

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
pour l'obtention du diplôme de
Master en Electrotechnique

Intitulé

**Etude de la stabilité de la mise en série de n onduleurs
connectés au réseau**

Présenté par
Amine TOUAZI

Sous la direction de Dr. T. ZEBBADJI
soutenu publiquement le 20 juin 2016

	Membres du Jury
Président :	K. BOUGHRARA, Docteur à l'ENP
Rapporteur :	T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP
Examineur :	R. TAHMI, Professeur à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

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 الموجات على التسلسل بهدف الحصول على تقاسم متساوي لتوتر الدخول وضعية الوصل بالشبكة الكهربائية. ستتبع هذه الدراسة بحل تحليلي للنموذج المتوسط للمحول الموصول بالشبكة الكهربائية. في النهاية، سنقوم بدراسة لاستقرار النظام بتحكم يهدف لتحسين أداء النظام.

كلمات مفتاحية: ربط الموجات على التسلسل، النموذج المتوسط، النظام بتحكم

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 the context of this work, a series commissioning the study of a number n of inverters for the equitable sharing of the input voltage of a converter coupled to the network. This study will be followed a system stability study, followed by a regulation to improve system performance.

Keywords: input series modular inverter, averaging model, regulation

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 d'un convertisseur couplé au réseau. Cette étude sera suivit une étude de stabilité du système, suivie par une régulation visant à améliorer les performances du système.

Mots clés : mis en série des onduleurs, modèle moyen, régulation.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	8
1. INTRODUCTION A LA MISE EN SERIE.....	9
1.1 COMPARAISON ENTRE LE MODE DE TRANSPORT EN ALTERNATIF ET EN CONTINUE	
9	
1.2 APPROCHE MODULAIRE	10
1.3 HACHEURS MODULAIRES.....	11
1.3.1 Connexion ISOS.....	11
1.3.2 Connexion ISOP	11
1.3.3 Connexion IPOP	11
1.3.4 Connexion IPOS	12
1.4 ONDULEURS MODULAIRES.....	12
1.4.1 Architecture IPOP	12
1.4.2 Architecture ISOP.....	12
2. ETUDE DE LA MISE EN SERIE DES ONDULEURS CONNECTES AU	
RESEAU.....	13
2.1 MODELE ELECTRIQUE DE LA MISE EN SERIE DES ONDULEURS COUPLES AU	
RESEAU 13	
2.2 III.3. EQUATIONS ELECTRIQUES	14
2.3 APPLICATION DE LA TRANSFORMEE ‘OFB’ AU SYSTEME MODULAIRE.....	15
2.4 SIMULATIONS :.....	19
2.5.1 Simulation du modèle analytique :	19
2.5 RESOLUTION ANALYTIQUE DU MODELE D’ETAT	22
2.6 VARIATION DES PARAMETRES	24
2.6.1 Variation du nombre d’éléments du convertisseur	24
2.6.2 Variation de D_m et de φ	27
2.7 CONCLUSIONS	29
3. ETUDE DES PERFORMANCES DE LA MISE EN SERIE D’ONDULEURS	
30	
3.1 INTRODUCTION.....	30
3.2 INFLUENCE DE LA RESISTANCE R_l	30

3.2.1	<i>Influence de la variation de la résistance sur les performances du système</i>	30
3.2.2	<i>Influence de la variation de la résistance sur la stabilité du système</i>	32
3.2.3	<i>Etude des pertes dans les résistances de lignes</i>	33
3.3	REGULATION	33
3.3.1	<i>Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée.</i>	34
3.3.2	<i>Régulation de la tension d'entrée par un régulateur PID en boucle fermée avec une faible résistance de ligne</i>	36
3.3.3	<i>Régulation de la tension par une commande adaptative</i>	37
3.4	CONCLUSION	38
4.	CONCLUSION GENERALE	40
	BIBLIOGRAPHIE :	42

Liste des figures

FIGURE 1.1 COMPARAISON ENTRE LES PERTES ENERGETIQUES DES MODES D'ACHEMINEMENT EN CONTINU ET EN ALTERNATIF POUR UNE PUISSANCE TRANSMISE DE 180 MW [11]	9
FIGURE 2.1 MODELE DE LA CHARGE	13
FIGURE 2.2 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE	20
FIGURE 2.3 COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE	20
FIGURE 2.4 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS CHARGES	21
FIGURE 2.5 COURANTS DE SORTIE, POUR UNE MISE EN SERIE DE TROIS ONDULEURS AVEC LES CONDENSATEURS NON CHARGE	21
FIGURE 2.6 REPONSES INDICIELLES DES EQUATIONS DE COURANT ET DE LA TENSION D'ENTREE DANS LE DOMAINE « S »	23
FIGURE 2.8 (A) TENSION D'ENTREE POUR N=5, (B) TENSION D'ENTREE POUR N=10, (C) TENSION D'ENTREE N=15	25
FIGURE 2.9 COURANT D'ENTREE (A) N=5, (B) N=10, (C) N=15	26
FIGURE 2.10 COURANT DE SORTIE POUR (A) N=5, (B) N=10, (C) N=15	27
FIGURE 2.12 VARIATION DU COURANT D'ENTREE, (A) EN FONCTION DE PHI, (B) EN FONCTION DE DM	28
FIGURE 2.13 VARIATION DU COURANT D'ENTREE EN FONCTION DE PHI ET DE DM	28
FIGURE 3.1 LIEUX DES POLES ET DES ZEROS DE LA TENSION D'ENTREE POUR DIFFERENTES VALEURS DE RESISTANCE	32
FIGURE 3.3 (A) POLES ET ZEROS DU COURANT D'ENTREE (B) POLES ET ZEROS DE LA TENSION D'ENTREE POUR R=0Ω ET L _{IN} =0.003 H	34
FIGURE 3.5 TENSION D'ENTREE REGULEE AVEC R=0	35
FIGURE 3.6 TENSION D'ENTREE REGULEE AVEC R=5 10 ⁻⁴ Ω	36
FIGURE 3.7 (A) TENSION D'ENTREE, (B) COURANT D'ENTREE, (C) COUTANTS DE SORIE, APRES UNE REGULATION ADAPTATIVE DE DM ET DE PHI	38

Liste des tableaux

TABLEAU 2.1 PARAMETRES DE LA SIMULATION	19
TABLEAU 3.1 TENSIONS D'ENTREE ET COURANT D'ENTREES POUR DIFFERENTE VALEURS DE RESISTANCE DE LIGNE	31
TABLEAU 3.2 PARAMETRES DU REGULATEUR POUR $R=0$	35
TABLEAU 3.3 PARAMETRES DE REGULATION POUR $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$	36

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.

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.

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. 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.

La première partie de ce travail sera une brève introduction à la mise en série. La deuxième partie et une étude consacrée 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. Une troisième partie contient l'étude de l'influence des paramètres du système sur sa stabilité. En utilisant les résultats obtenus dans la deuxième partie une régulation de deux manières différentes a été proposée.

1. Introduction a la mise en série

1.1 Comparaison entre le mode de transport en alternatif et en continue

Parmi les défis lancés par la transition énergétique, l'optimisation du rendement lors du transport d'énergie dans le cas de la production décentralisée, qui nous pousse à faire un choix entre le mode de transport du courant. En ce qui concerne les lignes sous-marines utilisées pour l'acheminement de l'énergie des champs éoliens au rivage le transport en alternatif est actuellement le plus utilisé [1]. 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 (en alternatif ou en continue).

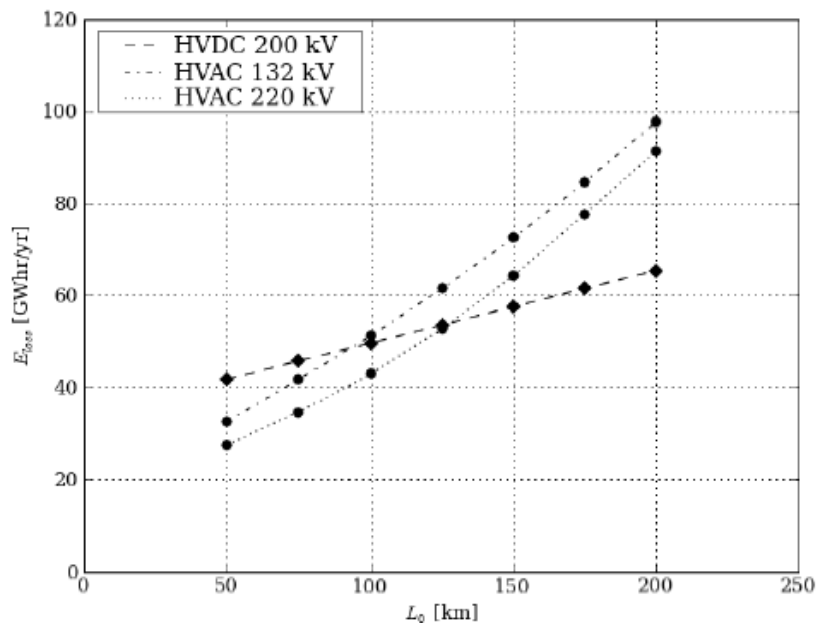


Figure 1.1 Comparaison entre les pertes énergétiques des modes d'acheminement en continu et en alternatif pour une puissance transmise de 180 MW [11]

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.

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.

1.2 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 [2] :

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

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 [2].

1.3 Hacheurs modulaires

1.3.1 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 [3]. 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 [3].

1.3.2 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 [3].

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 [4]. D'autres approches de commande ont été présentées pour l'architecture (ISOP) tel que la nécessité de commande de la tension d'entrée [5]. Une commande par variation du rapport cyclique était proposée dans [6]. Une analyse complète de la stabilité d'un convertisseur ISOP a été présentée dans [7]. 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 [8]. L'architecture (ISOP) a été implémentée avec succès dans une application pour une conversion de 10 kV à 400 V dans [9].

1.3.3 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 [10]. 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 [11].

1.3.4 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 [12].

1.4 Onduleurs modulaires

1.4.1 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 [2]. Une approche de commande visant à assurer la bonne répartition du courant d'entrée a été présentée dans [13]. Une commande de partage de charge ainsi qu'une étude de stabilité ont été présentées dans [14]. Une autre approche de commande de partage de charge pour une alimentation sans interruption a été présentée dans [15].

1.4.2 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 [2], avec comme exemple d'application un onduleur à deux modules de 2 kVA. 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.

2. Etude de la mise en série des onduleurs connectés au réseau

L'onduleur modulaire entrée série 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.

2.1 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. 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 .

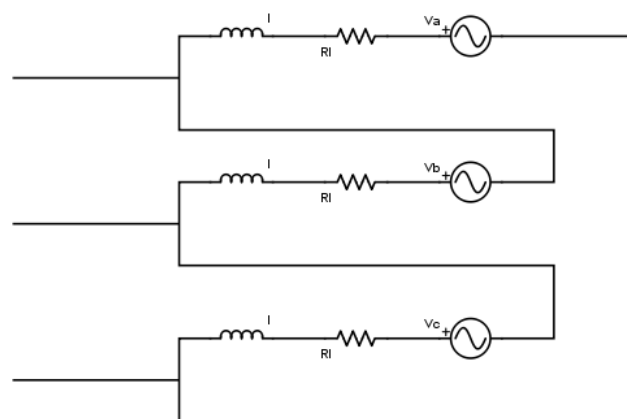


Figure 2.1 Modèle de la charge

2.2 III.3. Equations électriques

En appliquant les lois de Kirchhoff, au circuit équivalent de la mise en série on obtient les équations suivantes :

$$L \frac{di_{in}}{dt} = V_g - \sum V_i \quad (2.1.a)$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_a - R_L i_a + a_{ia} V_i \quad (2.1.b)$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_b - R_L i_b + a_{ib} V_i \quad (2.1.c)$$

$$L \frac{di_{in}}{dt} = -V_c - R_L i_c + a_{ic} V_i \quad (2.1.d)$$

$$C \frac{dv_i}{dt} = i_{in} - a_{ia} i_{ia} - a_{ib} i_{ib} - a_{ic} i_{ic} \quad (2.1.d)$$

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 $K\dot{X} = C_1 X + D$:

$$\begin{pmatrix} L' & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{X}_1 \\ \dots \\ \dot{X}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G & \vdots & A^T \\ \dots & \dots & \dots \\ -A & \vdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_1 \\ \dots \\ X_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.2.a)$$

Tel que

$$L' = \begin{pmatrix} L & & \\ & \ddots & \\ & & L \\ & & & L_{in} \end{pmatrix} \quad (2.2.b)$$

Et

$$C = \begin{pmatrix} C & & \\ & \ddots & \\ & & C \end{pmatrix} \quad (2.2.c)$$

$$B^T = [-v_a, -v_b, -v_c, \dots \dots -v_a, -v_b, -v_c, V_g] \quad (2.2.d)$$

Pour les vecteurs d'état :

$$X_1^T = (i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1} \ \dots \ i_{ai} \ i_{bi} \ i_{ci} \ \dots \ i_{an} \ i_{bn} \ i_{cn} \ i_{in}) \quad (2.2.e)$$

$$X_2^T = (v_1, v_2 \quad \dots \quad v_n) \quad (2.2.f)$$

Les matrice A et G :

$$G = \begin{pmatrix} -R_L & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & -R_L & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (2.2.g)$$

$$A^T = \begin{pmatrix} a_{1a} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ a_{1b} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ a_{1c} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ia} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ib} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & a_{ic} & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & 0 & \vdots & a_{na} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & a_{nb} \\ 0 & 0 & \dots & \vdots & 0 & a_{nc} \\ -1 & \dots & \dots & \dots & \dots & -1 \end{pmatrix} \quad (2.2.h)$$

Les coefficients de connexion moyens a_i sont définit par les équations.

2.3 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. 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 définit comme étant une matrice diagonale par blocks.

Y est le vecteur d’état transformé:

$$X = TY \quad (2.3.a)$$

Avec

$$T = \begin{pmatrix} T_1 & & & & \\ & T_1 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & T_1 & \\ & & & & F_1 \end{pmatrix} \quad (2.3.b)$$

Et

$$T_1 = \begin{pmatrix} 1 & e^{-j\omega t} & e^{j\omega t} \\ 1 & e^{-j(\omega t-120)} & e^{j(\omega t-120)} \\ 1 & e^{-j(\omega t+120)} & e^{j(\omega t+120)} \end{pmatrix} \quad (2.3.c)$$

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 :

$$K\dot{X} = C_1X + D \quad (12.4.a)$$

L'application de la transformation T au système (2.4.a) nous donne:

$$\dot{Y} = T^{-1}(K^{-1}C_1T - \dot{T})Y + T^{-1}K^{-1}D = C'Y + D' \quad (2.4.b)$$

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

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} T_1^{-1} & & & & \\ & T_1^{-1} & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & T_1^{-1} & \\ & & & & F_1 \end{pmatrix} \quad (2.5.a)$$

Ainsi le vecteur Y devient :

$$Y = \begin{pmatrix} T^{-1}I_{11} \\ T^{-1}I_{22} \\ \vdots \\ T^{-1}I_{nn} \\ \varepsilon \end{pmatrix} \quad (2.6.a)$$

Avec :

$$I_{ii} = \begin{pmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{pmatrix} \quad (2.6.b) \quad \text{et} \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} i_{in} \\ v_1 \\ \vdots \\ v_i \\ \vdots \\ v_n \end{pmatrix} \quad (2.6.c)$$

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

$$i_{ai} = I_i \cos(\omega t - \alpha_i) \quad (2.7.a)$$

$$i_{bi} = I_i \cos\left(\omega t - \alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7.b)$$

$$i_{ci} = I_i \cos\left(\omega t - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7.c)$$

$$v_a = V \cos(\omega t) \quad (2.7.d)$$

$$v_b = V \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7.e)$$

$$v_c = V \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7.f)$$

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

$$T^{-1}I_{ii} = \begin{pmatrix} I_{oi} \\ I_{fi} \\ I_{bi} \end{pmatrix} \quad (2.8.a)$$

Avec

$$I_{oi} = 0 \quad (2.8.b)$$

$$I_{fi} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_i e^{jai} \quad (2.8.c)$$

$$I_{bi} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_i e^{-jai} \quad (2.8.d)$$

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

$$a_{ia} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos(\omega t - \varphi) \quad (2.9.a)$$

$$a_{ib} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos \left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.9.b)$$

$$a_{ic} = \frac{D_m}{\sqrt{3}} \cos \left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.9.c)$$

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

$$C' = \begin{pmatrix} C'_1 & C'_2 \\ C'_3 & C'_3 \end{pmatrix} \quad (2.10.a)$$

Telles que :

$$C'_1 = \begin{pmatrix} C'_{11} & & \\ & C'_{11} & \\ & & C'_{11} \end{pmatrix} \quad (2.10.b)$$

Avec

$$C'_{11} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} + j\omega & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} - j\omega \end{pmatrix} \quad (2.10.c)$$

$$C'_2 = \begin{pmatrix} 0 & C'_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & C'_{22} \end{pmatrix} \quad (2.10.e)$$

$$C'_{22} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{K}{L} e^{j\varphi} \\ \frac{K}{L} e^{-j\varphi} \end{pmatrix} \quad (2.10.f)$$

$$K = \frac{D_m}{2\sqrt{3}} \quad (2.10.g)$$

$$C'_3 = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ C'_{33} & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & C'_{33} \end{pmatrix} \quad (2.10.h)$$

$$C'_{33} = \left[0 \quad -\frac{3K}{c} e^{-j\varphi} \quad -\frac{3K}{c} e^{j\varphi} \right] \quad (2.10.i)$$

$$C'_4 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{in}} & \cdots & -\frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{c} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{c} & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \quad (2.10.j)$$

$$D'^T = [D'_1, D'_1, \dots, D'_1, \frac{V_g}{L_{in}}, 0, \dots, 0] \quad (2.10.k)$$

$$D'_1 = [0 \quad -\frac{V}{2L} \quad -\frac{V}{2L}] \quad (2.10.l)$$

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.

2.4 Simulations :

2.5.1 Simulation du modèle analytique :

Sous l'environnement Matlab on simule le modèle moyen transformé donné par l'équation (1.4.b). 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. Les paramètres de la structure sont donnés par le tableau 2.1.

Tableau 2.1 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	$f = 50 Hz$
Fréquence de commutation	$f_c = 5000 Hz$
Tension d'entrée	$V_g = 1500 V$
Dm	1
φ	$-\pi/6$

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

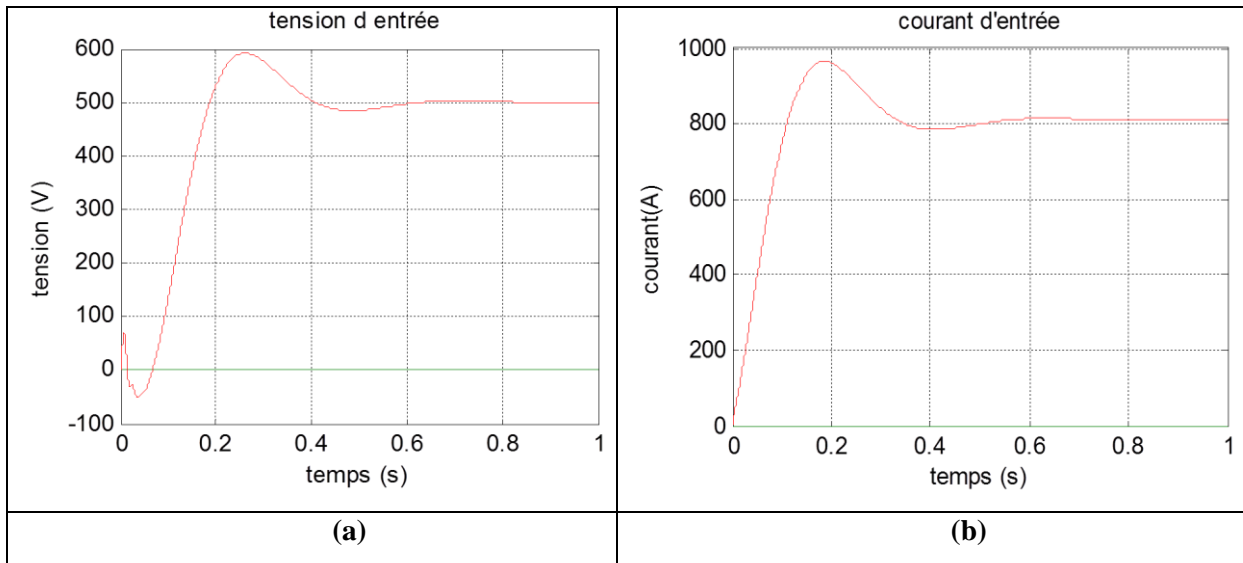


Figure 2.2 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé

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. 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.

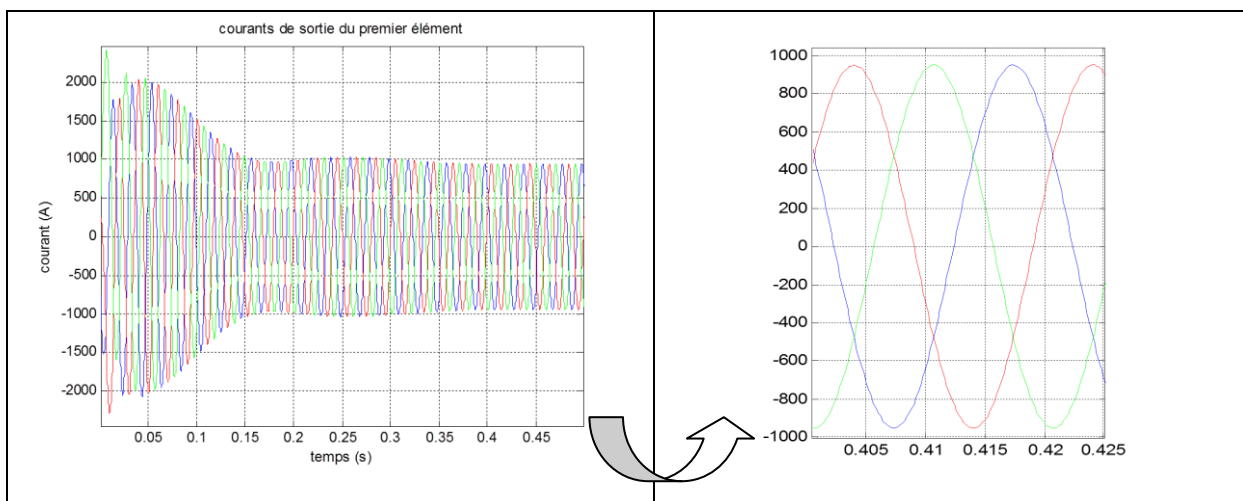


Figure 2.3 courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé

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 2.3).

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

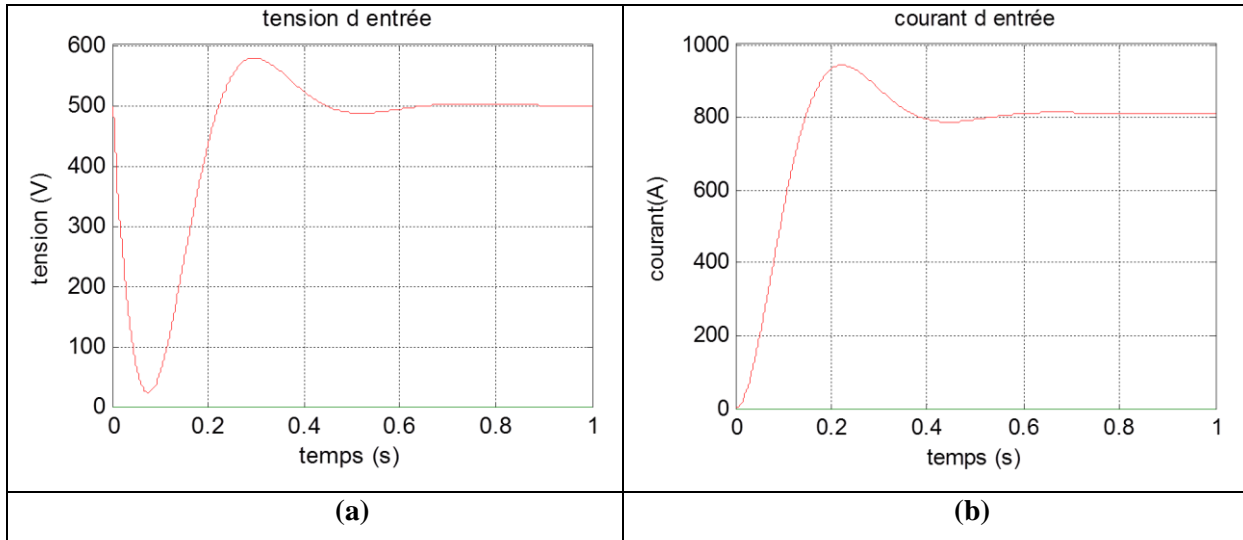


Figure 2.4 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs chargés

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.

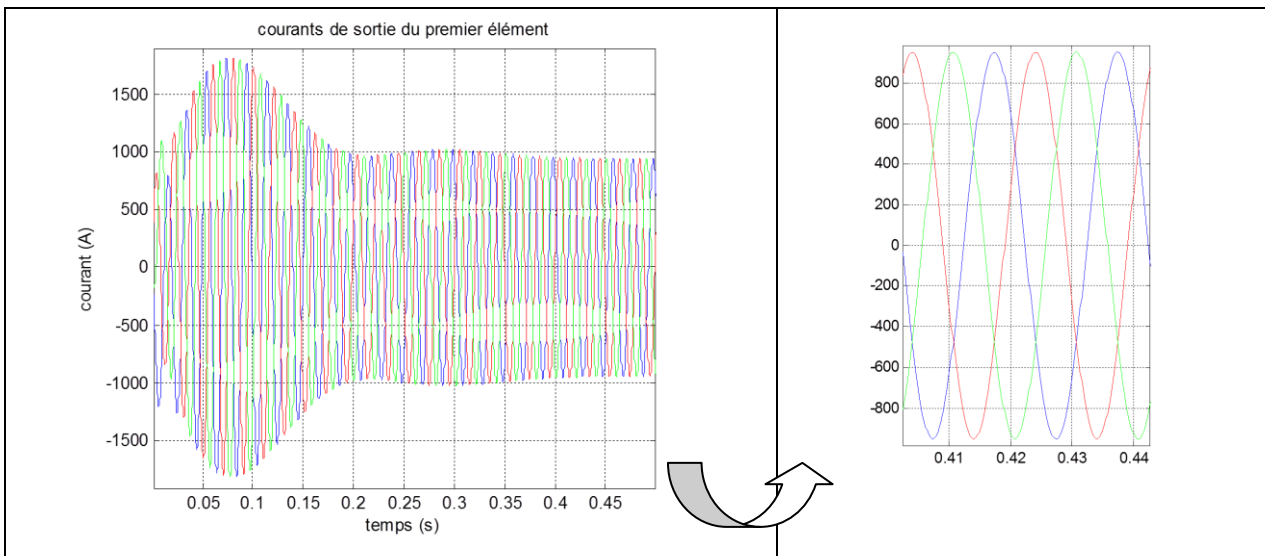


Figure 2.5 Courants de sortie, pour une mise en série de trois onduleurs avec les condensateurs non chargé

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.

2.5 Résolution analytique du modèle d'état

L'étude analytique consiste à résoudre le modèle d'état donné par l'équation (1.4.b). En appliquant la transformée de Laplace et en supposant que tous les éléments du vecteur Y sont initialement nuls, l'équation (2.4.b) devient :

$$Y(s) = (sI - C')^{-1}D' \quad (2.12)$$

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

$$I_{in}(s) = \frac{V_g}{L_{in}\varepsilon_2} - \frac{3nK(\omega \sin\varphi + (s + \frac{R}{L})\cos\varphi)V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L L_{in} C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} \quad (2.13.a)$$

$$V_i(s) = \frac{V_g}{L_{in}C \varepsilon_1\varepsilon_2} + \frac{3Ks(\omega \sin\varphi + (s + \frac{R}{L})\cos\varphi)V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 LC ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} \quad (2.13.b)$$

$$I_{bi} = \frac{K e^{-j\varphi} V_g}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} + j\omega)} - \frac{1}{2} \frac{3K^2 s (1 - e^{-2j\varphi}) V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L^2 C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} - \frac{1}{2} \frac{(L_{in} C s^2 + n)V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} + j\omega)} \quad (2.13.c)$$

$$I_{fi} = \frac{K e^{j\varphi} V_g}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} - j\omega)} - \frac{1}{2} \frac{3K^2 s (1 - e^{2j\varphi}) V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L^2 C ((s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2)} - \frac{1}{2} \frac{(L_{in} C s^2 + n)V}{\varepsilon_1\varepsilon_2 L L_{in} C (s + \frac{R}{L} - j\omega)} \quad (2.13.d)$$

Avec

$$\varepsilon_1 = s + \frac{6K}{LC} \frac{s + \frac{R}{L}}{(s + \frac{R}{L})^2 + \omega^2} \quad (2.13.e)$$

$$\varepsilon_2 = s + \frac{n}{L_{in}C e_1} \quad (2.13.f)$$

Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, on trace le courant et la tension d'entrée donnés respectivement par les équations (2.13.a) et (2.13.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:

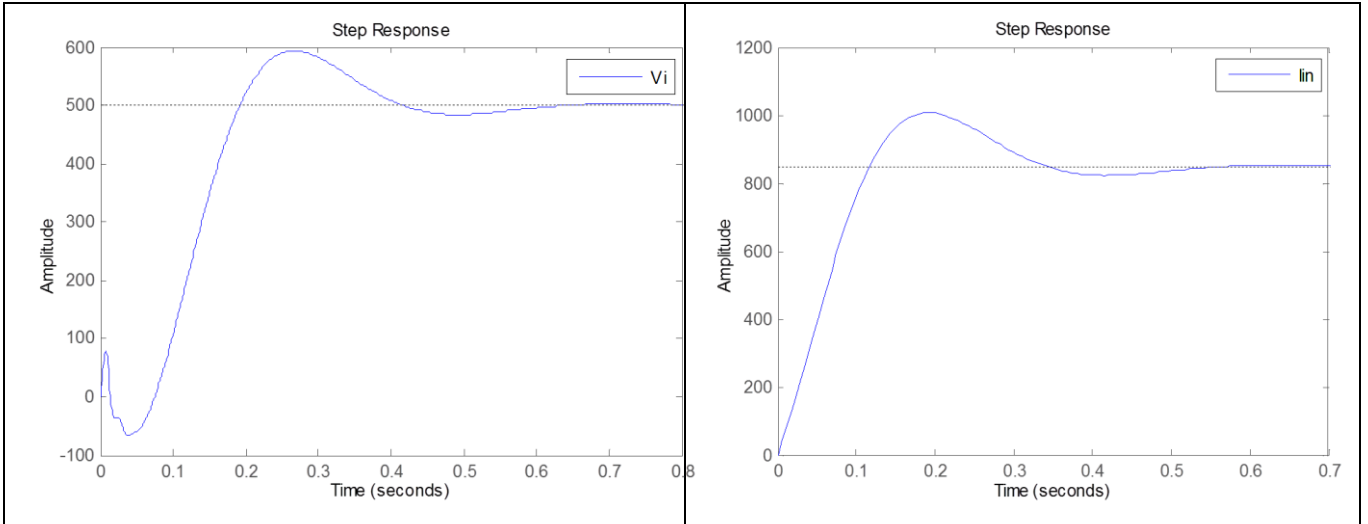


Figure 2.6 Réponses indicielles des équations de courant et de la tension d'entrée dans le domaine « s »

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 (2.13.a) et (2.13.b) obtenus précédemment.

Au régime permanent on obtient :

$$I_{bi0} = \frac{K e^{-j\varphi} V_g}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left(\frac{R}{L} + j\omega \right)} - \frac{1}{2} \frac{nV}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left(\frac{R}{L} + j\omega \right)} \quad (2.14.a)$$

$$I_{fi0} = \frac{K e^{j\varphi} V_g}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left(\frac{R}{L} - j\omega \right)} - \frac{1}{2} \frac{nV}{\varepsilon_{10} \varepsilon_{20} L L_{in} C \left(\frac{R}{L} - j\omega \right)} \quad (2.14.b)$$

$$i_{ai0} = \frac{1}{|Z|} \left(\frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta) - V \cos(\omega t - \theta) \right) \quad (2.14.c)$$

$$i_{bi0} = \frac{1}{|Z|} \left(\frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta - 2\pi/3) - V \cos(\omega t - \theta - 2\pi/3) \right) \quad (2.14.d)$$

$$i_{ci0} = \frac{1}{|Z|} \left(\frac{2KV_g}{n} \cos(\omega t - \varphi - \theta + 2\pi/3) - V \cos(\omega t - \theta + 2\pi/3) \right) \quad (2.14.e)$$

Avec

$$\theta = \text{atan} \left(\frac{L\omega}{R} \right) \quad (2.14.f)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad (2.14.g)$$

$$I_{in0} = \frac{1}{|Z|^2} \left(\frac{6RK^2V_g}{n} - 3LK \left(\omega \sin(\varphi) + \frac{R}{L} \cos(\varphi) \right) V \right) \quad (2.14.h)$$

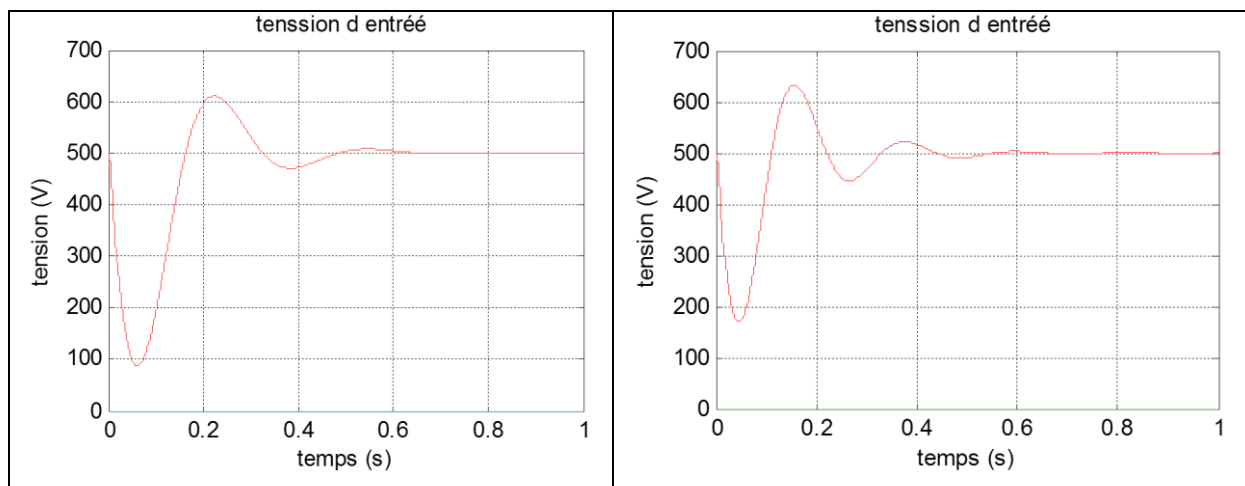
$$V_{i0} = \frac{V_g}{n} \quad (2.14.i)$$

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 $I_{in0} < 0$).

2.6 Variation des paramètres

2.6.1 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



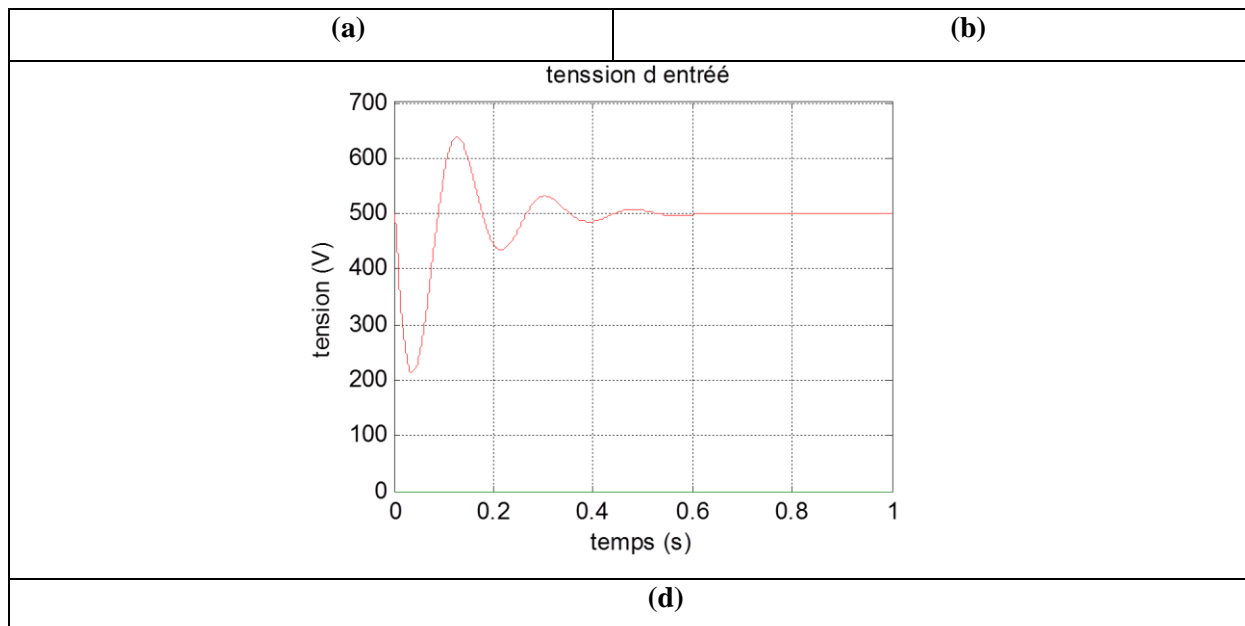


Figure 2.7 (a) tension d'entrée pour $n=5$, (b) tension d'entrée pour $n=10$, (c) tension d'entrée $n=15$

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.

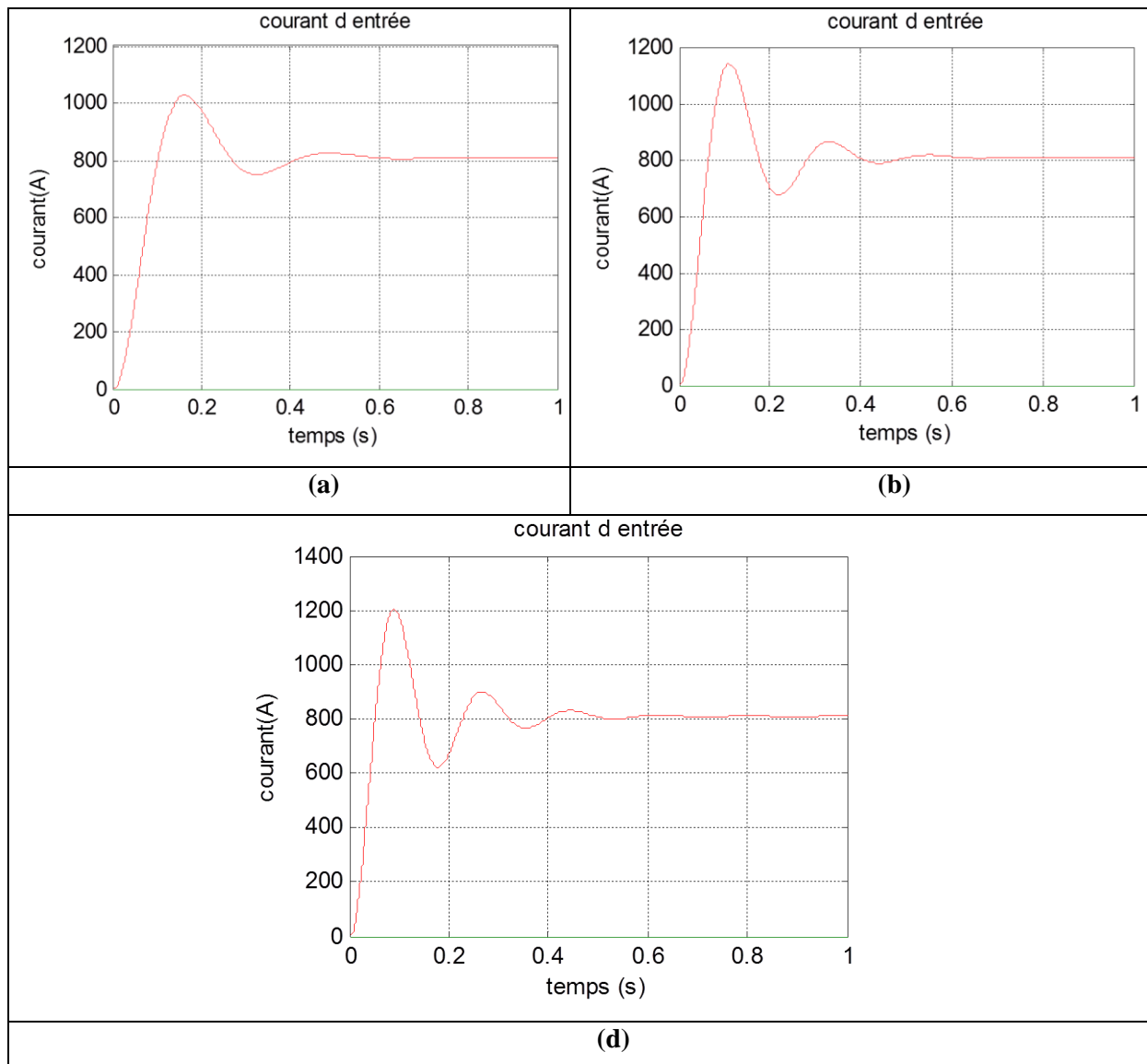


Figure 2.8 Courant d'entrée (a) n=5, (b) n=10, (c) n=15

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 $\frac{V_g}{n}$.

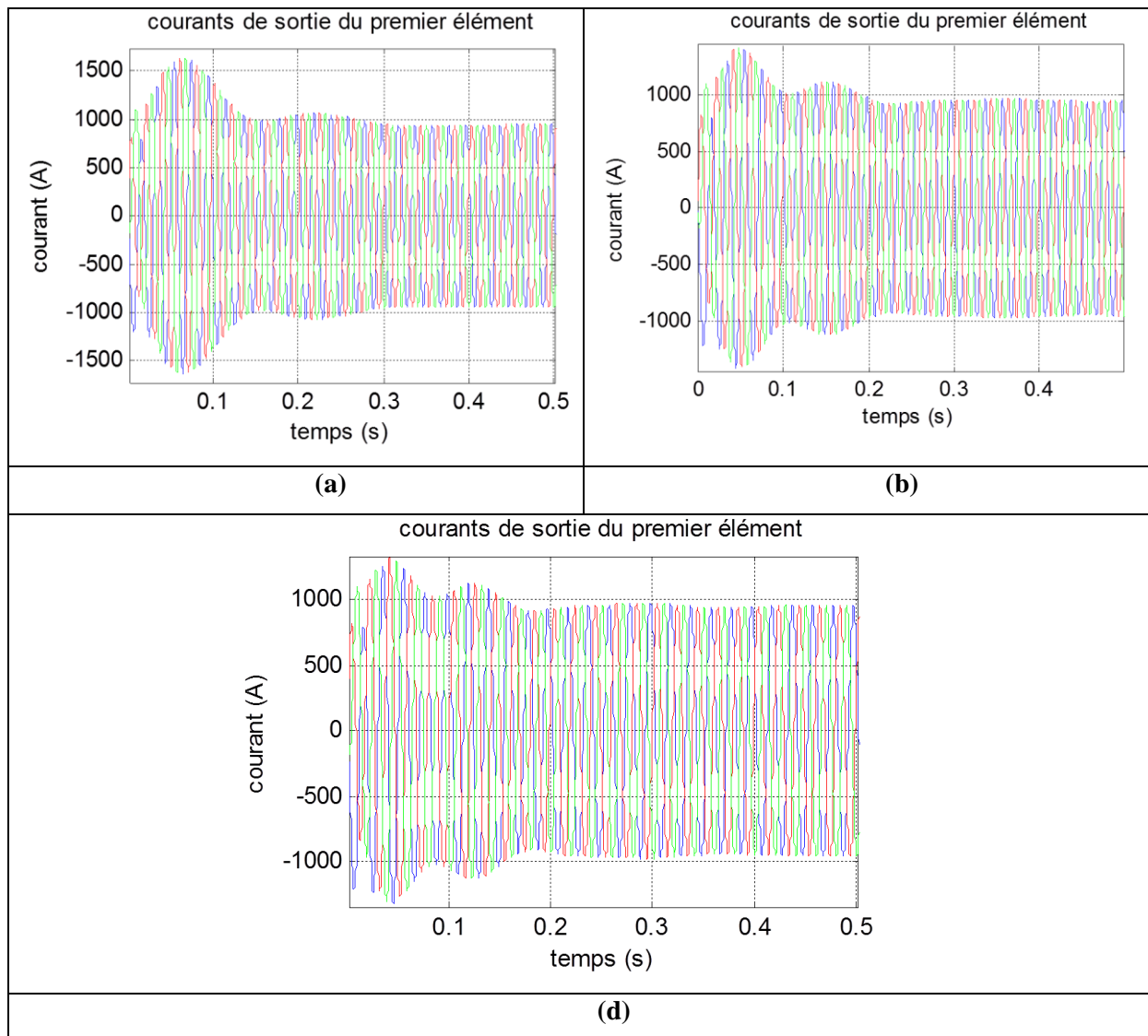


Figure 2.9 courant de sortie pour (a) $n=5$, (b) $n=10$, (c) $n=15$

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

2.6.2 Variation de D_m et de φ

La figure 2.12 illustre les variations du courant d'entrée en fonction de φ avec D_m constant et vice-versa. Les figures 2.13 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

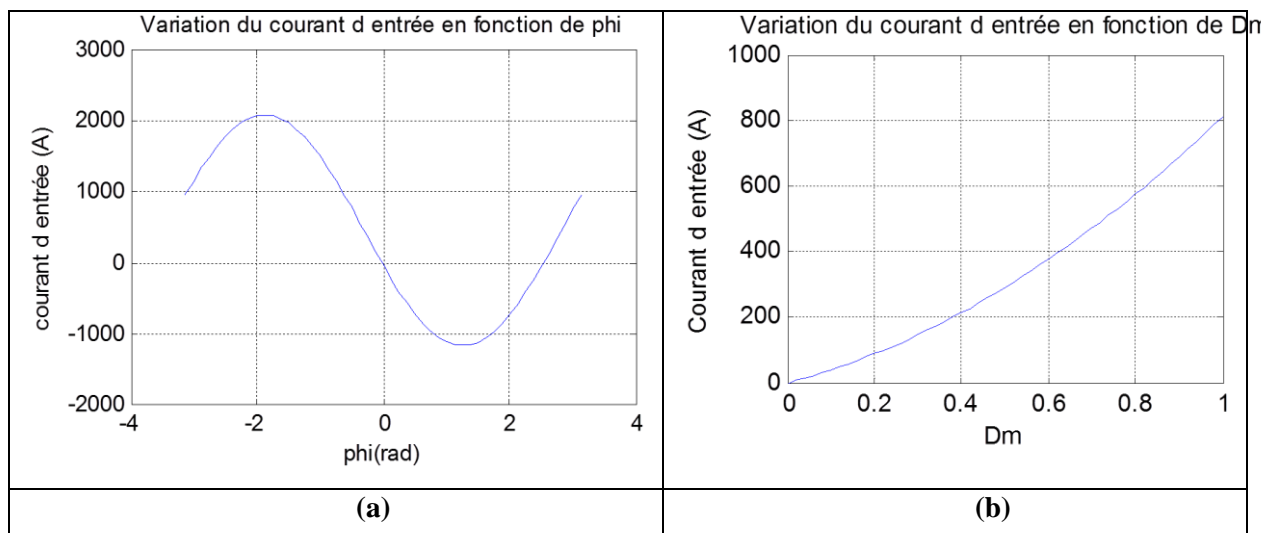


Figure 2.10 Variation du courant d'entrée, (a) en fonction de ϕ , (b) en fonction de D_m

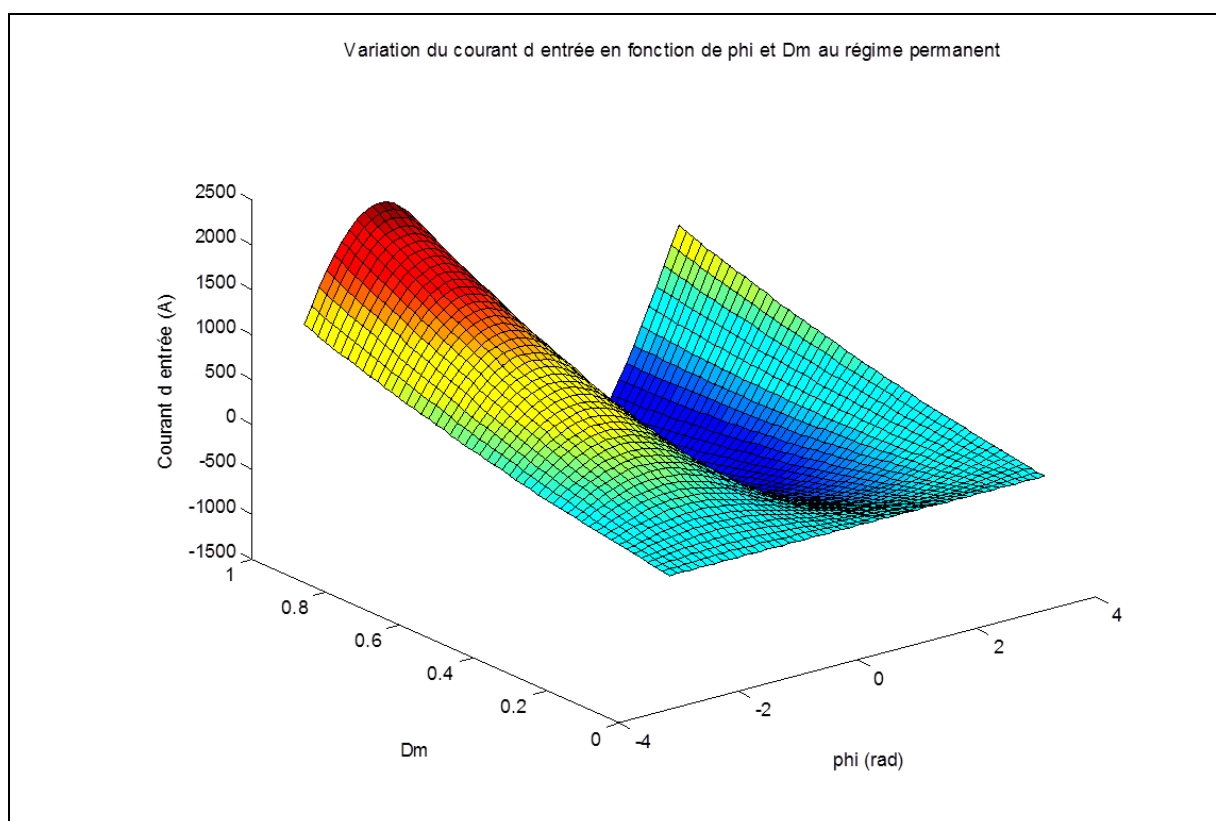


Figure 2.11 Variation du courant d'entrée en fonction de ϕ et de D_m

La Figure 2.13 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).

2.7 Conclusions

Dans cette partie, 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.

L'étude paramétrique indique que ϕ 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.

3. Etude des performances de la mise en série d'onduleurs

3.1 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 la partie précédente, 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.

Dans cette partie, 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.

3.2 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.

3.2.1 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 3.1 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 3.1.

3.2.2. Influence de la variation de la résistance sur la stabilité du système

A partir de l'équation (2.13.b) qui donne l'expression 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 cette équation on trace les lieux des pôles et des zéros pour différentes valeurs de la résistance R_l .

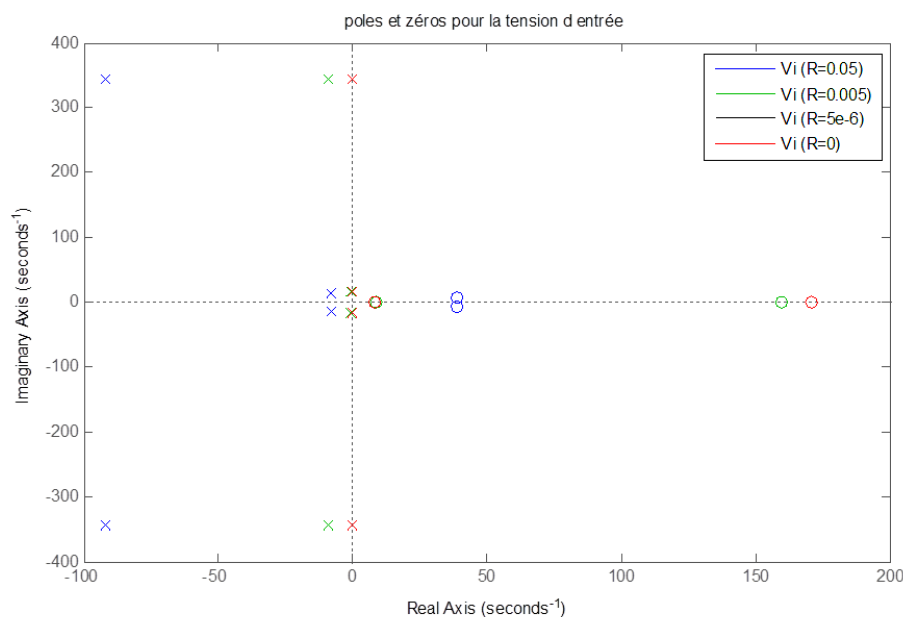


Figure 3.1 Lieux des pôles et des zéros de la tension d'entrée pour différentes valeurs de résistance

Pour $R = 0.05 \Omega$, les pôles du courant et de la tension d'entrée sont dans le demi-plan gauche loin de l'axe imaginaire le système est donc le système est bien amorti. 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.

3.2.3. 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.

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 affectée. On se retrouve donc face à un compromis, qui peut être contourné uniquement avec une régulation appropriée.

3.3 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 [2]. 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.

Pour ce qui suit, nous prenons un convertisseur à trois modules ayant les mêmes paramètres que la partie précédente mais avec une résistance de ligne nulle. 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.

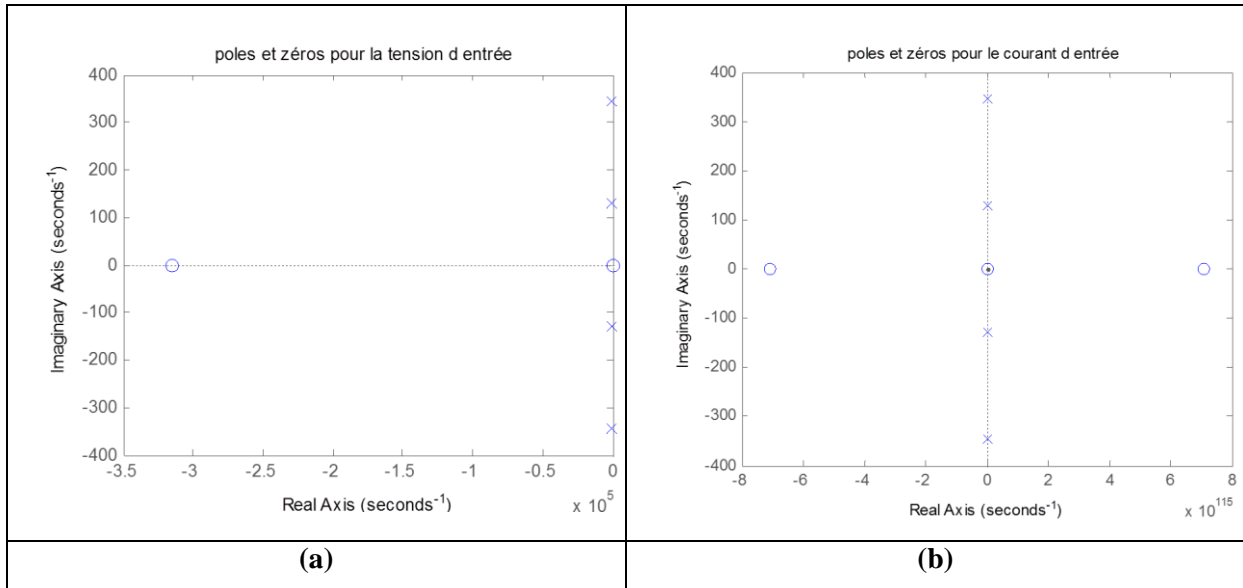


Figure 3.2 (a) pôles et zéros du courant d'entrée (b) pôles et zéros de la tension d'entrée pour R=0Ω et Lin=0.003 H

On procède à la régulation par deux approches différentes :

3.3.1 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 :

$$Vi(s) = \frac{0.00145 s^2 - 0.127 s + 74.02}{7.5 \cdot 10^{-11} s^4 + 1.04 \cdot 10^{-5} s^2 + 0.148} \quad (3.1)$$

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

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

$$G(s) = P \left(1 + \frac{I}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \right) \quad (3.2)$$

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 3.2 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 3.2 est donnée par la figure 2.5. 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.

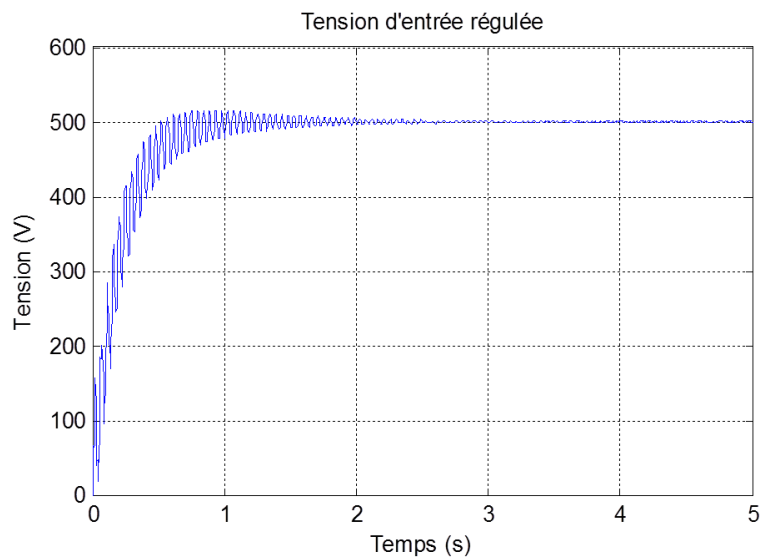


Figure 3.3 Tension d'entrée régulée avec R=0

3.3.2 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 :

$$Vi(s) = \frac{0.00145 s^2 - 0.127 s + 74.02}{7.5 \cdot 10^{-11} s^4 + 1.5 \cdot 10^{-10} s^3 + 1.04 \cdot 10^{-5} s^2 + 4.5 \cdot 10^{-6} s + 0.148} \quad (3.3)$$

Les nouveaux paramètres du régulateur PID sont donnés dans le tableau 3.3

Tableau 3.3 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 3.6. Le temps de réponse et le dépassement ont été considérablement améliorés. Les oscillations intrinsèques à la réponse ont été éliminées.

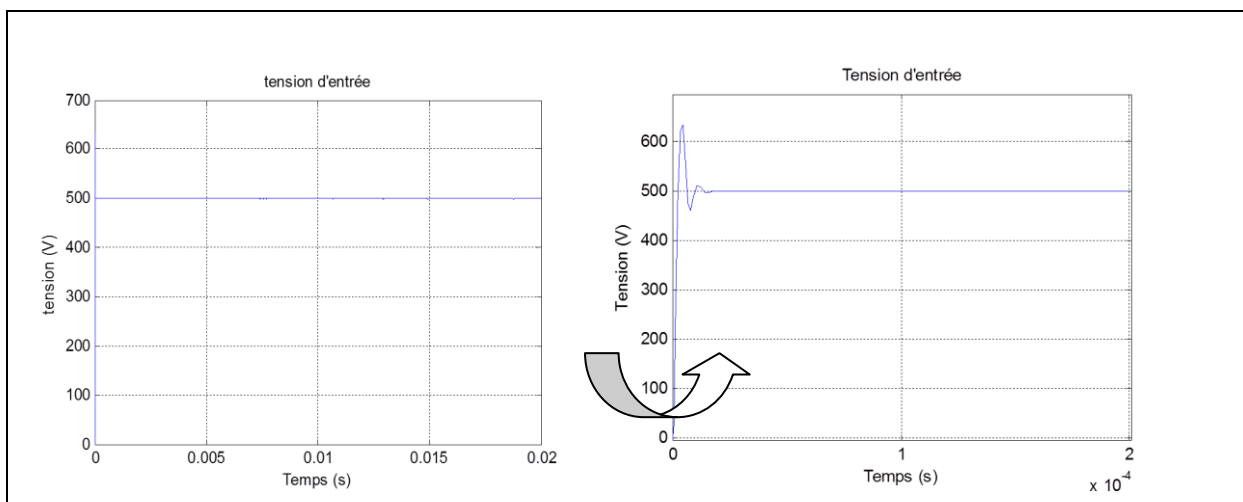


Figure 3.4 Tension d'entrée régulée avec $R=5 \cdot 10^{-4} \Omega$

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 fermé n'est plus à phase non minimale, et les oscillations ainsi que le dépassement sont devenues assez faibles.

3.3.3 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 ϕ 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 φ_r qui sont les valeurs références de D_m et φ . Ces derniers vont varier d'une manière proportionnelle la différence entre la valeur de la tension d'entrée et la consigne [35], telle que :

$$D_m = D_{mr} + G1 (V_{ref} - V_i) \quad (3.4.a)$$

$$\varphi = \varphi_r + G2 (V_{ref} - V_i) \quad (3.4.b)$$

$G1$ et $G2$ sont les paramètres de régulation à déterminer. Le système fonctionnera comme s'il avait une résistance fictive [16]. Avec un bon choix de ces paramètres (3.5) nous obtenons les résultats illustrés dans la figure 3.7.

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

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

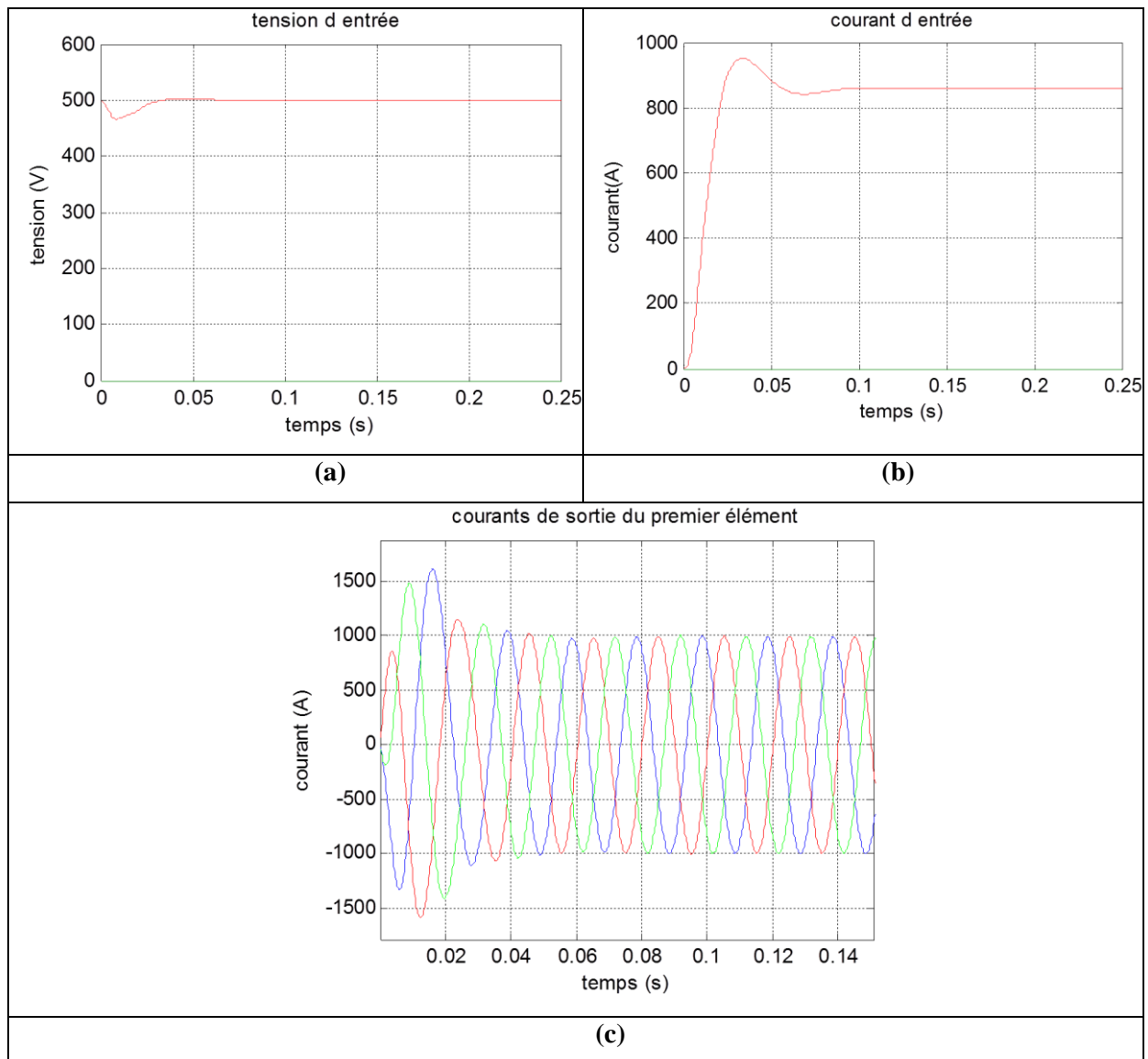


Figure 3.5 (a) tension d'entrée, (b) courant d'entrée, (c) courants de sortie, après une régulation adaptative de D_m et de ϕ

En ajoutant une résistance fictive qui influence 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.

3.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons réalisé une étude de robustesse pour vérifier si le système est imperturbable face aux défauts qui peuvent surgir 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.

Les paramètres choisis, présentés dans la deuxième partie, 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

4. 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.

Nous avons étudié le cas du couplage du convertisseur modulaire à entrée série connecté au réseau. Nous avons établi un 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. 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.

Après avoir obtenue les équations régissant le fonctionnement du système dans le plan complexe de Laplace nous nous sommes penchés sur l'optimisation du fonctionnement du convertisseur et l'analyse de ses performances. Une régulation est proposée dans cette même partie 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. 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] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] X. Ruan, L. Cheng, T. Zhang, “Control strategy for input-series output-parallel converter,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC’06), pp. 238–245, 2006.

- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] T. Zebbadji, "DC serie connection of n switched mode converters via feedback", Master's thesis, University of Colorado, Boulder, 1987.