, dans les différents repère abc , $\alpha\beta$, dq . Cette étude est menée avec des paramètres connus pour valider par simulation sous l'environnement Matlab-Simulink les différents modèles et leurs commandes en boucle fermée et pour que cette étude nous sévira comme référence de comparaison. Les grandeurs obtenues de cette étude sont exploitées pour dimensionner un filtre LCL équivalent pour vérifier la méthode de dimensionnement utilisée. Une fois que la méthode de dimensionnement est validée, le même travail est repris en utilisant les paramètres réels de la centrale pour dimensionner le filtre LCL de la centrale. Les résultats obtenus sont testés en boucle ouverte dans les différents repères. En perspective, on propose la validation de ces résultats en boucle fermée pour des travaux futurs.

Mots clés :

Convertisseur modulation de largeur d'impulsion, Filtre LCL, Filtre L, centrale PV, commande PI

Title:

LCL Filter Sizing for the Tamanrasset Power Plant.

Abstract:

In our dissertation, we carried out a study on the sizing of an LCL filter for the photovoltaic power plant in Tamanrasset.

A general description of the power plant is presented in detail, including the type of panels, various connections, and the overall schematic. Next, a study of the PWM rectifier is initiated, first with an L filter in open-loop and then in closed-loop, in different abc , $\alpha\beta$, dq frames. This study is conducted with known parameters to validate by simulation under the Matlab-Simulink environment the different models and their closed-loop controls to serve as a reference for comparison. The quantities obtained from this study are used to size an equivalent LCL filter to verify the sizing method used. Once the sizing method is validated, the same work is restarted using the actual parameters of the power plant to size the LCL filter for the plant. The results obtained are tested in open-loop in different frames. In perspective, we propose the validation of these results in closed-loop for future work.

Keywords:

Pulse Width Modulation Converter, LCL Filter, L Filter, PV Plant, PI Control