

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'Electrotechnique**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'  
**Ingénieur d'état en électrotechnique**

Intitulé

**Étude du partage de la tension d'entrée pour une mise en série  
d'onduleurs connectés au réseau**

Présenté par  
**Amine TOUAZI et Allaa-Eddine BOUMESBAH**

Sous la direction de **Dr. T. ZEBBADJI**  
soutenu publiquement le 15 juin 2016

**Membres du Jury**

Président :	M. O. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP
Rapporteur :	T. ZEBBADJI	Professeur à l'ENP
Examineur :	L. NEZLI	Professeur à l'ENP
	S. CHOUREF	Doctorante à l'ENP

**ENP 2016**

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)  
10, AVENUE DES FRERES OUDEK, HASSEN BADI, BP. 182, 16200 EL HARRACH, ALGER, ALGERIE

## Remerciements

*U*ne occasion pour nous d'exprimer notre forte gratitude pour tous ceux qui nous ont accompagné de près ou de loin dans nos études et nos recherches, à ceux qui ont répondu toujours favorablement à nos sollicitations, notamment à nos professeurs et corps administratif de l'école national polytechnique d'Alger qui mènent toujours un combat de titan pour nous inculquer les principes et l'amour de la recherche scientifique.

Nous tenons à exprimer notre totale reconnaissance pour notre encadreur Mr. ZEBBADJI pour sa disponibilité à travers ses remarques, ses précieux conseils, ses orientations et sa disponibilité à répondre à nos questions.

Nous devons beaucoup aux encouragements et à la compréhension de nos familles qui reste toujours la clef de toutes nos réussites.

Enfin, un grand merci à tous nos amis qui ont pu nous aider de la moindre façon qu'elle puisse être. Merci à toutes nos amis, ceux qui sont libres de cœur et d'esprit.

*Merci au Bon Dieu*

## ملخص

نظرا للتحديات التي يفرضها استغلال الطاقات المتجددة، على مجال الإلكترونيات الصناعية أن يلبي العديد من المتطلبات، التي تتعلق على وجه الخصوص بتحويل متغيرات دخول ذات قيم عظيمة. في هذا السياق، نقدم في إطار هذا العمل، دراسة لربط عدد  $n$  من المموجات على التسلسل بهدف الحصول على تقاسم متساوي لتوتر الدخول. سنقوم بنمذجة النظام المتمثل في المحول مغذيا حملا مقاوما، و ذلك باستعمال النمذجة المتوسطة، بعد استخراج معاملات التوصيل. سترسم هذه النمذجة بعد ذلك عن طريق محاكات للدائرة المكافئة، بهدف تعميم فرضيات النمذجة لتشمل وضعية الوصل بالشبكة الكهربائية. سنتبع هذه الدراسة بحل تحليلي للنموذج المتوسط للمحول الموصول بالشبكة الكهربائية. في النهاية، سنقوم بدراسة لاستقرار النظام عند مواجهة التخلي عن أحد العناصر أو العديد من العناصر، متبوعة بتحكم يهدف لتحسين أداء النظام.

**كلمات مفتاحية:** ربط المموجات على التسلسل، النموذج المتوسط، معاملات التوصيل

## Abstract

Due to the challenges revealed by the exploitation of renewable energy, the discipline of power electronics must now meet many requirements, linked in particular to the conversion of important input variables. In this context, we present, in this work, a study of an input series modular inverter with  $n$  modules in order to achieve an equitable sharing of the input voltage. We model the system constituted by a debiting converter on a resistive load, using the averaging modeling, after establishing the connection coefficients. This model will then be validated by a simulation of the equivalent circuit to generalize the modeling assumptions for the case of the grid connection. This study will be followed by an analytical resolution of the average model of the converter connected to the grid. Finally, a study of the stability of the system when facing the shedding of one or many elements will be performed, followed by a regulation in order to improve the system performances.

**Keywords:** input series modular inverter, averaging model, connection coefficients.

## Résumé

Vue les défis lancés par l'exploitation des énergies renouvelables, la discipline d'électronique de puissance doit aujourd'hui répondre à de nombreuses exigences, liées notamment à la conversion d'importantes grandeurs d'entrée. Dans ce contexte, nous présentons, dans le cadre de ce travail, une étude de la mise en série de  $n$  onduleurs en vue du partage équitable de la tension d'entrée. Nous modéliserons le système du convertisseur débitant sur une charge résistive, en utilisant le modèle moyen, après avoir établi les coefficients de connexion. Cette modélisation sera ensuite validée par une simulation du circuit équivalent, afin de généraliser les hypothèses de modélisation pour le cas du couplage au réseau. Cette étude sera suivie par une résolution analytique du modèle moyen du convertisseur couplé au réseau. Enfin, une étude de stabilité du système vis-à-vis au délestage d'un ou de plusieurs éléments sera réalisée, suivie par une régulation visant à améliorer les performances du système.

**Mots clés :** mis en série des onduleurs, modèle moyen, coefficients de connexion.

# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE .....	11
<b>CHAPITRE I INTRODUCTION.....</b>	<b>13</b>
I.1. LES EOLIENNES .....	15
<i>I.1.1. Historique.....</i>	<i>15</i>
<i>I.1.2. Eoliennes off-shore.....</i>	<i>16</i>
<i>I.1.3. L'énergie éolienne en Afrique.....</i>	<i>18</i>
<i>I.1.4. Difficultés des éoliennes off-shore.....</i>	<i>18</i>
I.2. L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LES SYSTEMES EOLIENS .....	19
I.3. MODES D'ACHEMINEMENT DE PUISSANCE.....	20
<i>I.3.1. Le système de transport en continu.....</i>	<i>20</i>
<i>I.3.2.2 Evaluation des pertes.....</i>	<i>22</i>
<i>I.3.3. System de transport en alternatif.....</i>	<i>23</i>
<i>I.3.4. Comparaison.....</i>	<i>25</i>
I.4. MISE EN SERIE DES INTERRUPTEURS .....	26
I.5. APPROCHE MODULAIRE.....	27
I.6. HACHEURS MODULAIRES.....	29
<i>I.6.1. Connexion ISOS.....</i>	<i>29</i>
<i>I.6.2. Connexion ISOP.....</i>	<i>29</i>
<i>I.6.3. Connexion IPOP.....</i>	<i>29</i>
<i>I.6.4. Connexion IPOS.....</i>	<i>30</i>
I.7. REDRESSEURS MODULAIRES.....	30
I.8. GRADATEURS MODULAIRES .....	30
I.9. ONDULEURS MODULAIRES.....	30
<i>I.9.1. Architecture IPOP.....</i>	<i>30</i>
<i>I.9.2. Architecture ISOP.....</i>	<i>31</i>
I.10. PLACE DE L'INTERRUPTEUR DANS LA CONVERSION D'ENERGIE.....	31
<i>I.10.1. Historique.....</i>	<i>31</i>
<i>I.10.2. Comparaison.....</i>	<i>32</i>
I.11. CONCLUSION.....	33

**CHAPITRE II ETUDE DE LA MISE EN SERIE DES ONDULEURS POUR UNE CHARGE DE TYPE RESISTIF ..... 35**

II.1. INTRODUCTION ..... 35

II.2. MODELE ELECTRIQUE DU CONVERTISSEUR ..... 36

II.3. MODELE MATHEMATIQUE ..... 37

*II.3.1 Modèle de la charge* ..... 37

*II.3.2. Les intervalles de commutation* ..... 37

*II.3.3. Les équations électriques* ..... 39

*II.3.4. Modèle d'état* ..... 40

II.4. MODELE MOYEN ..... 41

*II.4.1. Solution analytique du système* ..... 42

*II.4.2. Résolution analytique du système* ..... 44

*II.4.3. Calcule des durées d'intervalles de commutation* ..... 47

II.5. SIMULATIONS DE LA MISE EN SERIE POUR UNE CHARGE RESISTIVE ..... 48

*II.5.1. Paramètres de simulation* ..... 49

*II.5.2. Simulation du fonctionnement du convertisseur avec les condensateurs initialement chargé* ..... 50

*II.5.3. Simulation du fonctionnement du convertisseur avec les condensateurs initialement non chargé* ..... 54

II.6. CONCLUSION ..... 56

**CHAPITRE III ETUDE DE LA MISE EN SERIE DES ONDULEURS CONNECTES AU RESEAU ..... 58**

III.1. INTRODUCTION ..... 58

III.2. MODELE ELECTRIQUE DE LA MISE EN SERIE DES ONDULEURS COUPLES AU RESEAU ..... 59

III.3. EQUATIONS ELECTRIQUES ..... 60

III.4. APPLICATION DE LA TRANSFORMEE 'OFB' AU SYSTEME MODULAIRE ..... 61

III.5. SIMULATIONS : ..... 65

*III.5.1. Simulation du modèle analytique* : ..... 65

*III.5.2. Simulation du circuit par une commande (MLI)* ..... 69

III.6. RESOLUTION ANALYTIQUE DU MODELE D'ETAT ..... 71

III.7. VARIATION DES PARAMETRES ..... 74

*III.7.1. Variation du nombre d'éléments du convertisseur* ..... 74

*III.7.2. Variation de l'inductance d'entrée* ..... 77

III.7.3. Variation de $D_m$ et de $\varphi$ .....	78
III.8. CONCLUSIONS.....	81
<b>CHAPITRE IV ETUDE DES PERFORMANCES DE LA MISE EN SERIE</b>	
<b>D'ONDULEURS.....</b>	<b>82</b>
IV.1. INTRODUCTION.....	82
IV.2. ETUDE DU DELESTAGE D'UN DES MODULES.....	82
IV.2.1. Délestage d'un élément sur trois .....	83
IV.2.2. Cas de délestage d'un élément sur dix.....	86
IV.2.3. Délestage de deux éléments sur dix mis en série .....	88
IV.3. INFLUENCE DE LA RESISTANCE <b>R<sub>l</sub></b> .....	89
IV.3.1. Influence de la variation de la résistance sur les performances du système .....	89
IV.3.2. Influence de la variation de la résistance sur la stabilité du système.....	91
IV.3.3. Etude des pertes dans les résistances de lignes .....	92
IV.4. REGULATION.....	93
IV.4.1. Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée .....	94
IV.4.2. Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée avec une faible résistance de ligne.....	96
IV.4.3. Régulation de la tension par une commande adaptative .....	97
IV.5. CONCLUSION.....	99
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	
<b>101</b>	
BIBLIOGRAPHIE .....	103
ANNEXES .....	107

# Liste des figures

FIGURE I.1 EVOLUTION DE LA PRODUCTION MONDIALE D'ENERGIE ELECTRIQUE D'ORIGINE RENOUVELABLE [3] .....	13
FIGURE I.2 EVOLUTION DE LA PRODUCTION D'ENERGIE ELECTRIQUE D'ORIGINE EOLIENNE [3]	14
FIGURE I.3 EVOLUTION DE LA PRODUCTION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE D'ORIGINE RENOUVELABLE A L'ECHELLE MONDIALE ET LA PART DE L'EOLIEN DANS CETTE PRODUCTION [3] .....	14
FIGURE I.4 PREMIERE EOLIENNE CONÇUE PAR JAMES BLYTH .....	15
FIGURE I.5 EOLIENNE DE GEDSER .....	16
FIGURE I.6 CHAMPS EOLIEN DE VINDEBY [4] .....	17
FIGURE I.7 PARTIE DU CHAMP EOLIEN DE LONDON ARRAY [5] .....	17
FIGURE I.8 ÉVOLUTION DE LA TAILLE DES EOLIENNES ET LA PART DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE AU COURS DES 30 DERNIERES ANNEES [9]. .....	20
FIGURE I.9 DIAGRAMME UNIFILAIRE D'UNE FERME EOLIENNE OFF-SHORE LIEE AU RESEAU AU TRAVERS D'UNE TRANSMISSION CONTINUE EN HAUTE TENSION [11] .....	21
FIGURE I.10 LES PERTES TOTALES DES SEMI-CONDUCTEURS DANS LE CONVERTISSEUR [11].....	22
FIGURE I.11 DISTRIBUTION DU POURCENTAGE DES PERTES SUR LES DIFFERENTES COMPOSANTES POUR LA TRANSMISSION EN CONTINU [11].....	23
FIGURE I.12 LES PERTES DU CABLE EN FONCTION DE LA PUISSANCE TRANSMISE POUR DIFFERENTES LONGUEURS [11].....	24
FIGURE I.13 DISTRIBUTION DU POURCENTAGE DES PERTES SUR LES DIFFERENTES COMPOSANTES POUR LA TRANSMISSION EN ALTERNATIF [11].....	25
FIGURE I.14 COMPARAISON ENTRE LES PERTES ENERGETIQUES DES MODES D'ACHEMINEMENT EN CONTINU ET EN ALTERNATIF POUR UNE PUISSANCE TRANSMISE DE 180 MW [11].....	26
FIGURE II.1 MODELE ELECTRIQUE EQUIVALENT DU CONVERTISSEUR .....	36
FIGURE II.2 MODELE DE LA CHARGE .....	37
FIGURE II.3 CIRCUIT DE L'IEME BLOCK ONDULEUR .....	38
FIGURE II.4 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE .....	50
FIGURE II.5 TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE RESISTIVE COMMANDES PAR UNE MLI.....	51

FIGURE II.6 (A) TENSIONS DE SORTIE, (B) COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE RESISTIVE.....	52
FIGURE II.7(A) TENSIONS DE SORTIE, (B) COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE RESISTIVE UNE COMMANDE PAR UNE MLI	53
FIGURE II.8 (A) SOMME DES TENSIONS D'ENTREE, (B) DISTRIBUTION DE LA TENSION POUR LA MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTE AU RESEAU.....	54
FIGURE II.9 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE AVEC DES CONDENSATEURS D'ENTRES NON CHARGES .....	54
FIGURE II.10(A) TENSIONS DE SORTIE, (B) COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS CONNECTES A UNE CHARGE RESISTIVE.....	55
FIGURE II.11 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) TENSIONS DE SORTIE, (D) COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC DES CONDENSATEURS NON CHARGES, CONNECTES A UNE CHARGE RESISTIVE POUR UNE COMMANDE PAR UNE MLI.....	56
FIGURE III.1 MODELE DE LA CHARGE .....	59
FIGURE III.2 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE .....	66
FIGURE III.3 COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE .....	67
FIGURE III.4 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS CHARGES .....	68
FIGURE III.5 COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE .....	68
FIGURE III.6 PONT TRIPHASE.....	69
FIGURE III.7 (A) TENSION ET COURANT D'ENTREE REEL, (C) COURANT DE SORTIE REEL, POUR DES CONDENSATEURS NON CHARGES , (B) TENSION ET COURANT D'ENTREE REEL, (D) COURANT DE SORTIE REEL, POUR DES CONDENSATEURS CHARGES.....	70
FIGURE III.8 REPONSES INDICIELLES DES EQUATIONS DE COURANT ET DE LA TENSION D'ENTREE DANS LE DOMAINE « S » .....	72
FIGURE III.9 LE REGIME PERMANENT DES COURANTS DE SORTIE DU PREMIER ELEMENT .....	73
FIGURE III.10 (A) TENSION D'ENTREE POUR N=5, (B) TENSION D'ENTREE POUR N=10, (C) TENSION D'ENTREE N=15 .....	75
FIGURE III.11 COURANT D'ENTREE (A) N=5, (B) N=10, (C) N=15 .....	76



FIGURE III.12 COURANT DE SORTIE POUR (A) N=5, (B) N=10, (C) N=15 .....	77
FIGURE III.13 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COURANTS DE SORTIES POUR UNE INDUCTANCE D'ENTREE $L_{IN}=0.002H$ .....	78
FIGURE III.14 VARIATION DU COURANT D'ENTREE, (A) EN FONCTION DE PHI, (B) EN FONCTION DE DM .....	79
FIGURE III.15 VARIATION DU COURANT D'ENTREE EN FONCTION DE PHI ET DE DM.....	80
FIGURE IV.1 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COURANTS DE SORTIE, POUR LE CAS D'UN DELESTAGE D'UN ONDULEUR PARMI LES TROIS MIS EN SERIE.....	83
FIGURE IV.2 (A) TENSION ET COURANT D'ENTREE, (B) COURANT DE SORTIE POUR UN FONCTIONNEMENT NORMAL A DEUX ELEMENTS, (C) TENSION ET COURANT D'ENTREE, (D) COURANT DE SORTIE POUR LE CAS D'UN ELEMENT DELESTE PARMI TROIS MIS EN SERIE ...	85
FIGURE IV.3 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COURANTS DE SORTIE, LORS D'UN DELESTAGE D'UN ELEMENT PARMI DIX EN SERIE. ....	87
FIGURE IV.4 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COURANTS DE SORTIE, LORS D'UN DELESTAGE DE DEUX ELEMENTS PARMI DIX EN SERIE. ....	88
FIGURE IV.5 LIEUX DES POLES ET DES ZEROS DE LA TENSION D'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE RESISTANCE .....	91
FIGURE IV.6 LIEUX DES POLES ET DES ZEROS DU COURANT D'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE RESISTANCE .....	92
FIGURE IV.7 (A) POLES ET ZEROS DU COURANT D'ENTREE (B) POLES ET ZEROS DE LA TENSION D'ENTREE POUR $R=0\Omega$ ET $L_{IN}=0.003 H$ .....	94
FIGURE IV.8 SCHEMA BLOQUE DE REGULATION EN BOUCLE FERMEE.....	95
FIGURE IV.9 TENSION D'ENTREE REGULEE AVEC $R=0$ .....	96
FIGURE IV.10 TENSION D'ENTREE REGULEE AVEC $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$ .....	97
FIGURE IV.11 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COURANTS DE SORTIE, APRES UNE REGULATION ADAPTATIVE DE DM ET DE PHI .....	98

# Liste des tableaux

TABLEAU I.1 PARAMETRES CHOISIES POUR L'EXEMPLE D'APPLICATION POUR L'ACHEMINEMENT EN CONTINU [11] .....	22
TABLEAU I.2 PARAMETRES CHOISIES POUR L'EXEMPLE D'APPLICATION POUR L'ACHEMINEMENT EN ALTERNATIF .....	24
TABLEAU I.3 COMPARAISON ENTRE LES CARACTERISTIQUES DES IGBT ET DES MOSFET .....	32
TABLEAU II.1 LES COEFFICIENTS DE COMUTATION POUR LES DIFFERENTES TOPOLOGIE .....	39
TABLEAU II.2 LES COEFFICIENTS DE COMUTATION POUR LES DIFFERENTES TOPOLOGIE.....	49
TABLEAU III.1 PARAMETRES DE LA SIMULATION .....	66
TABLEAU IV.1 TENSIONS D'ENTREE ET COURANT D'ENTREES POUR DIFFERENTE VALEURS DE RESISTANCE DE LIGNE .....	90
TABLEAU IV.2 PARAMETRES DU REGULATEUR POUR $R=0$ .....	95
TABLEAU IV.3 PARAMETRES DE REGULATION POUR $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$ .....	96

## **Introduction générale**

L'univers est composé de particules élémentaires qui assemblées les unes aux autres forment des corps ayant des modes de fonctionnement extrêmement complexes. Il est difficile de croire que les éléments qui ont permis le passage de l'humanité vers l'ère numérique sont composés de sable. Les semi-conducteurs à base de silice ont révolutionné l'électronique, mais aussi l'électrotechnique, leur découverte a permis la naissance d'une nouvelle discipline aussi vaste qu'importante dite l'électronique de puissance.

Le principe de l'électronique de puissance a l'air tout simple à première vue. Il est basé sur la connexion d'interrupteurs ayant la particularité de s'ouvrir et de se fermer à une certaine fréquence.

Pour répondre aux exigences de la transition énergétique dues à la nécessité d'exploiter de nouvelles sources d'énergie non conventionnelles, l'électronique de puissance doit s'adapter aux contraintes qu'imposent les nouvelles formes d'énergie. La contrainte principale est le niveau élevé de puissance à la sortie des lieux de production qui devra transiter par la chaîne de conversion d'énergie. La non disponibilité d'interrupteurs capables de surmonter un tel déficit a laissé la voie à la combinaison série/parallèle des commutateurs électroniques. Cette configuration a comme inconvénient la nécessité de la mise en œuvre de circuits auxiliaires capables de synchroniser leurs ouvertures et fermetures.

Une sérieuse alternative aux convertisseurs classiques moins adaptés aux importantes grandeurs d'entrée et de sortie introduit un nouveau concept basé sur l'utilisation des convertisseurs modulaires où plusieurs modules standards à base d'interrupteurs matures sont connectés en série ou en parallèle. La production décentralisée des énergies renouvelables (les éoliennes off-shore), qui est transportée sur de longues distances avec des niveaux de tension élevés, impose la mise en série de convertisseurs modulaires. L'optimisation des pertes dans les lignes de transport à longues distances requière l'utilisation de l'énergie sous sa forme continue. Cela se traduit par la mise en série de plusieurs onduleurs. La question majeure qu'on devrait se poser est la suivante : est-ce qu'un tel système peut fonctionner correctement avec un partage uniforme de la tension d'entrée ? La réponse à cette question fera l'objet de notre travail et qui sera structuré comme suit :

Dans un premier chapitre, nous étayerons la problématique qui portera sur la conception du convertisseur. Ce chapitre comprendra également la définition du concept des convertisseurs modulaires, ainsi que les différentes architectures de combinaison de ces convertisseurs. Dans un deuxième chapitre, nous présenterons une analyse du fonctionnement de la mise en série des onduleurs alimentant une charge résistive qui introduit le concept de coefficient de connexion. Lors de cette étude nous allons établir un modèle d'état moyen décrivant le comportement du système, qui sera ensuite validé par des simulations du modèle moyen ainsi que du circuit équivalent régi par une MLI sinusoïdale. Un troisième chapitre sera consacré à l'étude du couplage de l'onduleur modulaire à entrée série au réseau. L'étude du couplage au réseau passe par un modèle d'état moyen, dont la résolution analytique permet d'établir les expressions des grandeurs du système dans le domaine de Laplace. Une fois ces résultats obtenus, ils seront comparés aux résultats de la simulation du circuit équivalent.

Un quatrième et dernier chapitre fera l'objet d'une analyse de l'influence du délestage d'un ou de plusieurs modules du convertisseur. La stabilité du système sera étudiée et ce par deux approches différentes de régulation.

# Chapitre I Introduction

Depuis des millénaires l'homme a tenté d'appriivoiser les forces de la nature pour différents usages dans le but de simplifier son existence. La force du vent était parmi les premiers éléments de la nature à être exploité pour propulser les radeaux à voiles (qui ont évolué avec le temps pour devenir d'imposants voiliers sillant les mers et les océans). Le concept de turbine a été ensuite utilisé à des fins agricoles et industrielles. Ces turbines tournaient soit à la force de l'eau, soit à celle du vent ; elles permettaient de faire tourner les moulins ou les scieries. Depuis l'avènement de l'énergie électrique, l'homme a réussi à asservir ces ressources naturelles au profit de la production électrique. Les contraintes économiques et écologiques ont poussé l'humanité à se tourner vers ce type de production d'énergie qui est devenu plus connu sous le nom d'énergie renouvelable.

Actuellement, la proportion des énergies renouvelables dans la production totale d'énergie à l'échelle mondiale dépasse les 20% [1]. La part de la production de l'énergie éolienne a atteint 11.4% du total des énergies renouvelables produites en 2012, ce qui a fait d'elle la deuxième plus importante source d'énergie renouvelable après l'énergie hydraulique [2].

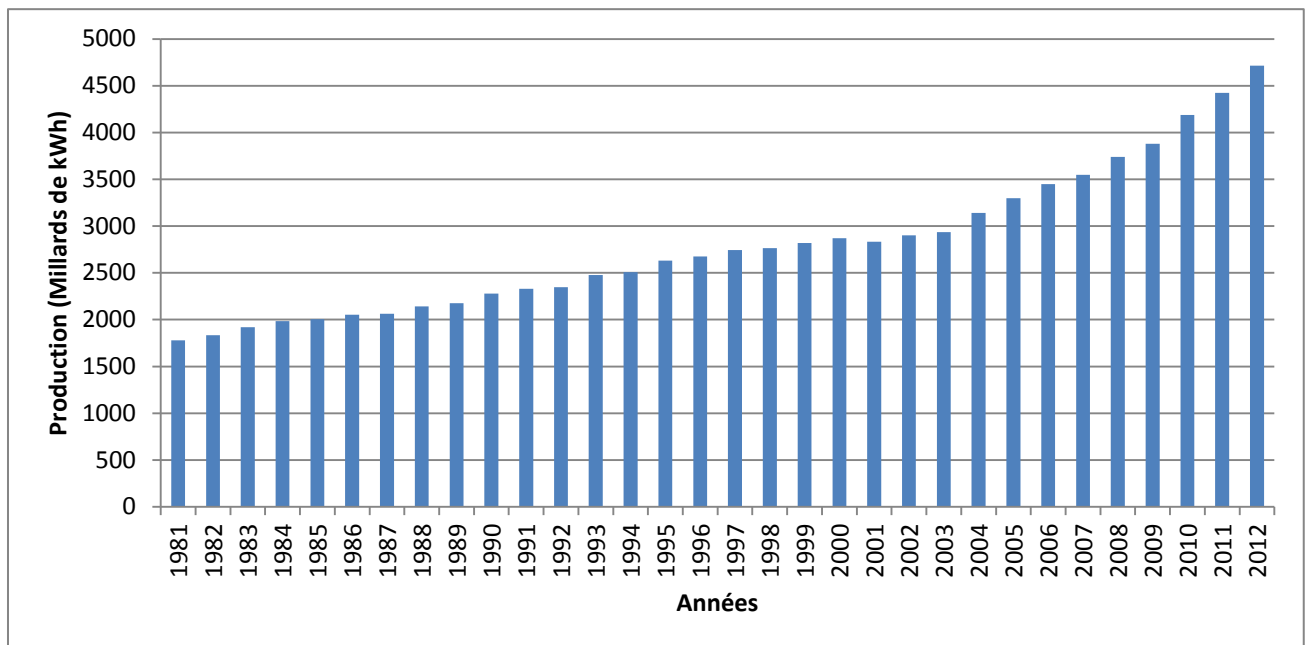


Figure I.1 Evolution de la production mondiale d'énergie électrique d'origine renouvelable [3]

La production d'électricité d'origine renouvelable à l'échelle mondiale est passée de 2960.1TWh en 2002 à 4699.2TWh en 2012, progressant ainsi d'une croissance annuelle moyenne de 4.7%. Dans cette même période la part de l'énergie électrique renouvelable dans la production totale de l'énergie électrique est passée de 17.9% à 20.8%. L'éolien a connu une progression spectaculaire en l'espace de dix ans, la production qui était de 52.5 TWh en 2002 a atteint 534.3TWh en 2012, avec une croissance annuelle moyenne de 26.1% [2].

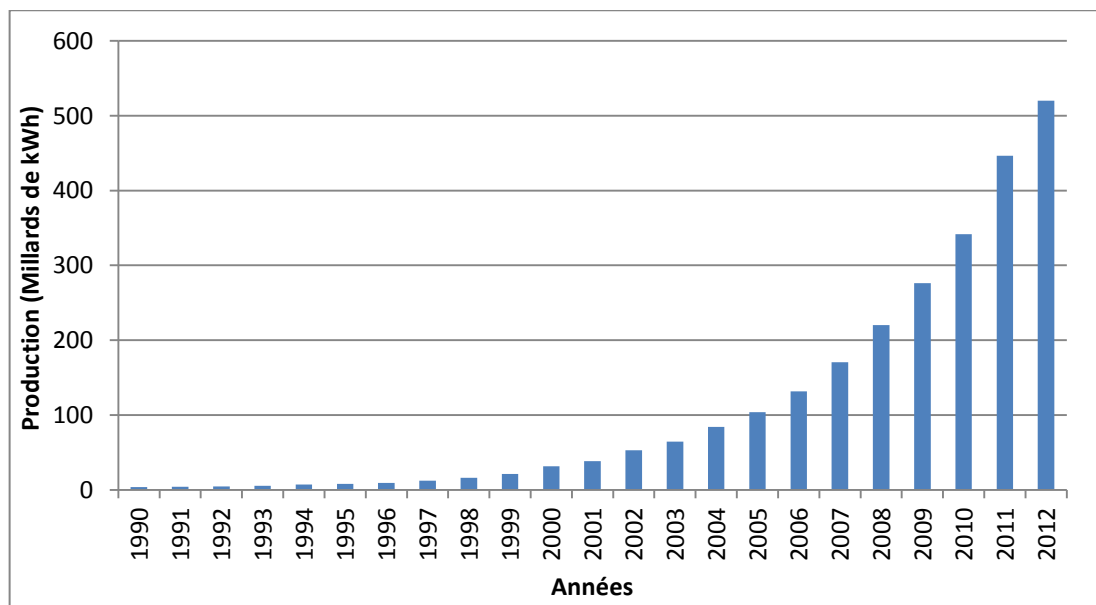


Figure I.2 Evolution de la production d'énergie électrique d'origine éolienne [3]

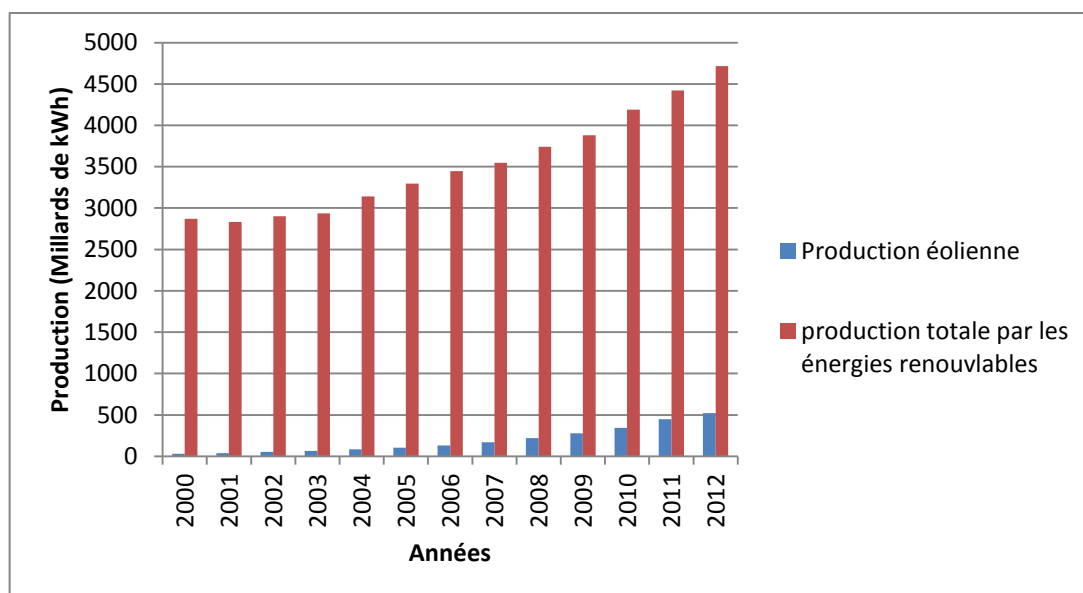
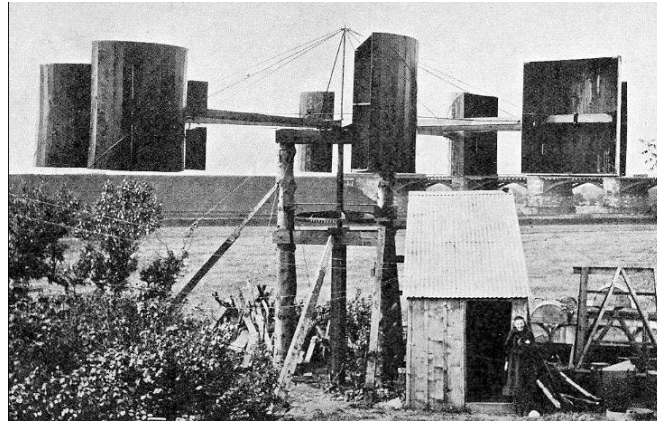


Figure I.3 Evolution de la production de l'énergie électrique d'origine renouvelable à l'échelle mondiale et la part de l'éolien dans cette production [3]

## I.1. Les éoliennes

### I.1.1. Historique

En juillet 1887, le professeur James Blyth, a conçu la première éolienne en tissu destinée à la production d'électricité afin d'éclairer son chalet à Marykirk, en Ecosse. Son expérience a abouti à un brevet britannique en 1891[1].



**Figure I.4 Première éolienne conçue par James Blyth**

Depuis cette période, l'utilisation des éoliennes pour la production électrique a connu un nouvel essor pendant la révolution industrielle.

En 1956, Johannes Juul construira la première éolienne à trois pales dont la puissance est de 200kW, à Gedser au Danemark, ce modèle a beaucoup inspiré les éoliennes modernes [1].



**Figure I.5** Eolienne de Gedser

### **I.1.2. Eoliennes off-shore**

L'expansion démographique mondiale ainsi que les besoins agricoles croissants ont fait que les terres susceptibles d'accueillir des fermes éoliennes soient rares. D'autres facteurs, tels que les nuisances sonores produites par les éoliennes et la présence d'importants couloirs venteux dans les mers et les océans, ont favorisé la délocalisation des fermes éoliennes en off-shore.

L'installation des éoliennes en off-shore est devenue techniquement possible suite au développement des exploitations des gisements pétroliers sous-marins, motivés par les profits faramineux des industries pétrolières, les industriels du milieu ont développé des techniques d'exploitation (plateformes off-shore) permettant d'atteindre les gisements pétroliers sous-marins. Ces innovations structurelles et logistiques ont été une source d'inspiration pour le montage et pour l'exploitation des champs éoliens off-shore.

La première ferme éolienne a été mise en service en 1991 à Vindeby, à 2 km au large des côtes danoises. Ce parc éolien, développé par DONG Energie, est constituée de 11 éoliennes de 450 kW chacune, ce qui fait que la capacité totale de la ferme est de 4.95 MW[1].





**Figure I.6 Champs éolien de Vindeby [4]**

Depuis la puissance des parcs éoliens offshore ainsi que leur taille n'a cessé d'augmenter pour atteindre des puissances dépassant les 500 MW. La plus grande ferme éolienne off-shore est « London Array » qui se trouve à 11 Km au large des côtes anglaises ; cette ferme cumule une puissance de 630 MW [5].



**Figure I.7 Partie du champ éolien de London Array [5]**

Le cumul total des puissances installées de l'intégralité des parcs éoliens off-shore est passé de 8 724 MW, en 2014, à 12 107 MW en 2015, d'après la GWEC (Global Wind Energy Council). Ceci représente 2.8% de la totalité de la puissance éolienne installée [6].

### **I.1.3. L'énergie éolienne en Afrique**

L'Afrique connaît un retard conséquent dans le secteur éolien. La plus grande ferme dans le continent se trouve à Tarfaya au Maroc. Cette dernière est d'une puissance installée de 300 MW [7].

Selon GWEC, la puissance totale installée par les éoliennes en Afrique dépasse de peu la barre des 3000 MW en 2015, la totalité de ces éoliennes sont en on-shore [6]. Cependant, la production reste faible par rapport au potentiel naturel dont dispose le continent, notamment dans la côte ouest et les couloirs venteux qui se trouvent dans le Sahara.

Dans le domaine de l'éolien, l'Algérie est au stade expérimental, le pays dispose d'une ferme à Adrar qui est un projet pilote du programme national des énergies renouvelables, cette ferme est d'une capacité de 10 MW [8].

Un programme national de développement des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique a été adopté par le gouvernement algérien en février 2011 [8]. Ce programme vise à installer une puissance d'origine renouvelable de l'ordre de 22 000 MW à l'horizon 2030, dont la part de l'énergie éolienne dépasse les 5 000 MW [8].

### **I.1.4. Difficultés des éoliennes off-shore**

- Absence de relevés topographiques sous-marins, ce qui augmente la complexité technique et le coût de l'étude [1]. La nature du sol marin étant très différente de celle du sol terrestre, d'où la nécessité de développer de nouvelles techniques plus appropriées aux différents environnements rencontrés.
- Les difficultés des conditions naturelles marines, telles que les turbulences, la houle, les marées. Sachant que les installations éoliennes off-shore sont généralement situées dans les régions les plus venteuses, où les conditions naturelles sont les plus défavorables, les installations doivent avoir un certain niveau de robustesse pour pallier à ces difficultés.
- En plus des phénomènes naturels cités ci-dessus, l'érosion due au sel marin provoque une accélération du vieillissement des installations.
- L'imposante taille des éoliennes pose un défi technique pour le montage dans des conditions naturelles extrêmes.

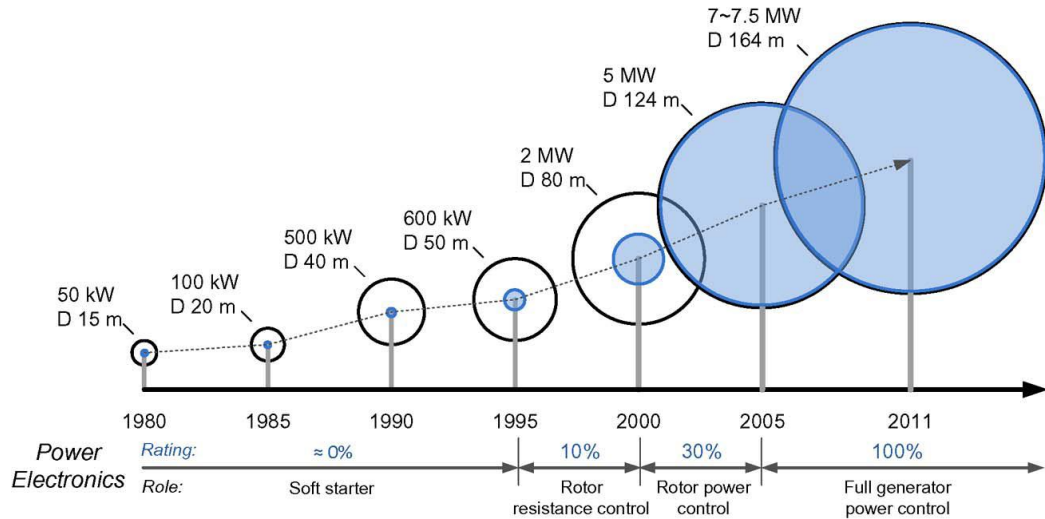
- La distance des fermes éoliennes par rapport au sol est en constante augmentation. Cela pose non seulement des problèmes liés à la maintenance des structures en haute mer mais introduit aussi des pertes électriques dans les lignes entre les fermes et le réseau.

Au début de l'exploitation de l'énergie éolienne, notamment celle off-shore, les unités de production étaient plutôt expérimentales. Plusieurs recherches et travaux ont été faits pour rentabiliser la production. Aujourd'hui encore, la production des énergies renouvelables reste peu concurrentielle par rapport aux énergies fossiles. L'optimisation de la production de ces énergies est devenue un sujet de recherche d'actualité, motivée par une volonté de diriger la production d'énergie vers les énergies alternatives sur l'échelle internationale.

## **I.2. L'électronique de puissance dans les systèmes éoliens**

L'utilisation de l'électronique de puissance dans les systèmes éoliens n'a cessé de croître depuis les années 1980 [9]. Pendant cette décennie, le convertisseur était juste un démarreur progressif utilisé pour interconnecter le générateur à cage d'écureuil avec le réseau électrique [9]. Ce système était à base de simples thyristors qui ne fonctionnait qu'au démarrage [9]. Dans les années 1990, il a été principalement utilisé pour commander la résistance du rotor par l'intermédiaire d'un pont à diodes et un commutateur [9]. Dans les installations éoliennes les plus récentes, le convertisseur de puissance back-to-back a été utilisé pour la génératrice asynchrone à double alimentation (MADA) [10].

La Figure I.8 illustre l'évolution de la taille des éoliennes et la part de l'utilisation de l'électronique de puissance qui est mise en évidence avec un cercle coloré en bleu. La solution la plus adaptée pour les convertisseurs de puissance dans les éoliennes de 1,5-3 MW est l'utilisation d'un convertisseur à deux niveaux dans une configuration back-to-back [10]. Pour d'autres niveaux de puissance, il est possible de trouver d'autres solutions tel qu'un pont à diodes dans le cas d'un générateur synchrone à faible puissance, et l'utilisation d'un convertisseur à plusieurs niveaux pour des entrées à moyenne tension utilisé dans des applications à hautes puissances [10].



**Figure I.8 Évolution de la taille des éoliennes et la part de l'électronique de puissance au cours des 30 dernières années [9].**

En plus de leur utilisation à l'intérieur des génératrices éoliennes, les convertisseurs d'électronique de puissance sont aussi utilisés pour l'acheminement de la puissance vers le réseau dans le cas de la transmission en continu.

### I.3. Modes d'acheminement de puissance

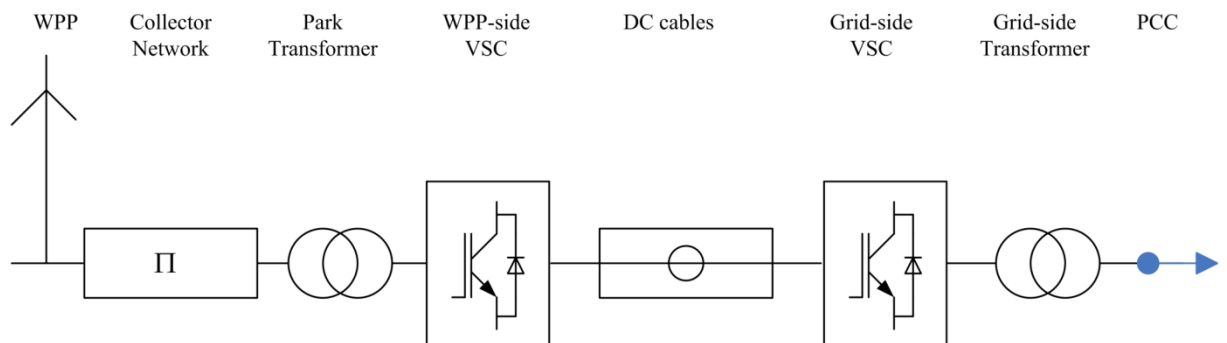
L'optimisation du rendement des champs éoliens nous pousse à faire un choix entre le mode de transport du courant entre la centrale et le rivage en alternatif ou en continu. Le transport en alternatif est actuellement le plus utilisé [11]. Mais vu la constante augmentation des distances des fermes éoliennes au rivage, une étude comparative est nécessaire pour déterminer le choix du système de transport le plus approprié. Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats d'une étude effectuée par R. Sharma et al. [11], ainsi que la procédure suivie.

#### I.3.1. Le système de transport en continu

La transmission en continu nécessite un redressement à la sortie des éoliennes suivie d'une conversion DC/AC pour l'interconnexion avec le réseau électrique.

Le diagramme ci-dessous présente un modèle général du mode de transmission en continu qui fonctionne de la manière suivante : les éoliennes de la ferme off-shore sont interconnectées par un réseau collecteur qui accumule les énergies produites par chaque éolienne, puis la totalité de l'énergie produite par la ferme est élevée en haute tension par un

transformateur élévateur avant d'être redressée par un redresseur et acheminée en continu par la voie des câbles sous-marins.



**Figure I.9 Diagramme unifilaire d'une ferme éolienne off-shore liée au réseau au travers d'une transmission continue en haute tension [11]**

### I.3.2.1. Calcul des pertes dans chaque partie du système

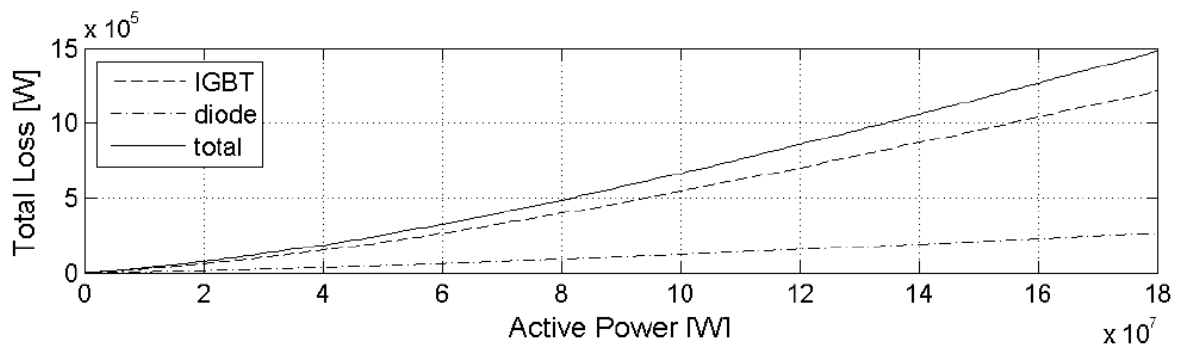
- **La ferme éolienne**

La ferme éolienne est modélisée par une seule turbine équivalente. La production annuelle d'énergie de la ferme peut être calculée en connaissant la courbe de puissance et la distribution du vent sur la région où les éoliennes sont implantées.

- **Le convertisseur**

Le convertisseur utilisé pour l'étude est un convertisseur triphasé, dont chaque phase se constitue de deux bras comportant chacun  $n$  sous-module. Le sous-module se compose de deux IGBT, deux diodes et une capacité.

Les pertes dans le convertisseur comprennent les pertes de commutation, de conduction du semi-conducteur, dans le générateur d'imputions, dans les capacités ainsi que dans les filtres passifs.



**Figure I.10 Les pertes totales des semi-conducteurs dans le convertisseur [11]**

- **Les câbles destinés au transport haute tension continue**

Les fluctuations dues aux commutations du convertisseur peuvent être facilement limitées par une stratégie de commande appropriée. Les pertes dues à ces dernières deviennent négligeables. L'effet de peau étant absent dans ce type de transport, les pertes sont alors principalement des pertes Joule.

- **Autres composants**

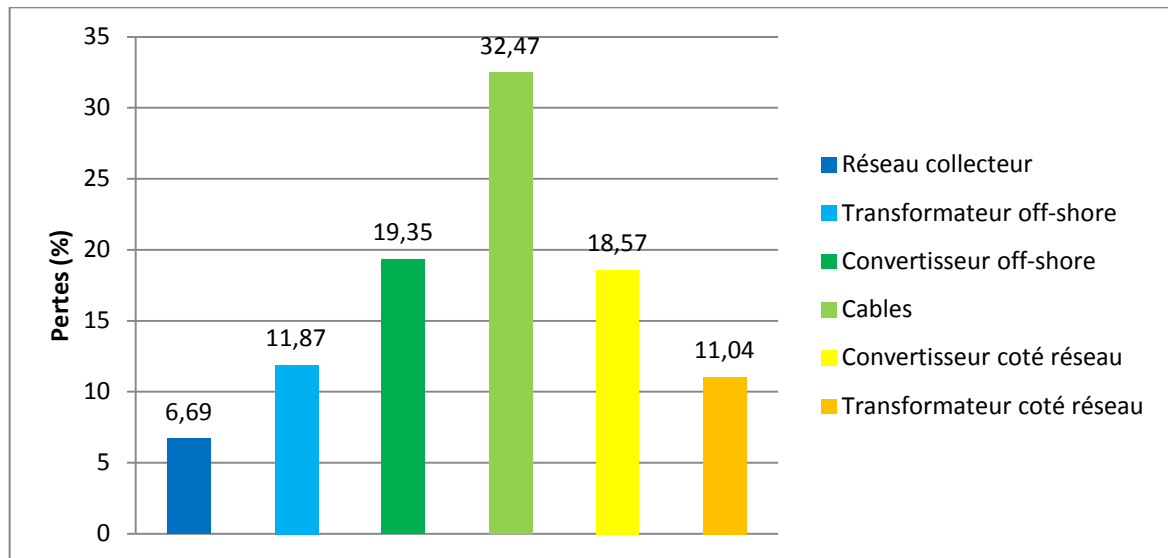
En plus des pertes citées auparavant, on ajoute celles du réseau collecteur qui sont calculées en prenant en compte les câbles d'interconnexion des éoliennes et les pertes des transformateurs.

### I.3.2.2 Evaluation des pertes

Les pertes ainsi que leur distribution sont calculées pour un exemple d'application ayant les données suivantes :

**Tableau I.1 Paramètres choisies pour l'exemple d'application pour l'acheminement en continu [11]**

Puissance transmise	180 MW
Tension d'entrée	200 kV
Longueur des câbles	100 km



**Figure I.11 Distribution du pourcentage des pertes sur les différentes composantes pour la transmission en continu [11]**

Les principales pertes dans la transmission en courant continu se situent au niveau des câbles, mais aussi au niveau des convertisseurs. Ce qui constitue le principal désavantage par rapport à la transmission en alternatif.

### I.3.3. System de transport en alternatif

Les modèles électriques des transmissions en continu et en alternatif sont semblables, hormis quelques différences. En effet, la transmission en alternatif ne nécessite pas de convertisseurs, par contre il est nécessaire d'utiliser des réactances shunt de compensation.

#### I.3.3.1. Calcul des pertes dans chaque partie du système

- **Les câbles :**

Les câbles utilisés pour la transmission sous-marine ont une plus grande inductance et une plus grande capacité que les lignes aériennes, ce qui provoque un surplus d'énergie réactive, d'où la nécessité des capacités de compensation.

Pour une ligne idéalement compensée à ses extrémités, l'amplitude de la tension est constante dans ses extrémités et le surplus du courant réactif est aussi dirigé vers les deux extrémités du câble. Au milieu du câble, le courant réactif est nul. Par conséquent, l'amplitude de tension au milieu du câble est maximale.

Le calcul des pertes le long de la ligne en tenant compte de leur non uniformité due au surplus du courant réactif, indique que ces pertes augmentent en fonction de la puissance transmise par la ligne. Cette augmentation est accélérée sévèrement avec l'augmentation de la longueur du câble.

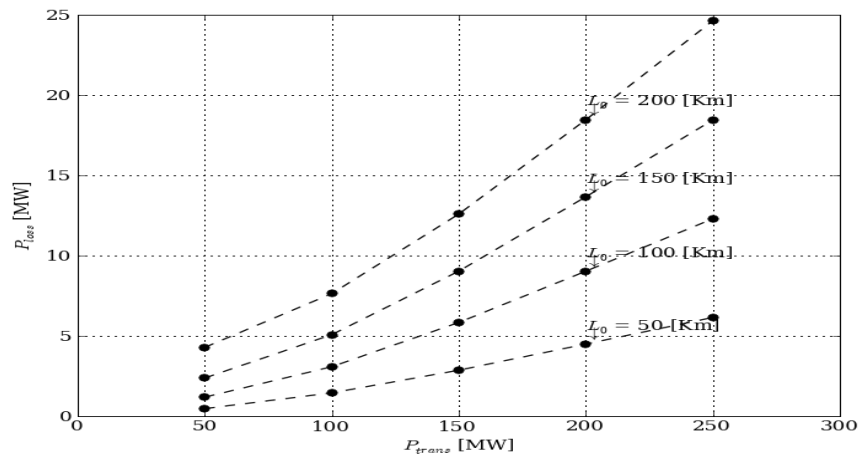


Figure I.12 Les pertes du câble en fonction de la puissance transmise pour différentes longueurs [11]

- **Autres composants**

Dans la transmission en alternatif, des pertes additionnelles sont engendrées par les réactances de compensation mises aux extrémités des câbles.

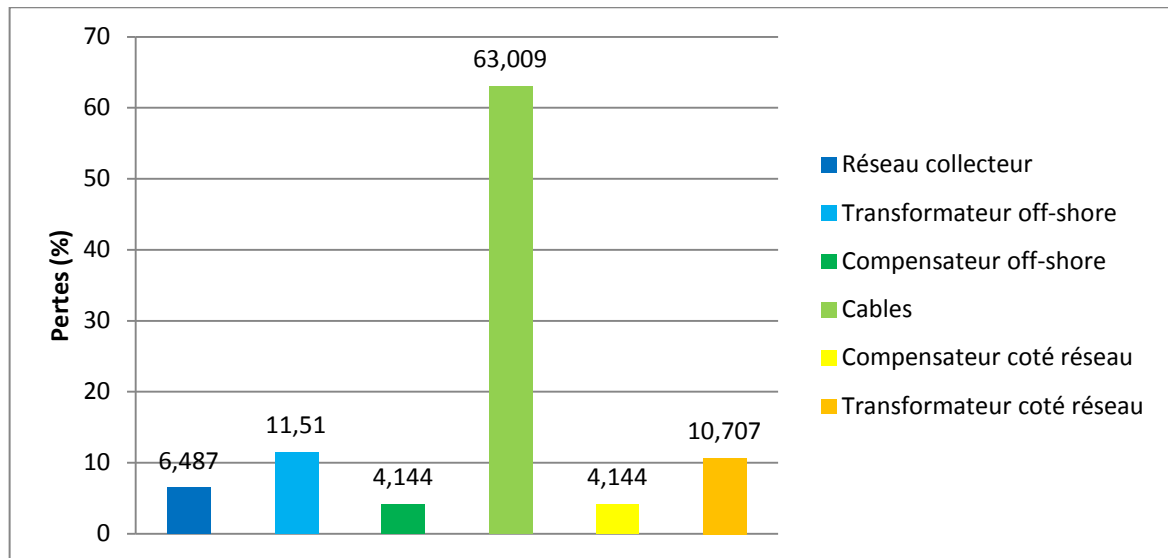
### I.3.3.2. Evaluation des pertes

Les pertes sont calculées pour les mêmes paramètres qu'en continu, la seule différence est la tension d'entrée alternative :

Tableau I.2 Paramètres choisies pour l'exemple d'application pour l'acheminement en alternatif

Puissance transmise	180 MW
Tension d'entrée	132 kV
Longueur des câbles	100 km



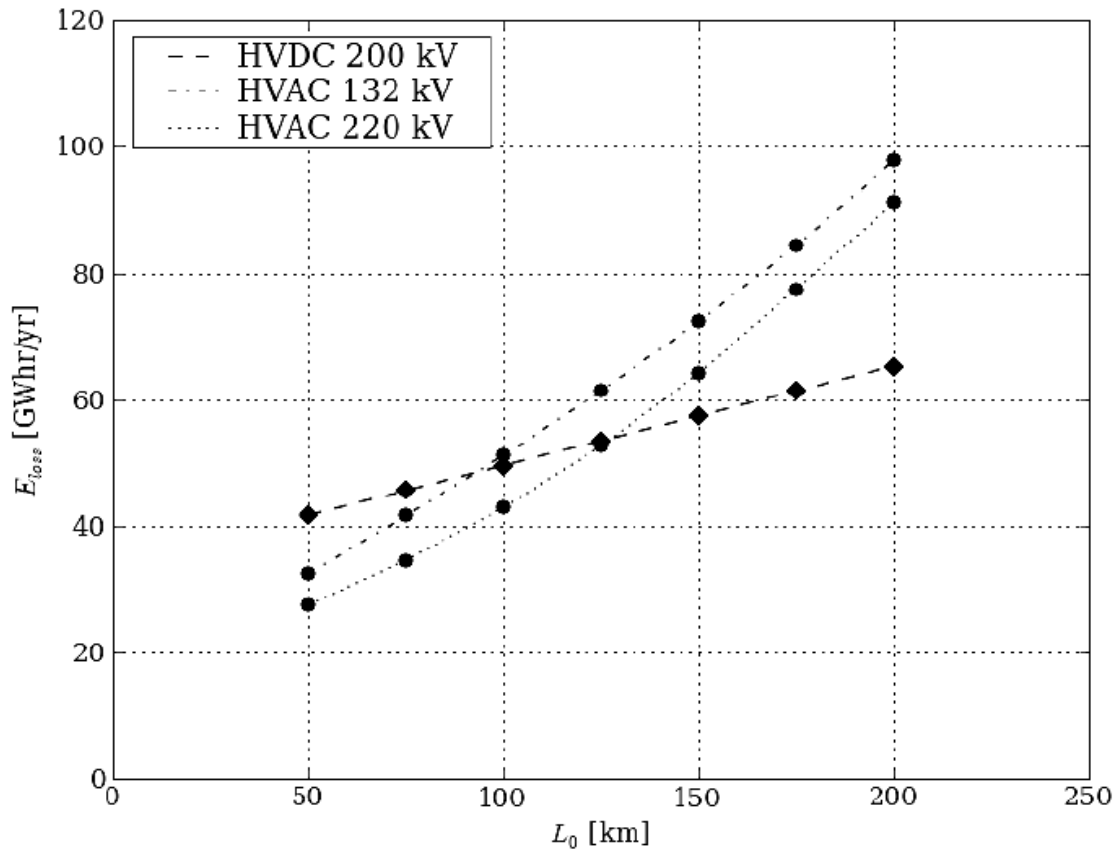


**Figure I.13 Distribution du pourcentage des pertes sur les différentes composantes pour la transmission en Alternatif [11]**

#### **I.3.4. Comparaison**

Les principaux désavantages de la transmission en continu sont les convertisseurs qui engendrent d'importantes pertes. Il est donc utile de songer à l'utilisation des convertisseurs modulaires qui certes sont onéreux mais qui ont un bon rendement.

La transmission en alternatif nécessite au moins un câble supplémentaire par rapport à la transmission en continu. Cela est un désavantage vu le pourcentage élevé de la part des pertes dans les câbles par rapport aux pertes totales.



**Figure I.14 Comparaison entre les pertes énergétiques des modes d'acheminement en continu et en alternatif pour une puissance transmise de 180 MW [11]**

Comme le montre la figure ci-dessus, hormis les faibles distances, la transmission en alternatif engendre plus de pertes que celle en continu. En effet, pour chaque puissance transmise, on peut calculer la distance critique pour laquelle la transmission en continu devient la plus efficace. Néanmoins la transmission en continu engendre des coûts plus élevés (notamment à cause des convertisseurs), mais comme les distances entre les fermes éoliennes et le rivage sont de plus en plus grandes, il sera plus utile d'utiliser la transmission en continu.

#### I.4. Mise en série des interrupteurs

La capacité des interrupteurs à supporter les tensions est limitée, pour les applications à hautes tensions d'entrée, en utilisant des convertisseurs classiques, à partir d'un certain seuil, il devient difficile de trouver des interrupteurs capables de supporter la tension qui s'impose à leurs bornes.

Afin de contourner ce problème, une des approches consiste à mettre plusieurs interrupteurs en série et ce pour un partage de la tension d'entrée. Le partage équitable de la

tension d'entrée sur les interrupteurs est le facteur principal qui assure le bon fonctionnement du système. Un mauvais partage de tension pourra se traduire par le vieillissement prématuré, voire la destruction d'un ou de plusieurs des interrupteurs mis en série et compromettre le fonctionnement de la structure [12].

Des études ainsi que des réalisations expérimentales de la mise en série de différents types d'interrupteurs ont été effectuées pour la mise en série des IGBT [13] et pour la mise en série des MOSFET [12]. L'ensemble de ces études a prouvé qu'il est quasiment impossible d'assurer un partage équitable de la tension d'entrée sans faire recours à des dispositifs d'équilibrage sophistiqués [12]. En effet il est difficile de synchroniser l'ouverture et la fermeture instantanée de la totalité des interrupteurs mises en série.

Cette différence entre les temps d'ouvertures (ou de fermetures) des interrupteurs est la principale cause du déséquilibre du partage de la tension, et elle est due à divers facteurs dont on cite [12] :

- Les différences intrinsèques entre interrupteurs.
- Les imperfections du circuit de commande : les générateurs d'imputions peuvent générer des signaux de commande ayant des temps de retard des uns par rapport aux autres.
- Les éléments extérieurs apportés par les circuits de puissance et de commande, et notamment les capacités du mode commun.

## **I.5. Approche modulaire**

Les convertisseurs modulaires séries/parallèles, dans lesquels des modules sont connectés en série ou en parallèle à l'entrée ou à la sortie, ont attiré de plus en plus d'attention dans les dernières décennies.

Dans le cas des convertisseurs qui possèdent d'importantes grandeurs d'entrées (courant ou tension), l'approche modulaire se présente comme une sérieuse alternative aux convertisseurs classiques pour les avantages suivants :

- Une amélioration significative de la fiabilité.
- La fabrication en série des éléments, ce qui contribue à baisser d'une manière significative les coûts et le temps de production.
- L'augmentation de l'efficacité et de la puissance totale du système.
- Le partage des grandeurs d'entrée entre les éléments.
- La possibilité d'utiliser des interrupteurs de faible puissance, car les modules ne prennent en charge qu'une partie de la puissance totale.
- La possibilité d'augmenter les fréquences de commutation.
- Une étude plus facile et un coût moins élevé à travers la standardisation des modules.
- La facilité de l'expansion de la capacité du système en puissance.
- La possibilité du délestage d'un module défaillant avec continuité de service.

En fonction des combinaisons possibles, les convertisseurs modulaires peuvent être classifiés en quatre architectures possibles [14] :

- Entrée parallèle sortie parallèle (IPOP).
- Entrée parallèle sortie série (IPOS).
- Entrée série sortie parallèle (ISOP).
- Entrée série sortie série (ISOS).

Chacune de ces architectures de connexion est adaptée à des applications spécifiques, l'architecture IPOP est bien adaptée pour les applications à haute tension d'entrée et haut courant de sortie, l'architecture IPOS est bien adaptée pour les applications à haute tension d'entrée et haut courant de sortie. Les modules basiques constituant le système peuvent être des hacheurs (DC-DC), des onduleurs (DC-AC), des redresseurs (DC-DC) ou bien des gradateurs (AC-AC).

Actuellement, les convertisseurs modulaires sont largement utilisés pour la conversion DC-DC. Pour les convertisseurs DC-AC, l'approche modulaire reste un sujet de recherche bien que les onduleurs DC-AC entrée parallèle sont déjà utilisés dans les systèmes photovoltaïques [14].

## **I.6. Hacheurs modulaires**

Dans le cas des convertisseurs DC-DC entièrement modulaires de faible puissance, les blocs peuvent être connectés dans toutes les combinaisons (série ou parallèle) à l'entrée ainsi qu'à la sortie [15].

### **I.6.1. Connexion ISOS**

La connexion ISOS est bien adaptée pour les applications, où à la fois la tension d'entrée ainsi que la tension de sortie sont élevées [15].

En l'absence de commande de partage de la tension d'entrée, toute petite perturbation provoque un emballement de l'entrée du convertisseur de tensions, en raison de la propriété de résistance négative d'entrée des convertisseurs DC-DC [15].

### **I.6.2. Connexion ISOP**

La connexion à entrée série, sortie parallèle est adaptée pour des applications à tension d'entrée et courant de sortie élevées. Pour la connexion (ISOP), les différents convertisseurs ne sont pas contrôlés de façon indépendante, mais par un rapport cyclique commun [15].

Des résultats pour la commande des convertisseurs modulaires (ISOP) de moyenne puissance destinée à l'alimentation des trains à grande vitesse a été présenté dans [16]. D'autres approches de commande ont été présentées pour l'architecture (ISOP) tel que la nécessité de commande de la tension d'entrée [17]. Une commande par variation du rapport cyclique était proposée dans [18]. Une analyse complète de la stabilité d'un convertisseur ISOP a été présentée dans [19]. Une analyse de la relation entre le partage de tension d'entrée et le partage du courant de sortie du système (ISOP) a été faite, et une nouvelle stratégie de commande du partage de la tension d'entrée indépendamment de la régulation de la tension de sortie a été proposée dans [20]. L'architecture (ISOP) a été implémentée avec succès dans une application pour une conversion de 10 kV à 400 V dans [21].

### **I.6.3. Connexion IPOP**

La connexion à entrée parallèle, sortie parallèle est bien adaptée pour les applications où à la fois le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie sont élevées. L'architecture (IPOP) dotée de modules standardisés a été largement utilisée dans la production décentralisée, et

plusieurs approches de partage de courant de sortie ont été proposées, comme la méthode maître-esclave [22]. Une classification des structures ainsi que les configurations de commande des méthodes pour le partage du courant de sortie pour cette architecture ont été présentées dans [23].

#### **I.6.4. Connexion IPOS**

La connexion à entrée parallèle, sortie série est adaptée pour des applications à courant d'entrée et tension de sortie élevées. Ce type de convertisseurs peut aussi alimenter plusieurs charges à faible tension d'entrée associé en série, une étude théorique suivie d'une étude expérimentale a validé le bon fonctionnement de cette topologie qui se traduit par la bonne répartition de la tension de sortie sur les éléments du convertisseur. Ces résultats ont été présentés dans [24].

### **I.7. Redresseurs modulaires**

Pour la conversion AC/DC, une application de l'architecture (IPOP) a été proposée dans [25].

Une architecture (ISOP) permettant un redressement pour des applications à forte puissance notamment pour l'alimentation des moteurs des trains électriques [26]. Une application qui consiste à mettre en parallèle douze éléments permettant d'avoir un fort courant de sortie à partir d'une haute tension d'entrée a été proposée dans [26].

### **I.8. Gradateurs modulaires**

Pour la conversion AC/AC, une application en moyenne tension des gradateurs modulaires pour la variation de fréquence a été proposée dans [27].

### **I.9. Onduleurs modulaires**

#### **I.9.1. Architecture IPOP**

C'est l'architecture la plus utilisée pour la conversion DC/AC, elle est notamment utilisée dans l'alimentation sans interruption (ASI) en raison de sa fiabilité par rapport à sa redondance parallèle [14]. Une approche de commande visant à assurer la bonne répartition

du courant d'entrée a été présentée dans [28]. Une commande de partage de charge ainsi qu'une étude de stabilité ont été présentées dans [29]. Une autre approche de commande de partage de charge pour une alimentation sans interruption a été présentée dans [30].

### **I.9.2. Architecture ISOP**

Peu de travaux existent sur les recherches des architectures (ISOP), deux approches de commande du partage de la tension d'entrée ainsi que le partage du courant de sortie ont été proposées dans [14], avec comme exemple d'application un onduleur à deux modules de 2 kVA.

## **I.10. Place de l'interrupteur dans la conversion d'énergie**

Le convertisseur modulaire à entrée série, est conçu pour gérer les hauts niveaux de tension continue à l'entrée. Son principal avantage étant le partage de la tension d'entrée sur l'ensemble des modules. Ces derniers ne doivent donc supporter qu'une partie de la tension d'entrée totale. Ceci donne la possibilité d'utiliser des interrupteurs matures de faible puissance qui engendrent moins de pertes mais qui peuvent surtout être commuté à fréquence élevées.

### **I.10.1. Historique**

Les premiers interrupteurs d'électronique de puissance contenait des gaz au lieu des semi-conducteurs solides [31]. Le redresseur (ou diode) à vapeur de mercure reposant sur le principe de la décharge électrique par arc dans un environnement gazeux, a été utilisé pour la première fois pour une application de redressement en 1901 par Peter Cooper Hewitt [31]. Le thyatron, un autre type de tube à gaz utilisé comme interrupteur pour les fortes puissances, fut commercialisé dès 1928 [31]. Basés sur le même principe, les ignitrons développés par Joseph Slepian ont fait leur apparition en 1933 [31].

Les diodes et les thyristors étaient les seuls interrupteurs de puissance disponibles sur le marché avant l'apparition du transistor bipolaire dans les années 1970s [32]. Ce dernier nécessitant une commande complexe et très onéreuse n'est pratiquement plus utilisé dans les applications de puissances supérieures à 100 W [32].

Le thyristor blocable par la gâchette (GTO) a été proposé vers la fin des années 1970s. Cet interrupteur toujours utilisé, présente de nombreux désavantages dont on cite la lenteur et sa commande au blocage onéreux [32].

Apparus dans les années 1980s, les transistors MOS de puissance (MOSFET) et les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) sont les plus utilisés de nos jours, notamment pour leur rapidité, et leur faculté de blocage et de commande en tension [32].

### I.10.2. Comparaison

Les IGBT et les MOSFET ont un fonctionnement assez similaire, mais ils sont conçus pour des plages de puissance différentes, ils ont aussi des fréquences de commutations différentes.

Il est visible que le MOSFET est plus performant que l'IGBT du point de vue de la fréquence de commutation. Néanmoins, le MOSFET ne peut supporter les hauts niveaux de tension, pour lesquelles il est nécessaire d'utiliser des IGBT. Les IGBT peuvent supporter des tensions qui dépassent les 3300 V, mais la fréquence de commutation de ces derniers est inférieure à 20 kHz [32]. Les MOSFET quant à eux sont plus performants et leur fréquence de commutation dépasse les 100 kHz, mais ils sont vulnérables face aux hautes tensions et sont généralement utilisés pour des tensions inférieures à 100 V avec une puissance transmise inférieure à 1 kW [32].

**Tableau I.3 Comparaison entre les caractéristiques des IGBT et des MOSFET**

IGBT	MOSFET
Faible rapport cyclique	Long rapport cyclique
Faible fréquence de commutation	Forte puissance de commutation
Ne peuvent supporter que des faibles variations de charge	Peuvent supporter d'importantes variations de charge
Peuvent supporter les hautes tensions	Ne peuvent supporter que des faibles tensions
Peuvent transiter des grandes puissances relativement	Ne peuvent transiter que des faibles puissances

Les MOSFET sont de loin plus performants que les IGBT, néanmoins leur utilisation est limitée aux faibles puissances (ainsi qu'aux faibles niveaux de tensions). Les



convertisseurs modulaires à entrée série, offrent l'avantage du partage de la tension d'entrée ainsi que de la puissance d'entrée sur les différents modules. Cet avantage peut influencer sur le choix des interrupteurs utilisés dans les modules, et donne la possibilité de choisir des interrupteurs de faible puissance qui donnent des meilleures performances.

## **I.11. Conclusion**

Les répercussions ainsi que l'accentuation des dommages causés par l'exploitation des énergies fossiles sur l'environnement dans ces dernières années, a éveillé une certaine volonté politique à l'échelle mondiale visant à une transition énergétique vers les énergies renouvelables.

La transition énergétique entamée récemment, a exigé un important développement technique pour s'adapter à l'exploitation de nouvelles formes d'énergie non conventionnelles que constituent les énergies renouvelables.

Parmi les défis lancés par la transition énergétique, on note la nécessité de l'acheminement de l'énergie en continu. Ceci est notamment utile dans le cas de la production décentralisée, où le transport en continu est privilégié à cause de l'importance de la distance entre les sites de production et le reste du réseau électrique. L'acheminement en continu engendre moins de pertes sur les plus longues distances.

Les convertisseurs modulaires comportent plusieurs topologies, qui permettent de faire face aux différentes contraintes d'entrée et de sortie. Les onduleurs modulaires à entrée série, assurent le partage de la tension d'entrée sur les modules des convertisseur. Grâce à cette faculté, ces convertisseurs peuvent constituer une bonne solution pour l'ondulation des grandes tensions d'entrée.

Le partage de la tension et de la puissance d'entrée, assurés par les convertisseurs modulaires à entrée série, implique de nombreux avantages, chacun des modules connectés en série ne transitant qu'une partie de la puissance d'entrée et ne supportant qu'une partie de la tension d'entrée. Il est donc possible d'utiliser des interrupteurs de faible puissance qui offrent de meilleures performances, notamment de plus hautes fréquences de commutation.

Le convertisseur étudié dans ce travail, est un onduleur modulaire à entrée série et sortie parallèle (ISOP). Ce convertisseur doit fonctionner sous des exigences liées aux fortes

tensions d'entrée, tout en assurant le partage équitable de la tension d'entrée sur ses modules. Le convertisseur doit aussi fonctionner normalement et d'une manière stable en étant couplé au réseau.

Pour pouvoir affirmer que l'onduleur modulaire à entrée série soit une sérieuse alternative aux onduleurs classiques pour les applications à hautes tensions d'entrée, il est nécessaire d'effectuer une analyse du partage de la tension d'entrée sur les différents modules, suivie par une étude du couplage au réseau qui est censée confirmer l'utilité pratique du convertisseur en question.

## **Chapitre II Etude de la mise en série des onduleurs pour une charge de type résistif**

### **II.1. Introduction**

Les interrupteurs d'électronique de puissance existant sont conçus pour supporter un certain niveau de tension. Ceci complique les applications de conversion pour des hauts niveaux de tension d'entrée. De plus, les interrupteurs opérant de hautes fréquences de commutation sont généralement vulnérables aux tensions élevées.

Une première approche pour faire face aux niveaux élevés de tensions d'entrée consiste à mettre plusieurs interrupteurs en série dans le même bras afin de partager la tension d'entrée sur ces derniers. Le problème qui se pose est que des interrupteurs ayant les mêmes caractéristiques et qui sont fabriqués à la chaîne et commandés par le même générateur d'impulsions peuvent ne pas s'ouvrir ou se fermer au même moment. Tout cela peut être dû aux différentes longueurs des câbles de connexion mais aussi aux tolérances dans les caractéristiques des interrupteurs qui sont dues à la fabrication en série. Si l'un des interrupteurs s'enclenche en retard par rapport aux autres il aura à supporter seul la totalité de la tension d'entrée. Cela causera le claquage sinon une diminution certaine de la durée de vie ou pourrait mettre en péril le fonctionnement du convertisseur en entier.

Les convertisseurs modulaires entrée série peuvent se présenter comme étant une bonne alternative pour des applications à haute tension d'entrée. La tension sera donc divisée en amont des interrupteurs. De plus, ils peuvent s'adapter à plusieurs types de charges grâce aux multiples modes de connexion possibles à la sortie. Idéalement, ce genre de convertisseur est apte à alimenter tout type de charge, notamment des charges différentes reliées à différents modules.

Dans ce chapitre, est présenté une étude d'un onduleur modulaire à entrée série et à sortie parallèle (ISOP). Les éléments seront reliés à un transformateur qui lui-même sera relié à une charge.

## II.2. Modèle électrique du convertisseur

Le convertisseur proposé est composé de  $n$  modules mis en série. Chaque block est un onduleur en parallèle avec une capacité  $C_i$ . Dans le but de simplifier l'étude, nous supposons dans tout ce qui suit que les interrupteurs sont idéaux.

L'entrée du circuit du convertisseur est modélisée par une source de tension continue  $V_g$  en série avec une inductance  $L_{in}$ . L'inductance d'entrée peut représenter l'impédance de la ligne de transport pour la transmission de l'énergie électrique en continu. Elle est aussi d'une grande utilité dans la modélisation et ce pour intégrer le courant d'entrée comme variable d'état.

Le convertisseur alimente à sa sortie une charge triphasée, via un transformateur de  $n$  enroulements par phase au primaire. En supposant que le transformateur est idéalement équilibré, chaque élément du convertisseur alimente la même portion de charge. Donc du point de vue modélisation, tous les éléments alimentent des charges identiques.

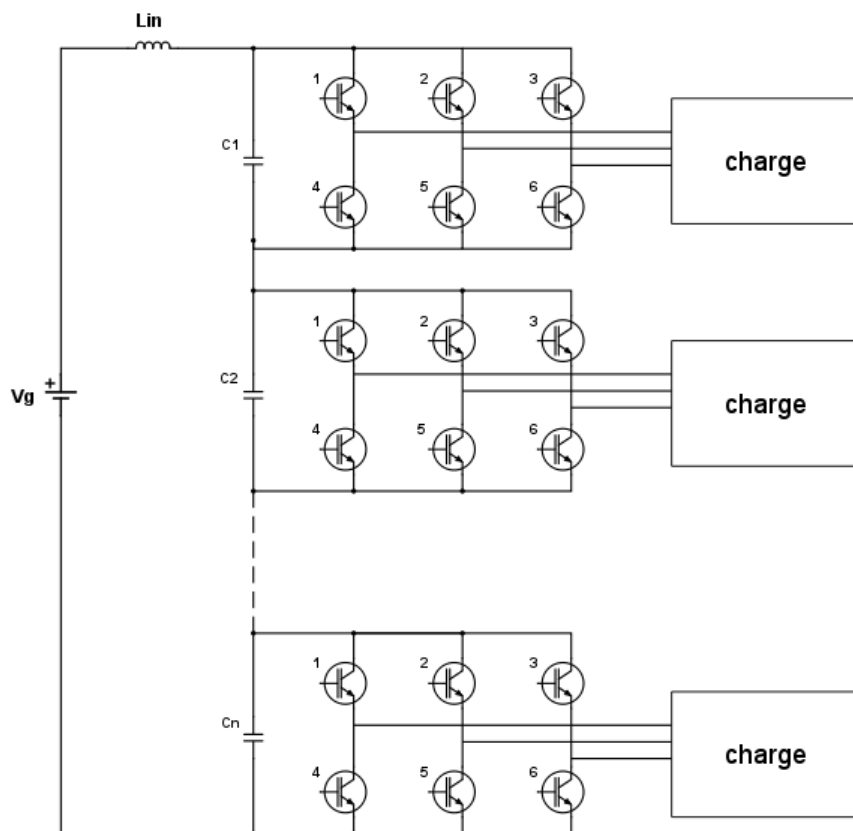


Figure II.1 Modèle électrique équivalent du convertisseur

### II.3. Modèle mathématique

Afin d'étudier le comportement du convertisseur en question, on détermine le modèle d'état du circuit électrique illustré par la figure II.1 pour un type de charge donné.

#### II.3.1 Modèle de la charge

La charge étudiée est de configuration triangulaire, chaque branche est composée d'une résistance en parallèle avec une capacité qui est en série avec une inductance.

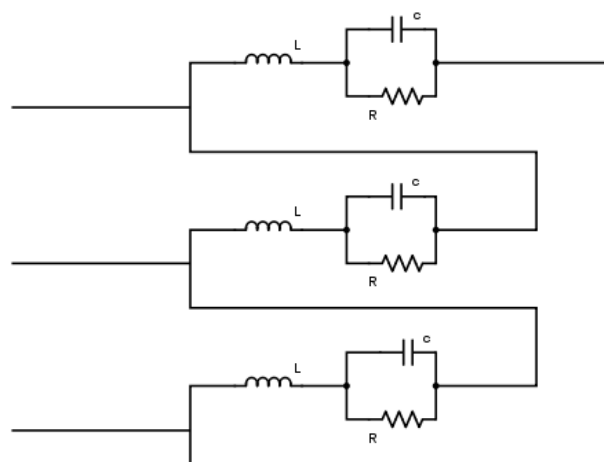


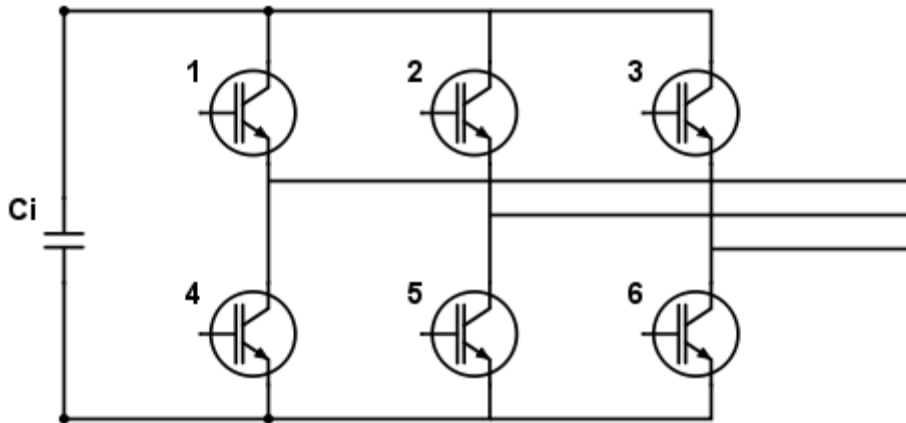
Figure II.2 Modèle de la charge

La charge est de nature résistive, l'ajout de la capacité en parallèle nous aide à intégrer la tension comme variable d'état [36]. L'inductance présente en série avec la charge dans la branche modélise toutes les inductances que ce soit celles du transformateur ou de la ligne. Le choix de la configuration triangle est fait dans le but d'éliminer la tension du mode commun qui peut être présente dans une configuration en étoile.

#### II.3.2. Les intervalles de commutation

La période de commutation  $T_s$  est divisée en quatre intervalles de commutation, telle que la durée du  $j^{eme}$  intervalle est égale à  $d_j T_s$ .

Chaque intervalle de commutation correspond à une topologie spécifique pour tous les blocks.



**Figure II.3** Circuit de l'*i*ème block onduleur

En respectant les règles de causalité qui consistent à ne pas court-circuiter une source de tension et à ne pas ouvrir une source de courant, cela se traduit dans notre cas à ne pas ouvrir ou fermer simultanément les paires d'interrupteurs ( 1 et 4), ( 2 et 5), (3 et 6), ces paires d'interrupteurs constituent ainsi des cellules de commutation.

Nous établissons donc les combinaisons possibles restantes entre les différents interrupteurs.

Si nous définissons les coefficients de commutation  $a_{iaj}$ ,  $a_{ibj}$  et  $a_{icj}$  comme étant égales à 0, 1 ou -1 selon la façon dont la source du  $i^{\text{ème}}$  block onduleur ( $C_i$ ) est liée à la branche a, b ou c de la charge dans le  $j^{\text{ème}}$  intervalle de commutation.

Pour un intervalle  $j$  donné et quel que soit le block  $i$  :

- Si la  $k^{\text{ème}}$  branche de la charge est court-circuité alors :  $a_{ikj} = 0$
- Si la  $k^{\text{ème}}$  branche de la charge est branchée en directe avec la capacité  $C_i$  alors :  
 $a_{ikj} = 1$
- Si la  $k^{\text{ème}}$  branche de la charge est branchée en inverse avec la capacité  $C_i$  alors :  
 $a_{ikj} = -1$

Nous déterminons ces coefficients de commutation pour les différentes topologies possibles :

**Tableau II.1 Les coefficients de comutation pour les différentes topologies**

Le numéro de la topologie	Les interrupteurs fermés	$a_{ia}$	$a_{ib}$	$a_{ic}$
1	1 ; 2 ; 3	0	0	0
2	1 ; 2 ; 6	0	1	-1
3	1 ; 5 ; 3	1	-1	0
4	1 ; 5 ; 6	1	0	-1
5	4 ; 2 ; 3	-1	0	1
6	4 ; 2 ; 6	-1	1	0
7	4 ; 5 ; 3	0	-1	1
8	4 ; 5 ; 6	0	0	0

La 1<sup>ère</sup> et la 8<sup>ème</sup> topologie correspondent au cas où la charge est court-circuitée.

### II.3.3. Les équations électriques

En faisant appel aux coefficients de commutation, nous tirons les équations électriques du  $i^{\text{ème}}$  module dans un intervalle  $j$  tels que:

$$L \frac{di_{ai}}{dt} = a_{iaj}V_i - v_{ai} \quad (\text{II.1.a})$$

$$L \frac{di_{bi}}{dt} = a_{ibj}V_i - v_{bi} \quad (\text{II.1.b})$$

$$L \frac{di_{ci}}{dt} = a_{icj}V_i - v_{ci} \quad (\text{II.1.c})$$

$$C_i \frac{dV_i}{dt} = i_{in} - a_{iaj}i_{ai} - a_{ibj}i_{bi} - a_{icj}i_{ci} \quad (\text{II.1.d})$$

Avec :

$L$  : L'inductance d'une branche de la charge.

$i_{ai}$ ,  $i_{bi}$  et  $i_{ci}$ : Les courants de chaque branche de la charge du  $i^{\text{ème}}$  module.

$V_i$ : La tension aux bornes de la capacité du  $i^{\text{ème}}$  module.

$v_{ai}$ ,  $v_{bi}$  et  $v_{ci}$ : Les tensions de chaque branche de la charge du  $i^{\text{ème}}$  module.

$i_{in}$ : Le courant venant de la source continue  $V_g$ .





$$J_j = \begin{pmatrix} 0 & \vdots & -E_j^T \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ E_j & \vdots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.3.f})$$

Avec :

$$E_j = \begin{pmatrix} 1 & E_{1j} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ & & & E_{nj} \\ 1 & & & \end{pmatrix} \quad (\text{II.3.g})$$

Où chaque  $E_{ij}$  correspond à un vecteur d'une ligne et trois colonnes, contenant les coefficients de commutation du  $i^{\text{ème}}$  module pour le  $j^{\text{ème}}$  intervalle de commutation telle que :

$$E_{ij} = (-a_{iaj} \quad -a_{ibj} \quad -a_{icj}) \quad (\text{II.3.f})$$

Pour les vecteurs d'état :

$$X_1^T = (i_{in} \quad i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad \cdots \quad i_{an} \quad i_{bn} \quad i_{cn} \quad V_1 \quad \cdots \quad V_n) \quad (\text{II.4.a})$$

$$X_2^T = (v_{a1} \quad v_{b1} \quad v_{c1} \quad \cdots \quad v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn}) \quad (\text{II.4.b})$$

## II.4. Modèle moyen

Le modèle instantané représente l'évolution en temps réel du système. Son principal désavantage est qu'il soit une représentation discontinue avec une commande binaire des interrupteurs. Le modèle moyen représente une alternative à ce problème. Si les fréquences naturelles du convertisseur sont très faibles devant la fréquence de commutation, c'est-à-dire que la période de découpage est très faible devant les constantes de temps du système, on peut supposer alors que le courant de sortie est constant pendant une période de commutation. On utilise les grandeurs moyennes pour les courants, les tensions et les états de cellules. Le modèle moyen est suffisant pour construire une commande performante basée sur les rapports cycliques. Par contre, la perte d'information n'est pas négligeable [33].

Pendant une période de commutation, le circuit total peut être représenté par :

$$\begin{pmatrix} H & \vdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \vdots & F \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \cdots \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ \cdots \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ \cdots \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (\text{II.5.a})$$

Avec :

$$J = \sum_{j=1}^4 d_j J_j \quad (\text{II.5.b})$$

#### II.4.1. Solution analytique du système

Si nous supposons que les inductances et les capacités d'entrée sont assez élevées et que les inductances de lignes sont assez faibles, les variations de la dynamique du système, peuvent être négligées :

$$\begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} V_g = 0 \quad (\text{II.6.a})$$

Ce système peut être écrit sous la forme :

$$KX + B' = 0 \quad (\text{II.6.b})$$

Avec :

$$K = \begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} \quad (\text{II.6.c})$$

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6.d})$$

Et :

$$B' = \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (\text{II.6.e})$$

Ce système ne peut avoir une solution unique que seulement si le déterminant de la matrice  $K$  est non nul.

Afin de calculer le déterminant de la matrice  $K$ , nous la simplifions en un produit de deux matrices plus simples la matrice  $K$ , sachant que la matrice  $G$  est inversible :

$$\begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_d & \vdots & X \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & Y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ W & \vdots & I_d \end{pmatrix} \quad (\text{II.7.a})$$

$I_d$  étant la matrice identité de la dimension requise.

En calculant le produit nous nous retrouvons avec un système de quatre équations à quatre inconnues :

$$\begin{cases} J = Z - XW \\ A^T = X \\ -A = YW \\ -G = Y \end{cases} \quad (\text{II.7.b})$$

La résolution de ce système nous permet de déterminer les matrices X, Y, Z et W :

$$\begin{cases} X = A^T \\ Y = -G \\ W = G^{-1}A \\ Z = J + A^T G^{-1}A \end{cases} \quad (\text{II.7.c})$$

Finalement :

$$\begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_d & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & -G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J + A^T G^{-1}A & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ G^{-1}A & \vdots & I_d \end{pmatrix} \quad (\text{II.7.d})$$

D'après la formule de Binet-Cauchy [34], pour deux matrices carrées A et B du même ordre, le déterminant du produit de ces deux matrices est égal au produit des déterminants de chacune des matrices :

$$\det(AB) = \det(A) \det(B) \quad (\text{II.7.e})$$

En appliquant la formule précédente a notre système :

$$\det(K) = \det(-G) \det(J + A^T G^{-1}A) \quad (\text{II.7.f})$$

Le calcul abouti au résultat suivant :

$$\det(K) = \frac{1}{R^{n-1}} \prod_{i=1}^n M_i \sum_{i=1}^n \frac{1}{M_i} \quad (\text{II.7.g})$$

Tel que :

$$M_i = -(a_{ia}^2 + a_{ib}^2 + a_{ic}^2) \quad (\text{II.7.h})$$

Le seul cas où le déterminant est nul est lorsque  $M_i = 0$ . Cela veut dire que  $a_{ia}$ ,  $a_{ib}$  et  $a_{ic}$  sont simultanément nuls donc les trois branches sont déconnectées de la tension d'entrée pendant toute la période de commutation. Cela représente un cas dégénéré.

#### II.4.2. Résolution analytique du système

En considérant que le déterminant de la matrice K est non-nulle et en supposant que la dynamique du système est négligeable, on peut résoudre le système d'une manière analytique.

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J & A^T \\ -A & -G \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (\text{II.8.a})$$

Pour calculer l'inverse de la matrice K, on résout le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} J & A^T \\ -A & -G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X & Y \\ Z & K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} \quad (\text{II.8.b})$$

$$JX + A^T Z = I \quad (\text{II.8.c})$$

$$-AX - GZ = 0 \quad (\text{II.8.d})$$

$$-AY - GK = I \quad (\text{II.8.e})$$

$$JY + A^T K = 0 \quad (\text{II.8.f})$$

- De l'équation (II.8.d) on peut écrire que  $Z = -G^{-1}AX$

En remplaçant dans (1.8.c)

$$JX - A^T G^{-1}AX = I \quad (\text{II.8.g})$$

$$(J - A^T G^{-1}A)X = I \quad (\text{II.8.h})$$

Donc

$$X = (J - A^T G^{-1}A)^{-1} \quad (\text{II.8.i})$$

Et

$$Z = -G^{-1}A(J - A^T G^{-1}A)^{-1} \quad (\text{II.8.j})$$

- De l'équation (II.8.f) on peut écrire que  $K = -A_T^{-1}JY$

En remplaçant dans (II.8.e)

$$-AY + GA_T^{-1}JY = I \quad (\text{II.8.k})$$

$$(-A + GA_T^{-1}J)Y = I \quad (\text{II.8.l})$$

$$Y = (-A + GA_T^{-1}J)^{-1} \quad (\text{II.8.m})$$

On peut écrire la matrice Y de l'équation (II.8.m) d'une autre manière en utilisant la propriété de l'inversion des matrice suivante :  $(AB)^{-1} = B^{-1}A^{-1}$

$$Y = (GA_T^{-1}(-A^T G^{-1}A + J))^{-1} \quad (\text{II.8.o})$$

Donc :

$$Y = (J - A^T G^{-1}A)^{-1}A^T G^{-1} \quad (\text{II.8.p})$$

- De l'équation (II.8.f) on peut écrire que  $Y = -J^{-1}A^T K$   
En remplaçant dans (1.8.e)

$$AJ^{-1}A^T K - GK = I \quad (\text{II.8.q})$$

$$(AJ^{-1}A^T - G)K = I \quad (\text{II.8.r})$$

$$K = (AJ^{-1}A^T - G)^{-1} \quad (\text{II.8.s})$$

En utilisant le théorème de Sherman Morrison Woodburg [34] :

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (\text{II.8.t})$$

On trouve :

$$K = G^{-1} - G^{-1}A(J - A^T G^{-1}A)^{-1}A^T G^{-1} \quad (\text{II.8.u})$$

La forme générale de l'inverse de la matrice K partitionné les matrices de blocs est :

$$\begin{pmatrix} J & A^T \\ -A & -G \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} (J - A^T G^{-1}A)^{-1} & \vdots & (J - A^T G^{-1}A)^{-1}A^T G^{-1} \\ \dots & \dots & \dots \\ -G^{-1}A(J - A^T G^{-1}A)^{-1} & \vdots & G^{-1} - G^{-1}A(J - A^T G^{-1}A)^{-1}A^T G^{-1} \end{pmatrix} \quad (\text{1.8.v})$$

On notera que l'utilisation de l'équation précédente suppose que  $G$  est une matrice non singulière. Puisque le vecteur  $B$  ne comporte qu'un seul élément non nul, il suffit de calculer uniquement la première colonne de l'inverse de la matrice  $K$ .

On calcul la première colonne pour des nombres de convertisseurs définis, puis on généralise pour n'importe quel nombre  $n$ .

En utilisant la méthode décrite précédemment et en procédant de façon récursive, la solution générale s'écrit comme suit [35] :

$$v_{ai} = a_{ia}\lambda_i V_g \quad (\text{II.9.a})$$

$$v_{bi} = a_{ib}\lambda_i V_g \quad (\text{II.9.b})$$

$$v_{ci} = a_{ic}\lambda_i V_g \quad (\text{II.9.c})$$

$$V_i = \lambda_i V_g \quad (\text{II.9.d})$$

$$i_{in} = -\frac{1}{T} V_g \quad (\text{II.9.e})$$

$$i_{ai} = \frac{v_{ai}}{R} \quad (\text{II.9.f})$$

$$i_{bi} = \frac{v_{bi}}{R} \quad (\text{II.9.g})$$

$$i_{ci} = \frac{v_{ci}}{R} \quad (\text{II.9.h})$$

Avec:

$$T = \sum_{i=1}^n \frac{R}{M_i} \quad \text{L'impédance du système vue de l'entrée} \quad (\text{II.9.i})$$

$$\lambda_i = \frac{R}{TM_i} \quad \text{Le facteur de distribution de la tension sur le } i^{\text{ème}} \text{ module} \quad (\text{II.9.j})$$

$$a_i = \sum_{j=1}^4 d_j a_{ij} \quad \text{Le coefficient de connexion moyen du } i^{\text{ème}} \text{ module} \quad (\text{II.9.k})$$

D'après l'équation (II.9.e), le coefficient  $T$  représente la charge totale vue par l'entrée du convertisseur. Alors que le coefficient  $\lambda_i$  représente le facteur de distribution de la tension sur le  $i^{\text{ème}}$  convertisseur.

Les spécifications du system force le partage équitable de la tension d'entrée sur la totalité des blocks de telle sorte que le facteur de distribution soit égal à  $1/n$  pour chaque block.

Pour des charges identiques et si les facteurs de distribution sont égaux, les  $M_i$  doivent être égaux à leur tour. C'est-à-dire que pour avoir un partage équitable de la tension d'entrée on doit choisir les mêmes coefficients de connexion pour tous les modules (II.9.j).

### II.4.3. Calcule des durées d'intervalles de commutation

Afin d'obtenir des grandeurs de sortie formant un system triphasé équilibré, on doit choisir des coefficients de connexion moyens qui forment un system sinusoïdal équilibré.

$$a_{ia} = a \cos(\omega t - \varphi) \quad (\text{II.10.a})$$

$$a_{ib} = a \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.10.b})$$

$$a_{ic} = a \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.10.c})$$

On cherche donc des rapports cycliques (les durées des intervalles de commutation) qui peuvent générer les coefficients de connexion exigés pour avoir un system équilibré.

Les rapports cycliques sont liés aux coefficients de connexion par le system d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} a_{ia1} & a_{ia2} & a_{ia3} & a_{ia4} \\ a_{ib1} & a_{ib2} & a_{ib3} & a_{ib4} \\ a_{ic1} & a_{ic2} & a_{ic3} & a_{ic4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{ia} \\ a_{ib} \\ a_{ic} \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Il faut bien noter que la somme des rapports cycliques doit toujours être égale à 1. La solution proposée pour les quatre rapports cycliques sont une constante, plus trois sinusoïdes formant un système équilibré (décalé de  $120^\circ$ ).

Une solution possible du system (II.11) peut être écrite sous la forme [36] :

$$d_1 = D' \quad (\text{II.12.a})$$

$$d_2 = \frac{[D + D_m \cos(\omega t + 30 - \varphi)]}{3} \quad (\text{II.12.b})$$

$$d_3 = \frac{[D + D_m \cos(\omega t - 90 - \varphi)]}{3} \quad (\text{II.12.c})$$

$$d_4 = \frac{[D + D_m \cos(\omega t + 150 - \varphi)]}{3} \quad (\text{II.12.d})$$

Avec:

$$D + D' = 1 \quad (\text{II.12.e})$$

Pour ces rapports cycliques, on obtient des coefficients de connexion moyens de la forme suivante :

$$a_i = D a_{i1} + \frac{D'(a_{i2} + a_{i3} + a_{i4})}{3} + \frac{D_m}{3} \left( (a_{i2} - \frac{a_{i3} + a_{i4}}{3}) \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} (a_{i3} - a_{i4}) \sin(\omega t) \right) \quad (\text{II.13})$$

## II.5. Simulations de la mise en série pour une charge résistive

Sous l'environnement MATLAB, le modèle d'état moyen en tenant compte de toutes les inductances et capacités permet de visualiser le régime transitoire du système.

$$\begin{pmatrix} H & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & F \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dots \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (\text{II.14.a})$$

Il est facile d'écrire ce système sous la forme :

$$\dot{X} = AX + B \quad (\text{II.14.b})$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} H & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & F \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} J & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & -G \end{pmatrix} \quad (\text{II.14.c})$$



Et

$$B = \begin{pmatrix} H & \vdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \vdots & F \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B \\ \cdots \\ 0 \end{pmatrix} V_g \quad (\text{II.14.d})$$

En appliquant la méthode itérative d'Euler pour chaque élément  $\dot{x}$  du vecteur  $\dot{X}$  :

$$\dot{x} = ax + b \quad (\text{II.15.a})$$

On a :

$$\frac{x_{n+1} - x_n}{h} = ax_n + b \quad (\text{II.15.b})$$

$$x_{n+1} = h(ax_n + b) + x_n \quad (\text{I.15.c})$$

Avec  $h$  le pas d'intégration que l'on prend suffisamment petit afin d'avoir une bonne précision, et  $n$  le nombre d'itérations inversement proportionnel au pas d'intégration.

### II.5.1. Paramètres de simulation

Une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge résistive avec des paramètres donnés dans le tableau II.2 est utilisée pour obtenir des résultats de simulation et procéder à la comparaison avec ceux obtenus par les équations analytiques et ceux de la résolution numérique des équations d'états.

**Tableau II.2 Les coefficients de comutation pour les différentes topologie**

Paramètres	Valeurs
Inductance d'entrée	$L_{in} = 0.002H$
Inductance de charge	$L = 0.0035H$
Capacité d'entrée	$C = 0.001F$
Capacité de charge	$c_i = 0.4H$
Nombre d'éléments	$n = 3$
Résistance	$R = 10\Omega$
Fréquence de sortie	$f = 50 \text{ Hz}$
Fréquence de commutation	$f_c = 5000 \text{ Hz}$
Tension d'entrée	$V_g = 10000 \text{ V}$
Dm	1
D	0.4

Les configurations choisies pour les quatre intervalles de temps sont respectivement les configurations 1, 3, 2, 5 du tableau II.1.

### II.5.2. Simulation du fonctionnement du convertisseur avec les condensateurs initialement chargé

On trace sous l'environnement MATLAB les courbes de la tension et du courant d'entrée et de sortie. Les capacités d'entrée sont initialement chargées avec une tension  $V_{ci} = V_g/n$  (Annexe B)

#### II.5.2.1. Graphes du courant et de la tension d'entrée

- Résultats de la simulation du modèle moyen avec la résolution de d'Euler

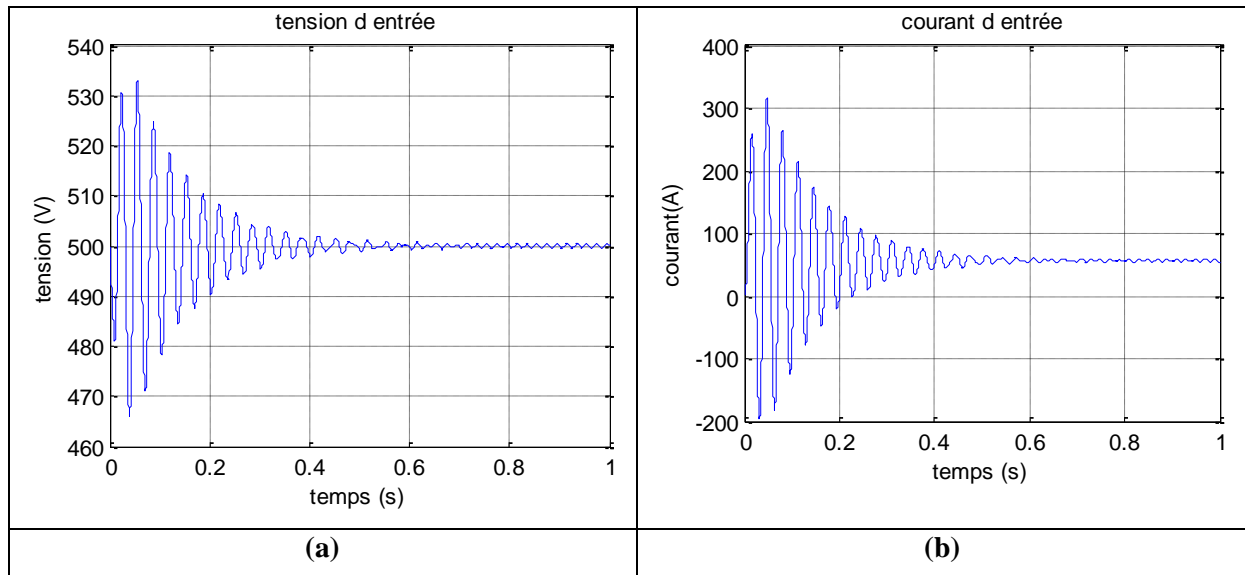
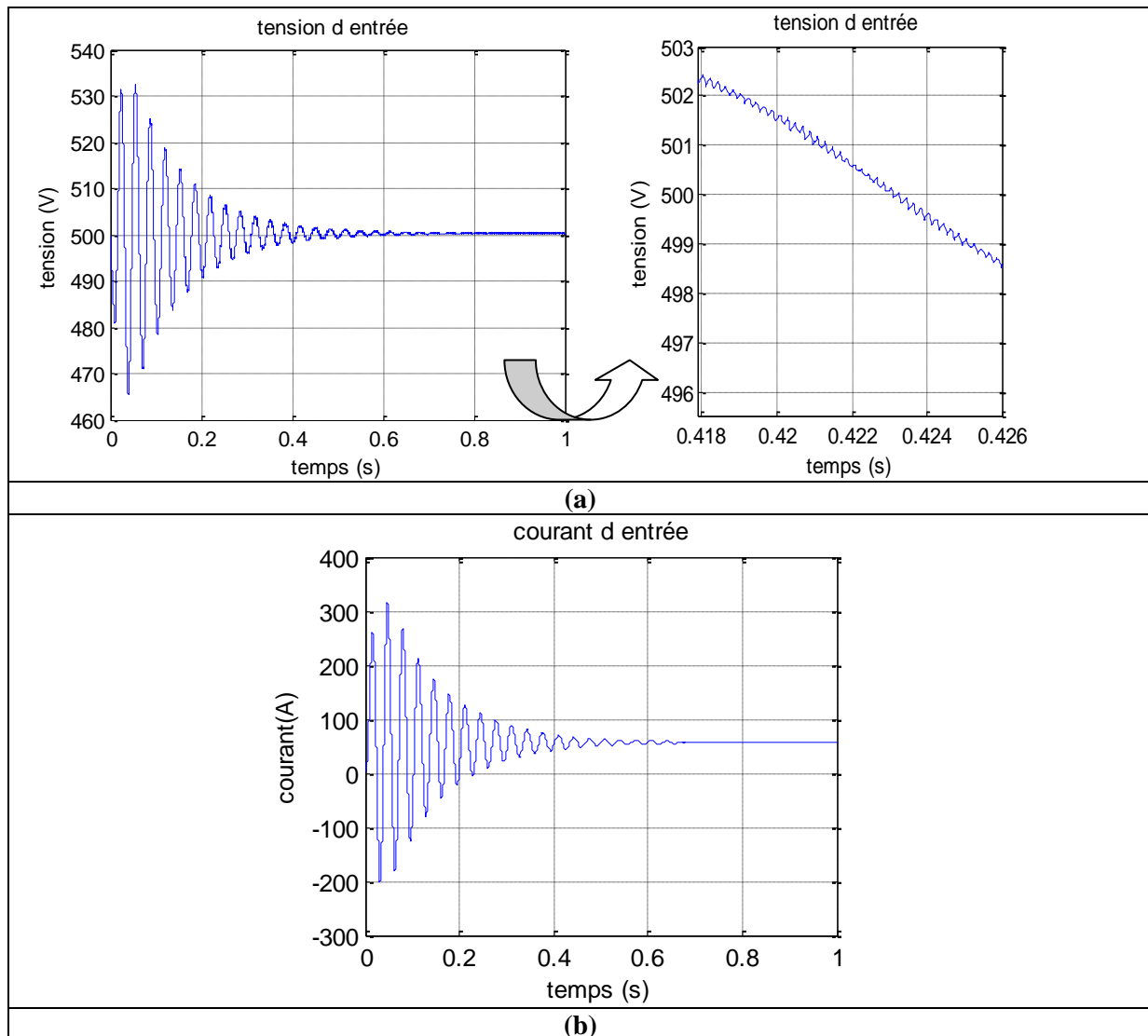


Figure II.4 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge

- Résultats de la simulation du circuit par une commande (MLI)

On simule un onduleur série commandé par une MLI sinusoïdale avec les mêmes paramètres de la simulation précédente.



**Figure II.5 tension d'entrée, (b) courant d'entrée pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge résistive commandés par une MLI**

Le courant et la tension d'entrée ont le même comportement. Les deux grandeurs passent par un transitoire puis se stabilisent après un temps donné.

Pendant le régime transitoire le dépassement atteint la valeur de 317(A) pour le courant d'entrée et 533 (V) pour la tension d'entrée. Les valeurs qu'atteint le courant ainsi que les gradients de la tension des capacités lors du régime transitoire sont importants et peuvent causer la rupture du fonctionnement, d'où la nécessité d'une régulation appropriée. De plus, toute perturbation de tension d'entrée provoque un emballement du convertisseur, c'est pour cette raison que la commande de partage de tension est utilisée pour les convertisseurs modulaires DC-DC à entrée-série [4].

On remarque aussi dans le zoom de la figure II.4 la présence d'infimes fluctuations dans la tension d'entrée qui sont dû à la MLI sinusoïdale. Lors du régime permanent nous avons un courant d'entrée continu et un partage équitable des tensions d'entrée entre les blocks.

### II.5.2.2. Graphes des courants et des tensions de sortie

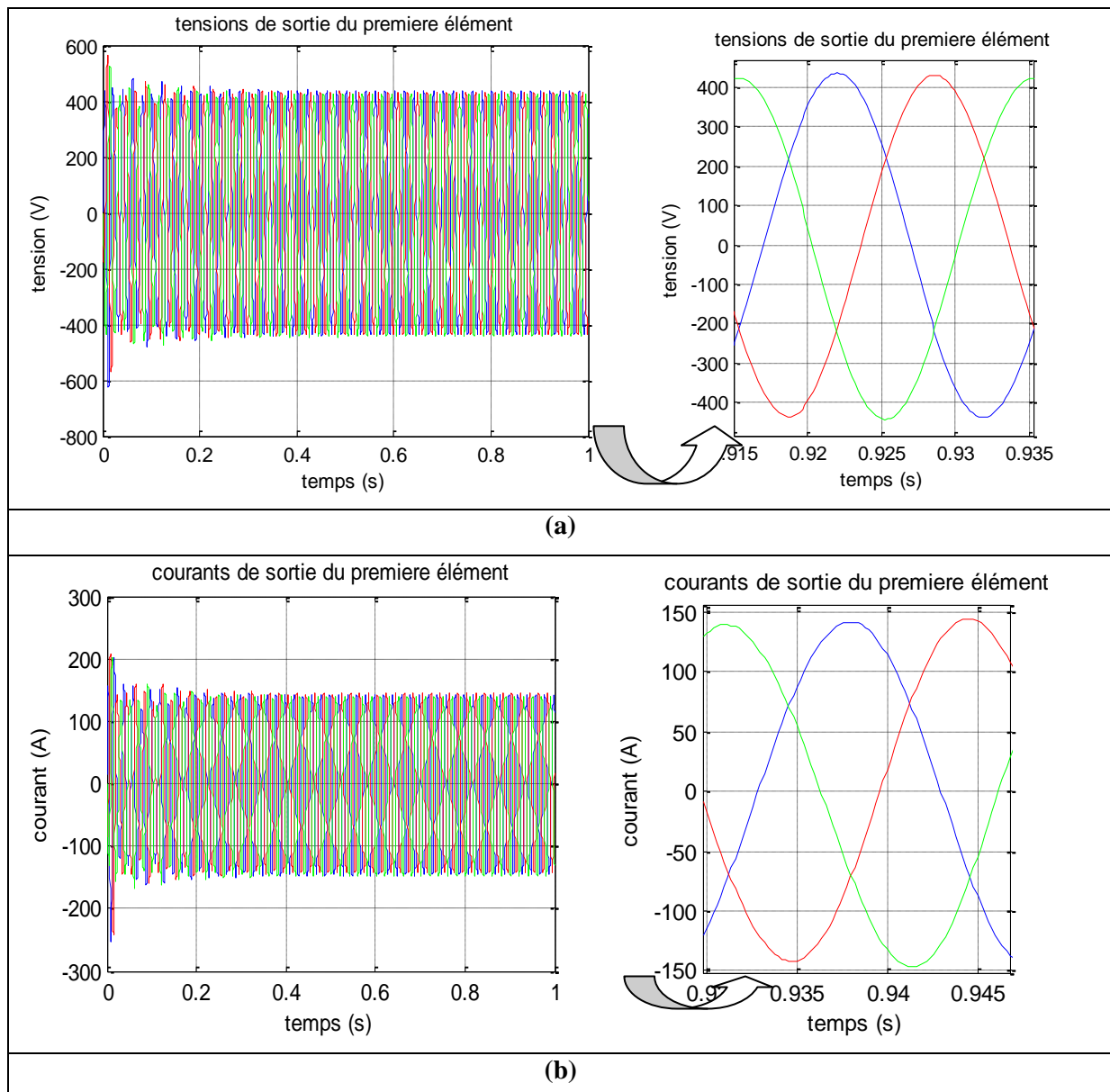
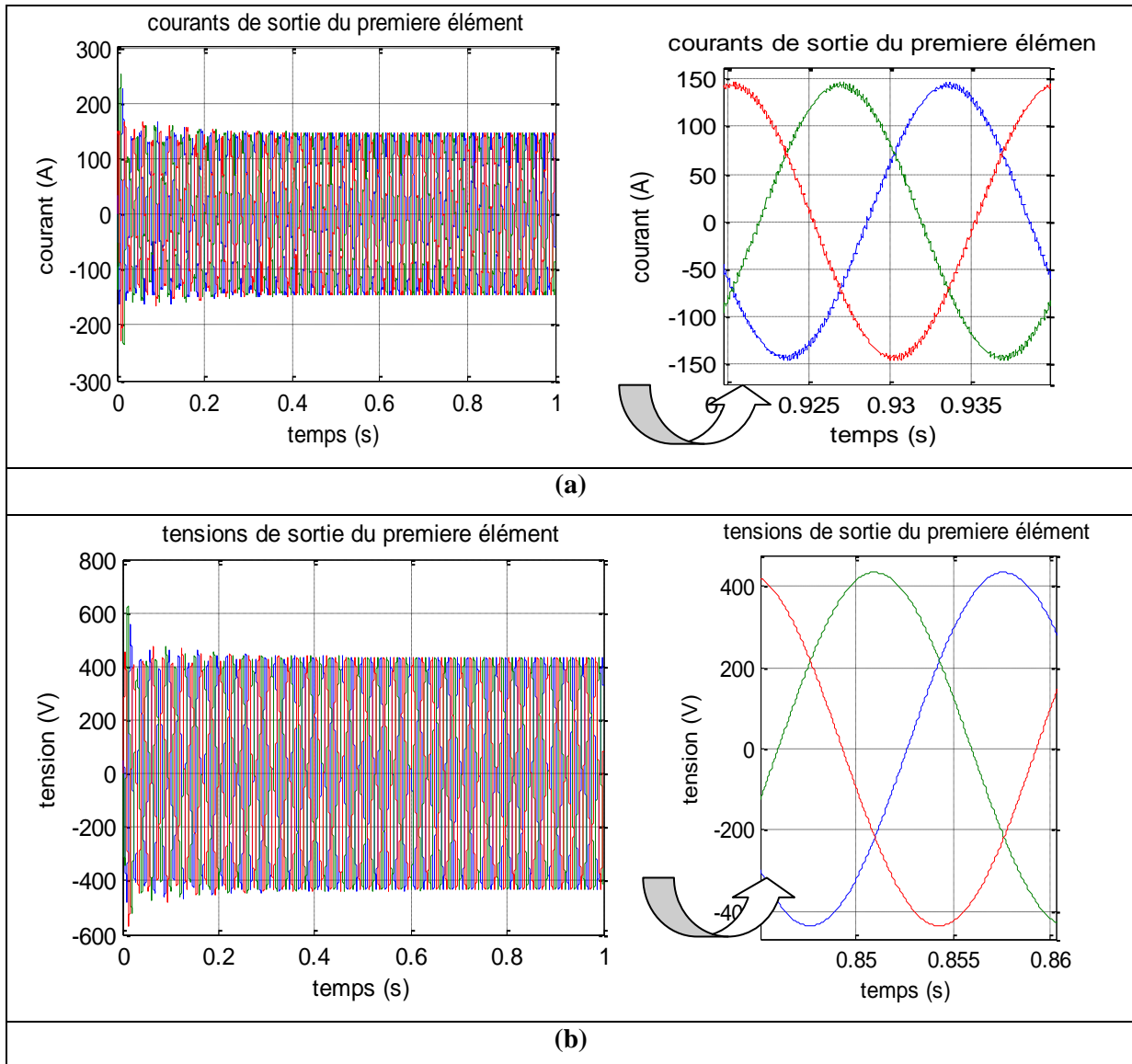


Figure II.6 (a) Tensions de sortie, (b) Courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge résistive.



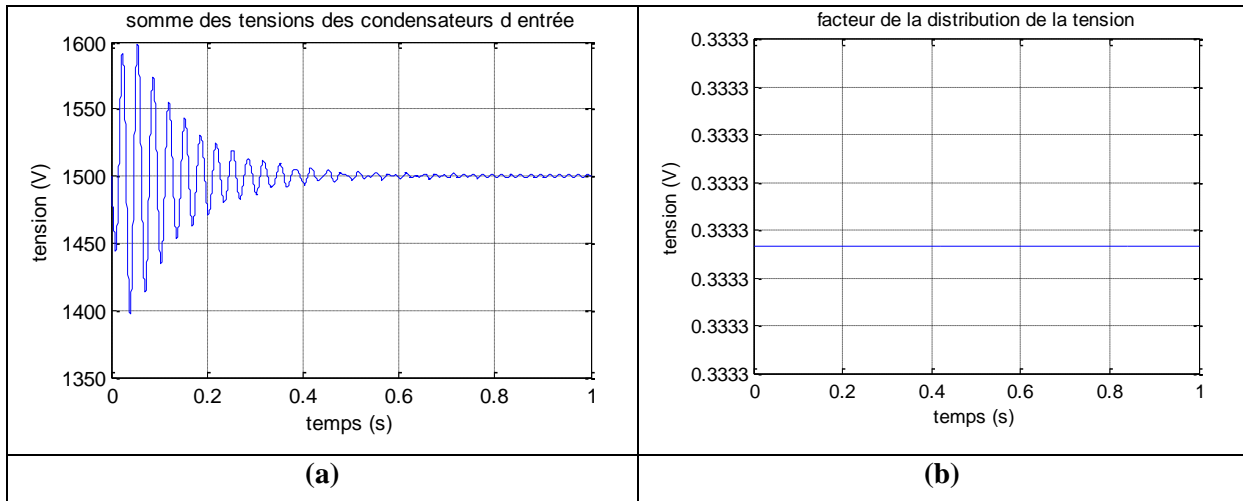
**Figure II.7(a) Tensions de sortie, (b) Courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge résistive une commandé par une MLI**

Hormis la période transitoire les courants et les tensions de sortie sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré.

### II.5.2.3. Fonction de distribution de la tension

La somme des tensions d'entrée n'est pas égale à  $V_g$  dans le régime transitoire figure II.8 (a), mais cela ne veut pas dire que la somme des tensions des capacités d'entrées n'est pas équitablement partagée sur les blocks. La fonction de distribution de la tension d'entrée donnée par l'équation suivante nous informe sur la manière la distribution se fasse que ce soit en régime transitoire ou permanent :

$$\gamma_i(t) = \frac{V_i(t)}{\sum_{i=1}^n V_i(t)} \quad (1.16)$$



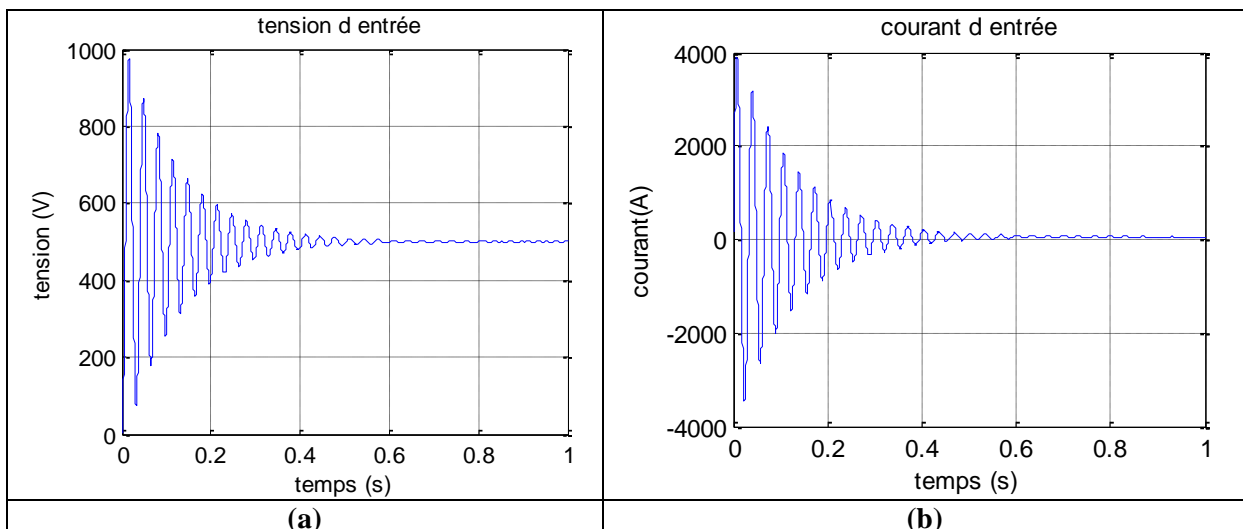
**Figure II.8 (a) Somme des tensions d'entrée, (b) distribution de la tension pour la mise en série de trois onduleurs connecté au réseau**

La fonction de distribution  $\gamma_i(t)$  est toujours égale à  $1/n$ , même lors du régime transitoire du système. Si les tensions d'entrée pour chaque module varient lors du régime transitoire, leur variation est identique.

### II.5.3. Simulation du fonctionnement du convertisseur avec les condensateurs initialement non chargé

Ce cas ce présente un cas extrême auquel le système devra faire face. On simule le système pour les mêmes paramètres utilisés dans les simulations précédentes, avec les capacités non chargés.

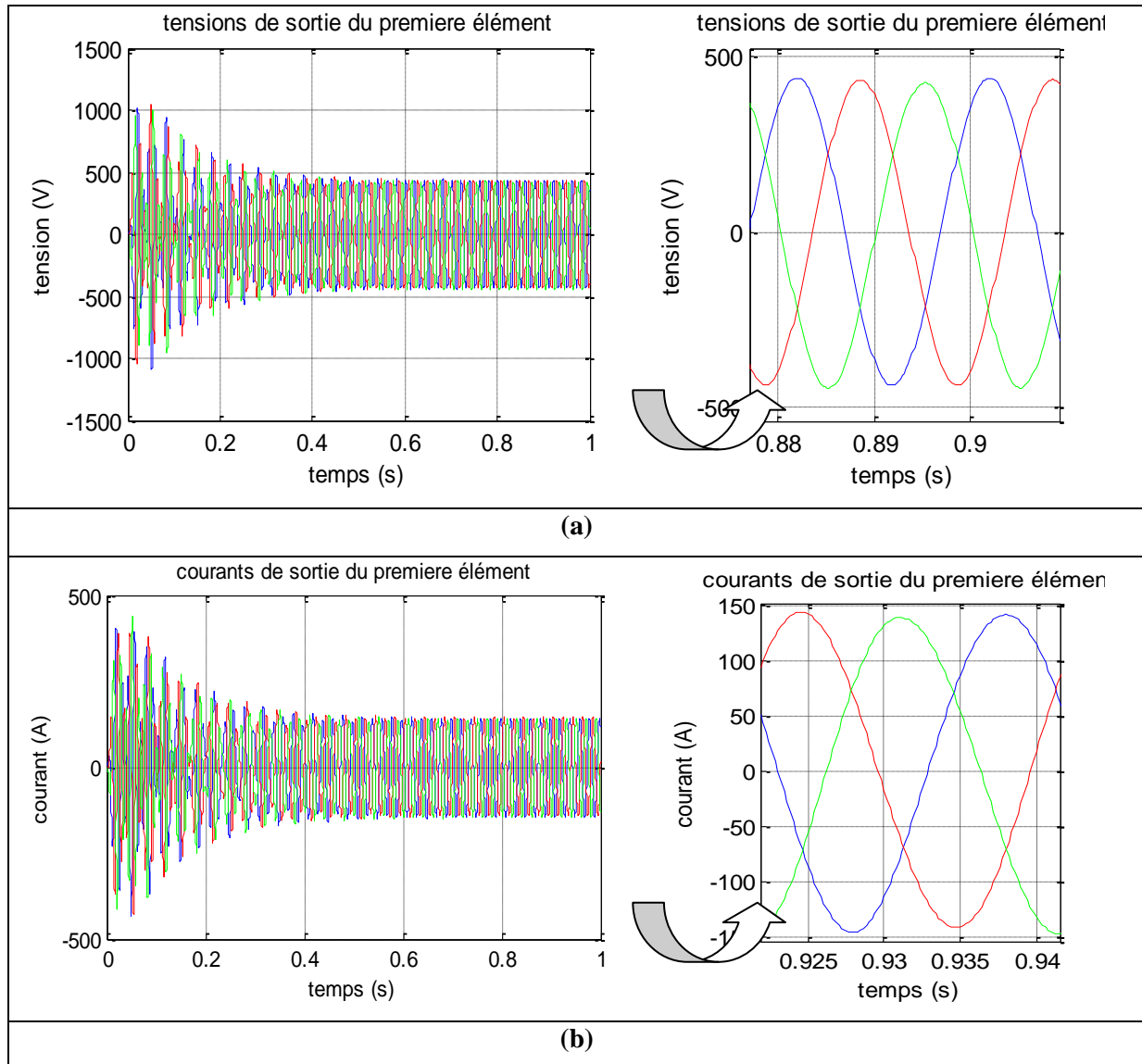
#### II.5.3.1. Courants et des tensions de sortie



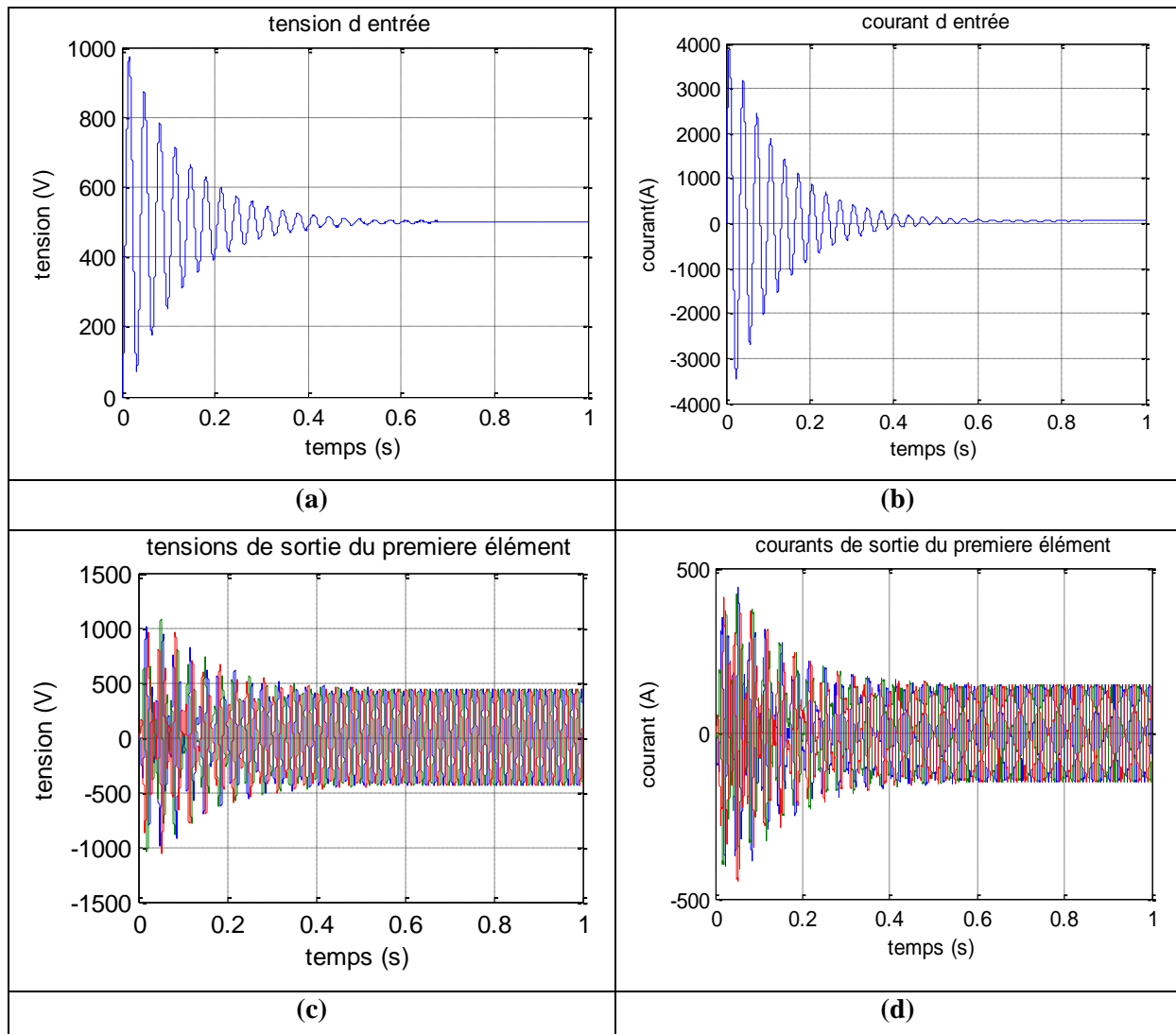
**Figure II.9 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge avec des condensateurs d'entrés non chargés**

La durée du transitoire ne change pas, alors que les valeurs maximales des pics atteignent des valeurs très importantes qui sont de 2300 (A) pour le courant d'entrée et 3745 (V) pour la tension à l'entrée des condensateurs. De ce fait, la mise en marche du convertisseur dans ces conditions est fortement déconseillée.

### II.5.3.2. graphes des courants et des tensions de sortie



**Figure II.10(a) Tensions de sortie, (b) Courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs connectés à une charge résistive**



**Figure II.11 (a) Tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) tensions de sortie, (d) courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs avec des condensateurs non chargés, connectés à une charge résistive pour une commandé par une MLI**

Par rapport au cas où les capacités sont préalablement chargées, ce cas présente des fluctuations de tension et de courant plus importantes lors du régime transitoire.

## II.6. Conclusion

En partant du modèle électrique d'un convertisseur modulaire à entrée série, et en établissant un modèle d'état, on a pu aboutir à un système d'équation régissant le comportement du système. Ce système a été résolu par la méthode analytique donnant ainsi les équations des variables d'état du système au régime permanent.

La simulation du modèle moyen vient étayer les résultats obtenus par la méthode analytique. Cette simulation nous a permis aussi d'envisager certains cas extrêmes liés aux



conditions initiales, tel que l'état de charge des condensateurs d'entrées et leurs répercussions sur le bon fonctionnement du système.

Comme l'a montré l'étude analytique, la simulation vient confirmer le partage équitable de la tension d'entrée sur les différents modules du convertisseur, et cela quelles que soient les conditions initiales (capacités d'entrée chargées ou non).

Les tensions et courants de sortie forment un système sinusoïdal triphasé équilibré, dont l'amplitude peut être réglée grâce aux coefficients de la modulation. Cependant, un mauvais choix de ces paramètres peut aussi causer un déséquilibre des grandeurs de sortie. On peut donc dire que la modulation choisie est bien appropriée et s'adapte proprement au convertisseur étudié.

Tous les résultats obtenus dans ce chapitre prouvent le bon fonctionnement du système pour une charge de type résistif, il nous reste donc à faire une extension de cette analyse au cas plus pratique où le convertisseur modulaire est connecté au réseau.

## Chapitre III Etude de la mise en série des onduleurs connectés au réseau

### III.1. Introduction

L'énergie produite à partir des turbos alternateurs classiques génère des tensions triphasées équilibrées qui sont reliées au réseau de transport par l'intermédiaire d'un transformateur. En ce qui concerne la production délocalisée, l'énergie est soit produite en continu notamment dans la production photovoltaïque, ou transportée en continu à cause de certaines contraintes liées aux pertes dues à la nature des câbles. Dans ce dernier cas, il est nécessaire d'utiliser des onduleurs non seulement capables de supporter de hautes tensions d'entrée, mais aussi d'avoir un comportement stable vis-à-vis du réseau.

L'onduleur modulaire entrée série, étudié dans le chapitre I, utilise le principe de la distribution uniforme de la tension d'entrée le long des  $n$  onduleurs. Dans la suite de notre travail, nous étudierons le cas où l'ensemble de la structure, ainsi constituée, est reliée à un réseau par l'intermédiaire de lignes.

Le couplage au réseau impose le respect de plusieurs règles liées essentiellement aux équations établies dans le chapitre I. Les coefficients de connexion moyens doivent, d'une part, former un système triphasé équilibré et, d'autre part, leur pulsation doit être parfaitement égale à celle du réseau. Il est donc nécessaire d'établir un nouveau modèle d'état pour une charge active (bus infini) qui tient compte de l'interaction entre le réseau et le convertisseur modulaire.

Dans ce chapitre, l'application de la technique de la moyenne dans l'espace d'état à l'onduleur modulaire entrée série connecté au réseau permet :

- d'élaborer un circuit équivalent moyen dans l'espace d'état ;
- d'obtenir les équations analytiques régissant le système ;
- de trouver la relation entre les coefficients de connexion moyens et l'indice de modulation pour le cas d'une MLI sinusoïdale ;
- de comparer les résultats du modèle moyen dans l'espace d'état avec ceux obtenus par simulation sous environnement Matlab et ceux obtenus par les

expressions analytiques et ce indépendamment du nombre d'onduleurs mis en série ;

- d'étudier le mode de fonctionnement de la structure en fonction des paramètres du circuit.

### III.2. Modèle électrique de la mise en série des onduleurs couplés au réseau

Le structure en question est un onduleur modulaire entrée série sortie parallèle (ISOP), à  $n$  modules connectés en série semblable à celui du premier chapitre.

Le convertisseur est alimenté par une tension continue  $V_g$  par le biais d'une inductance de connexion  $L_{in}$  qui pourrait être considérée comme le filtre d'entrée. A sa sortie, le convertisseur est couplé au réseau par le biais d'un transformateur qui assure une distribution uniforme de la charge. Pour notre étude la sortie de chaque module est modélisée par une charge triphasée en triangle (le choix de la forme triangulaire est justifié dans le chapitre II). Chaque branche de cette charge est composée d'une source de tension sinusoïdale représentant la tension imposée par le réseau, et une impédance de ligne caractérisé par sa résistance  $R_L$  ainsi qu'une inductance  $L$ .

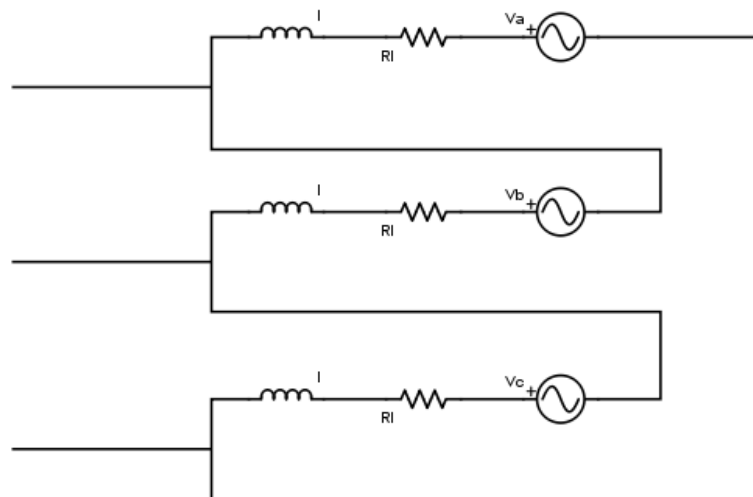


Figure III.1 Modèle de la charge

### III.3. Equations électriques

En appliquant les lois de Kirchhoff, au circuit de la figure II.1 on obtient les équations suivantes :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = V_g - \sum V_i \quad (\text{III.1.a})$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_a - R_L i_a + a_{ia} V_i \quad (\text{III.1.b})$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_b - R_L i_b + a_{ib} V_i \quad (\text{III.1.c})$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_c - R_L i_c + a_{ic} V_i \quad (\text{III.1.d})$$

$$C \frac{dv_i}{dt} = i_{in} - a_{ia} i_{ia} - a_{ib} i_{ib} - a_{ic} i_{ic} \quad (\text{III.1.d})$$

En utilisant les équations précédentes, on établit le modèle d'état, sous les hypothèses faites précédemment. Les équations de l'espace-état moyen du réseau sous la forme  $K\dot{X} = C_1 X + D$  :

$$\begin{pmatrix} L' & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dots \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.2.a})$$

Tel que

$$L' = \begin{pmatrix} L & & & \\ & \ddots & & \\ & & L & \\ & & & L_{in} \end{pmatrix} \quad (\text{III.2.b})$$

Et

$$C = \begin{pmatrix} C & & \\ & \ddots & \\ & & C \end{pmatrix} \quad (\text{III.2.c})$$

$$B^T = [-v_a, -v_b, -v_c, \dots \dots -v_a, -v_b, -v_c, V_g] \quad (\text{III.2.d})$$

Pour les vecteurs d'état :

$$X_1^T = (i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1} \ \dots \ i_{ai} \ i_{bi} \ i_{ci} \ \dots \ i_{an} \ i_{bn} \ i_{cn} \ i_{in}) \quad (\text{III.2.e})$$

$$X_2^T = (v_1, v_2 \quad \dots \quad v_n) \quad (\text{III.2.f})$$

Les matrices A et G :

$$G = \begin{pmatrix} -R_L & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & -R_L & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.2.g})$$

$$A^T = \begin{pmatrix} a_{1a} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ a_{1b} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ a_{1c} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ia} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ib} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ic} & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & 0 & \vdots & a_{na} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & a_{nb} \\ 0 & 0 & \dots & \vdots & 0 & a_{nc} \\ -1 & \dots & \dots & \dots & \dots & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.2.h})$$

Les coefficients de connexion moyens  $a_i$  sont définis par les équations.

### III.4. Application de la transformée ‘ofb’ au système modulaire

A partir des équations de l'espace d'état (III.2), on remarque que le système est non linéaire variant dans le temps. En général, ces systèmes sont difficiles à résoudre analytiquement.

Les équations (III.2) présentent une propriété intéressante: tous les paramètres variant dans le temps sont périodiques. Est-il possible de trouver une transformation pouvant modifier ce système en un système linéaire invariant dans le temps ?

La transformation à appliquer est la transformation ‘ofb’ dans laquelle un système sinusoïdal apparaît comme étant stationnaire dans un repère tournant à la même vitesse que les paramètres du système. A partir de cette observation, la matrice de transformation T (III.3.b) est définie comme étant une matrice diagonale par blocs.

Y est le vecteur d'état transformé:

$$X = TY \quad (\text{III.3.a})$$

Avec

$$T = \begin{pmatrix} T_1 & & & & \\ & T_1 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & T_1 & \\ & & & & F_1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.3.b})$$

Et

$$T_1 = \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega t} & e^{j\omega t} \\ 1 & e^{-j(\omega t - 120)} & e^{j(\omega t - 120)} \\ 1 & e^{-j(\omega t + 120)} & e^{j(\omega t + 120)} \end{pmatrix} \quad (\text{III.3.c})$$

Où  $F_1$  est une matrice identité d'ordre  $n+1$  car la transformation  $T$  ne s'applique qu'aux variables d'état variaient dans le temps.

En écrivant le système d'état sous la forme suivante :

$$K\dot{X} = C_1X + D \quad (\text{III.4.a})$$

L'application de la transformation  $T$  au système (III.4.a) nous donne:

$$K(\dot{T}Y + T\dot{Y}) = C_1X + D \quad (\text{III.4.b})$$

$$KT\dot{Y} = (C_1T - K\dot{T})Y + D \quad (\text{III.4.c})$$

$$\dot{Y} = T^{-1}K^{-1}(C_1T - K\dot{T})Y + T^{-1}K^{-1}D \quad (\text{III.4.d})$$

$$\dot{Y} = T^{-1}(K^{-1}C_1T - \dot{T})Y + T^{-1}K^{-1}D = C'Y + D' \quad (\text{III.4.e})$$

Tel que  $C' = T^{-1}(K^{-1}C_1T - \dot{T})$  et  $D' = T^{-1}K^{-1}D$

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} T_1^{-1} & & & & \\ & T_1^{-1} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & T_1^{-1} & \\ & & & & F_1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.5.a})$$

Avec :

$$T_1^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\omega t} & e^{j(\omega t - 120)} & e^{j(\omega t + 120)} \\ e^{-j\omega t} & e^{-j(\omega t - 120)} & e^{-j(\omega t + 120)} \end{pmatrix} \quad (\text{III.5.b})$$

Ainsi le vecteur Y devient :

$$Y = \begin{pmatrix} T^{-1}I_{11} \\ T^{-1}I_{22} \\ \vdots \\ T^{-1}I_{nn} \\ \varepsilon \end{pmatrix} \quad (\text{III.6.a})$$

Avec :

$$I_{ii} = \begin{pmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6.b}) \quad \text{et} \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} i_{in} \\ v_1 \\ \vdots \\ v_i \\ \vdots \\ v_n \end{pmatrix} \quad (\text{III.6.c})$$

Si l'on suppose que les courants et les tensions de sortie forment un système triphasé équilibré :

$$i_{ai} = I_i \cos(\omega t - \alpha_i) \quad (\text{III.7.a})$$

$$i_{bi} = I_i \cos\left(\omega t - \alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.7.b})$$

$$i_{ci} = I_i \cos\left(\omega t - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.7.c})$$

$$v_a = V \cos(\omega t) \quad (\text{III.7.d})$$

$$v_b = V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.7.e})$$

$$v_c = V \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.7.f})$$

Tel que  $T^{-1}I_{ii}$  peut être écrit comme suit :

$$T^{-1}I_{ii} = \begin{pmatrix} I_{oi} \\ I_{fi} \\ I_{bi} \end{pmatrix} \quad (\text{III.8.a})$$

Avec

$$I_{oi} = 0 \quad (\text{III.8.b})$$

$$I_{fi} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_i e^{jai} \quad (\text{III.8.c})$$

$$I_{bi} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_i e^{-jai} \quad (\text{III.8.d})$$

On suppose aussi que les coefficients de connexion moyens forment un système sinusoïdale équilibré tel qu'établi dans :

$$a_{ia} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - \varphi) \quad (\text{III.9.a})$$

$$a_{ib} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.9.b})$$

$$a_{ic} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.9.c})$$

Les matrices C' et D' peuvent être partitionnées de la manière suivante :

$$C' = \begin{pmatrix} C'_1 & C'_2 \\ C'_3 & C'_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.a})$$

Telles que :

$$C'_1 = \begin{pmatrix} C'_{11} & & \\ & C'_{11} & \\ & & C'_{11} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.b})$$

Avec

$$C'_{11} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} + j\omega & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} - j\omega \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.c})$$

$$C'_2 = \begin{pmatrix} 0 & C'_{22} & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & C'_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.e})$$

$$C'_{22} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{K}{L} e^{j\varphi} \\ \frac{K}{L} e^{-j\varphi} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.f})$$



Avec

$$K = \frac{D_m}{2\sqrt{3}} \quad (\text{III.10.g})$$

$$C'_{33} = \begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 \\ C'_{33} & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & C'_{33} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.h})$$

$$C'_{33} = [0 \quad -\frac{3K}{c} e^{-j\varphi} \quad -\frac{3K}{c} e^{j\varphi}] \quad (\text{III.10.i})$$

$$C'_4 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{in}} & \dots & -\frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{c} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{c} & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.10.j})$$

$$D'^T = [D'_1, D'_1, \dots, D'_1, \frac{V_g}{L_{in}}, 0, \dots, 0] \quad (\text{III.10.k})$$

$$D'_1 = [0 \quad -\frac{V}{2L} \quad -\frac{V}{2L}] \quad (\text{III.10.l})$$

Ainsi l'application de la transformée 'ofb', a permis de convertir un système à l'origine non linéaire à coefficients dépendants du temps en un système invariant.

### III.5. Simulations :

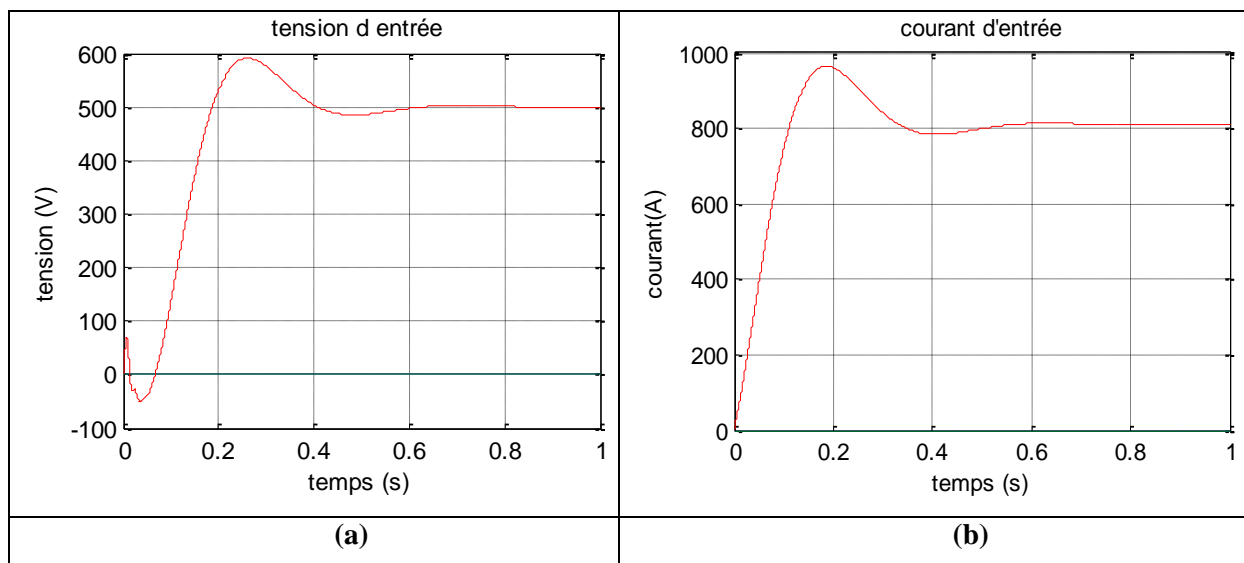
#### III.5.1. Simulation du modèle analytique :

Sous l'environnement Matlab on simule le modèle moyen transformé donné par l'équation (III.4.e). Le système dans le repère 'ofb' est non linéaire invariable dans le temps. pour des fréquences de commutation élevées, le système est supposé linéaire durant un intervalle de commutation. Les variations durant l'intervalle de commutation sont supposées négligeables. Le système est résolu par le schéma itératif d'Euler (Annexe C). Les paramètres de la structure sont donnés par le tableau III.1.

**Tableau III.1 Paramètres de la simulation**

Paramètres	Valeurs
Inductance d'entrée	$L_{in} = 0.2H$
Inductance de charge	$L = 5 \cdot 10^{-4}$
Capacité d'entrée	$C = 0.05F$
Nombre d'éléments	$n = 3$
Résistance	$R = 0.05\Omega$
Fréquence de sortie	$f = 50 \text{ Hz}$
Fréquence de commutation	$f_c = 5000 \text{ Hz}$
Tension d'entrée	$V_g = 1500 \text{ V}$
Dm	1
$\varphi$	$-\pi/6$

On procédera à la simulation des différentes grandeurs pour le cas où les condensateurs d'entrées sont initialement non chargés :

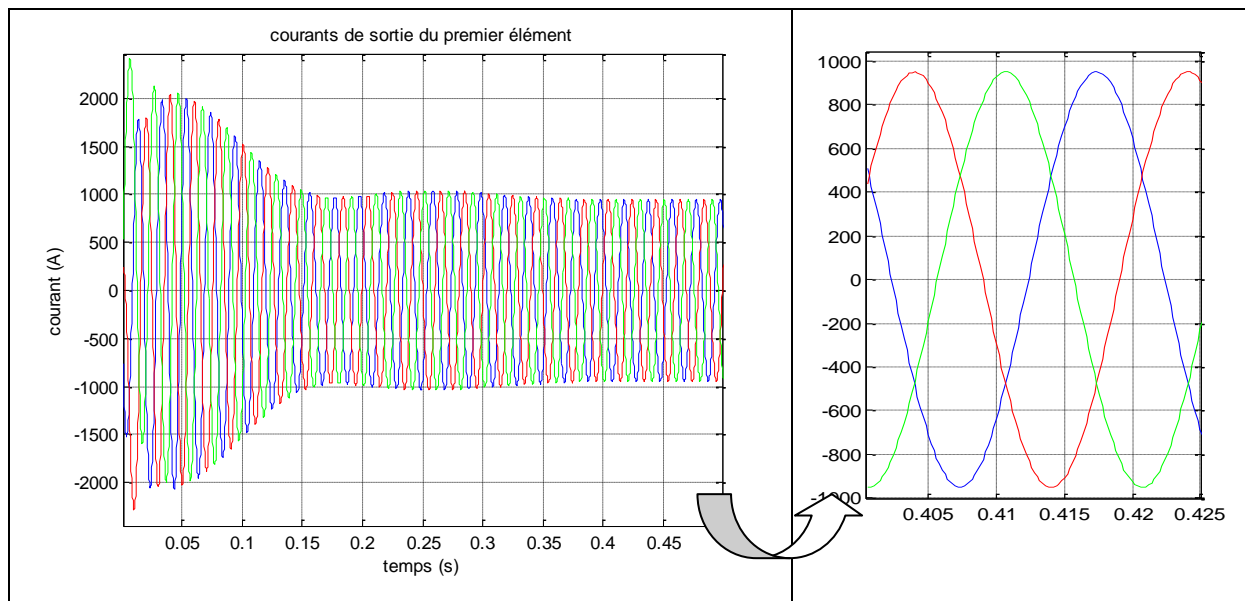


**Figure III.2 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé**

Pour la variation de la tension d'entrée, on remarque une phase où celle-ci diminue atteignant des valeurs négatives puis une deuxième phase marquée par une croissance pour enfin atteindre un régime permanent avoisinant une tension égale à  $V_g/n$ . Le courant d'entrée se stabilise après une période transitoire qui dure 0.4 seconde durant laquelle il subit un faible dépassement.

Le comportement de la tension d'entrée indique que c'est un système à phase minimale ce qui dévoile la présence de zéros dans le demi-plan droit du plan complexe. Pendant un faible instant le convertisseur recevra de la puissance du réseau et se comportera donc comme un redresseur.

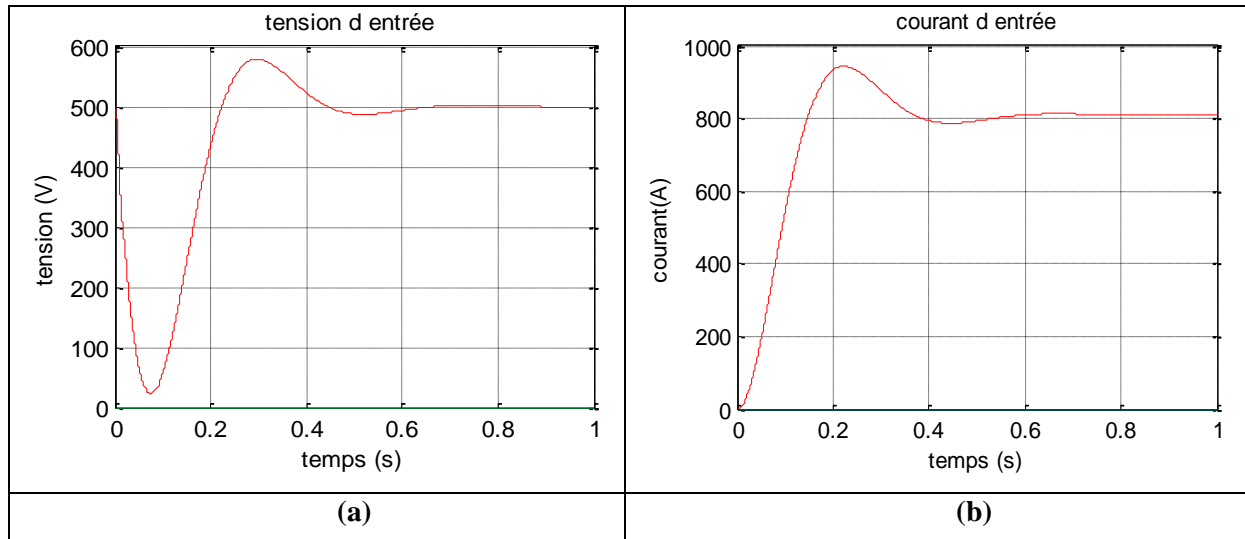
En régime permanent la tension se stabilise à  $V_g/n$  se qui indique que la tension d'entrée est équitablement partagée sur les différents modules du convertisseur.



**Figure III.3 courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé**

La mise en série d'onduleurs identiques gérés par la même modulation reliés à un réseau infini génère des courants de sortie triphasés équilibrés (figure III.3).

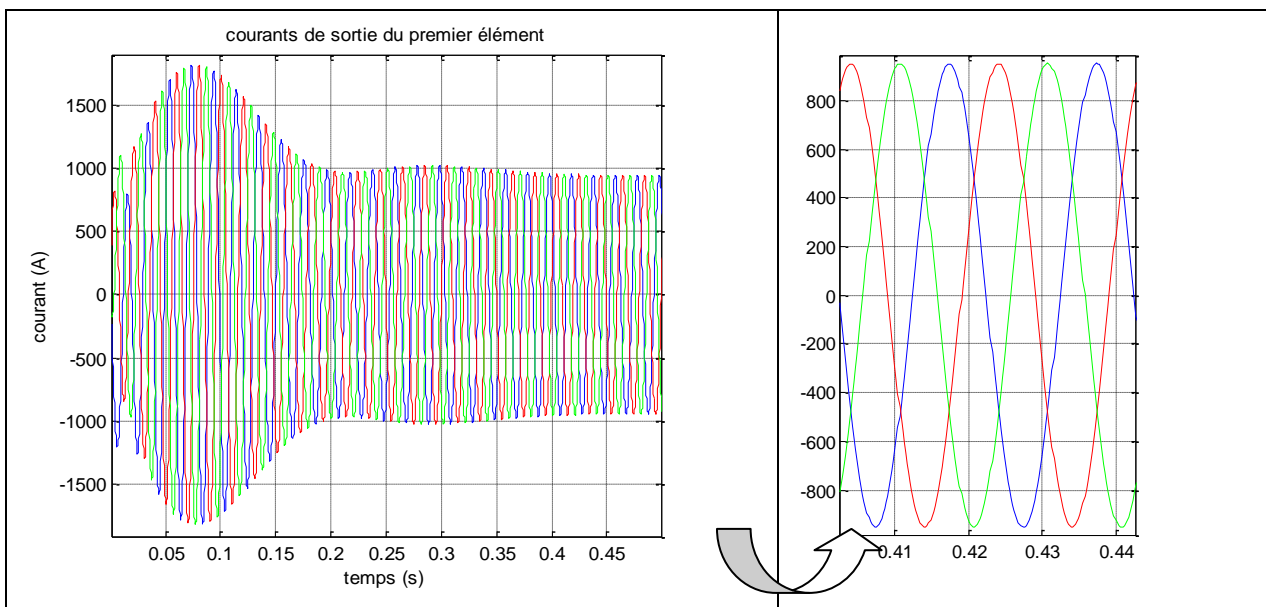
Maintenant, on procédera à la simulation des différentes grandeurs pour le cas où les condensateurs d'entrées sont initialement chargés avec une tension  $V_{ci} = V_g/n$  :



**Figure III.4 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs chargés**

La tension d'entrée de chaque élément est initialement égale à la valeur de  $V_g/n$ . On remarque une diminution de la tension sans pour autant atteindre les zéros volts. Suivra une augmentation jusqu'à la valeur  $V_g/n$ .

Le courant d'entrée atteint sa valeur permanente après un régime transitoire qui dure 0.4s, durant lequel on note un dépassement inférieur par rapport au cas où les capacités étaient non chargés.



**Figure III.5 Courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé**

Le courant de sortie subit une augmentation puis une diminution d'amplitude avant de se stabiliser au régime permanent où les courants forment un système triphasé équilibré.

Les capacités d'entrées étant préalablement chargées, les valeurs maximales atteintes par le courant d'entrée sont fortement atténuées par rapport au premier cas étudié où les capacités étaient vides. Ce système suit la même dynamique que le système avec les capacités d'entrée non chargées.

### III.5.2. Simulation du circuit par une commande (MLI)

Dans cette partie on utilise l'outil Simulink de Matlab pour simuler le comportement réel de l'onduleur commandé par une (MLI). Le but de cette manipulation est de confirmer les résultats du modèle moyen et de déterminer l'amplitude de la modulante de la (MLI) équivalente à l'amplitude des coefficients de connexion moyens  $D_m$ .

- **Modèle du convertisseur**

Les modules du convertisseur sont des ponts triphasés de six interrupteurs idéaux. La commande (MLI) est réalisée à partir d'une comparaison de deux signaux :

La porteuse : c'est un signal à dent de scie d'une fréquence égale à la fréquence de commutation  $f_c = 5000 \text{ Hz}$  et d'amplitude égale à 1.

La modulante : c'est un signal sinusoïdal d'une fréquence égale à la fréquence du réseau  $f = 50 \text{ Hz}$  et d'une amplitude inférieure à celle de la porteuse. Le rapport entre l'amplitude de la modulante et celle de la porteuse est l'indice de modulation  $m$ .

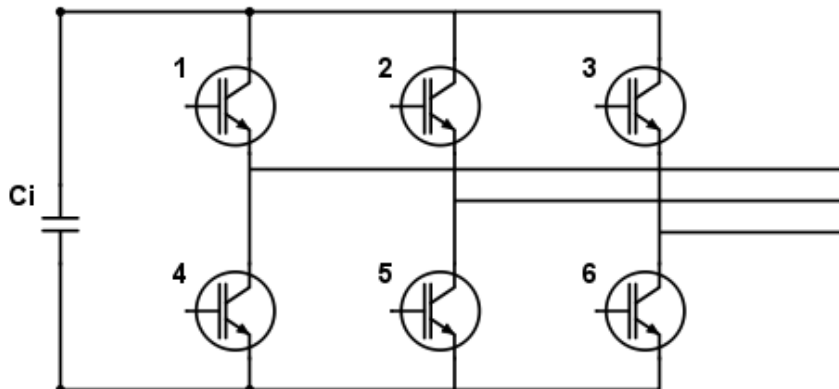
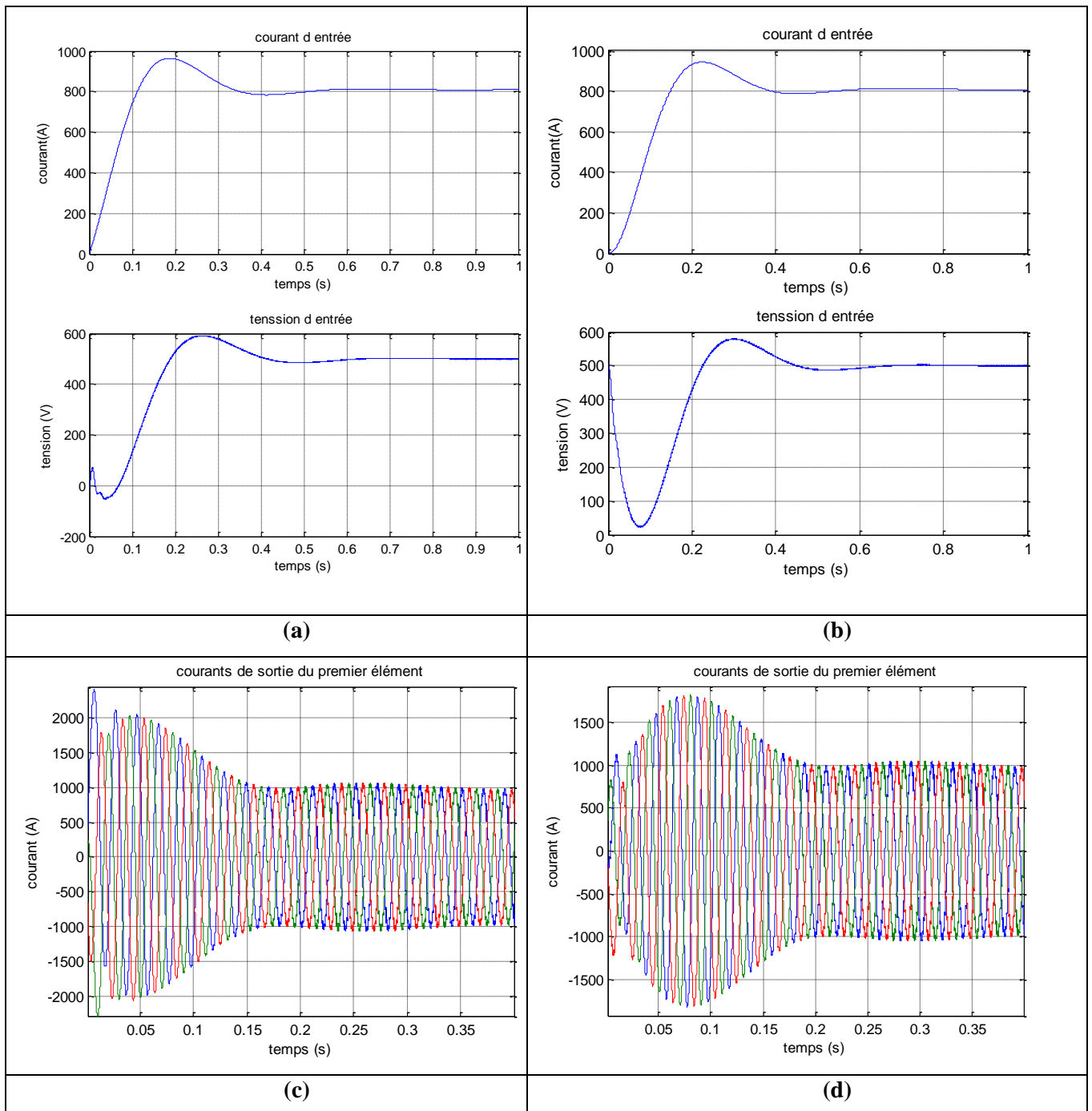


Figure III.6 Pont triphasé

- **Résultats de la simulation**

Les résultats de la simulation sont représentés par la figure III.7, où les graphes de la colonne de gauche sont obtenus pour la simulation avec les capacités d'entrée non chargées, et ceux de droite sont obtenus pour la simulation avec les capacités d'entrées chargées au préalable.



**Figure III.7 (a) tension et courant d'entrée réel, (c) courant de sortie réel, pour des condensateurs non chargés, (b) tension et courant d'entrée réel, (d) courant de sortie réel, pour des condensateurs chargés**

Ces résultats sont quasiment identiques à ceux obtenus précédemment sous environnement Matlab pour le modèle moyen (hormis de faibles fluctuations dues à la MLI). On note une parfaite concordance dans le comportement du système.

Les résultats obtenus à partir de la technique de la moyenne dans l'espace d'état avec les coefficients de connexion moyens et ceux de la simulation de 3 onduleurs mis en série gérés par une MLI sinusoïdale sont parfaitement identiques.

On a pu ainsi vérifier qu'une modulation MLI sinusoïdale peut être modélisée par des coefficients de connexion moyens équivalents satisfaisant la relation suivante :

$$m = \frac{2}{3} D_m \quad (\text{III.11})$$

### III.6. Résolution analytique du modèle d'état

L'étude analytique consiste à résoudre le modèle d'état donné par l'équation (III.4.f). En appliquant la transformée de Laplace et en supposant que tous les éléments du vecteur Y sont initialement nuls, l'équation (III.4.e) devient :

$$Y(s) = (sI - C')^{-1} D' \quad (\text{III.12})$$

La résolution du système d'équations (III.12) donne les différentes fonctions de transfert dans le domaine « s », pour des entrées échelons telles que :

$$I_{in}(s) = \frac{V_g}{L_{in} \varepsilon_2} - \frac{3nK(\omega \sin \varphi + (s + \frac{R}{L}) \cos \varphi) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L L_{in} C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} \quad (\text{III.13.a})$$

$$V_i(s) = \frac{V_g}{L_{in} C \varepsilon_1 \varepsilon_2} + \frac{3Ks(\omega \sin \varphi + (s + \frac{R}{L}) \cos \varphi) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} \quad (\text{III.13.b})$$

$$I_{bi} = \frac{K e^{-j\varphi} V_g}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} + j\omega)} - \frac{1}{2} \frac{3K^2 s (1 - e^{-2j\varphi}) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L^2 C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} - \frac{1}{2} \frac{(L_{in} C s^2 + n) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} + j\omega)} \quad (\text{III.13.c})$$

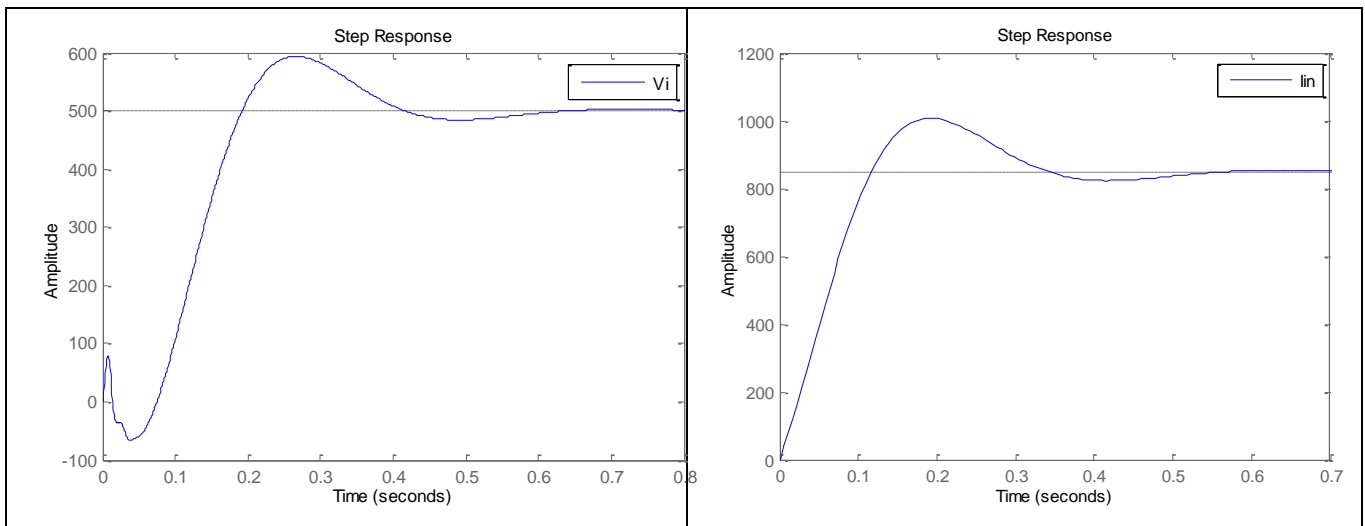
$$I_{fi} = \frac{K e^{j\varphi} V_g}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} - j\omega)} - \frac{1}{2} \frac{3K^2 s (1 - e^{2j\varphi}) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L^2 C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} - \frac{1}{2} \frac{(L_{in} C s^2 + n) V}{\varepsilon_1 \varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} - j\omega)} \quad (\text{III.13.d})$$

Avec

$$\varepsilon_1 = s + \frac{6K}{LC} \frac{s + \frac{R}{L}}{(s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2} \quad (\text{III.13.e})$$

$$\varepsilon_2 = s + \frac{n}{L_{in} C e_1} \quad (\text{III.13.f})$$

Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, on trace le courant et la tension d'entrée donnés respectivement par les équations (III.13.a) et (III.13.b). Étant donné que ces deux grandeurs ne subissent pas la transformation « ofb », les courbes de tension et de courant d'entrée sont obtenues directement en traçant les réponses indicielles des équations de ces derniers dans le domaine de Laplace:



**Figure III.8 Réponses indicielles des équations de courant et de la tension d'entrée dans le domaine « s »**

Les résultats obtenus pour le courant et de la tension d'entrée sont similaire à ceux des simulations précédentes (modèle moyen et modèle réel MLI). Cette similarité confirme l'exactitude des équations du courant et de la tension d'entrée (III.13.a) et (III.13.b) obtenus précédemment.

Au régime permanent on obtient :

$$I_{bi0} = \frac{K e^{-j\phi} V_g}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left( \frac{R}{L} + j\omega \right)} - \frac{1}{2} \frac{nV}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left( \frac{R}{L} + j\omega \right)} \quad (\text{III.14.a})$$

$$I_{fi0} = \frac{K e^{j\phi} V_g}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left( \frac{R}{L} - j\omega \right)} - \frac{1}{2} \frac{nV}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left( \frac{R}{L} - j\omega \right)} \quad (\text{III.14.b})$$



$$i_{ai0} = \frac{1}{|Z|} \left( \frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta) - V \cos(\omega t - \theta) \right) \quad (\text{III.14.c})$$

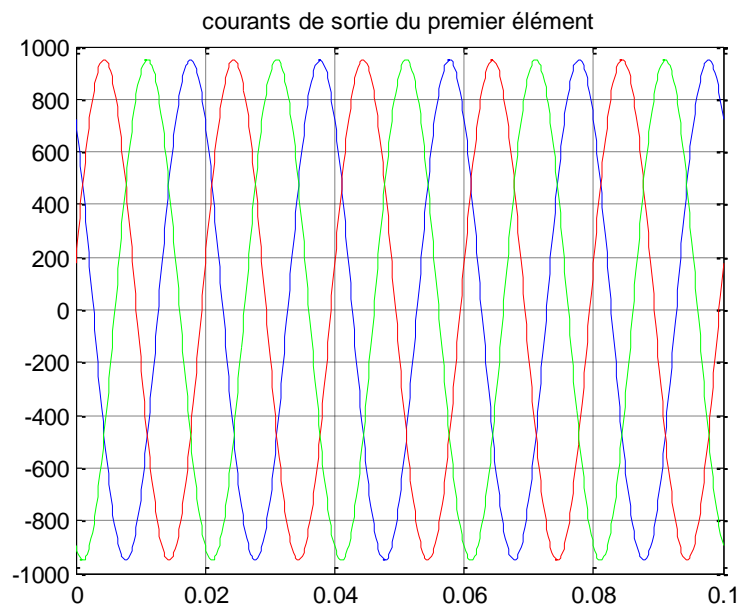
$$i_{bi0} = \frac{1}{|Z|} \left( \frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta - 2\pi/3) - V \cos(\omega t - \theta - 2\pi/3) \right) \quad (\text{III.14.d})$$

$$i_{ci0} = \frac{1}{|Z|} \left( \frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta + 2\pi/3) - V \cos(\omega t - \theta + 2\pi/3) \right) \quad (\text{III.14.e})$$

Avec

$$\theta = \text{atan} \left( \frac{L\omega}{R} \right) \quad (\text{III.14.f})$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad (\text{III.14.g})$$



**Figure III.9 Le régime permanent des courants de sortie du premier élément**

Le résultat obtenu est conforme aux résultats précédents et prouve que les courants de sortie de chaque module forment un système triphasé équilibré.

En ce qui concerne le courant et la tension d'entrée qui ne subissent pas la transformée « ofb », on calcule directement leurs expressions au régime permanent à partir des équations (III.13.a) et (III.13.b)

$$I_{in0} = \frac{1}{|Z|^2} \left( \frac{6RK^2V_g}{n} - 3LK \left( \omega \sin(\varphi) + \frac{R}{L} \cos(\varphi) \right) V \right) \quad (\text{III.14.h})$$

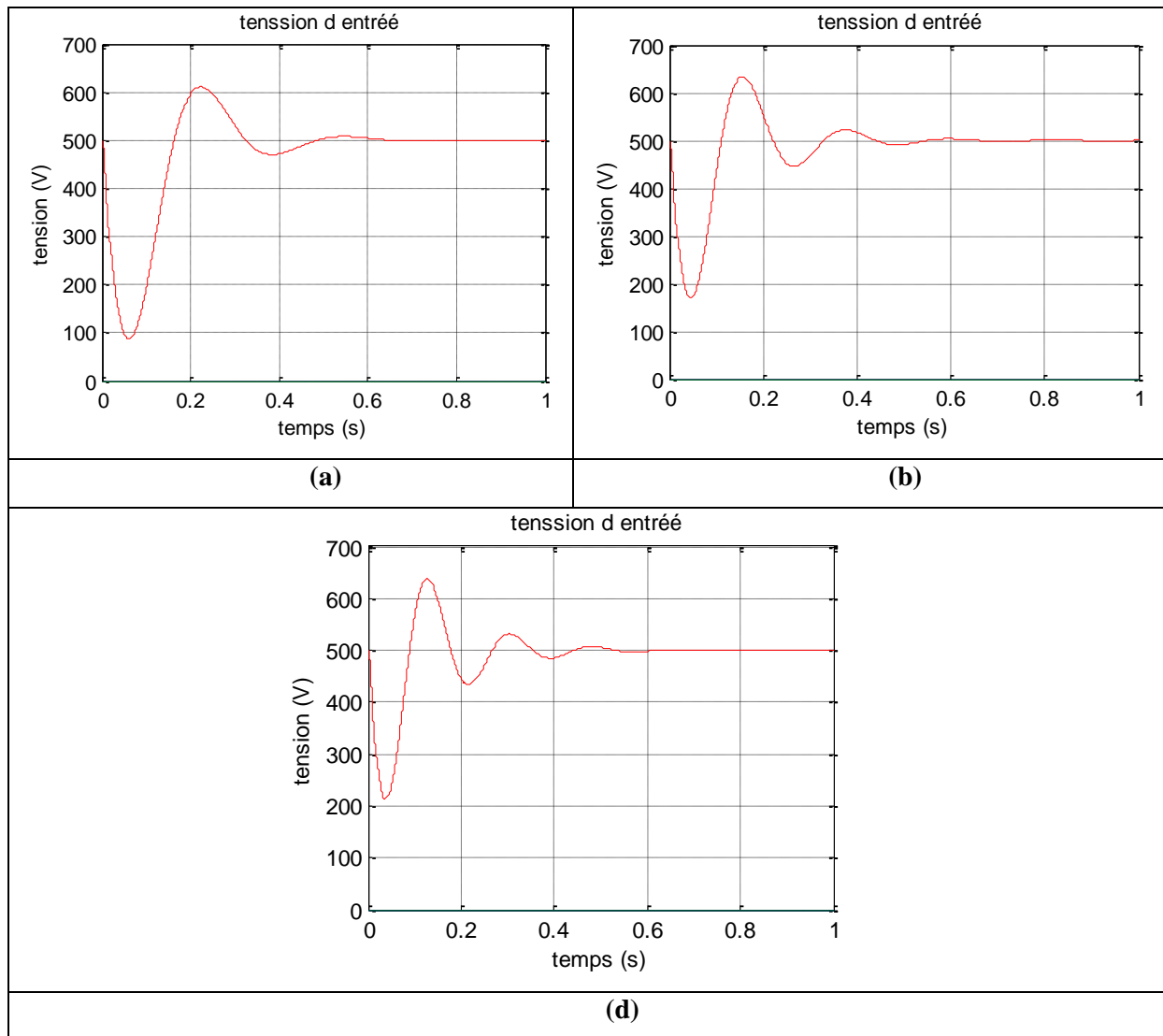
$$V_{i0} = \frac{V_g}{n} \quad (\text{III.14.i})$$

Au régime permanent la tension atteint la valeur de  $\frac{V_g}{n}$ , ce qui prouve un partage équitable de la tension d'entrée sur les différents modules. L'expression en régime permanent du courant d'entrée est fonction des divers paramètres du système. Cette expression permet aussi de déterminer en fonction des paramètres du système le mode de fonctionnement du convertisseur ; en onduleur (pour  $I_{in0} > 0$ ) ou bien en redresseur (pour  $I_{in0} < 0$ ).

### III.7. Variation des paramètres

#### III.7.1. Variation du nombre d'éléments du convertisseur

Tout l'intérêt du convertisseur étudié est de pouvoir mettre autant d'éléments nécessaires selon la tension du bus continu d'entrée. En prenant la tension d'entrée de chaque élément égale à 500V, on étudiera l'influence du nombre d'éléments sur le courant, la tension d'entrée et les courants de sortie de chaque élément.



**Figure III.10 (a) tension d'entrée pour  $n=5$ , (b) tension d'entrée pour  $n=10$ , (c) tension d'entrée  $n=15$**

On remarque que l'enveloppe du signal de la tension d'entrée diminue en augmentant le nombre d'éléments mis en série dans l'onduleur. En contrepartie, le nombre d'ondulations autour de la valeur moyenne augmente. La tension d'entrée est donc plus amortie et de meilleure qualité.

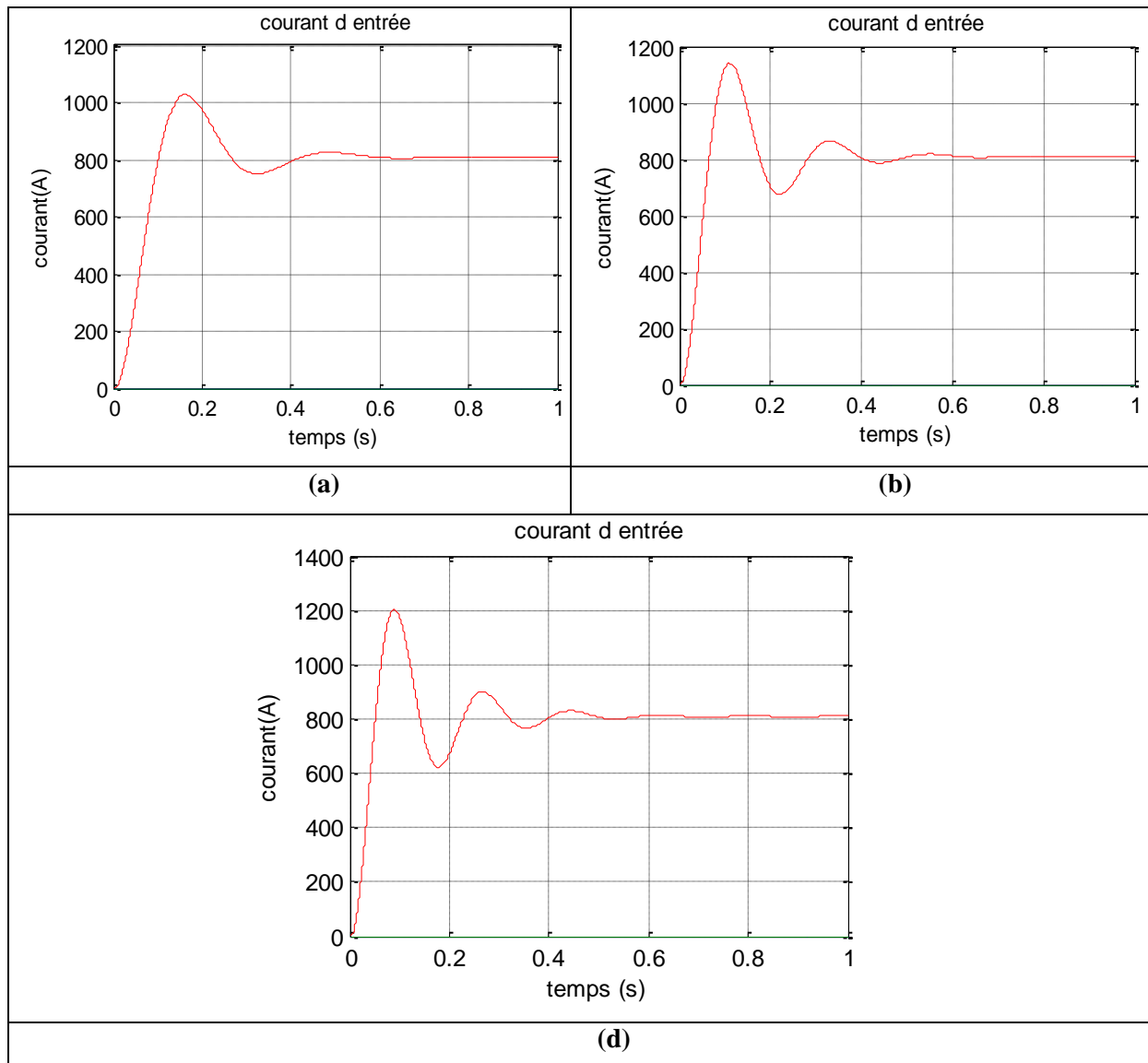


Figure III.11 Courant d'entrée (a)  $n=5$ , (b)  $n=10$ , (c)  $n=15$

En ce qui concerne le courant d'entrée, le nombre d'ondulations augmente de la même manière que la tension d'entrée. Cependant, le système est moins amorti on se retrouve ainsi avec d'importants pics de courant durant le régime transitoire.

On note que la valeur finale du courant d'entrée ne change pas quel que soit le nombre d'éléments ce qui confirme l'équation (III.14.h) dans laquelle le courant d'entrée en régime permanent est proportionnel à  $\frac{V_g}{n}$ .

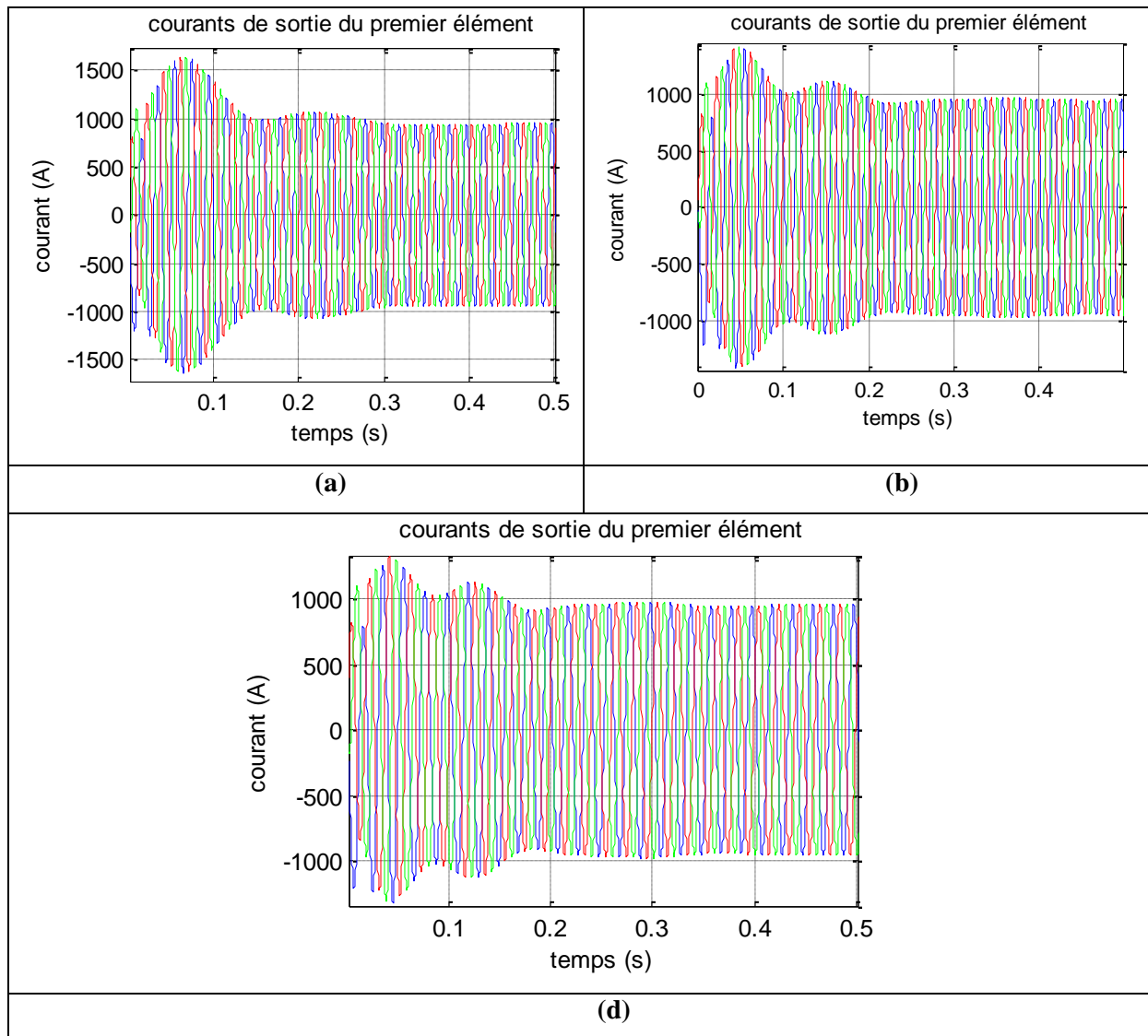
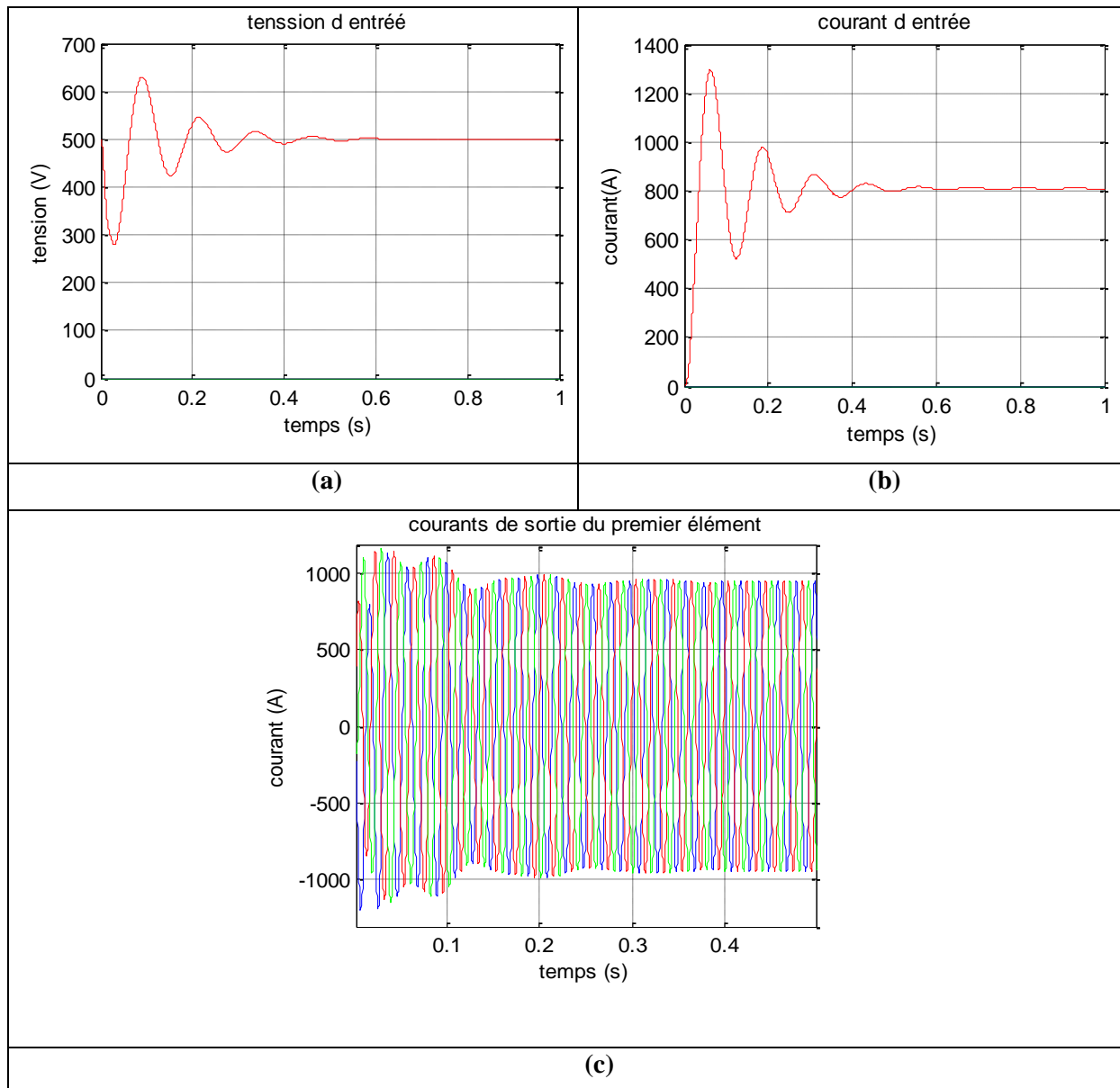


Figure III.12 courant de sortie pour (a)  $n=5$ , (b)  $n=10$ , (c)  $n=15$

L'augmentation du nombre d'élément diminue l'amplitude du transitoire et assure un système triphasé équilibré des courants de sortie en régime permanent.

### III.7.2. Variation de l'inductance d'entrée

La diminution de l'inductance d'entrée d'un rapport égal à dix, atténue le dépassement de la tension d'entrée. D'autre part, une augmentation du dépassement est obtenue pour le courant d'entrée.



**Figure III.13 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sorties pour une inductance d'entrée  $L_{in}=0.002H$**

### III.7.3. Variation de $D_m$ et de $\varphi$

La figure III.14 illustre les variations du courant d'entrée en fonction de  $\varphi$  avec  $D_m$  constant et vice-versa. Les figures III.15 donnent les variations du courant d'entrée en fonction des deux paramètres. Ces paramètres ont une influence sur la plage de variation du courant d'entrée en régime permanent (Annexe D).

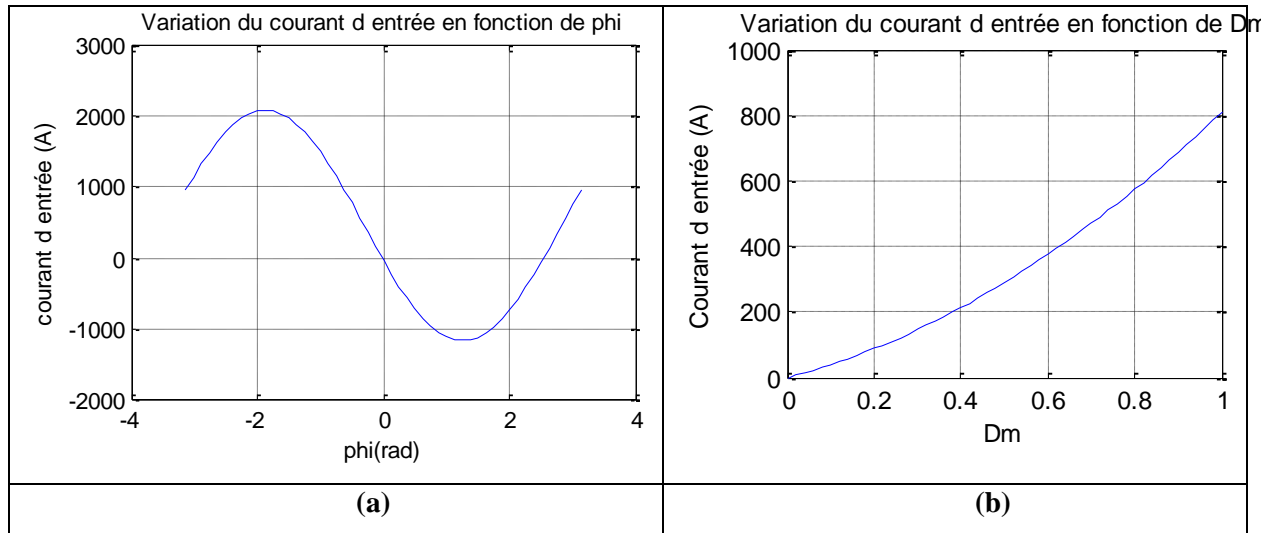
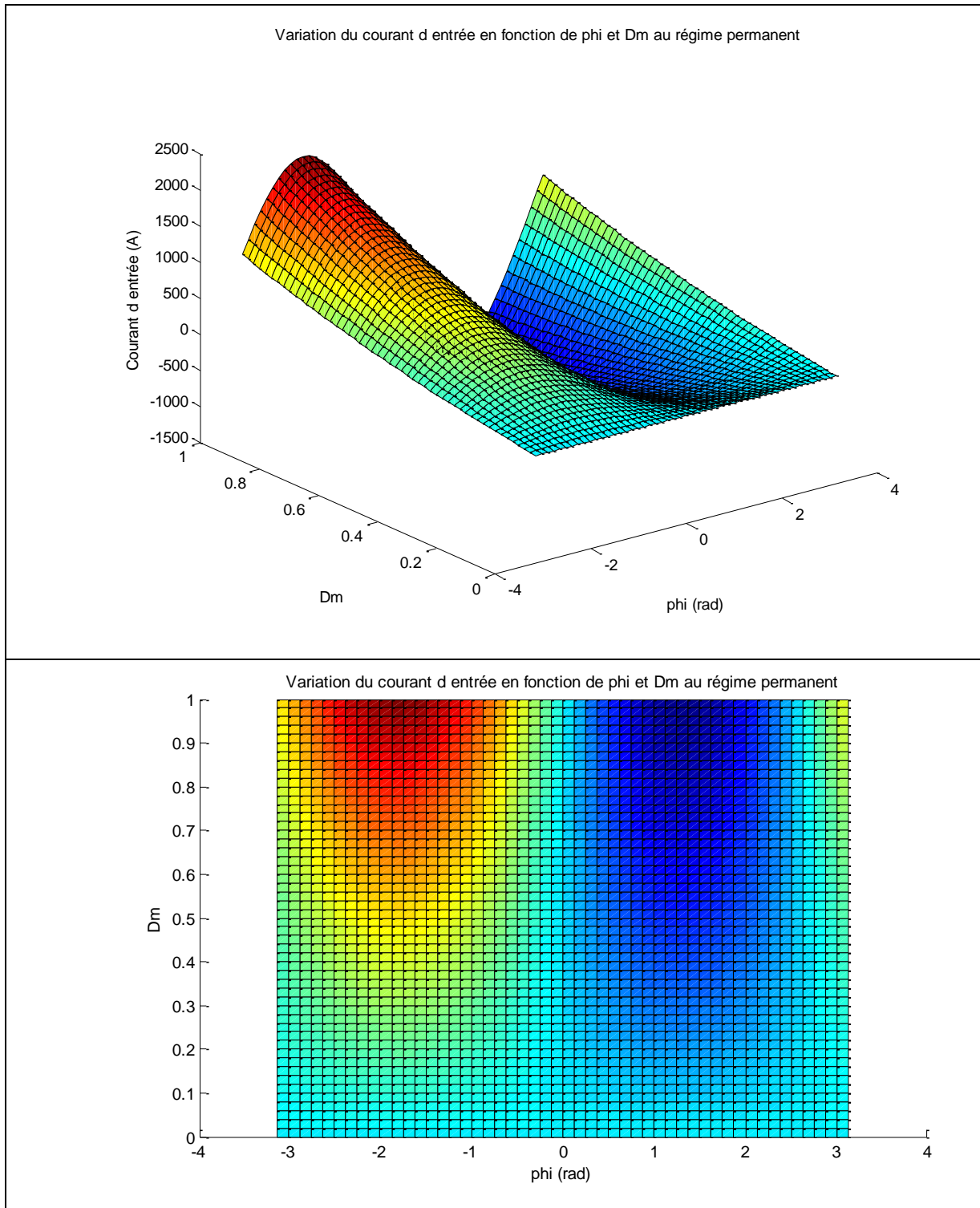


Figure III.14 Variation du courant d'entrée, (a) en fonction de phi, (b) en fonction de Dm



**Figure III.15** Variation du courant d'entrée en fonction de phi et de Dm

La Figure III.15 montre clairement les régions pour lesquelles le convertisseur fonctionne en onduleur ( $I_{in} > 0$ ) ou en redresseur ( $I_{in} < 0$  : celle qui correspond à la région colorée en bleu).



### III.8. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons étudié le couplage du convertisseur modulaire à entrée série au réseau. Au régime permanent, la tension d'entrée de chaque module est égale à  $V_g/n$ . Ceci veut dire que le convertisseur remplit son rôle principal qui consiste à distribuer uniformément la tension d'entrée  $V_g$  le long des  $n$  modules du convertisseur.

La comparaison entre la simulation du modèle d'état moyen équivalent et la simulation du modèle réel avec une commande MLI, permet d'établir une relation reliant l'amplitude des coefficients de connexion moyens et l'indice de modulation de la MLI. Les résultats obtenus par ces deux méthodes ainsi que ceux obtenus par la résolution analytique nous confirment que le modèle d'état moyen donne une représentation fidèle du comportement du système.

L'étude paramétrique indique que  $\phi$  et  $D_m$  ont une influence sur le mode de fonctionnement du convertisseur (onduleur ou redresseur).

L'analyse de la structure connectée au réseau permet d'atteindre un régime permanent tout en assurant un partage équitable de la tension d'entrée. Les performances obtenues ne sont pas satisfaisantes et nous obligent à envisager une régulation capable de surmonter ces insuffisances.

# **Chapitre IV Etude des performances de la mise en série d'onduleurs**

## **IV.1. Introduction**

La mise en service d'un système ne dépend pas que du bon fonctionnement pour des paramètres donnés. Une étude paramétrique suivie d'une étude de stabilité sont en plus nécessaire en prenant en compte toute les perturbations auxquelles peut faire face le système. La continuité de service en cas de défaut ainsi que le rendement global sont aussi à prendre en compte.

Dans le chapitre précédent, la possibilité de coupler le convertisseur étudié au réseau a été prouvée dans un point de fonctionnement donné. Néanmoins, les paramètres choisis pour l'étude ne reflètent pas toutes les conditions auxquelles le convertisseur peut faire face en pratique. De plus, des défauts divers peuvent survenir lors du fonctionnement du convertisseur, comme la défaillance d'un des modules.

La résolution analytique a montré que la dynamique du système est fortement dépendante des paramètres de ce dernier. Un mauvais choix des paramètres peut causer une déstabilisation du système ou même un renversement de son fonctionnement du mode onduleur en mode redresseur. Le convertisseur devra fonctionner indépendamment des paramètres externes, telle que l'impédance de la ligne qui relie le convertisseur au réseau.

Dans ce chapitre, nous allons étudier la robustesse du système vis-à-vis de la défaillance d'un ou plusieurs modules du convertisseur. Puis, nous ferons une étude paramétrique pendant laquelle nous allons voir l'influence des paramètres du système sur le comportement de l'onduleur ainsi que sur la stabilité du système. La dernière étape consiste à proposer une régulation simple basée sur le principe des petits signaux pour assurer la stabilité du système pour une faible résistance de ligne assurant ainsi un bon rendement.

## **IV.2. Etude du délestage d'un des modules**

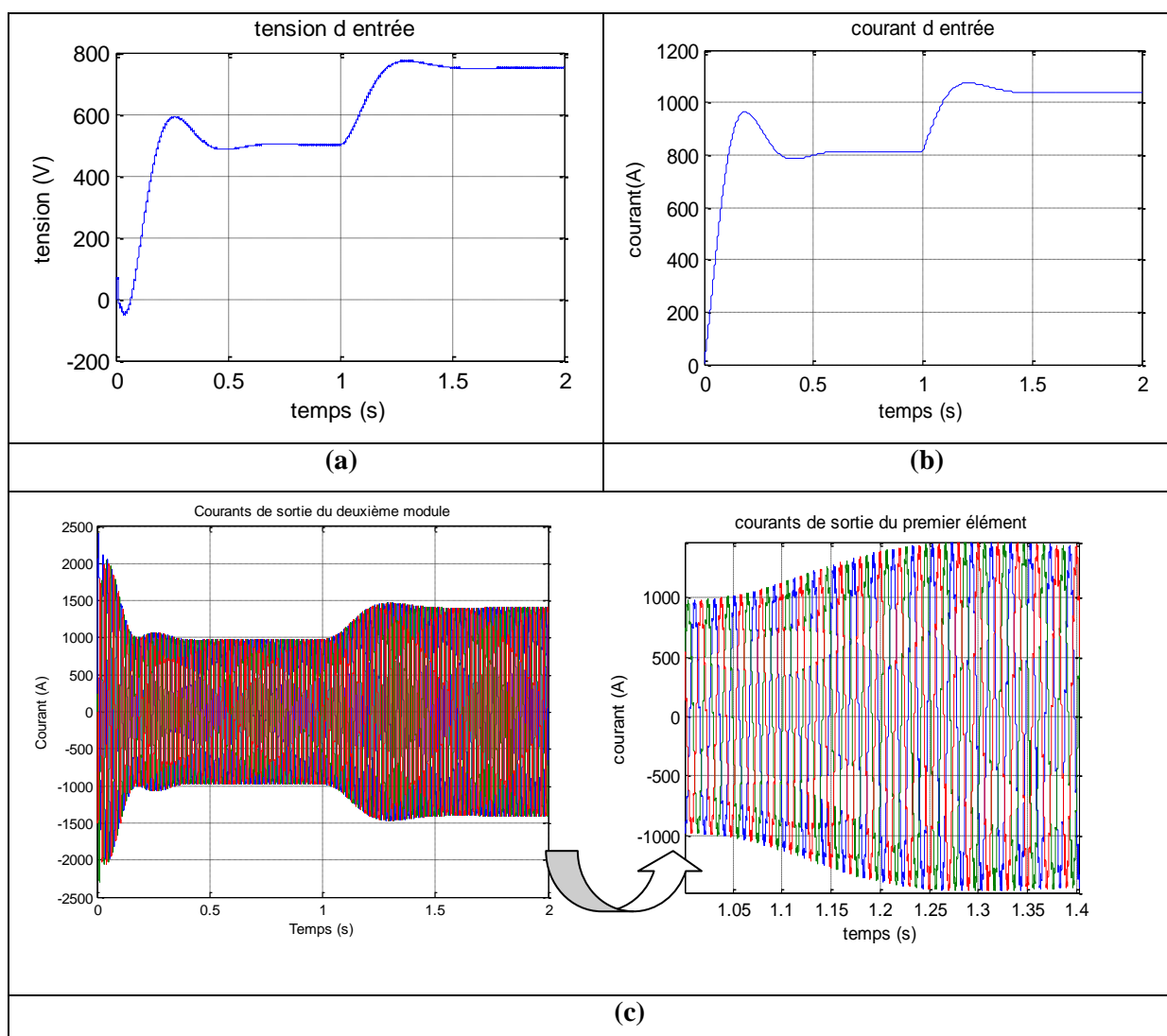
Le convertisseur modulaire est composé de modules standards qui peuvent être produits en série, il est donc conçu d'une manière à faciliter le remplacement d'un module défaillant par un autre. L'onduleur étudié devra fonctionner même dans le cas d'un dysfonctionnement

de l'un des éléments. Une procédure devra isoler l'élément défaillant en le court-circuitant : la tension d'entrée devra se partager entre les (n-1) éléments restants.

Le dimensionnement et le nombre d'éléments présents dans le convertisseur donneront la possibilité de délester un ou plusieurs éléments assurant ainsi l'affection uniforme de la tension du module isolé sur l'ensemble des modules restants.

#### IV.2.1. Délestage d'un élément sur trois

Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, on isole un élément lors d'un fonctionnement normal de trois éléments mis en série.

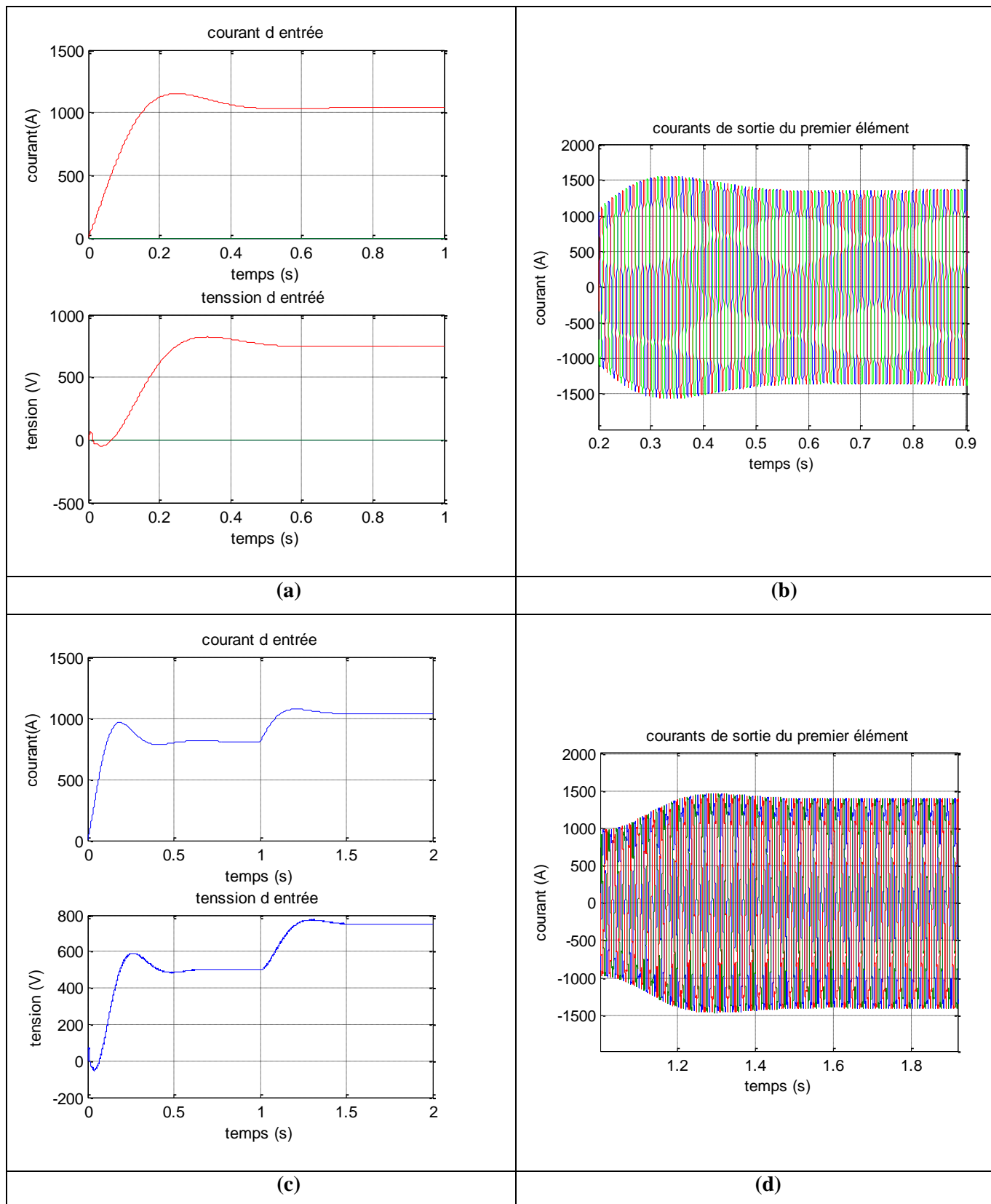


**Figure IV.1 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sortie, pour le cas d'un délestage d'un onduleur parmi les trois mis en série.**

Pour les mêmes paramètres utilisés lors des simulations précédentes, on isole le premier module du convertisseur à l'instant  $t=1s$ , et on relève les grandeurs d'entrée et de sortie d'un des modules restants.

Le court-circuit d'un des modules provoque une certaine dynamique du système qui se manifeste par un régime transitoire d'une durée de 0.6 s au terme duquel le système atteint son nouveau point d'équilibre. On constate que la durée du transitoire provoquée par le délestage est égale à la durée du régime transitoire du système, ceci est lié à la dynamique propre du système.

La valeur qu'atteint la tension d'entrée de chaque module après stabilisation du système est égale à  $\frac{V_g}{n-1}$ . On peut dire que la tension que supportait le module délesté, se partage équitablement le long les modules restants.



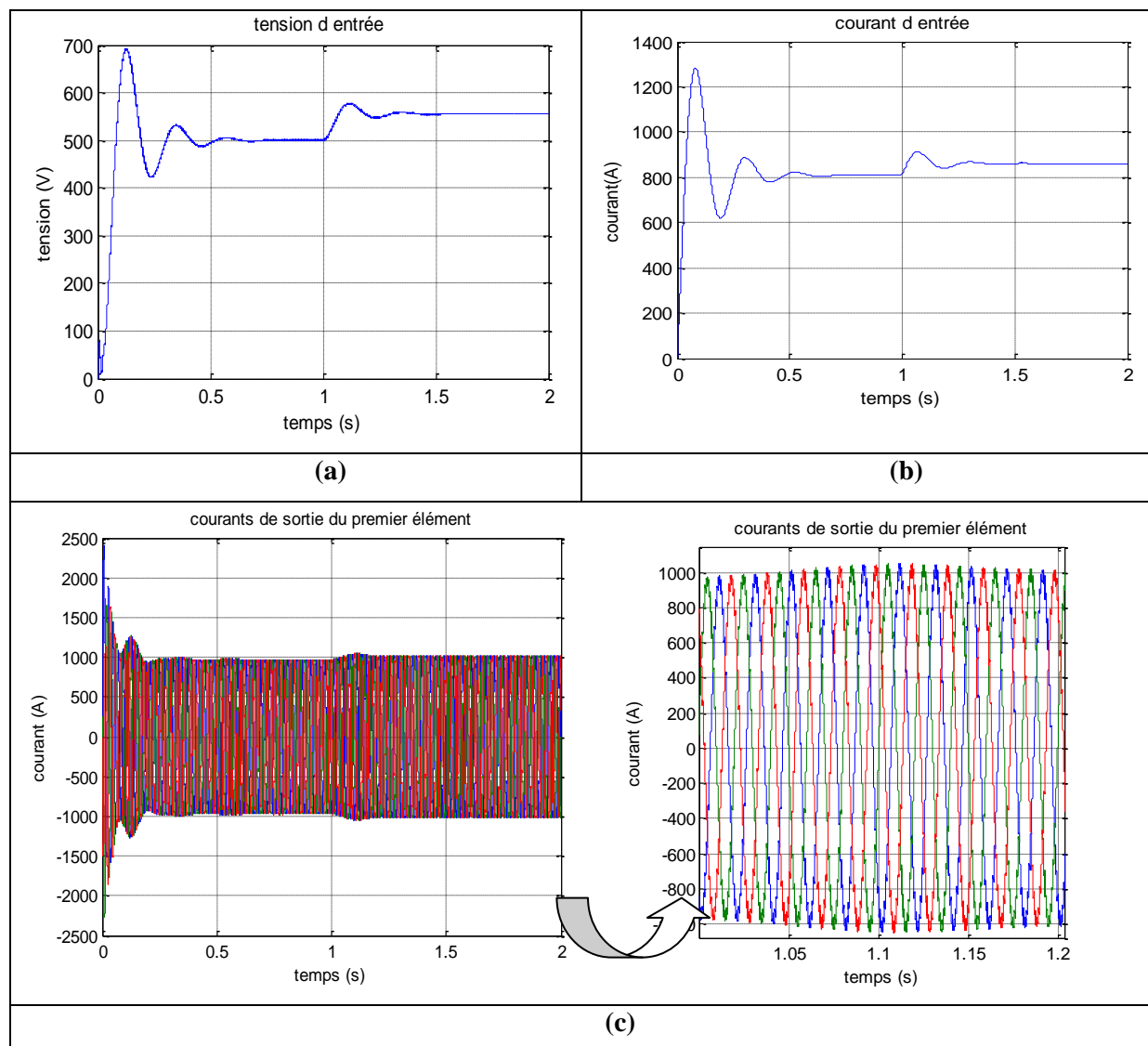
**Figure IV.2 (a) tension et courant d'entrée, (b) courant de sortie pour un fonctionnement normal a deux éléments, (c) tension et courant d'entrée, (d) courant de sortie pour le cas d'un élément délesté parmi trois mis en série**

Les figures IV.2 (a) et (b) présente les résultats de simulation d'un onduleur à deux éléments mis en série et les figures IV.2 (c) et (d) les résultats pour un onduleur à trois éléments dont un est délesté a  $t=1s$ . Les courants d'entrée et de sortie en régime permanent lors de l'essai atteignent les mêmes valeurs qu'ils auraient eues dans le cas d'un convertisseur à deux modules. Lorsqu'on isole un des modules d'un convertisseur à  $n$  modules, ce dernier poursuit son fonctionnement comme étant un convertisseur à  $n-1$  modules.

#### IV.2.2. Cas de délestage d'un élément sur dix

Les résultats de la simulation précédente ont montré que lors du délestage d'un des modules du convertisseur la tension d'entrée supportée auparavant par le module isolé, se repartage sur les modules restants après le délestage. Celui-ci se manifeste aussi par une augmentation des courants d'entrée et de sortie. Pour le cas d'un onduleur à 3 modules la tension supplémentaire que doit supporter chaque module après le court-circuit est de  $\frac{V_g}{6}$ . sachant que le convertisseur est conçue pour des applications à hautes tensions d'entrée, cette valeur constitue un grand surplus de tension (plus de 250 V pour nos paramètres), ainsi qu'un surplus de courant d'entrée (qui dépasse 230 A). Pour assurer la continuité de service, un important surdimensionnement des composants doit être envisagé, ce qui engendra par la suite une augmentation du cout.

Afin d'évaluer l'influence du délestage en fonction du nombre de modules du convertisseur, on simule le cas d'un module isolé dans une configuration de dix modules en série à l'instant  $t = 1 s$  pour les mêmes paramètres des simulations précédentes ( $V_g = 5000 V$  afin que la tension d'entrée de chaque module soit toujours égale à 500V).



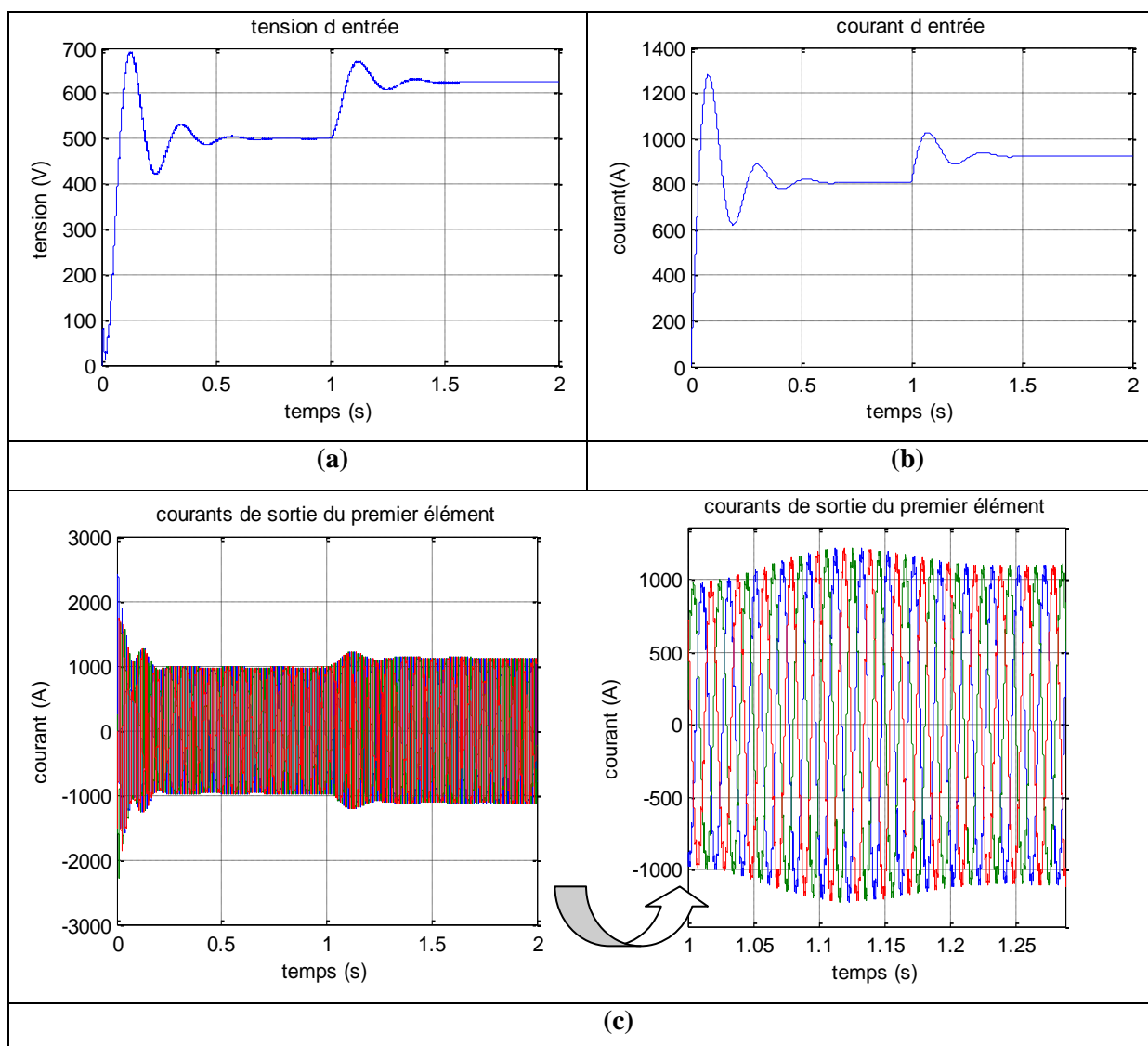
**Figure IV.3 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sortie, lors d'un délestage d'un élément parmi dix en série.**

Au terme du régime transitoire causé par le délestage, le convertisseur poursuit son fonctionnement d'une manière identique à celle d'un convertisseur à 9 modules. L'influence du délestage est beaucoup moins prononcée que pour le cas d'un convertisseur à 3 modules. Le surplus de tension d'entrée des modules restants n'est que de  $\frac{V_g}{90}$ , ce qui constitue un surplus d'environ 55 V pour des modules qui supporte normalement 500 V : cette augmentation peut être considéré comme acceptable. De plus, les valeurs qu'atteignent les courants et les tensions après le délestage ne dépassent pas les pics atteints pendant le premier régime transitoire du système. Ceci implique que si les composants du convertisseur sont dimensionnés pour supporter le courant et la tension du régime transitoire, ils pourront facilement supporter le surplus de courant et de tension due au délestage. Il faut noter que ces observations ne sont valables qu'à partir d'un certain nombre d'éléments mis en série.

### IV.2.3. Délestage de deux éléments sur dix mis en série

Après avoir analysé les performances du système vis-à-vis du délestage d'un de ses modules en plein fonctionnement, nous voulons étudier le comportement du système pour le cas extrême de deux modules isolés au même temps.

On procède à une simulation du délestage de deux modules du convertisseur à dix modules à l'instant  $t = 1$  s, pour les mêmes paramètres de la simulation précédente.



**Figure IV.4 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sortie, lors d'un délestage de deux éléments parmi dix en série.**

Le surplus des courants d'entrée et de sortie est assez faible et ne dépasse pas les valeurs qu'atteignent ces courants au régime transitoire. La tension d'entrée que supportaient les modules isolés se partage sur les modules restants, qui subissent ainsi un surplus de tension



égal à  $\frac{V_g}{40}$ . Après le délestage le système se comporte d'une manière identique à celui d'un convertisseur à huit modules.

Pour un dimensionnement adéquat, la pérennité du fonctionnement pour le délestage d'un ou de plusieurs élément est assurée si le nombre de modules mis en série est convenablement choisi.

A partir des simulations des délestages et conformément à l'équation (III.14.i) on établit la relation qui donne le surplus de tension en fonction du nombre d'éléments du convertisseur et le nombre d'éléments court-circuités :

$$\Delta V_i = \frac{mV_g}{n(n-m)} \quad (\text{IV.1.a})$$

Avec  $m$  : le nombre d'éléments affectés par le délestage.

Le surplus de courant d'entrée au régime permanent est calculé à partir de l'équation (III.14.h), et est donné par l'équation suivante:

$$\Delta I_{in} = \frac{6RK^2V_g}{|Z|^2} \left( \frac{m}{n(n-m)} \right) \quad (\text{IV.1.b})$$

Le surplus des amplitudes des courants de sortie (2.14.g):

$$\Delta i_i = \frac{2KV_g}{|Z|} \left( \frac{m}{n(n-m)} \right) \quad (\text{IV.1.c})$$

### IV.3. Influence de la résistance $R_l$

La résistance  $R_l$  représente la résistance des lignes de transport du convertisseur vers le réseau, celle-ci devra être faible vue la faible distance de ces dernières. D'un côté théorique cette résistance représente le facteur d'amortissement nécessaire au bon fonctionnement et à la stabilité du système. Néanmoins, cette résistance induit des pertes Joule qui peuvent être importante vue la valeur importante du courant circulant dans ces lignes.

#### IV.3.1. Influence de la variation de la résistance sur les performances du système

La résistance  $R_l$  est un paramètre interne de la ligne, le convertisseur devra fonctionner et ce quel que soit la ligne connectée à sa sortie.

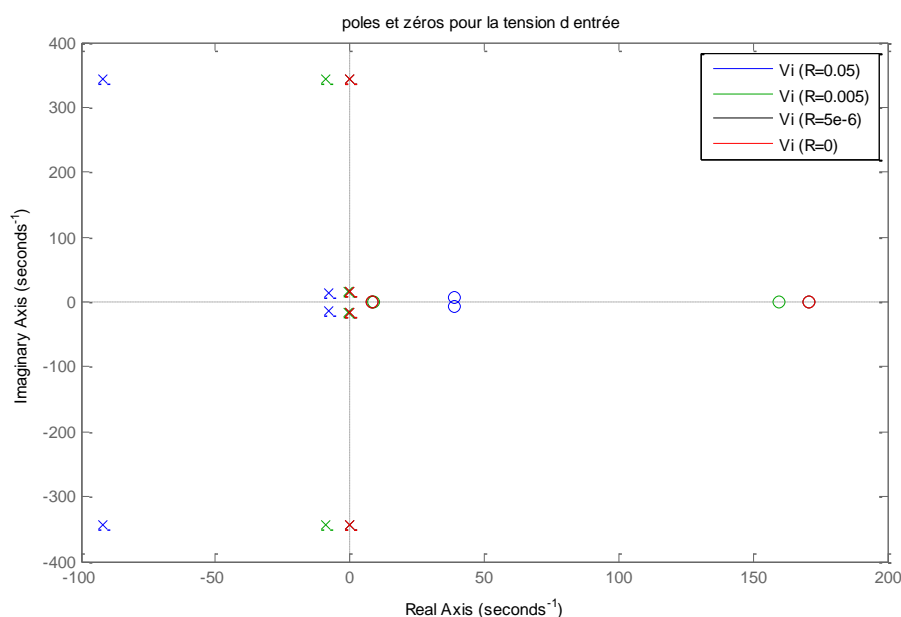
**Tableau IV.1 Tensions d'entrée et courant d'entrées pour différente valeurs de résistance de ligne**

$R_l$	Tension d'entrée	Courant d'entrée
0.05		
$5 \cdot 10^{-3}$		
$10^{-6}$		
0		

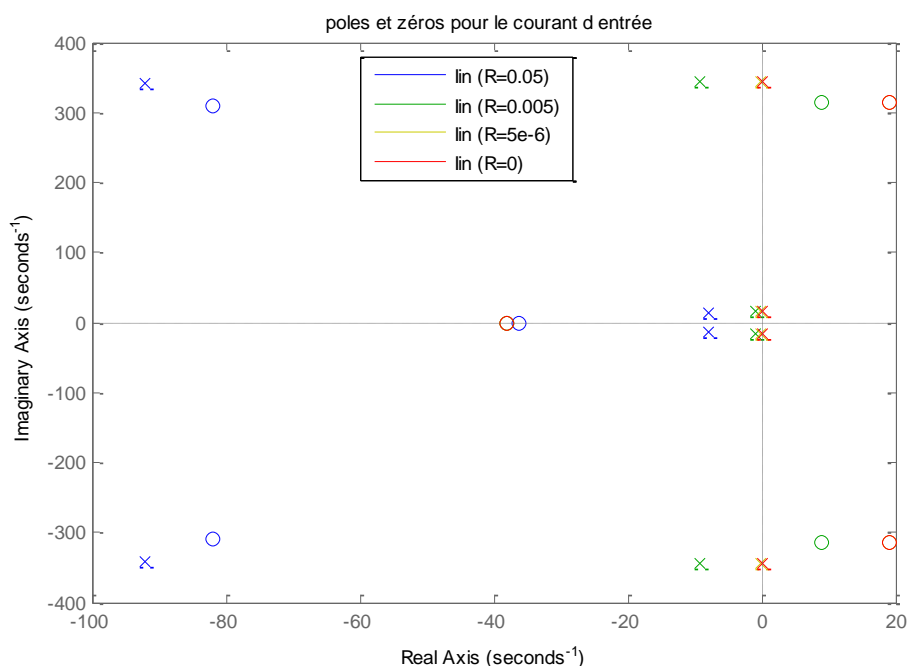
En diminuant la valeur de la résistance de la ligne  $R_l$ , on remarque une dégradation du courant et de la tension d'entrée. Lors du régime transitoire, plus la résistance est petite plus la durée et l'amplitude des oscillations des grandeurs d'entrée augmentent, et se rapprochent de plus en plus d'un signal présentant des oscillations autour d'une valeur moyenne. En présence de résistance même de très faible valeur, le système se stabilisera après un certain temps. Pour une faible résistance  $R_l = 5 \cdot 10^{-6} \Omega$ , le système se stabilise après 7000 s : ce qui est inacceptable. En absence de résistance de ligne il n'y a pas d'amortissement et le système reste oscillant et ne se stabilise jamais Tableau IV.1.

### IV.3.2. Influence de la variation de la résistance sur la stabilité du système

A partir des équations (III.13.a) et (III.13.b) qui donnent respectivement les expressions du courant d'entrée et de la tension d'entrée dans le plan de Laplace, on constate que le système possède quatre pôles imaginaires (deux paires de pôles conjugués). A l'aide de ces équations on trace les lieux des pôles et des zéros pour différentes valeurs de la résistance  $R_l$ .



**Figure IV.5 Lieux des pôles et des zéros de la tension d'entrée pour différentes valeurs de résistance**



**Figure IV.6 Lieux des pôles et des zéros du courant d'entrée pour différentes valeurs de résistance**

Pour  $R = 0.05\Omega$ , les pôles du courant et de la tension d'entrée sont dans le demie plan gauche loin de l'axe imaginaire le système est donc le système est bien amortie. Les pôles se déplacent vers l'axe imaginaire en diminuant la valeur de la résistance. Pour  $R = 0\Omega$  les quatre pôles du courant et de la tension sont sur l'axe imaginaire le système devient purement oscillatoire. Il faut noter que pour  $R = 5e-6\Omega$ , les pôles et les zéros des deux grandeurs sont presque confondue avec ceux obtenus pour  $R = 0\Omega$  d'où une réponse oscillatoire du système.

Ces résultats indiquent que le système n'est performant qu'à partir d'une résistance assez grande. Des résistances conséquentes sont nécessaires pour assurer de bonnes performances du système. Mais cela va à l'encontre de l'efficacité du circuit global.

### IV.3.3. Etude des pertes dans les résistances de lignes

Dans le chapitre précédent la résistance de la ligne a été prise d'une manière à obtenir un bon amortissement assurant ainsi un fonctionnement correcte du système sans se soucier du de l'efficacité. La résistance de la ligne devra avoir une faible valeur vue le fort courant qu'elle supporte qui peut induire de très importantes pertes par effet joule.

Pour le cas d'une résistance de ligne  $R_l = 0.05\Omega$ , 17% de la puissance délivrée par le convertisseur est dissipée dans la ligne. Ce taux exprime l'importance de l'influence de la résistance  $R_l$  sur l'efficacité du système. La valeur de la résistance de ligne devra être la plus petite possible pour minimiser les pertes Joule et obtenir un meilleur rendement du système.

Le rendement étant lié à la résistance  $R_l$ , pour une résistance de  $R_l = 5 \cdot 10^{-4}\Omega$  ( dix mille fois inférieure à celle prise pour les calculs précédents), seulement 0.017% de la puissance d'entrée est dissipée en perte Joule dans la ligne, ce qui contribuera à une augmentation considérable du rendement du système.

Afin d'avoir un bon rendement, il est impératif que la résistance de ligne soit assez faible. Néanmoins, l'étude de stabilité du système sera effectuée. On se retrouve donc face à un compromis, qui peut être contourné uniquement avec une régulation appropriée, qui peut nous permettre d'avoir un système stable avec un rendement acceptable.

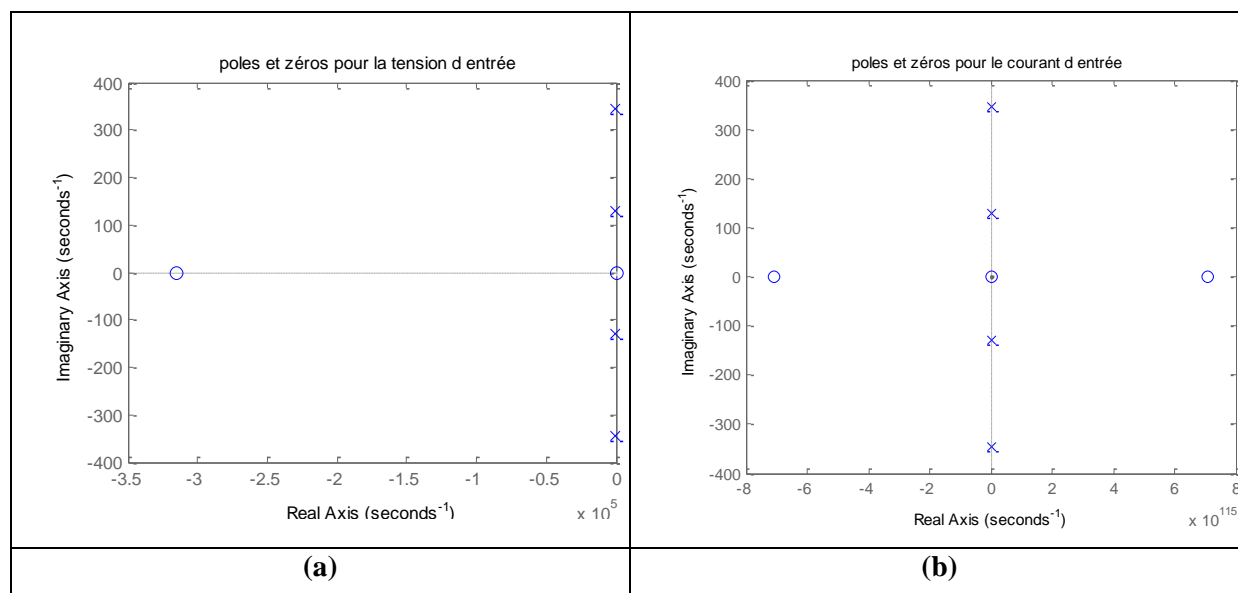
#### IV.4. Régulation

Dans ce qui a précédé, on a prouvé que des performances acceptables en boucle ouverte vont à l'encontre de l'efficacité de la structure, d'où la nécessité d'introduire une régulation pour pallier à ce problème majeur, notamment dans le régime transitoire où le dépassement et le temps de réponse devront être améliorés.

Le partage équitable de la tension d'entrée de chaque module étant la priorité la plus importante pour un convertisseur à entrée série [14]. Vu le fait que la condition primordiale pour un fonctionnement correcte du convertisseur est la stabilité de la tension à l'entrée de chacun de ces éléments, Il est tout à fait normal que cette grandeur la (tension d'entrée) soit la cible de la régulation proposée.

En agissant tout d'abord sur la tension d'entrée des modules, la régulation vise à stabiliser le système, le rendre plus rapide et d'améliorer le comportement de la structure en régime transitoire. Pour ce qui suit, nous prenons un convertisseur à trois modules ayant les mêmes paramètres que le chapitre précédent mais avec une résistance de ligne nulle (afin d'éliminer au maximum les pertes Joule) et sans filtre d'entrée ( $L_{in} = 0.003 H$  représentant uniquement l'inductance de la ligne). Sachant que ces paramètres mettent le système dans des conditions extrêmes en boucle ouverte. Assurer la stabilité du système pour les conditions

mentionnées précédemment, garantie la stabilité de la structure en tout point de fonctionnement.



**Figure IV.7 (a) pôles et zéros du courant d'entrée (b) pôles et zéros de la tension d'entrée pour  $R=0\Omega$  et  $L_{in}=0.003\text{ H}$**

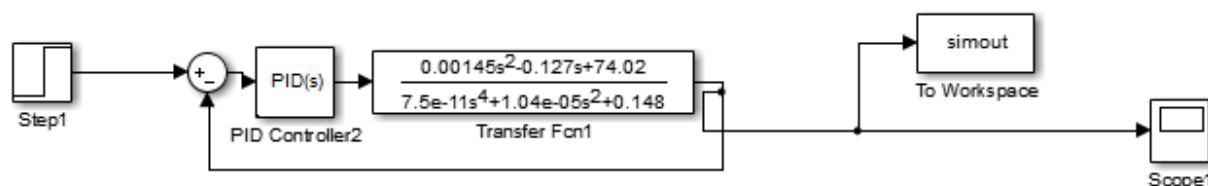
On procède à la régulation par deux approches différentes :

#### IV.4.1. Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée

La tension d'entrée de chaque module (2.13.b) et ce pour une résistance de ligne nulle, un échelon appliqué respectivement à l'entrée de la tension continue et la a la tension du bus infini ; a pour expression :

$$Vi(s) = \frac{0.00145 s^2 - 0.127 s + 74.02}{7.5 \cdot 10^{-11} s^4 + 1.04 \cdot 10^{-5} s^2 + 0.148} \quad (\text{IV.2})$$

La régulation de la tension d'entrée avec un régulateur PID est illustrée par le schéma de régulation présenté dans la figure IV.8.



**Figure IV.8 Schéma Bloqué de régulation en boucle fermée.**

On choisit un régulateur PID idéale, dont la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$G(s) = P \left( 1 + \frac{I}{s} + D \frac{N}{1+N\frac{1}{s}} \right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

P : Le coefficient de proportionnalité.

I : Le coefficient d'intégration.

D : Le coefficient de dérivation.

N : Le coefficient de filtrage.

En utilisant l'outil « tuning tool » du block PID Controller sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, pour obtenir des performances souhaitables, nous obtenons un régulateur PID avec les paramètres suivants :

**Tableau IV.2 Paramètres du régulateur pour R=0**

P	1.9993655 e-07
I	50000
D	30
N	100

La réponse de la tension d'entrée pour chaque module avec un régulateur PID dont les paramètres sont donnés dans le tableau III.3 est donnée par la figure IV-8. Hormis les

oscillations intrinsèques à la réponse, on remarque une nette amélioration du temps de réponse et du dépassement tout en préservant une efficacité maximale de la structure.

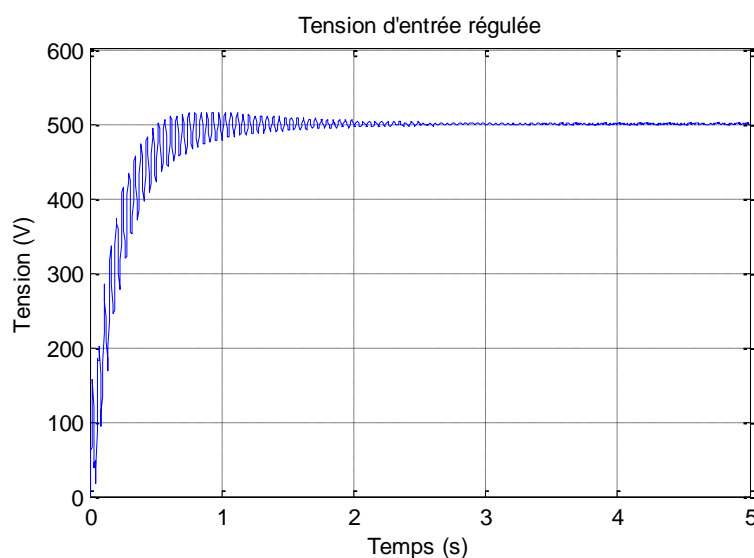


Figure IV.9 Tension d'entrée régulée avec  $R=0$

#### IV.4.2. Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée avec une faible résistance de ligne

Dans le point précédent, on a pu stabiliser un système ayant des pôles purement imaginaires qui sont due à l'absence de résistance de ligne. Réellement, un system sans aucune résistance à la sortie est irréalisable, pour ce fait on procède à la régulation d'un système ayant une résistance de sortie très faible de  $R_l = 5 \cdot 10^{-4} \Omega$ .

Avec les mêmes paramètres de la simulation précédente on obtient la fonction de transfert suivante :

$$Vi(s) = \frac{0.00145 s^2 - 0.127 s + 74.02}{7.5 \cdot 10^{-11} s^4 + 1.5 \cdot 10^{-10} s^3 + 1.04 \cdot 10^{-5} s^2 + 4.5 \cdot 10^{-6} s + 0.148} \quad (\text{III.4})$$

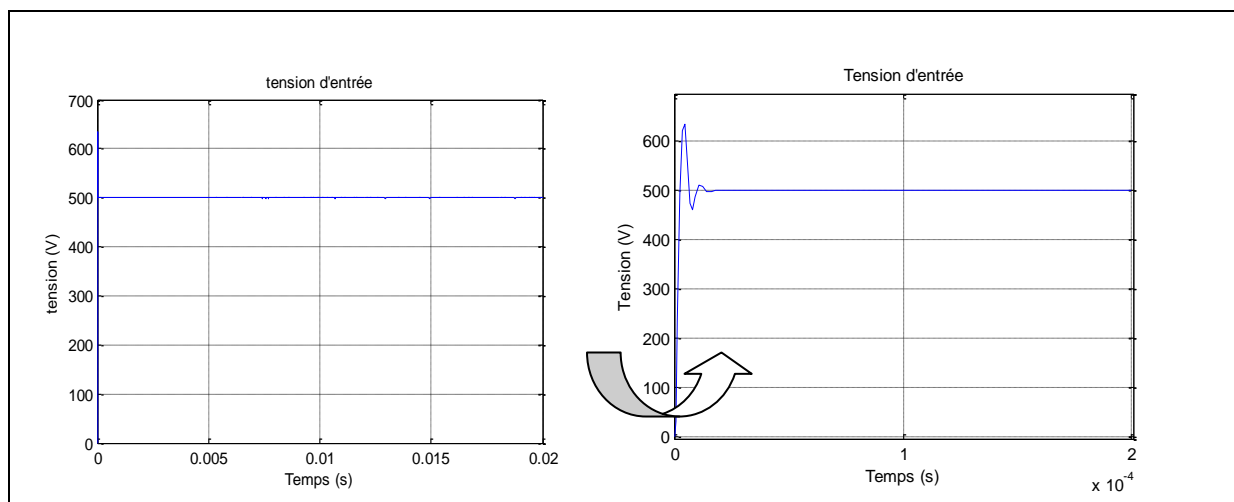
Les nouveaux paramètres du régulateur PID sont donnés dans le tableau IV.4

Tableau IV.3 Paramètres de régulation pour  $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$

P	10
I	4.96
D	0.00635
N	684964



La forme de la tension d'entrée est illustrée par la figure IV-10. Le temps de réponse et le dépassement ont été considérablement améliorés. Les oscillations intrinsèques à la réponse ont été éliminées.



**Figure IV.10 Tension d'entrée régulée avec  $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$**

Sans régulation et pour une résistance de ligne nulle, le système était instable et la tension d'entrée oscillait et n'atteignait jamais le régime permanent.

Avec un régulateur PID ayant des paramètres appropriés, on a pu améliorer considérablement les performances et l'efficacité de la structure. La tension d'entrée atteint sa valeur de consigne même en absence des résistances de lignes (sans amortissement). En régime transitoire le système en boucle fermée n'est plus à phase non minimale, et les oscillations ainsi que le dépassement sont devenues assez faibles.

#### **IV.4.3. Régulation de la tension par une commande adaptative**

On a constaté précédemment l'influence de l'indice et de la phase de modulation sur le comportement du système. En agissant sur ces deux paramètres on peut facilement imposer une certaine dynamique ainsi qu'un certain mode de fonctionnement à la structure.

Dans cette partie nous allons varier  $\phi$  et  $D_m$  pour un système ayant une résistance de ligne nulle de telle manière à créer une résistance fictive de grande valeur sans pour autant dégrader le rendement global du circuit.

On procède par la définition de  $D_{mr}$  et  $\phi_r$  qui sont les valeurs références de  $D_m$  et  $\phi$ . Ces derniers vont varier d'une manière proportionnelle la différence entre la valeur de la tension d'entrée et la consigne [35], telle que :

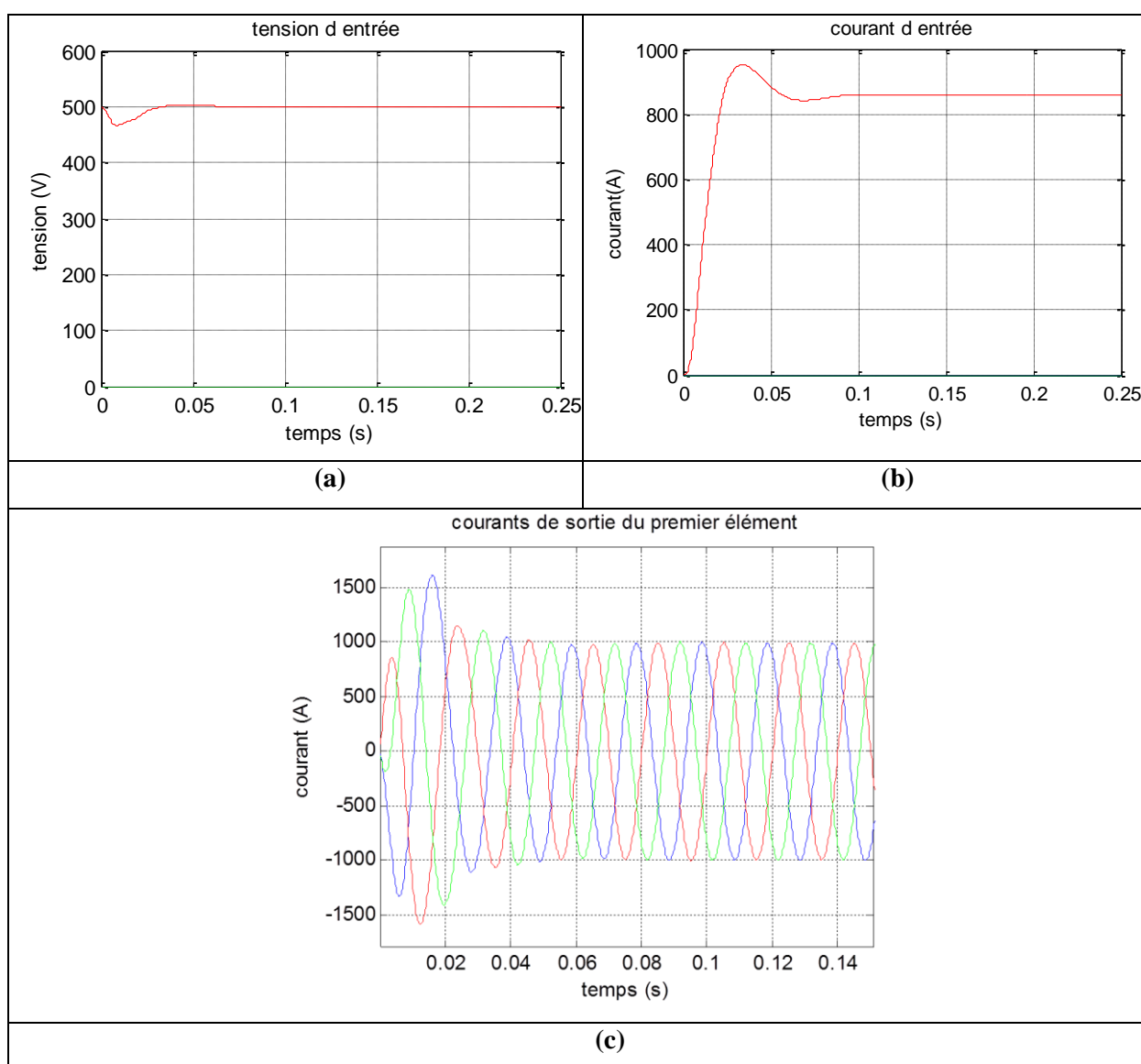
$$D_m = D_{mr} + G1 (V_{ref} - V_i) \quad (IV.4.a)$$

$$\varphi = \varphi_r + G2 (V_{ref} - V_i) \quad (IV.4.b)$$

$G1$  et  $G2$  sont les paramètres de régulation à déterminer. Le système fonctionnera comme s'il avait une résistance fictive [35]. Avec un bon choix de ces paramètres (IV.5) nous obtenons les résultats illustrés dans la figure IV.11 (Annexe E).

$$G1 = 0.0182 \quad (IV.5.a)$$

$$G2 = 0.005 \quad (IV.5.b)$$



**Figure IV.11 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sortie, après une régulation adaptative de  $D_m$  et de  $\varphi$**

En ajoutant une résistance fictive qui influe que sur la tension d'entrée, cette dernière se stabilise en subissant une très légère diminution. Les courants d'entrée et de sortie se stabilisent après une période. L'amplitude des courants de sortie et la valeur du courant d'entrée au régime permanent sont légèrement supérieures à celles trouvées précédemment pour une résistance de ligne non nulle, cela est dû à la diminution de la charge.

## IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une étude de robustesse pour vérifier si le système est imperturbable face aux défauts qui peuvent survenir à tout moment lors du fonctionnement du convertisseur. Nous avons aussi conçu une régulation par deux approches différentes permettant de faire fonctionner le convertisseur pour n'importe quels paramètres.

Le délestage d'un des modules en plein fonctionnement du convertisseur ne cause pas de problème majeur quant aux performances ou à la continuité de service. L'onduleur continue à fonctionner comme un convertisseur à  $n-1$  modules après avoir perdu un de ses modules, et la tension d'entrée du module délesté se partagera équitablement sur les modules restants.

Lorsque le convertisseur possède un grand nombre de modules, l'influence du délestage sur le comportement du système devient moindre, et le système pourra même supporter le délestage de plusieurs de ses modules au même temps. Le partage équitable de la tension d'entrée sera toujours assuré.

Les paramètres choisis, présentés dans le troisième chapitre, assurent une bonne stabilité du système, néanmoins ils engendrent d'importantes pertes (notamment au niveau de la résistance  $R_l$ ), et contribuent à la dégradation du temps de réponse du système (notamment à cause du filtre d'entrée).

La première approche de régulation consiste à réaliser un régulateur PID pour la tension d'entrée de chaque module en boucle fermée. La seconde approche consiste à réaliser une commande adaptative. Le principe dans cette commande est de créer une résistance fictive en agissant sur les paramètres d'entrée du système, pour amortir le système sans subir les pertes Joule causées par une résistance réelle. Les résultats obtenus sont appréciables, le système devient stable même sans amortissement et sans filtre d'entrée.

. Avec la régulation proposée, le système reste stable même dans des conditions extrêmes, ceci nous permet d'atteindre le point de fonctionnement optimal du convertisseur pour obtenir un meilleur rendement et plus de rapidité

## Conclusion générale

Le virement de philosophie causé par la transition énergétique de l'énergie fossile vers les énergies renouvelables a lancé plusieurs défis techniques concernant l'optimisation de l'exploitation de ces dernières. L'un de ces défis consiste à acheminer l'énergie électrique des centrales de production décentralisée avec le moins de pertes possibles. Une des solutions consiste à transporter l'énergie en continu puis la convertir par le biais d'onduleur avant de l'injecter au réseau. L'étude faite dans ce travail, porte sur un onduleur modulaire à entrée série pouvant supporter des hauts niveaux de tension exigés par le transport en continu.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié le comportement du convertisseur modulaire à «  $n$  » modules débitant sur une charge résistive. Après avoir établi les expressions analytiques des coefficients de connexion moyens, le partage équitable de la tension d'entrée sur l'intégralité des modules mis en série a été confirmé.

Afin de confirmer l'utilité pratique du convertisseur, nous avons étudié le cas du couplage au réseau. Nous avons établi un nouveau modèle moyen, dont la résolution nous a permis d'obtenir les expressions des grandeurs du système dans le domaine de Laplace et ceci pour n'importe quel nombre de modules utilisés. Les résultats de la simulation du modèle d'état moyen ainsi que les résultats de la résolution analytique concordent avec les résultats de la simulation du modèle réel commandé par une MLI, réalisé sous l'environnement SIMULINK. Ceci confirme la validité du modèle moyen ainsi que de la résolution analytique. Pour les paramètres choisis, le couplage du convertisseur au réseau ne pose pas de problèmes majeurs, le partage équitable de la tension d'entrée est toujours assuré. De plus, les équations des grandeurs du système obtenues par la résolution analytique, sont d'une très grande importance pour l'étude, car elles permettent d'évaluer l'influence des paramètres internes du système, ainsi que de faciliter l'étude de la stabilité du système.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes penchés sur l'optimisation du fonctionnement du convertisseur et l'analyse de ses performances notamment dans le cas des défauts les plus récurrents en pratique. La simulation du délestage d'un ou de plusieurs modules du convertisseur en plein fonctionnement, a prouvé l'aptitude du convertisseur à supporter ce genre de défaillances tout en préservant sa plus importante caractéristique de partage équitable de la tension d'entrée. Le fait que le système soit stable vis-à-vis du délestage d'un ou plusieurs modules, est d'une importance primordiale dans la pratique, car il

offre la possibilité de changer un module défaillant sans interrompre le fonctionnement du système.

Une régulation est proposée dans ce même chapitre et ce par deux approches différentes (la régulation en boucle fermée par un PID et la régulation par une commande adaptative). La commande vise à optimiser les performances du système, du point de vue du rendement et de la rapidité.

Nous pouvons conclure et dire que le convertisseur modulaire est d'une grande utilité pratique. Ce convertisseur peut alimenter une charge passive, comme il peut être couplé au réseau. Les essais sur le convertisseur commandé par une simple MLI ont confirmé le partage de la tension d'entrée. La robustesse du système vis-à-vis au délestage d'un ou de plusieurs de ses modules, ainsi que la stabilité offerte par la régulation proposée, permettent de faire fonctionner le système dans n'importe quelles conditions, avec un rendement optimal. La défaillance d'un ou de plusieurs modules, peuvent être délestés et échangés, sans affecter le fonctionnement normal et la continuité de service du convertisseur, ni sa propriété de partage uniforme de la tension d'entrée.

Plusieurs points restent donc à éclaircir dont nous citons :

- L'étude du comportement du système ainsi que l'analyse du partage de la tension d'entrée, dans le cas du déséquilibre de charge ou bien le partage non équitable de cette dernière.
- La conception d'une régulation plus sophistiquée, plus robuste et plus performante.
- Afin d'apporter plus de certitude, il est nécessaire d'accomplir une réalisation pratique du convertisseur modulaire à entrée série.

## Bibliographie

- [1] A. Sarmiento, A. Barata, T. Morais, “Offshore renewable energy current stats-future perspectives for Portugal”, INEGI, Mars 2014.
- [2] [www.energies-renouvelables.org/observ-er/html/inventaire/pdf/15e-inventaire-Chap01-Fr.pdf](http://www.energies-renouvelables.org/observ-er/html/inventaire/pdf/15e-inventaire-Chap01-Fr.pdf), février 2016.
- [3] *U.S. Energy Information Administration (EIA)*  
[www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/iedindex3.cfm?tid=6&pid=29&aid=12&cid=ww,&syid=1981&eyid=2012&unit=BKWH](http://www.eia.gov/cfapps/ipdbproject/iedindex3.cfm?tid=6&pid=29&aid=12&cid=ww,&syid=1981&eyid=2012&unit=BKWH), février 2016.
- [4] [www.offshorewind.biz/2016/02/09/second-offshore-wind-farm-decommissioning-on-the-way/](http://www.offshorewind.biz/2016/02/09/second-offshore-wind-farm-decommissioning-on-the-way/), février 2016.
- [5] [www.londonarray.com/the-project/](http://www.londonarray.com/the-project/), février 2016.
- [6] Global Wind Energy Council (GWEC), “ Global wind report annual market update 2015”, Avril, 2016.
- [7] Office National de l’Electricité et de l’Eau Potable (ONE)  
[www.one.org.ma/FR/pages/interne.asp?esp=2&id1=5&id2=54&id3=44&t2=1&t3=1](http://www.one.org.ma/FR/pages/interne.asp?esp=2&id1=5&id2=54&id3=44&t2=1&t3=1), Mai 2016.
- [8] Société Nationale de l’Electricité et du Gaz (SONELGAZ)  
[www.sonelgaz.dz/?page=recherche&id=-5&ida=364&mots=adrar](http://www.sonelgaz.dz/?page=recherche&id=-5&ida=364&mots=adrar), février 2016.  
[www.sonelgaz.dz/?page=article&id=34](http://www.sonelgaz.dz/?page=article&id=34), février 2016.
- [9] F. Blaabjerg, M. Liserre, K. Ma, “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, pp 509-519, VOL. 48, NO. 2, March/April 2012,
- [10] F. Blaabjerg, K. Ma, “Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems,” IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, pp 139,150, VOL. 1, NO. 3, September 2013

- [11] R. Sharma, W. Rasmussen, K. Høj Jensen, V. Akamatov “Modular VSC Converter Based HVDC Power Transmission from Offshore Wind Power Plant: Compared to the Conventional HVAC System”, In : Electric Power and Energy Conference (EPEC), IEEE. pp. 1-6, 2010.
- [12] P. Jeannin, “Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée,” These de doctorat de l’INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, pp. 92-105, Mai 2001.
- [13] C. Gerster “Fast High-power, high-voltage switch using series-connected IGBTs with active gate-controlled voltage-balancing,”. IEEE, In Applied Power Electronics Conference and Exposition, ninth annual, pp. 469-472, 1994.
- [14] W. Chen, K. Zhuang, X. Ruan, “ A Input-Series- and Output-Parallel-Connected Inverter System for High-Input-Voltage Applications,” IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 9, SEPTEMBER 2009.
- [15] R. Giri, R. Ayyanar, and E. Ledezma, “Input-series and output-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and output voltage sharing,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC’04), pp. 1751–1756, 2004.
- [16] W. Kim, S. You, and B. Cho, “Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 3, pp. 536–544, June. 2001.
- [17] R. Ayyanar, R. Giri, N. Mohan, “Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC–DC converters using dynamic input-voltage reference scheme,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1462–1473, Nov. 2004.
- [18] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, N. Mohan, “Common-duty-ratio control of input-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and load-current sharing,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 4, pp. 1101–1111, Jul. 2009.
- [19] J. W. Kimball, J. T. Mossoba, P. T. Krein, “A stabilizing, high performance controller for input series-output parallel converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1416–1427, May 2008.



- [20] X. Ruan, L. Cheng, T. Zhang, "Control strategy for input-series output-paralleled converter," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'06), pp. 238–245, 2006.
- [21] V. Vorperian, "Synthesis of medium voltage dc-to-dc converters from low voltage, high-frequency PWM switching converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1619–1635, Sep. 2007.
- [22] S. K. Mazumder, M. Tahir, K. Acharya, "Master-slave current-sharing control of a parallel DC–DC converter system over an RF communication interface," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 59–66, Jan. 2008.
- [23] Y. Huang and C. K. Tse, "Circuit theoretic classification of parallel connected dc-dc converters," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Regular Papers, vol. 54, no. 5, pp. 1099–1108, May 2007.
- [24] K. Siri, K. A. Conner, C. H. Truong, "Uniform voltage distribution control for paralleled-input, series-output connected converters," in Proc. IEEE Aerosp. Conf., Mar. pp. 1–11. December 2005.
- [25] L. Huber, B. T. Irving, M. M. Jovanovic, "Open-loop control methods for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 1649–1657, Jul. 2008.
- [26] L. Heinemann, "An actively cooled high power, high frequency transformer with high insulation capability," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC'02), pp. 352–357.
- [27] S. Inoue, H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 535–542, Mar. 2007.
- [28] Z. He, Y. Xing, and Y. Hu, "Low cost compound current sharing control for inverters in parallel operation," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'04), pp. 222–227, 2004.
- [29] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 5, pp. 1205–1213, Sep. 2004.

- [30] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, “Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1126–1135, Aug. 2005.
- [31] T. M. Jahns and E. L. Owen, “Ac adjustable-speed drives at the millenium: how did we get here?” in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp. 18–26, 2000.
- [32] R. Perret *Interrupteurs électroniques de puissance*. Hermès Science Publications, pp. 15-19, 2003.
- [33] A. Donzel. *Analyse géométrique et commande active sous observateur d’un onduleur triphasé à structure multicellulaire série*. Thèse de doctorat. INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, 2000.
- [34] F. Rotella et P. Borne. *Théorie et pratique du calcul matriciel*. Editions technip, vol 6, pp 55-72, 1995.
- [35] T. Zebbadji , “DC serie connection of  $n$  switched mode converters via feedback ”, Master’s thesis, University of Colorado, Boulder, 1987.
- [36] I. Khan. et R. W. Erickson. Synthesis and analysis of harmonic-free three-phase inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no 6, p. 567-579, 1994.

## Annexes A :

```
switch k
  case 1
    aa=0;
    ab=0;
    ac=0;
  case 2
    aa=0;
    ab=1;
    ac=-1;
  case 3
    aa=1;
    ab=-1;
    ac=0;
  case 4
    aa=1;
    ab=0;
    ac=-1;
  case 5
    aa=-1;
    ab=0;
    ac=1;
  case 6
    aa=-1;
    ab=1;
    ac=0;
  case 7
    aa=0;
    ab=-1;
    ac=1;
  case 8
    aa=0;
    ab=0;
    ac=0;
end
```

## Annexes B

```
Lin=0.002;% Inductance d'entré
l=0.0035;% Inductance de charge
c=0.001;%Capacité d'entré
ci=0.04;%capacité de charge
n=3;%nombre de l'élément
Vg=500*n;% Tension d'entré
R=10;%résistance
f=50;%fréquence de sortie
fc=5000;%fréquence commutation
w=2*pi*f;
phi=-pi/6;
Ts=1/fc;
periode=2;%période d'observation

%%%%%%%%déclaration des matrices %%%%%%%%%%

B=zeros(7*n+1,1);
E=zeros(n,3*n+1);
```

```

L=zeros(4*n+1);
C=zeros(3*n);
J=zeros(4*n+1);
A=zeros(3*n,4*n+1);
G=zeros(3*n);
Z=zeros(3*n,4*n+1);

t=0;% variable contenant la taille du vecteur temps

for i=0:Ts:periode
    t=t+1;
end

% La variable 't' nous permet d'avoir la taille du vecteur temps qui
vari en
% fonction de la période d'observation et de la fréquence de commutation
% cette variable est utile pour de déclaré tout les vecteurs variant
dans le temps
% et aussi pour déterminer le nombre d'itérations nécessaire pour le
calcul de ces dernier

Xt=zeros(7*n+1,t); %Initialisation de la matrice de sortie
sor1=zeros(1,t);%juste pour l'affichage
sor2=zeros(1,t);
sor3=zeros(1,t);
sor6=zeros(1,t);
sor4=zeros(1,t);
sor7=zeros(1,t);
sor8=zeros(1,t);
sor9=zeros(1,t);
sor10=zeros(1,t);
sor11=zeros(1,t);
%%%Initialisation et calcule des rapports cycliques variant dans le
temps
Dp=0.6;
D=1-Dp;
Dm=1;

d1=zeros(1,t);
d2=zeros(1,t);
d3=zeros(1,t);
d4=zeros(1,t);
r=1;

for i=0:Ts:periode
    %la durée d1 étant fixe elle est prise comme référence d'où de (r-
1)*Ts
    d2(1,r)=(D+Dm*cos(w*(Dp*Ts+(r-1)*Ts)+pi/6+phi))/3;
    %Pour calculer d3 la fin de d2 est prise a chaque fois comme
référence
    d3(1,r)=(D+Dm*cos(w*(Dp+d2(1,r)+r-1)*Ts-pi/2+phi))/3;
    %Pour calculer d4 la fin de d3 est prise a chaque fois comme
référence
    d4(1,r)=(D+Dm*cos(w*(Dp+d2(1,r)+d3(1,r)+r-1)*Ts+5*pi/6+phi))/3;
    d1(1,r)=1-(d2(1,r)+d3(1,r)+d4(1,r));
    r=r+1;%Pour ajouter un Ts a chaque itération
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% initialisation des matrices %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

L(1,1)=Lin;
for i=2:3*n+1
    L(i,i)=1;
end
for i=3*n+2:4*n+1
    L(i,i)=ci;
end
for i=1:3*n
    C(i,i)=c;
    G(i,i)=1/R;
end

H=[L Z';Z C];
B(1,1)=Vg;
for i=1:3*n
    A(i,i+1)=-1;
end

k=1;%Appel de la configuration 2 du programme appelé configurations
configurations
for i=1:n
    E(i,1)=1;
end
m=1;
for i=2:3:3*n+1

    E(m,i)=-aa;
    E(m,i+1)=-ab;
    E(m,i+2)=-ac;
    m=m+1;
end
J1=[zeros(3*n+1) -E'; E zeros(n)];%Implémentation de la sous matrice J1

k=3;%Appel de la configuration 3 du programme appelé configurations
configurations
for i=1:n
    E(i,1)=1;
end

m=1;
for i=2:3:3*n+1

    E(m,i)=-aa;
    E(m,i+1)=-ab;
    E(m,i+2)=-ac;
    m=m+1;
end
J2=[zeros(3*n+1) -E'; E zeros(n)];%Implémentation de la matrice J2
k=2;%Appel de la configuration 4 du programme appelé configurations
configurations
for i=1:n
    E(i,1)=1;
end

m=1;
for i=2:3:3*n+1

    E(m,i)=-aa;
    E(m,i+1)=-ab;

```

```

    E(m,i+2)=-ac;
    m=m+1;
end
J3=[zeros(3*n+1) -E'; E zeros(n)];%Implémentation de la matrice J3
k=5;%Appel de la configuration 5 du programme appelé configurations
configurations
for i=1:n
    E(i,1)=1;
end

m=1;
for i=2:3:3*n+1

    E(m,i)=-aa;
    E(m,i+1)=-ab;
    E(m,i+2)=-ac;
    m=m+1;
end
J4=[zeros(3*n+1) -E'; E zeros(n)];%Implémentation de la matrice J4

BB=inv(H)*B;
%encore
    X=zeros(7*n+1,1);
    for u=3*n+2:4*n+1
        X(u)=Vg/n;
    end
for i=1:t
    % Pour chaque 't' la matrice J est calculé en fonction des Ji et des
    rapports
    %cyclique pour calculer a chaque fois le vecteur d'état X
    %en appliquant l'algorithme d'Euler et en prenant en compte la matrice H
    négligé au par avant
    % puis stocké ce dernier dans une des colonnes de la matrice Xt

J=d1(1,i)*J1+d2(1,i)*J2+d3(1,i)*J3+d4(1,i)*J4;

    K=[J A';-A -G];%matrice d'état sans prendre en compte les variation
    AA=inv(H)*K;% nouvelle matrice d'état en prenant en compte les
variation
    h=0.000002;%pas de calcul d'euler

    for k=1:100 %nombre d'itération
        X=X+h*(AA*X+BB);%algorithme d'euler
    end
for j=1:7*n+1

    Xt(j,i)=X(j,1);

end
end

aff=0:Ts:periode;
for i=1:t
    sor1(1,i)=Xt(1,i);
end

for i=1:t
    sor2(1,i)=Xt(3*n+2,i);
end

```

```

for i=1:t
    sor3(1,i)=Xt(2,i);
end
figure(1);
subplot(2,1,1)
plot(aff,sor1);grid;
title('courant d entré')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant (A)')
subplot(2,1,2)
plot(aff,sor2);grid;
title('tension du premier condensateur ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')
%subplot(3,1,3)
%plot(aff,sor3);grid;
%title('courant de sortie ')
%xlabel('temps (s)')
%ylabel('courant (V)');
for i=1:t
    sor4(1,i)=Xt(4*n+2,i);
end
for i=1:t

    sor5(1,i)=Xt(4*n+3,i);
end
for i=1:t
    sor6(1,i)=Xt(4*n+4,i);
end
figure (2);
plot(aff,sor4);grid;
hold on
plot(aff,sor5,'r');grid;
hold on
plot(aff,sor6,'g');grid;
title('tensions de sortie du premiere élément')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')

for i=1:t
    sor7(1,i)=Xt(2,i);
end
for i=1:t

    sor8(1,i)=Xt(3,i);
end
for i=1:t
    sor9(1,i)=Xt(4,i);
end
figure (3);
plot(aff,sor7);grid;
hold on
plot(aff,sor8,'r');grid;
hold on
plot(aff,sor9,'g');grid;
title('courants de sortie du premiere élément')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant (A)')
figure(4);
plot(aff,sor1);grid;
title('courant d entrée')

```

```

xlabel('temps (s)')
ylabel('courant(A)')
figure(5);
plot(aff,sor2);grid;
title('tension d entrée ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')

```

## Annexes C

```

R=0.05;
f=50;
w=2*pi*f;
Dm=1;
K=Dm/(2*sqrt(3));
phi=-pi/6;
fc=5000;
Ts=1/fc;
V=220*(2^0.5);
Vg=500*n;
C1=zeros(3*n);
C2=zeros(3*n,n+1);
C3=zeros(n+1,3*n);
C4=zeros(n+1);
Dd=zeros(4*n+1,1);
Y=zeros(4*n+1,1);
t=0;% variable contenant la taille du vecteur temps
periode=1;
for i=0:Ts:periode
    t=t+1;
end
Xt=zeros(4*n+1,t); %Initialisation de la matrice de sortie
sor1=zeros(1,t);%juste pour l'affichage
sor2=zeros(1,t);
sor3=zeros(1,t);
sor4=zeros(1,t);
sor5=zeros(1,t);
sor6=zeros(1,t);

%-----
for j=1:3:3*n
    C1(j,j)=-R/l;
    C1(j+1,j+1)=-R/l+1i*w;
    C1(j+2,j+2)=-R/l-1i*w;
end
m=2;
for j=1:3:3*n
    C2(j+1,m)=(K/l)*exp(1i*phi);
    C2(j+2,m)=(K/l)*exp(-1i*phi);
    m=m+1;
end
m=2;
for j=1:3:3*n
    C3(m,j+1)=(-3*K/c)*exp(-1i*phi);
    C3(m,j+2)=(-3*K/c)*exp(1i*phi);
    m=m+1;
end
for j=2:n+1
    C4(1,j)=-1/Lin;

```



```

C4(j,1)=1/c;

end
Cc=[C1 C2;C3 C4];

for j=2:3:3*n
    Dd(j)=(-V/(2*1));
    Dd(j+1)=(-V/(2*1));
end
Dd(3*n+1)=Vg/Lin;

for u=3*n+2:4*n+1
    Y(u)=Vg/n;
end
for i=1:t
    h=0.000002;

for j=0:100
    Y=Y+h*(Cc*Y+Dd);
end
t2=i*Ts;
%transfo
T1=[1 exp(-1i*w*t2) exp(1i*w*t2)];
T2=[1 exp(-1i*(w*t2-2*pi/3)) exp(1i*(w*t2-2*pi/3))];
T3=[1 exp(-1i*(w*t2+2*pi/3)) exp(1i*(w*t2+2*pi/3))];
T=[T1;T2;T3];
TT=zeros(4*n+1,4*n+1);
for b=1:4*n+1
    TT(b,b)=1;
end
for b=1:3:3*n
    TT(b,b)=T(1,1);
    TT(b,b+1)=T(1,2);
    TT(b,b+2)=T(1,3);

    TT(b+1,b)=T(2,1);
    TT(b+1,b+1)=T(2,2);
    TT(b+1,b+2)=T(2,3);

    TT(b+2,b)=T(3,1);
    TT(b+2,b+1)=T(3,2);
    TT(b+2,b+2)=T(3,3);
end

X=Y;
X=TT*X;
for j=1:4*n+1

    Xt(j,i)=X(j,1);

end
end
aff=0:Ts:periode;
for i=1:t
    sor1(2,i)=Xt(1,i);
end

for i=1:t
    sor2(3,i)=Xt(3*n+1,i);
end
end

```

```

for i=1:t
    sor3(3,i)=Xt(3*n+2,i);
end

figure(1);
subplot(2,1,1)
plot(aff,sor2);grid;
title('courant d entrée')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant(A)')
subplot(2,1,2)
plot(aff,sor3);grid;
title('tenssion d entréé ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')

for i=1:t
    sor4(1,i)=Xt(1,i);
end
for i=1:t

    sor5(1,i)=Xt(2,i);
end
for i=1:t
    sor6(1,i)=Xt(3,i);
end
figure (3);
plot(aff,sor4);grid;
hold on
plot(aff,sor5,'r');grid;
hold on
plot(aff,sor6,'g');grid;
title('courants de sortie du premier élément')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant (A)')

figure(4);
plot(aff,sor2);grid;
title('courant d entrée')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant(A)')
figure(5);

plot(aff,sor3);grid;
title('tension d entrée ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')

```

## Annexe D

```

lin=0.2;
l=5e-4;
c=0.05;
Vg=1500;
n=3;
R=0.05;
f=50;
w=2*pi*f;
s=0;
Dm=1;
K=Dm/(2*sqrt(3));
p=-pi/6;
fc=5000;
Ts=1/fc;
tet=atan(l*w/R);
V=220*sqrt(2);
Vv=V*n/2;
periode=0;
for i=-pi:pi/25:pi
    periode=periode+1;
end
phi=zeros(periode,1);
Iin=zeros(periode,1);

for i=1:periode
    phi(i)=-pi+(i-1)*pi/25;
end
for i=1:periode
Iin(i)=((6 * K ^ 2 * Vg * l * s) + (Vg * c * l ^ 2 * s ^ 3) + (Vg * c * l
^ 2 * s * w ^ 2) + (6 * K ^ 2 * R * Vg) + (-3*1i) * K * exp((-1*1i) *
phi(i)) * Vv * l * w + (3*1i) * K * exp((1i) * phi(i)) * Vv * l * w + (2 *
R * Vg * c * l * s ^ 2) - 3 * K * exp((-1*1i) * phi(i)) * Vv * l * s - 3 *
K * exp((1i) * phi(i)) * Vv * l * s + (R ^ 2 * Vg * c * s) - 3 * K *
exp((-1*1i) * phi(i)) * R * Vv - 3 * K * exp((1i) * phi(i)) * R * Vv) / (c
* l ^ 2 * lin * s ^ 4 + c * l ^ 2 * lin * s ^ 2 * w ^ 2 + 2 * R * c * l *
lin * s ^ 3 + 6 * K ^ 2 * l * lin * s ^ 2 + R ^ 2 * c * lin * s ^ 2 + 6 *
K ^ 2 * R * lin * s + n * l ^ 2 * s ^ 2 + n * l ^ 2 * w ^ 2 + 2*n * R * l
* s + n * R ^ 2) ;
end

periode2=0;
for i=0:1/50:1
    periode2=periode2+1;
end
dm=zeros(periode2,1);
Iin2=zeros(periode2,1);
Iin3=zeros(periode,periode);
for i=1:periode2
    dm(i)=(i-1)/50;
end
for i=1:periode
Iin2(i)=((6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * Vg * l * s) + (Vg * c * l ^ 2 * s
^ 3) + (Vg * c * l ^ 2 * s * w ^ 2) + (6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * R *
Vg) + (-3*1i) * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*1i) * p) * Vv * l * w +
(3*1i) * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((1i) * p) * Vv * l * w + (2 * R * Vg *
c * l * s ^ 2) - 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*1i) * p) * Vv * l * s -
3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((1i) * p) * Vv * l * s + (R ^ 2 * Vg * c *
s) - 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*1i) * p) * R * Vv - 3 *
(dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((1i) * p) * R * Vv) / (c * l ^ 2 * lin * s ^ 4 +

```

```

c * l ^ 2 * lin * s ^ 2 * w ^ 2 + 2 * R * c * l * lin * s ^ 3 + 6 *
(dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * l * lin * s ^ 2 + R ^ 2 * c * lin * s ^ 2 + 6 *
(dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * R * lin * s + n * l ^ 2 * s ^ 2 + n * l ^ 2 * w
^ 2 + 2*n * R * l * s + n * R ^ 2) ;
end

for i=1:periode
    for j=1:periode
Iin3(i,j)=((6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * Vg * l * s) + (Vg * c * l ^ 2 *
s ^ 3) + (Vg * c * l ^ 2 * s * w ^ 2) + (6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * R *
Vg) + (-3*li) * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*li) * phi(j)) * Vv * l * w +
(3*li) * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((li) * phi(j)) * Vv * l * w + (2 * R *
Vg * c * l * s ^ 2) - 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*li) * phi(j)) * Vv
* l * s - 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((li) * phi(j)) * Vv * l * s + (R ^
2 * Vg * c * s) - 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((-1*li) * phi(j)) * R * Vv
- 3 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) * exp((li) * phi(j)) * R * Vv) / (c * l ^ 2 *
lin * s ^ 4 + c * l ^ 2 * lin * s ^ 2 * w ^ 2 + 2 * R * c * l * lin * s ^
3 + 6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * l * lin * s ^ 2 + R ^ 2 * c * lin * s ^
2 + 6 * (dm(i)/(2*sqrt(3))) ^ 2 * R * lin * s + n * l ^ 2 * s ^ 2 + n * l
^ 2 * w ^ 2 + 2*n * R * l * s + n * R ^ 2) ;
    end
end
figure (1)
plot(phi,Iin);grid;
title('Variation du courant d entrée en fonction de phi au régime
permanent')
xlabel('phi(rad)')
ylabel('courant d entrée (A)')
figure (2)
plot(dm,Iin2);grid;
title('Variation du courant d entrée en fonction de Dm au régime
permanent')
xlabel('Dm')
ylabel('Courant d entrée (A)')
figure (3)
surf(phi,dm,Iin3);grid;
title('Variation du courant d entrée en fonction de phi et Dm au régime
permanent')
xlabel('phi (rad)')
ylabel('Dm')
zlabel('Courant d entrée (A)')

```

## Annexe E

```

Lin=0.003;
l=5e-4;
c=0.05;
n=5;
R=0;
f=50;
w=2*pi*f;
Dmr=1;

phir=-pi/6;
fc=5000;
Ts=1/fc;
V=220*(2^0.5);
Vg=2500;

```

```

C1=zeros(3*n);
C2=zeros(3*n,n+1);
C3=zeros(n+1,3*n);
C4=zeros(n+1);
Dd=zeros(4*n+1,1);
Y=zeros(4*n+1,1);

I=950;
alph=pi/2+w*0.0078;
z=0.0005;
R0=(2*1*w*sin(alph))/((Dmr^2)*sin(phir)*sin(alph-phir));
A0=(sqrt(3)/2)*((Dmr*V*sin(phir)*sin(alph-phir))/(sqrt(3)*1*w*sin(alph))+I*cos(alph-phir));
B0=(sqrt(3)/2)*(((Dmr^2)*V*cos(phir)*sin(alph-phir))/(sqrt(3)*1*w*sin(alph))+I*cos(alph-phir));
C0=(sqrt(3)/2)*(Dmr*cos(alph-phir)-Dmr*I*sin(alph-phir)*tan(alph));

%G1=-(3*R*1*w - 3*R0*1*w + 3^(1/2)*C0*R*R0*cos(alph) + 3*B0*R*R0*1*w*z +
3^(1/2)*C0*Dmr*R*R0*cos(alph - phir) + 3^(1/2)*C0*Dmr*R*R0*V*z*sin(alph -
phir))/(R*R0*(3*A0*1*w + 3^(1/2)*C0*V*cos(alph - phir)))
%G2=-(3*R*1*w - 3*R0*1*w + 3^(1/2)*C0*R*R0*cos(alph) + 3*A0*R*R0*1*w*z +
3^(1/2)*C0*Dmr*R*R0*cos(alph - phir) + 3^(1/2)*C0*R*R0*V*z*cos(alph -
phir))/(R*R0*(3*B0*1*w + 3^(1/2)*C0*Dmr*V*sin(alph - phir)));
G2=z;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
G1=-0.0194;

t=0;% variable contenant la taille du vecteur temps
periode=0.25;
for i=0:Ts:periode
    t=t+1;
end
Xt=zeros(4*n+1,t); %Initialisation de la matrice de sortie
sor1=zeros(1,t);%juste pour l'affichage
sor2=zeros(1,t);
sor3=zeros(1,t);
sor4=zeros(1,t);
sor5=zeros(1,t);
sor6=zeros(1,t);

%-----
for j=1:3:3*n
    C1(j,j)=-R/l;
    C1(j+1,j+1)=-R/l+1i*w;
    C1(j+2,j+2)=-R/l-1i*w;
end
m=2;

for j=2:n+1
    C4(1,j)=-1/Lin;
    C4(j,1)=1/c;
end

for j=2:3:3*n
    Dd(j)=(-V/(2*1));

```

```

    Dd(j+1)=(-V/(2*1));
end
Dd(3*n+1)=Vg/Lin;

for u=3*n+2:4*n+1
    Y(u)=Vg/n;
end
for i=1:t
    h=0.000002;
    ev=(Vg/n)-Y(3*n+2);
    Dm=Dmr+G1*ev;
    phi=phir+G2*ev;
    K=Dm/(2*sqrt(3));
    m=2;
    for j=1:3:3*n
        C2(j+1,m)=(K/l)*exp(1i*phi);
        C2(j+2,m)=(K/l)*exp(-1i*phi);
        m=m+1;
    end
    m=2;
    for j=1:3:3*n
        C3(m,j+1)=(-3*K/c)*exp(-1i*phi);
        C3(m,j+2)=(-3*K/c)*exp(1i*phi);
        m=m+1;
    end
    Cc=[C1 C2;C3 C4];
    for j=0:100
        Y=Y+h*(Cc*Y+Dd);
    end
    t2=i*Ts;
    %transfo
    T1=[1 exp(-1i*w*t2) exp(1i*w*t2)];
    T2=[1 exp(-1i*(w*t2-2*pi/3)) exp(1i*(w*t2-2*pi/3))];
    T3=[1 exp(-1i*(w*t2+2*pi/3)) exp(1i*(w*t2+2*pi/3))];
    T=[T1;T2;T3];
    TT=zeros(4*n+1,4*n+1);
    for b=1:4*n+1
        TT(b,b)=1;
    end
    for b=1:3:3*n
        TT(b,b)=T(1,1);
        TT(b,b+1)=T(1,2);
        TT(b,b+2)=T(1,3);

        TT(b+1,b)=T(2,1);
        TT(b+1,b+1)=T(2,2);
        TT(b+1,b+2)=T(2,3);

        TT(b+2,b)=T(3,1);
        TT(b+2,b+1)=T(3,2);
        TT(b+2,b+2)=T(3,3);
    end

    X=Y;
    X=TT*X;
    for j=1:4*n+1

        Xt(j,i)=X(j,1);

    end
end
end

```

```

aff=0:Ts:periode;
for i=1:t
    sor1(2,i)=Xt(1,i);
end

for i=1:t
    sor2(3,i)=Xt(3*n+1,i);
end
for i=1:t
    sor3(3,i)=Xt(3*n+2,i);
end

figure(1);
subplot(2,1,1)
plot(aff,sor2);grid;
title('courant d entrée')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant(A)')
subplot(2,1,2)
plot(aff,sor3);grid;
title('tenssion d entréé ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')
for i=1:t
    sor4(1,i)=Xt(1,i);
end
for i=1:t
    sor5(1,i)=Xt(2,i);
end
for i=1:t
    sor6(1,i)=Xt(3,i);
end

figure (3);
plot(aff,sor4);grid;
hold on
plot(aff,sor5,'r');grid;
hold on
plot(aff,sor6,'g');grid;
title('courants de sortie du premier élément')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant (A)')

figure(4);
plot(aff,sor2);grid;
title('courant d entrée')
xlabel('temps (s)')
ylabel('courant(A)')
figure(5);

plot(aff,sor3);grid;
title('tension d entrée ')
xlabel('temps (s)')
ylabel('tension (V)')

```