

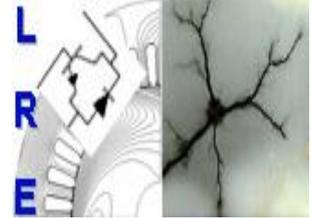
République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

# Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
Ecole Nationale Polytechnique

Laboratoire de Recherche en  
Electrotechnique



## *Thèse de Doctorat en Sciences*

Spécialité : Electrotechnique  
Présentée par :

**ZEBBADJI Tahar**

Master of Sciences en Génie Electrique

### *Sujet*

*Etude et Modélisation de la Mise en Parallèle  
des Onduleurs Modulaires Connectés au  
Réseau*

A été soutenu publiquement le 22 septembre 2015

#### *Membres du jury :*

Président :	MEKHTOUB Said	Professeur, ENP
Directeur :	IBTIOUEN Rachid	Professeur, ENP
Examineurs :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur, ENP
	BOUDOUR Mohamed	Professeur, USTHB
	HASNI Mourad	Professeur, USTHB
	YAZID Krim	M.C-A, USTHB
Invité :	HADJI Seddik	Professeur, EPSTA

-2015-

ENP - 10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger

<http://lre.enp.edu.dz>

**ملخص-** الاتصال التسلسلي أو المتوازي لوحدة الموجات يوفر القدرة على ربط عدد منهم ذي الطاقة المنخفضة بحيث أن الهيكل بأكمله يمكن أن يرضي بطريقة فعالة الطلب المتزايد من استهلاك الطاقة . وفي هذا السياق، استخدمنا تقنية النمذجة وفقاً لتقنية المتوسط المطبقة على كل ذراع المموج أو معامل اتصال للتحليل السريع والدقيق. لقد قمنا بتطوير حل التحليلي على أساس النموذج المتوسط المعادل لتبسيط الدراسة وتصميم حلقة التحكم. القيود على المعلمات الدائرية يجب أن تفرض لاحترام وضع التشغيل. لقد سلطنا الضوء على الحل الوسط بين الأداء وكفاءة المموجات ذي الربط المتوازي وتأثير ممانعات على التوالي من خط التغذية على أداء النظام . أخيراً، توصلنا إلى أن أثر هذا الاقتران يجب دراسته بحيث يتم ضمان الميزة الرئيسية للربط المتوازي للمموجات وعدم المساس بوضع التشغيل للهيكل. وجود خلل في واحدة من المراحل الثلاث للمقاومة خط واحد أو أكثر من المموجات يعني وجود تعميم التيارات بين الوحدات الفردية. الاختيار الدقيق للتقنيات التحكم المموجات يمكن أن تقلل بشكل كبير (حوالي 92٪ للحالة الدراسية) تدفق التيار المار بين الوحدات إلى وجود خلل في خطوط والسماح لتشغيل الدائرة: يتم القضاء على تدفق التيار التردد المنخفض.

**كلمات البحث:** المموجات الموازية، مقاومة الاقتران. أداء المموجات الموازية. تقليل التيارات المارة بين الوحدات.

**Résumé-** La connexion série ou parallèle de blocs d'onduleurs modulaires offre la possibilité de connecter un certain nombre de modules de faible puissance de telle manière à ce que l'ensemble de la structure puisse satisfaire, d'une manière efficace, la demande croissante de la puissance consommée. Dans ce contexte, nous avons utilisé la modélisation moyenne par bras d'onduleur et par l'application des coefficients de connexion pour effectuer une analyse rapide et précise. Nous avons donc développé une solution analytique basée sur le modèle moyen afin de simplifier l'étude et l'éventuelle conception de la boucle de commande. Des restrictions sur les paramètres du circuit doivent être imposées pour le respect du mode de fonctionnement. Nous avons mis en évidence le compromis entre les performances et le rendement de la structure et l'impact des impédances, respectivement de la ligne et du bus, sur les performances du système. Nous avons établi que l'impact de ce couplage doit être étudié de telle sorte que la caractéristique principale de la mise en parallèle d'onduleurs soit garantie et que le mode de fonctionnement de la structure ne soit pas compromis.

Une différence de l'une des impédances de ligne d'un ou de plusieurs onduleurs implique l'existence de courants de circulation entre les différents modules. Un choix judicieux des paramètres de la MLI réduit d'une manière significative (de l'ordre de 92% pour le cas étudié) le courant de circulation en régime permanent permettant ainsi le fonctionnement correct du circuit : la composante basse fréquence du courant de circulation est éliminée.

**Mots-clés:** Mise en Parallèle d'Onduleurs (MPO); Impédance de couplage; Performances de la MPO ; Minimisation des courants de circulation.

**Abstract-**The parallel or series connection of a modular building blocks inverters provides the ability to connect a number of low-power inverters so that the entire structure can satisfy in an energy efficient way the increasing demand of the power consumption. In this context, we used the average phase-leg or the average connection coefficient modeling technique for a fast and accurate analysis. We have developed an analytical solution based on the average model to simplify the study and the possible design of the control loop. Therefore, constraints must be imposed on the different parameters such that the operating mode of the structure is respected. We have highlighted the compromise between performance and efficiency of the n parallel-connected inverters. This average equivalent model ; we have developed what so ever the number n of inverters to be connected in parallel is, shows the impact of the line and infinite bus impedance on the system performance. Finally, we found that the impact of this coupling must be studied so that the main feature of paralleling inverters is guaranteed and that the operating mode of the structure is not compromised.

A difference in the phase line impedance of one or many inverters will lead to circulating currents among the units. An appropriate choice of the sinusoidal PWM parameters decreases significantly (around 92% for the case of study) the circulating current that helps greatly the proper operation of the circuit: In this case, the low frequency circulating current is eliminated.

**Keywords:** Parallel Connected inverters (MPO); Coupling impedance; MPO Performances; Circulating current minimization.

## **REMERCIEMENTS**

Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude et reconnaissance à mon directeur de thèse Mr IBTIOUEN Rachid, Professeur ENP pour ses conseils et encouragements ainsi que pour son appui scientifique et son insistance dans la continuité de mon travail.

Je suis aussi reconnaissant envers l'inestimable aide et pour les valeureux conseils de Mr HADJI Seddik, Professeur EPSTA, ainsi que la disponibilité de Mr MAHMOUDI Mohand Oulhadj, Professeur ENP qui m'a soutenu tout au long de ce travail.

Je suis très honoré que Mr MEKHTOUB Said, Professeur ENP ait accepté d'assurer la responsabilité de Président de ce jury.

Toute ma reconnaissance va également aux membres de jury, Mr BOUDOUR Mohamed Professeur USTHB, Mr HASNI Mourad Professeur USTHB et Mr YAZID Krim, Maitre de Conférence-A USTHB qui ont accepté la lourde tâche d'examiner ce travail de thèse.

Je tiens à adresser une mention particulière à tous les collègues de l'ENP.

Je finirais par les remerciements les plus importants qui vont à ma petite et grande famille à qui je dois beaucoup et plus particulièrement à ma mère que dieu puisse la guérir et à mon défunt père que dieu puisse l'accepter dans son paradis.

---

# SOMMAIRE

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I Généralités sur la Mise en Parallèle des Onduleurs</b>	
I.1. Développement des énergies renouvelables.....	5
I. 1.1. Energie photovoltaïque .....	6
I. 1.2. Energie éolienne .....	6
I. 2. Conversion de l'énergie.....	10
I. 3. Principe de la modularisation .....	11
I. 3.1. Modularisation des blocs élémentaires de convertisseurs DC-DC.....	12
I. 3.2. Modularisation des blocs élémentaires de convertisseurs DC-AC.....	14
I.4. Objectif de notre étude.....	24
<b>Chapitre II Modèle Equivalent Moyen des <math>n</math> Onduleurs Reliés à un Réseau</b>	
II.1. Introduction.....	28
II. 2. Modélisation moyenne par bras d'onduleur de tension relié à un réseau....	28
II.2.1. Modèle moyen par bras d'onduleur.....	29
II.2.2. Modèle moyen de l'onduleur de tension.....	30
II.2.3. Modèle moyen de la mise en parallèle.....	31
II.2.3.1. Modèle moyen dans le repère stationnaire abc .....	31
II.2.3.2. Modèle moyen dans le repère tournant $d-q$ .....	36
II.3.3.3. Modélisation par application des coefficients de connections.....	44
II. 4. Schéma équivalent moyen par phase en régime permanent .....	46
II.5. Conclusion.....	47
<b>Chapitre III. Etude de la Stabilité et Analyse Dynamique de la Mise en Parallèle des Onduleurs à un Réseau</b>	
III.1 Introduction.....	49
III.2 Résolution Analytique de la mise en parallèle des $n$ Onduleurs.....	49
III.3. Performances de la connexion des $n$ onduleurs à un réseau.....	51

---

III.3.1 Lieu des zéros de l'équation caractéristique du système.....	52
III.3.2 Variation de la tension d'entrée.....	54
III.3.3 Courant d'entrée pour une structure modulaire et celle d'un onduleur conventionnel.....	54
III.3.4 Variation du courant d'entrée en fonction des paramètres de la modulation.....	56
III.3.5 Variation du courant d'entrée en fonction des paramètres de l'impédance de couplage.....	57
III.4. Partage du courant de charge délivré au réseau le long des onduleurs.....	63
III.5. Conclusion.....	65
 <b>CHAPITRE IV <i>Minimisation des Courants de Circulation</i></b>	
IV. 1. Introduction.....	68
IV. 2. Courant de circulation.....	68
IV.2.1 Cas de la variation de la résistance d'une ligne.....	80
IV.2.2 Cas de la variation de l'inductance d'une ligne.....	82
IV.2.3 Courant de circulation pour une variation de l'impédance d'une ligne....	83
IV.2.4 Courant de circulation lié à la différence d'impédance de deux onduleurs.....	85
IV.3 Choix des paramètres de la SPWM pour une variation de l'impédance d'une ligne.....	86
IV.3.1 Variation de la résistance de ligne.....	87
IV.3.2 Variation de l'inductance d'une ligne.....	88
IV.4. Conclusion.....	90
 <b><i>Conclusion Générale</i></b> .....	 91
<b><i>Références Bibliographiques</i></b> .....	95

Liste des abréviations et symboles

	<i>Désignation</i>	<i>Unité</i>
$a_{ij}$	Coefficient de connexion de la tension d'entrée du $i^{\text{eme}}$ onduleur aux 3 phases pendant le $j^{\text{eme}}$ intervalle de conduction	
$a_k$	Coefficient de connexion moyen de la phase k	
C	Condensateur d'entrée	F
$d_1$	Rapport cyclique de la phase a pour le cas où toutes les phases a des n onduleurs sont identiques	
$d_2$	Rapport cyclique de la phase a pour le cas où toutes les phases b des n onduleurs sont identiques	
$d_3$	Rapport cyclique de la phase a pour le cas où toutes les phases c des n onduleurs sont identiques	
$d_{3k}$	Rapport cyclique de la phase b de l'onduleur k	
$d_{3k-1}$	Rapport cyclique de la phase a de l'onduleur k	
$d_{3k-2}$	Rapport cyclique de la phase b de l'onduleur k	
$d_d$	Composante directe des rapports cycliques dans le cas où tous les onduleurs sont gérés par la même modulation	
$d_{dk}$	Composante directe des rapports cycliques de l'onduleur k	
$d_m$	Indice de modulation de la MLI sinusoïdale pour le cas où tous les onduleurs sont gérés par la même modulation	
$d_{mi}$	Indice de modulation de la MLI sinusoïdale appliquée à l'onduleur i	
$D_n$	Equation caractéristique des différentes fonctions de transfert	
$d_p$	Rapport cyclique de l'interrupteur $K_p$	
$d_{pa}$	Rapport cyclique de l'interrupteur $K_p$ de la phase a	
$d_q$	Composante indirecte des rapports cycliques dans le cas où tous les onduleurs sont gérés par la même modulation	

$d_{qk}$	Composante indirecte des rapports cycliques de l'onduleur k	
$d_{zk}$	Composante homopolaire des rapports cycliques (séquence zéro) de l'onduleur k	
$E$	Tension simple efficace du réseau	V
$e_a$	Tension simple de la phase a du réseau	V
$e_{dl}$	Composante directe de la tension composée du réseau	V
$e_{ql}$	Composante indirecte de la tension composée du réseau	V
$e_{zl}$	Composante homopolaire (séquence zéro) de la tension composée du réseau	V
$i_a$	Courant de charge de la phase a	A
$I_a$	Courant moyen permanent de la phase a	A
$i_{ai}$	Courant de la phase a de l'onduleur i	A
$I_{cr}$	Courant de circulation pour une mise en parallèle de 2 onduleurs	A
$I_{cr1}$	Courant de circulation dans l'onduleur 1 pour une mise en parallèle de n onduleurs	A
$i_{dk}$	Composante directe des différences des courants de phase de l'onduleur k	A
$i_{in}$	Courant d'entrée	A
$I_{in}$	Courant d'entrée moyen permanent	A
$i_{qk}$	Composante indirecte des différences des courants de phase de l'onduleur k	A
$i_{zk}$	Courant de circulation de la séquence zéro de l'onduleur k	A
$i_{zk}$	Composante homopolaire (séquence zéro) des différences des courants de phase de l'onduleur k	A
$i_{zki}$	Courant de circulation de la séquence zéro entre les onduleurs k et i	A
$K_n$	Interrupteur dont l'extrémité est reliée au point négatif de la tension d'entrée	
$K_p$	Interrupteur dont l'extrémité est reliée au point positif de la tension d'entrée	

L	Inductance de couplage	H
$L_{ai}$	Inductance de ligne de la phase a de l'onduleur i	H
$L_g$	Inductance du réseau pour le cas où les trois inductances de phases du réseau sont égales	H
$L_{in}$	Inductance d'entrée	H
$L_l$	Inductance de la ligne pour le cas où toutes les phases des n onduleurs sont identiques	H
MPO	Mise en parallèle des onduleurs	
n	Nombre d'onduleurs mis en parallèle	
$N_g$	Point neutre du réseau	
PWM	Modulation de largeur d'impulsion	
$P_2$	Puissance de sortie d'une MPO	W
$P_{2,n}$	Puissance nominale d'un seul onduleur	W
$P_{2,N}$	Puissance nominale pour la mise en parallèle de N onduleurs	W
R	Résistance de couplage	$\Omega$
$R_{ai}$	Résistance de ligne de la phase a de l'onduleur i	$\Omega$
$R_g$	Résistance du réseau pour le cas où les trois résistances de phase du réseau sont égales	$\Omega$
$R_l$	Résistance de la ligne pour le cas où toutes les phases des n onduleurs sont identiques	$\Omega$
$s_{wa}$	Etat de l'interrupteur de $K_p$ de la phase a	
$s_{wb}$	Etat de l'interrupteur de $K_p$ de la phase b	
$s_{wc}$	Etat de l'interrupteur de $K_p$ de la phase c	
V	Tension aux bornes du condensateur d'entrée	V
$V_{cr}$	Tension du signal de la porteuse	V
$v_g$	Tension d'entrée continue	V
$V_m$	Tension simple maximale du réseau	V

*Liste des abréviations et symboles*

---

$V_{ma}$	Signal de la modulante de la phase a	V
$V_{mb}$	Signal de la modulante de la phase b	V
$V_{mc}$	Signal de la modulante de la phase c	V
$V_{N'N}$	Tension entre le neutre de la charge et le potentiel négatif de la tension d'entrée	V
X	Nombre d'onduleurs redondants	
X	Réactance de couplage	$\Omega$
Z	Impédance de couplage	$\Omega$
$\varphi$	Phase de modulation de la MLI sinusoïdale pour le cas où tous les onduleurs sont gérés par la même modulation	rd
$\varphi_i$	Phase de modulation de la MLI sinusoïdale appliquée à l'ondeur i	rd
$\omega$	Pulsation du réseau	rd/s

## Liste des Figures et Tableaux

### CHAPITRE I

Fig. I.1. Exemple de distribution de l'énergie via d'interfaces aux charges locales et réseau électrique.....	5
Fig. I.2. Evolution du parc de l'énergie photovoltaïque à travers le monde.....	7
Fig. I.3 Structure à base de panneaux photovoltaïques alimentant un réseau selon une mise parallèle d'onduleurs.....	7
Fig. I.4. Evolution de la puissance installée du parc de l'énergie éolienne à travers le monde..	8
Fig. I.5 Evolution de la puissance et des dimensions des éoliennes.....	9
Fig. I.6 Mise en parallèle d'onduleurs pour une éolienne de forte puissance.....	9
Fig. I.7 Plage de puissance et fréquence de commutation pour les interrupteurs les plus utilisés.....	10
Fig. I.8 Les quatre combinaisons possibles de convertisseurs : a) entrée parallèle-sortie série (PISO) b) entrée parallèle-sortie parallèle (IPOP) c) entrée série-sortie parallèle (ISOP) d) entrée série-sortie série (ISOS) [26].....	13
Fig. I.9 Choix du nombre d'onduleurs à mettre en parallèle pour qu'un rendement maximal de la structure.....	17
Fig. I.10. Evolution du prix d'un onduleur de 100kW en fonction du nombre N (*n) d'onduleurs en service et de X le nombre d'onduleurs redondants.....	17
Fig. I.11 Courbes expérimentales de la tension de sortie et leurs amplitudes de la décomposition en Fourier haut : cas d'un onduleur, THD = 6.2 % bas : trois onduleurs en parallèle, THD = 3.1 %.....	20
Fig. I.12 Ondulations associées au courant de sortie pour a- un déphasage nul entre la porteuse du premier et le deuxième onduleur b- un déphasage approprié entre la porteuse du premier et le deuxième onduleur.....	21
Fig. I.12 Chemin possible des courants de circulation pour une mise en parallèle de deux onduleurs.....	21

### CHAPITRE II

Fig. II.1. Onduleur de tension reliée à un réseau infini.....	28
Fig. II.2. Modèle moyen par bras d'onduleur.....	29

Fig. II.3 Modèle moyen d'un bras d'onduleur.....	30
Fig. II.4 Modèle moyen d'un onduleur relié à un réseau infini.....	30
Fig. II.5 Circuit globale de la mise en parallèle des $n$ onduleur.....	32
Fig. II.6. Model moyen de la structure de la mise en parallèle des $n$ onduleurs.....	33
Fig. II.7 Model moyen dans le repère $d-q$ des $n$ onduleurs identiques reliés en parallèle.....	38
Fig. II.8 Schéma équivalent moyen simplifié dans le repère $d-q$ de $n$ onduleurs identiques...	39
Fig. II.9 Circuit équivalent moyen des $n$ onduleurs identiques mis en parallèle.....	41
Fig. II.10 Exemple d'une modulation sinusoïdale SPWM appliquée à un onduleur triphasé..	43
Fig. II.11 Schéma équivalent moyen par phase en régime établi de $n$ onduleurs mis en parallèle.....	46

### CHAPITRE III

Fig. III.1. Courant d'entrée moyen (p.u) pour la mise en parallèle de deux onduleurs avec une impédance de couplage nulle.....	53
Fig. III.2. Variation des zéros de l'équation caractéristique pour :	
• Variation de la résistance du réseau ;   ○ Variation de la résistance de ligne.....	53
Fig. III.3 tension aux bornes du condensateur d'entrée pour a- $n=3$ , b- $n=2$ et c- $n=1$ .....	54
Fig. III.4 Courant d'entré moyen (p.u) : a) 2 onduleurs mis en parallèle, b) 1seul onduleur avec $v_g = 427.7V$ c) 1 seul onduleur avec $d_m = 0.635$ , d) 1seul onduleur avec $\varphi = \frac{-\pi}{5.7925}$ .....	55
Fig. III.5 Courant d'entrée en fonction de l'index de modulation sinusoïdale pour :a) $n=1$ , b) $n=2$ et c- $n=3$ .....	56
Fig. III.6. Variation du courant d'entrée en fonction de la phase de modulation pour :a) $n=1$ , b) $n=2$ et c) $n=3$ .....	57
Fig. III.7. Réponse indicielle du courant d'entré moyen pour deux onduleurs mis en parallèle avec une résistance nulle du réseau et différentes valeurs de la résistance de ligne : a- $0,5\Omega$ ; b- $0,2\Omega$ ; c- $0,1\Omega$ ; d- $0,05\Omega$ .....	59
Fig. III.8. Réponse indicielle du courant d'entré moyen pour un nombre donné d'onduleurs mis-en parallèle : a- $n = 1$ ; b- $n=2$ and c- $n=3$ .....	59
Fig. III.9. Effet de la résistance de la ligne et du réseau sur le courant d'entré moyen :	
a) variation de $R_g$ b) variation de $R_l$ .....	61

Fig. III.10. Effet de l'inductance de la ligne et du réseau sur le courant d'entrée moyen :

a) variation de  $L_g$     b) variation de  $L_l$  .....61

Fig. III.11. Courant d'entrée moyen en fonction du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle pour des impédances du réseau ( $R_g, L_g$ ): a-  $0.05\Omega, 0.17mH$ ; b-  $0.02\Omega, 0.068mH$ ; c-  $0.01\Omega, 0.034mH$ ; d-  $0\Omega, 0mH$ .....62

Fig. III.12. Courant par phase délivré au réseau infini dans le cas de deux onduleurs mis en parallèle.....64

Fig. III.13. Variation du courant de charge de la phase « a » (expression analytique et résultat de simulation).....64

## CHAPITRE IV

Fig. IV.1 Courant de circulation pour une différence de phase de modulation entre le premier et le deuxième onduleur de 6 degrés.....69

Fig. IV.2 Courant de circulation pour une fréquence de la porteuse du premier onduleur égale à 5000Hz et du deuxième onduleur égale à 4999.95Hz.....70

Fig. IV.3 Courant de circulation pour une fréquence de la porteuse du premier onduleur égale à 5000Hz et du deuxième onduleur égale à 4999.8Hz.....70

Fig. IV.4 Diagramme vectoriel par phase d'onduleurs connectés à un réseau infini non idéal71

Figure IV.5 Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs identiques avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.11+j0.157(\Omega)$  et  $0.1+j0.107(\Omega)$ .....72

Figure IV.6 Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs identiques avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.2+j0.214(\Omega)$  et  $0.1+j0.107(\Omega)$ .....73

Fig. IV.7 Distribution du courant de charge de la mise en parallèle de deux onduleurs pour des modules d'impédances de ligne  $Z_{L1}$  et  $Z_{L2}$  de l'onduleur 1 et 2 :

cas 1)  $Z_{L1}=Z_{L2}$  cas 2)  $Z_{L1}=1.1Z_{L2}$  cas 3)  $Z_{L1}=1.3Z_{L2}$  cas 4)  $Z_{L1}=1.5Z_{L2}$  cas 5)  $Z_{L1}=2Z_{L2}$ .74

Figure IV.8 Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs avec respectivement une impédance de ligne et des paramètres de modulation du premier et du deuxième onduleur égale à  $0.11+j0.157(\Omega)$ ,  $d'_m = 0.4790$ ,  $\varphi' = -0.5885$  rd et  $0.1+j0.107(\Omega)$ ,  $d_m = 0.6$ ,  $\varphi' = -0.523$  .....76

Figure IV.9 Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs avec respectivement une impédance de ligne et des paramètres de modulation du premier et du deuxième onduleur égale à  $0.2+j0.214(\Omega)$ ,  $d'_m = 0.4363$ ,  $\varphi' = -1.1599$ rd et  $0.1+j0.107(\Omega)$ ,  $d_m = 0.6$ ,  $\varphi' = -0.523$  .....76

Figure IV.10 Courant de circulation de la mise en parallèle de deux onduleurs avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.11+j0.157(\Omega)$  et  $0.1+j0.107(\Omega)$ .....77

Fig. IV.11 Courant circulant dans le cas de deux onduleurs connectés en parallèle, l'un ayant une résistance de ligne de la phase « a » égale à 1.1 la résistance des autres phases.....80

Fig. IV.12 Courant de circulation pour le cas de deux onduleurs connectés en parallèle l'un ayant une résistance de la ligne de phase de 0,11 au lieu de  $0.1 \Omega$  , un indice de modulation égal de 0.6018 et une phase de modulation de  $-0.5644rd$ .....81

Fig. IV.13 Courant de circulation pour une inductance de la ligne « a » du premier onduleur égal à 0.005H et toutes les autres inductances de ligne égales à 0.0034H.....82

Fig. IV.14 Courant de circulation pour une inductance de la ligne « a » du premier onduleur égal à 0.005H et toutes les autres inductances de ligne égales à 0.0034H avec les nouveaux paramètres de la SPWM ( $d'_m = 0.4767$  et  $\phi' = -0.5373 rd$ ).....83

Fig. IV.15 Courant de circulation pour une augmentation de 10% de l'impédance de la ligne « a » de l'un des deux onduleurs mis en parallèle.....84

Fig. IV.16 Courant de circulation pour une augmentation de 10% de l'impédance de la ligne « a » de l'un des deux onduleurs avec les nouveaux paramètres de la SPWM ( $d'_m = 0.4767$  et  $\phi' = -0.5373 rd$ ).....84

Fig. IV.17 Courant de circulation pour le cas où les deux onduleurs présentent une différence d'impédance : un accroissement de 10% de l'impédance de la ligne « a » du premier onduleur et de l'impédance « b » du deuxième onduleur.....85

Fig. IV.18 Courant de circulation pour le cas où les deux onduleurs gérés par une modulation corrigée : un accroissement de 10% de l'impédance de la ligne « a » du premier onduleur et de l'impédance « b » du deuxième onduleur.....85

Fig. IV.19 Variation de l'indice de modulation de la résistance de ligne.....87

Fig. IV.20 Variation de la phase de modulation de la phase en fonction de la résistance de la ligne.....87

Fig. IV.21 Variation de l'indice de modulation en fonction de l'inductance de la ligne.....88

Fig. IV.22 Variation de la phase de modulation en fonction de l'inductance de la ligne.....89

## Tableau

Tableau. III.1. Paramètres de la structure.....51

# ***Introduction Générale***

Avec la demande croissante de la puissance consommée et le besoin incessant de systèmes ayant plus de flexibilité, de fiabilité, de modularité, d'efficacité, etc. ; la mise en parallèle des onduleurs (MPO) se trouve être la solution la plus plausible. Cette configuration offre, évidemment, la possibilité de convertir une puissance au-delà de la plus grande capacité d'une structure à un seul onduleur.

Pour une mise en parallèle efficace de convertisseurs, la puissance de sortie totale doit être partagée de manière à ce que le rendement global du système puisse être maintenue aussi élevé que possible. Plus le nombre de modules augmente, plus il est possible d'utiliser des unités de faibles puissances. Cela conduit à disposer de convertisseurs standards composés d'interrupteurs électroniques matures. D'autre part, ces convertisseurs peuvent fonctionner à des fréquences relativement élevées sans pour autant que le rendement ne soit détérioré.

Après avoir effectué un état de l'art et exposer les généralités sur la MPO au niveau du chapitre I, une étude approfondie du comportement global du circuit est considérée au niveau du Chapitre II de notre travail.

La modélisation est plus que nécessaire pour une étude rapide et méthodique de la stabilité et des performances du circuit global. Plusieurs techniques de modélisation peuvent ainsi être utilisées. La technique de la moyenne par bras d'onduleur est développée. Un modèle moyen équivalent simplifié est alors obtenu. Ceci nous a permis d'étudier avec précision et rapidité le comportement de la structure sans la nécessité d'utiliser des modèles complexes.

Dans la première étape de notre étude, une charge assez spéciale est connectée au circuit : réseau triphasé équilibré en série avec des impédances de couplage. Un modèle moyen équivalent simplifié du circuit est obtenu. L'analyse de ce modèle moyen nous a permis d'avoir la solution analytique et d'en déduire les différentes fonctions de transfert du circuit global. La stabilité en boucle ouverte des  $n$  onduleurs mis en parallèle est analysée.

Au niveau du chapitre III, nous avons montré l'impact de l'impédance de ligne, de celle du bus, du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle etc. sur les performances et le mode de fonctionnement du circuit. Un critère est alors dégagé pour que l'avantage principal de la mise en parallèle des onduleurs ne soit pas compromis. D'autre part, un choix judicieux des différents paramètres du circuit permet de garantir le mode de fonctionnement de la mise en parallèle des  $n$  onduleurs mis en parallèle.

Au niveau du chapitre IV, nous avons étudié :

- ✓ D'une part le cas où les impédances de ligne sont différentes. Cela contribue à un fonctionnement où le partage du courant de charge le long des  $n$  onduleurs n'est pas garanti. Selon l'importance de cette différence, l'un ou plusieurs onduleurs devront supporter des courants dépassants ainsi leurs contraintes maximales. Une modulation avec des paramètres corrigés est élaborée pour permettre une distribution équitable du courant de charge sur les différents modules et garantir un bon fonctionnement du système.
- ✓ D'autre part nous avons examiné le cas où l'impédance d'une phase d'une même ligne est différente de celle des deux autres phases. Un courant de circulation assez conséquent peut prendre naissance. Ce courant de circulation, entre les différents modules, peut perturber le bon fonctionnement du système. Une stratégie de modulation basée sur un bon choix des paramètres de celle-ci permet la minimisation du courant de circulation inhérent à la mise en parallèles des onduleurs.

# ***Chapitre I***

## ***Généralités sur la Mise en Parallèle des Onduleurs***

## I.1. Développement des énergies renouvelables

Durant la dernière décennie, une augmentation considérable de la consommation d'énergie électrique à partir de sources d'énergies renouvelables a été observée. Cela a conduit à un fort appel de l'utilisation de l'électronique de puissance. Parmi ces énergies renouvelables, celle extraite des panneaux photovoltaïques, des éoliennes, des stations hydrauliques, etc. occupent une place indéniable dans le processus de la mise à la disposition du client d'une énergie propre (Fig. I. 1) [1]. La conversion de cette grande puissance nécessite l'emploi de convertisseurs disposants de commutateurs capables de conduire de forts courants ou de bloquer des tensions de niveaux élevés.

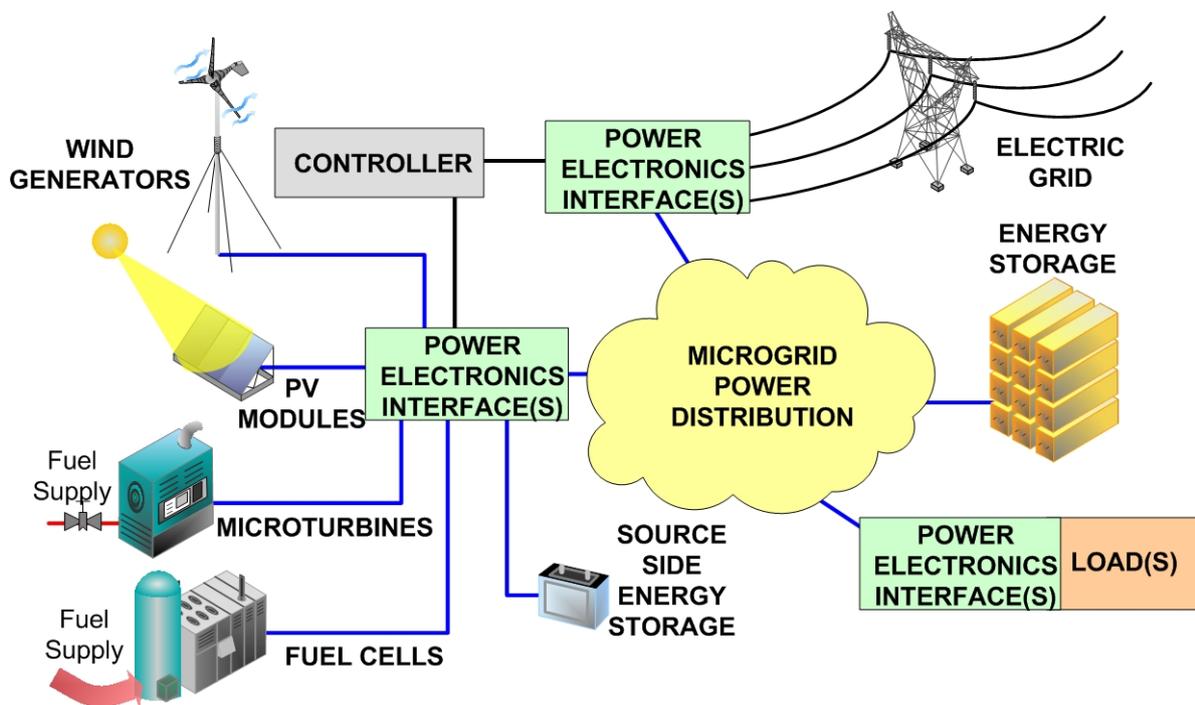


Fig. I.1. Exemple de distribution de l'énergie, via des interfaces, aux charges locales et au réseau électrique [1].

### **I. 1.1 Energie photovoltaïque**

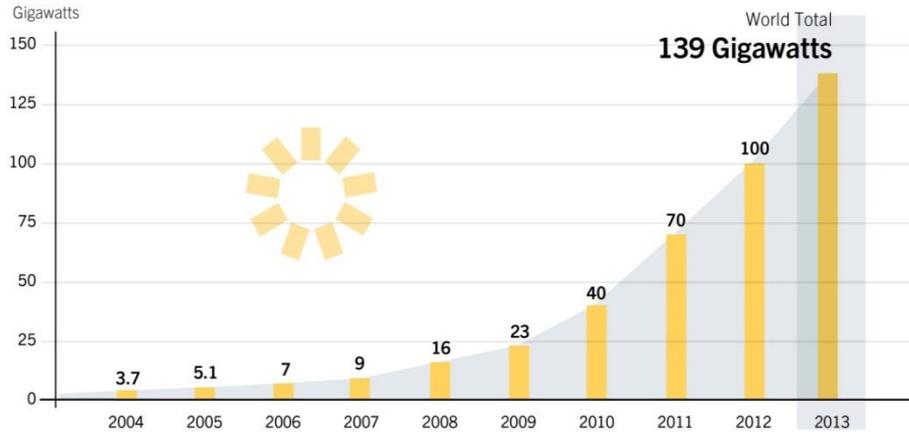
La technologie photovoltaïque concerne le processus de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique. Une cellule photovoltaïque est composée d'un matériau semi-conducteur capable de produire de l'électricité à partir de la lumière solaire par effet photovoltaïque. Ces cellules sont assemblées en panneaux photovoltaïques (PV) pour être capables de produire une énergie électrique suffisante. Les premières applications concernaient les appareils électroniques portables et les satellites. Actuellement, les PV modules sont de plus en plus connectés aux réseaux de distribution ce qui demande de plus en plus l'augmentation de la puissance transitée par les onduleurs entre autres.

Les récents développements ont permis de mettre sur le marché des cellules photovoltaïques capables de délivrer un courant de 30 mA/cm<sup>2</sup> [2]. Une combinaison série/parallèle de ces cellules permet la réalisation de panneaux photovoltaïques standards avec des niveaux de puissances normalisées. L'actuel prix par kWh, produit par un panneau solaire, est aux alentours de 0,24 USD et la tendance à la baisse pour les deux prochaines décades font que le développement des stations photovoltaïques de grandes puissances (i.e. station de 320 MW construite en 2013 en Chine [3]) serait d'actualité. L'évolution croissante de la puissance installée au niveau mondial (Fig. I .2) [4] fait qu'une telle structure nécessite une configuration des convertisseurs de telle sorte que celle-ci puisse être mise à la disposition du consommateur (Fig. I. 3) [5].

### **I. 1. 2. Energie éolienne**

La première éolienne a été conçue en Amérique du Nord à la fin des années 1890. Un développement considérable des turbines des éoliennes a été constaté durant les années 70. Ce

Solar PV Total Global Capacity, 2004–2013



REN21. 2014. *Renewables 2014 Global Status Report* (Paris: REN21 Secretariat).



Fig. I.2. Evolution du parc de l'énergie photovoltaïque à travers le monde [4].

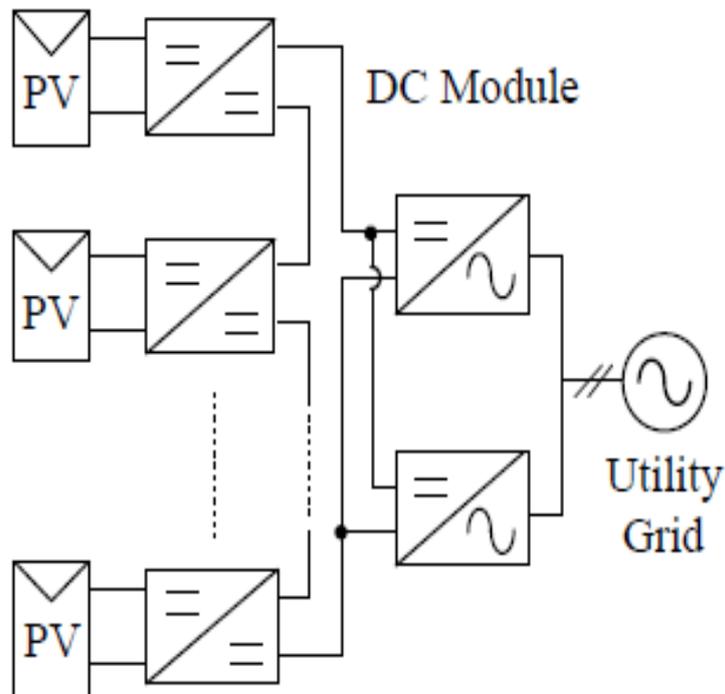


Fig. I.3 Structure à base de panneaux photovoltaïques (PV) alimentant un réseau selon une mise parallèle d'onduleurs [5].

progrès continu dans la conception d'éoliennes sophistiquées, porté par l'amélioration de l'aérodynamisme de la structure et des systèmes d'entraînement mécanique ainsi que l'application des nouvelles technologies en électronique de puissance, ne font que croître l'intérêt de ce type d'énergie avec une prévision de puissance installée à la fin de l'année en cours à 600.000 MW ( Fig. I. 4) [6].

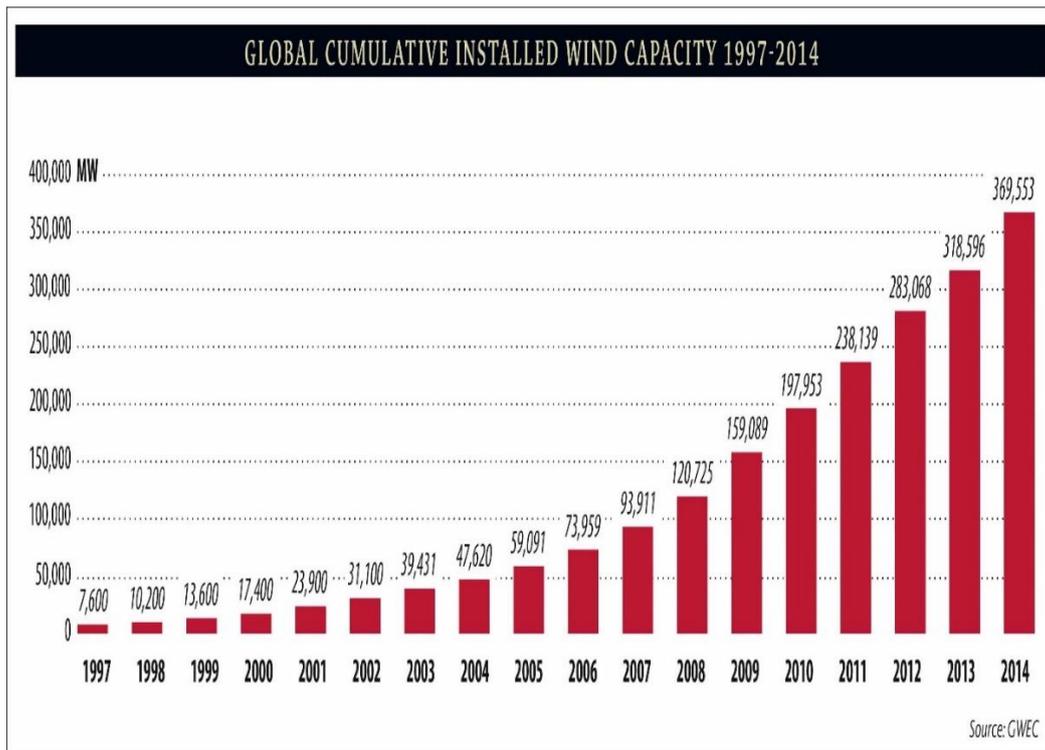


Fig. I. 4. Evolution de la puissance installée du parc éolien à travers le monde [6].

L'autre avantage de l'utilisation de l'énergie éolienne est la constante diminution du coût par kWh atteignant les 0,04 USD [7] alors qu'il était de 0,40 USD/kWh en 1979. Cet aspect s'est traduit par la réalisation de grandes stations éoliennes [8].

En effet, l'évolution rapide de l'installation à travers le monde de grands parcs de stations éoliennes nécessite la connexion via l'interface électronique de puissance à un réseau de distribution capable d'alimenter des charges soit locales ou le réseau électrique. Au cours des deux dernières décades, l'évolution sur le marché d'éoliennes de grandes puissances pouvant

atteindre les 10 MW (Fig. I. 5 [9]) impose une disposition modulaire comme le montre la Fig. I.6 [8].

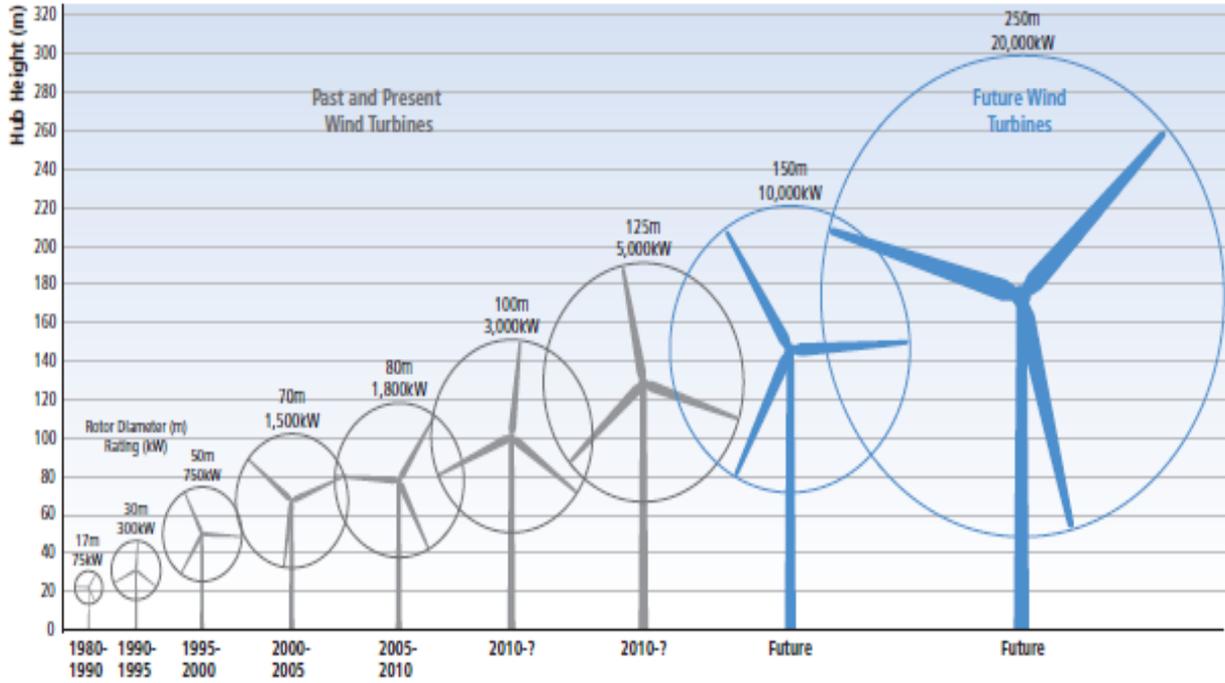


Fig. I.5 Evolutions de la puissance et des dimensions des éoliennes [9].

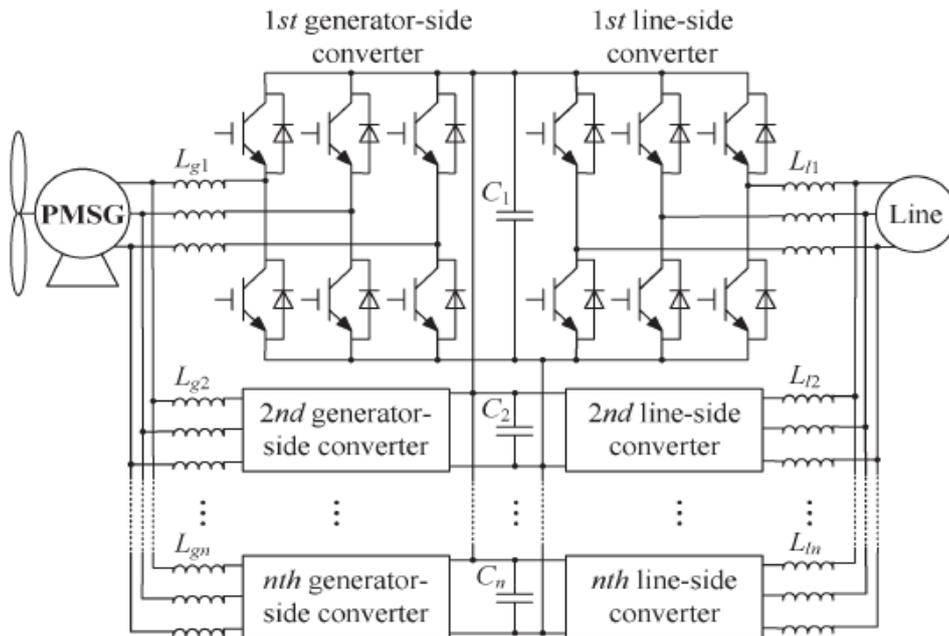


Fig. I. 6. Mise en parallèle d'onduleurs pour une éolienne de forte puissance [8]

## I. 2. Conversion de l'énergie

Afin de répondre à la croissance de la demande d'énergie, la recherche en électronique de puissance a encore besoin de trouver des solutions à la conversion de l'énergie à des niveaux de puissance élevés [8] [10]. Sachant que la conversion de l'énergie électrique utilise des composants d'électronique de puissance, les convertisseurs à base de ces commutateurs exhibent de meilleures performances s'ils sont utilisés à des fréquences de commutation élevées [11] avec de faibles contraintes de tension et de courant. Bien que la puissance de ces commutateurs de puissance a considérablement augmenté depuis l'introduction du premier commutateur commerciale, la puissance et la fréquence de commutation maximale sont limitées par des considérations techniques et ou économiques (Fig. 1. 7) [12].

Pour le cas des IGBT, bien que les limites de fonctionnement en courant (3500 A), tension (6500 V) et fréquence de commutation (100 kHz) aient considérablement augmenté, ils ne peuvent être utilisés individuellement pour des applications de fortes puissances. De plus leur faible taux de production rend leurs prix très élevés [13]. Pour remédier à cette situation, durant les années soixante, la mise en parallèle et ou en série de commutateurs a été envisagée.

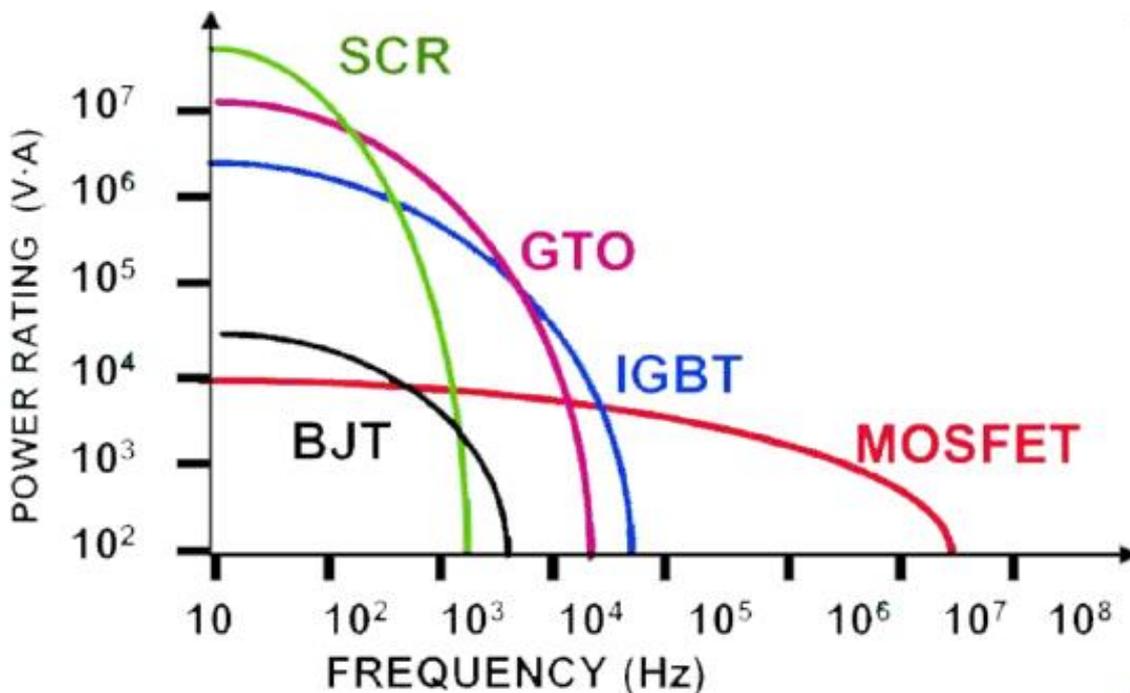


Fig. 1. 7. Plages de puissances et fréquences de commutation pour les interrupteurs les plus utilisés [12].

Des convertisseurs de grandes puissances sont requis pour le transport de l'énergie des stations de production aux points de distribution. Des commutateurs à base de thyristors ont été utilisés pour la première fois en 1972 dans les systèmes HVDC (station « Eel River », Canada [14]) où une combinaison série et parallèle de plusieurs centaines de thyristors. Cela permet la conduction d'un fort courant sous des niveaux de tension élevés. La faible densité de puissance fait que l'espace, occupé par une telle structure, est relativement important.

En 1997, les premiers circuits à bases d'IGBTs ont été utilisés pour le transport de puissance en HVDC [15] en remplaçant ainsi les thyristors par des interrupteurs qui peuvent fonctionner à haute fréquence.

L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la synchronisation de l'ouverture et de la fermeture simultanée de ces interrupteurs et dans l'impossibilité de fonctionner à des fréquences supérieures à quelques centaines de Hz. Malgré la conception de circuits auxiliaires complexes et coûteux, aidant l'ouverture et la fermeture synchronisée de ces commutateurs due aux tolérances des composants, un déséquilibre conséquent peut être observé pour un partage équitable du courant d'entrée ou de la tension d'entrée respectivement au niveau des interrupteurs connectés en parallèle ou en série. Une segmentation en plusieurs modules séries ou parallèles diminue la puissance unitaire et adapte celle-ci à des composants de plus petits calibres et plus performants. Cela permet d'aboutir à des structures utilisant des convertisseurs basés sur des composants de faibles puissances et donc à fréquence de découpage plus élevée.

### **I. 3. Principe de la modularisation**

Atteindre un rendement acceptable tout en augmentant la fréquence de commutation et la puissance, les tendances actuelles de la recherche portent sur la connexion de différents types

de modules de sorte que seule une fraction de la puissance de la charge transite par chaque module. Donc, à un niveau de puissance élevé, la conversion de la puissance est développée autour de modules à base de composants d'électroniques de puissance ayant atteint leurs maturité. Selon l'application envisagée, ces modules sont connectés suivant une combinaison parallèle et ou série [16]. La mise à la disposition de la grande puissance développée par des stations à base d'énergies renouvelables requiert des interfaces d'électroniques de puissances constituées par la mise en parallèle et ou en série de convertisseurs [17-21].

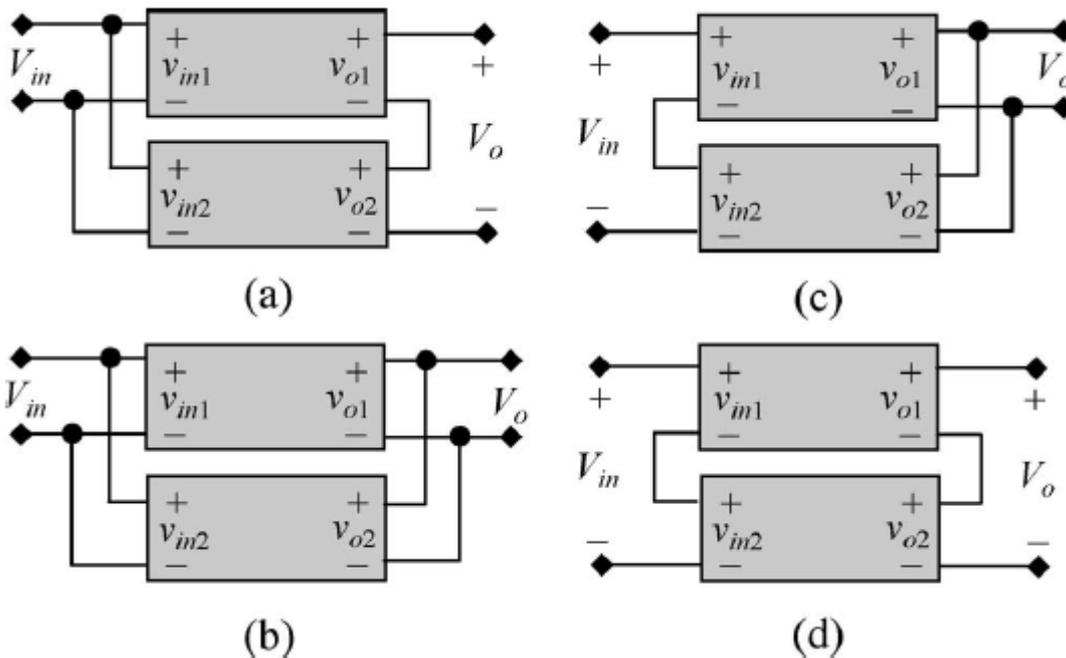
### **I. 3.1. Modularisation des blocs élémentaires de convertisseurs DC-DC**

Les premières recherches concernant la conception des blocs élémentaires de conversion d'énergie selon une combinaison série et ou parallèle concernaient les modules DC-DC qui sont versés dans le domaine des alimentations en télécommunications [22], des équipements de fabrications de semi-conducteurs, de radiologies etc. [23-25].

Ainsi selon l'application envisagée une combinaison particulière est adoptée. Parmi les quatre combinaisons possibles de l'entrée et de la sortie (Fig. 1. 8) [26], la combinaison parallèle/série (IPOS) est utilisée pour obtenir de hauts niveaux de tensions de sorties [27].

La combinaison parallèle/parallèle (IPOP) trouve son application au niveau d'une conversion où un fort courant est exigé. Plusieurs travaux ont été effectués dans cette optique [28].

La difficulté majeure dans la mise en parallèle est d'assurer un partage équitable du courant d'entrée ou du courant de sortie le long des modules et ce malgré la différence entre les tolérances des paramètres des convertisseurs et les impédances de connexion. Plusieurs techniques de commandes sont développées autour de cette thématique [29-34]. En réalité, la structure IPOP est parmi les structures qui trouvent un grand intérêt commercial [35].



Figs. 1.8 Les quatre combinaisons possibles de convertisseurs : a) entrée parallèle-sortie série (PISO) ; b) entrée parallèle-sortie parallèle (IPOP) ; c) entrée série-sortie parallèle (ISOP) ; d) entrée série-sortie série (ISOS) [26].

Récemment un intérêt particulier est porté à la combinaison série/parallèle et série/série (SISO et SIPO) des systèmes modulaires DC-DC. Cela a permis l'utilisation des interrupteurs de type MOSFET de faibles valeurs de résistances de conduction pouvant ainsi fonctionner à des fréquences de commutations relativement élevées [36-42]. Parmi les applications les plus importantes de cette structure on a les systèmes d'alimentation des trains à grande vitesse. La tension continue des lignes alimentant un train électrique est de l'ordre de quelques milliers de Volts (2000V - 4000V) [43]. Le choix des composants d'électronique de puissance pouvant supporter des contraintes, en rapport avec ces niveaux de tensions pour une structure conventionnelle (un seul module), est contraignant [44].

### I. 3.2. Modularisation des blocs élémentaires de convertisseurs DC-AC

Dans les années 90, l'« Office of Naval Research (ONR) » a développé un nouveau concept de blocs élémentaires d'électronique de puissance (PEBB) [45-52] basés sur le développement de modules de conversion d'énergie capables de fonctionner selon une configuration parallèle ou série couvrant des applications pour une assez large gamme de puissance. Cela nécessite la standardisation de ces blocs élémentaires d'électronique de puissance qui sont devenus un point incontournable de la recherche actuellement [53-59]. La première application de cette technique de conversion d'énergie était dans le domaine de la propulsion navale. L'exigence d'un fort couple d'entraînement des moteurs de propulsion, lors des différentes manœuvres, suppose la disponibilité d'un fort courant. Cette condition est satisfaite par la « Mise en Parallèle d'Onduleurs (MPO) ».

Il ne faut pas également oublier que l'énergie extraite des éoliennes de grandes puissances, pouvant atteindre la dizaine de MW par unité, requiert une mise en parallèle de redresseurs suivis d'onduleurs afin que celle-ci soit disponible sur le réseau public [8]. Les stations photovoltaïques de grandes puissances sont aussi connectées à un bus continu qui est ensuite relié au réseau par le biais d'une (MPO).

Pour le cas de la conversion continu-alternative plusieurs techniques de mise en parallèle ont été développées [60-67]. On peut citer :

- ✓ Connexion par l'intermédiaire d'une inductance série :

La sortie de chaque bloc élémentaire est reliée à la charge commune par le biais d'une inductance. Cette configuration réduit considérablement les courants de circulation de hautes fréquences et améliore le partage du courant de charge le long des différents modules. Si le dimensionnement de cette inductance est effectué de sorte que la

réduction des courants de basses fréquences est prise en considération, la structure devient encombrante et coûteuse en même temps.

✓ Connexion par l'intermédiaire d'inductance de couplage :

Dans le cas où la tension ainsi que la phase de chaque onduleur sont égales, le flux magnétique dans l'inductance de couplage est nul. Cependant une augmentation de la différence entre les amplitudes ou les phases des tensions instantanées des onduleurs est présente, un flux total magnétisant dans l'inductance de couplage crée une augmentation de celle-ci. Cette inductance de couplage améliore l'équilibre des courants de chaque onduleur et réduit les courants de circulation. La faisabilité de cette conception pose de sérieux problèmes de fabrication pour le cas d'un nombre  $n$  supérieur à deux onduleurs en parallèle. D'autre part, le couplage magnétique entre onduleurs réduit considérablement la modularité de la structure.

✓ Connexion par l'intermédiaire d'un transformateur [68] :

La sortie de chaque onduleur est connectée à un transformateur triphasé dont le primaire est composé de plusieurs entrées parallèles. Ce transformateur assure, d'une part, l'isolation galvanique et d'autre part le couplage des modules. Bien que cette structure offre la possibilité de modularisation par la prévoyance d'une possible extension à un ou plusieurs modules supplémentaires, le volume et le coût de la conception du transformateur représentent un handicap majeur. De plus, une défaillance du transformateur provoque l'arrêt immédiat de toute la structure.

✓ Isolation galvanique :

L'isolation galvanique de la tension continue d'entrée à la MPO obtenue par des convertisseurs DC-DC ou l'utilisation d'une tension continue propre à chaque onduleur élimine le chemin possible de circulation des courants entre les différents onduleurs [69-71]. De ce fait cette approche met la séquence zéro du courant de circulation en circuit ouvert. Cette technique augmente le coût et le volume de la structure et diminue le rendement global du circuit.

Pour une mise en parallèle efficace de convertisseurs, la puissance de sortie totale peut être divisée de manière à ce que le rendement global du système puisse être maintenue aussi élevé que possible. Il doit être alors précisé à quel point le nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle doit être fixé afin d'atteindre un rendement maximal [72]. Selon la puissance requise par le récepteur, une analyse du partage de la puissance le long des différents modules tout en assurant un rendement maximal du circuit est établie. Une variation de la puissance requise par la charge exige la prédétermination du nombre de modules à connecter pour que d'une part la fraction de puissance totale tolérée par l'un des modules ne soit pas dépassée et d'autre part que le rendement de la structure soit maintenu le plus élevé possible (Fig. 1. 9).

Maintenant si la structure est dotée d'un nombre supplémentaire de modules redondants, en plus de la préservation d'un rendement maximal, la minimisation du coût de la structure fait que le nombre de modules en parallèles et redondants doit être choisi convenablement de telle manière à préserver d'une part un rendement maximal et d'autre part un coût minimal de la structure (Fig. 1. 10) [73].

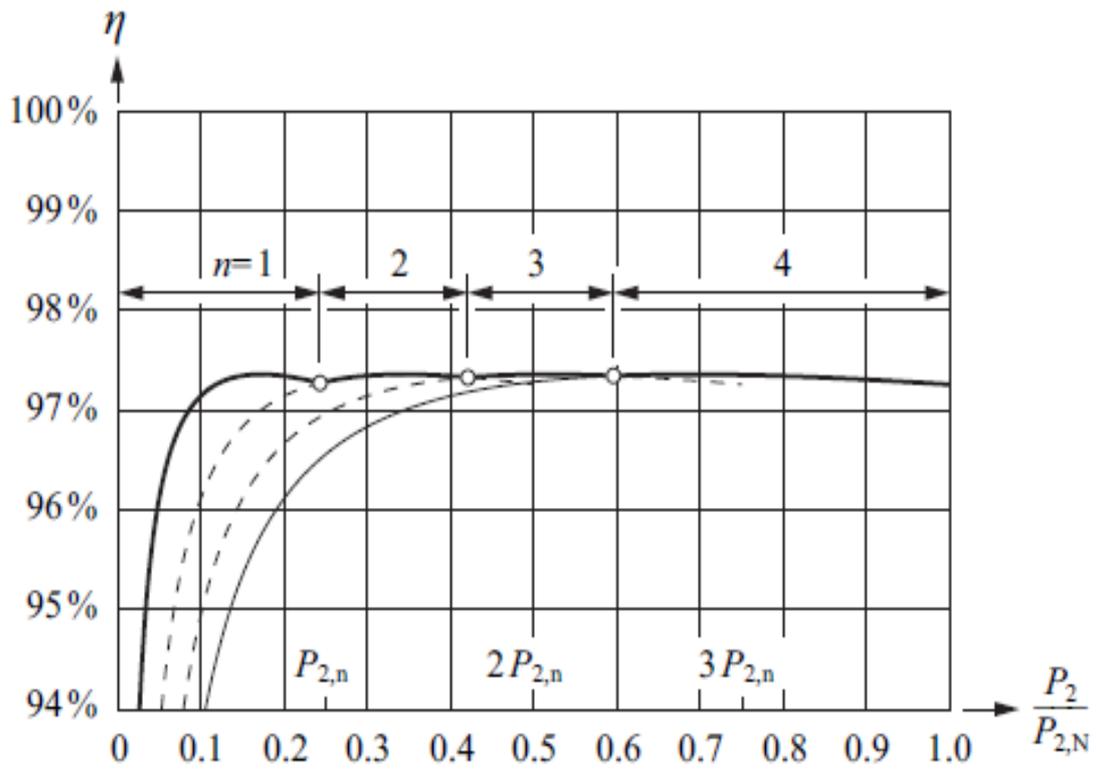


Fig. I.9. Choix du nombre d'onduleurs  $n$  à mettre en parallèle pour un rendement maximal de la structure [72]

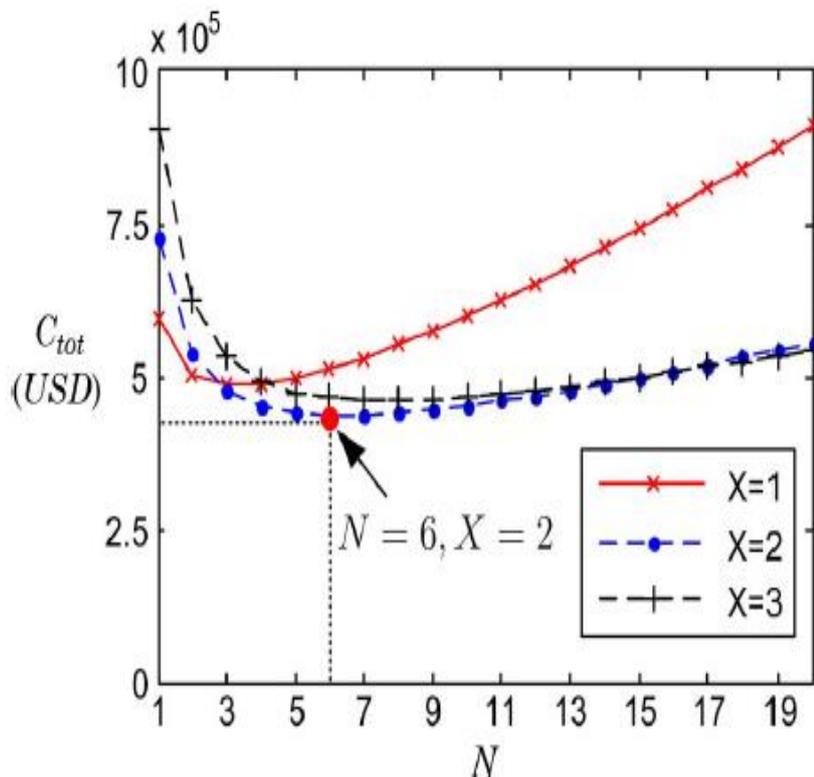


Fig. I.10. Evolution du prix d'un onduleur de 100 kW en fonction du nombre  $N$  (\*n) d'onduleurs en service et de  $X$  le nombre d'onduleurs redondants [73]

Pour le cas d'un onduleur de puissance égale à 100 kW et d'un nombre de modules redondants variant de 1 à 3, l'étude montre que le coût minimal de la structure est obtenu pour un nombre  $n = 6$  onduleurs mis en parallèle. De ce fait, pour une structure donnée une attention particulière doit être apportée pour le choix du nombre  $n = N$  de modules mis en parallèle et pour le nombre  $X$  de modules redondants pour que d'une part le rendement soit maintenu élevé et que d'autre part le coût de la structure soit le plus faible possible.

Un tel système constitue une configuration apte à délivrer des niveaux de puissance élevés avec comme avantages :

✓ Dissipation thermique :

Du fait que la mise en parallèle offre la possibilité de la distribution de puissance le long des modules, la fraction de la puissance dissipée dans chaque élément simplifie le dimensionnement des éléments dissipatifs d'énergie.

✓ Fiabilité :

Malgré l'augmentation du nombre de composants électroniques, la réduction des contraintes de tension et de courant sur ces interrupteurs font que les causes de défaillance du circuit global sont limitées par rapport à une structure à un seul onduleur.

✓ Redondance :

Une caractéristique de la mise en parallèle des onduleurs est l'utilisation d'un nombre supérieur au nombre minimal requis. Couramment  $(n+x)$  modules sont utilisés où  $n$  est le nombre minimal requis [74,75].

✓ Modularité et standardisation :

La mise en parallèle rend le système plus souple et plus flexible pour sa reconfiguration. Si la demande en puissance augmente, des modules additionnels standards peuvent être rajoutés à la structure sans que cela ne requière un nouveau

dimensionnement. Ce qui permettra la production de blocs élémentaires en grande série avec un faible coût.

✓ Maintenance :

Une conception efficace de la structure permet, à la configuration parallèle, le remplacement sous tension du module défaillant. Cela permet la continuité de l’approvisionnement d’énergie.

✓ Réduction du volume de la structure :

La diminution de puissance de chaque module permet l’augmentation de la densité de puissance. Cela offre la possibilité d’utiliser des fréquences de commutations élevées et des filtres passifs réduits. Ce qui permettra de s’adapter à l’évolution des systèmes plus compacts.

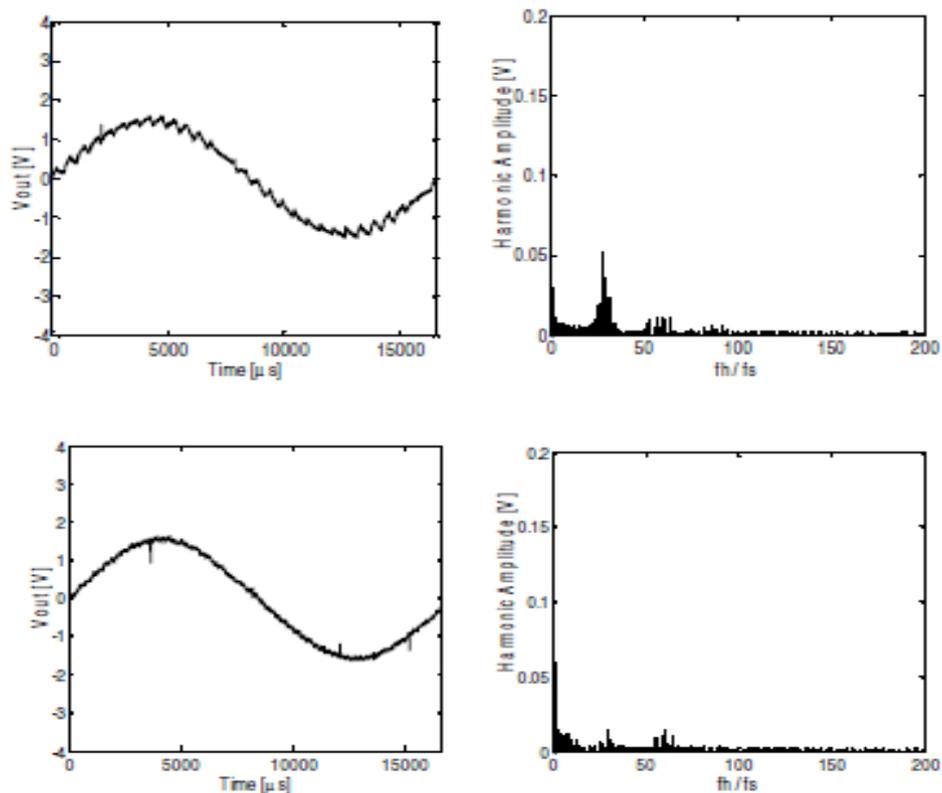
✓ Réduction du THD (Distorsion Totale des Harmoniques) :

L’utilisation de l’interaction entre les différents modules donne la possibilité à la conception d’un système ayant un THD réduit. L’étude effectuée, par les auteurs de la référence [76], montre d’une manière expérimentale une réduction de 50% de la THD pour une structure conventionnelle (un seul module) par rapport à une structure où trois onduleurs sont mis en parallèle avec un indice de modulation de 0,9 et un rapport de fréquence de la porteuse et de la modulante égale à 30 (Fig. I. 11). De plus un ajustement du déphasage de la porteuse peut sensiblement diminuer les ondulations autour de la valeur moyenne du courant de charge (Fig. 1. 12) [77].

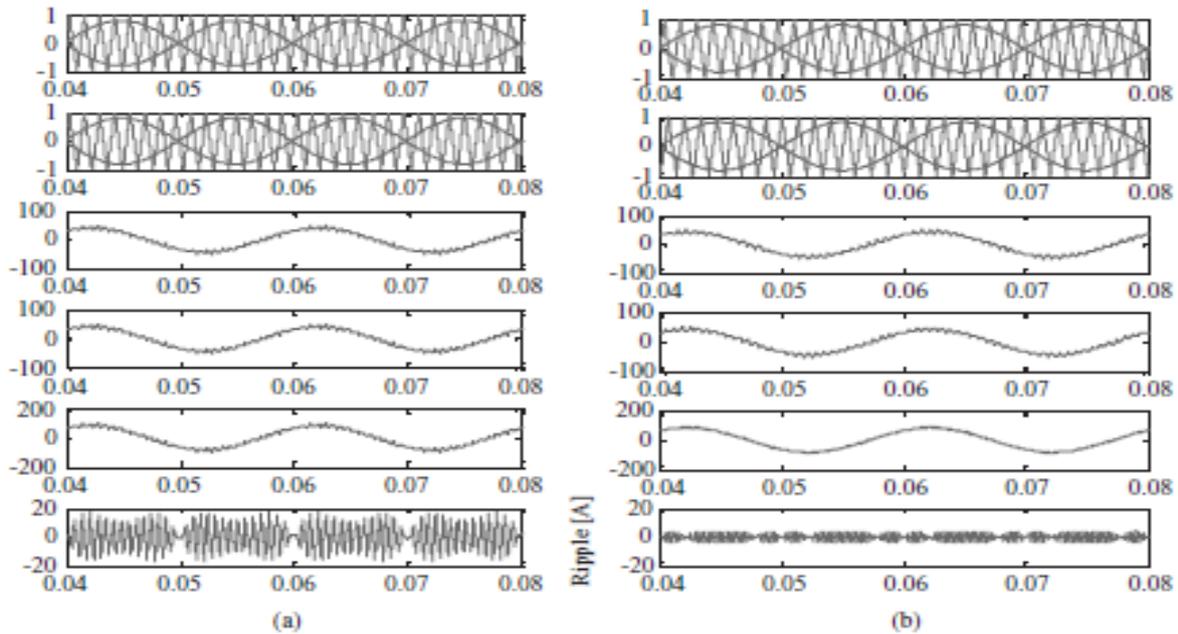
Un des problèmes majeurs de la MPO concerne la synchronisation des courants de sortie. Un léger déphasage entre les tensions délivrées par chaque onduleur (quelques degrés) peut engendrer des courants de circulation ayant la même fréquence que la tension de sortie. Dans le cas de la connexion de deux onduleurs, il pourrait y avoir des instants où le courant de

charge est nul alors que l'un des onduleurs délivre un courant et l'autre absorbe ce même courant. Cela contribue à la circulation de courant de basses fréquences et peut provoquer l'arrêt de la structure. De ce fait une attention particulière à la synchronisation entre modules doit être prise lors de la conception de la structure.

Pour le cas où des éléments de filtrages mal dimensionnés sont insérés à la sortie de chaque onduleur, des courants de circulation de hautes fréquences peuvent aussi prendre naissance du fait de l'utilisation de la PWM. Ces perturbations n'affectent ni le courant ni la tension de la charge, mais détériorent la forme des courants de chaque onduleur. De par la dégradation du rendement du circuit, la compatibilité électromagnétique est compromise.



Figs. I. 11. Courbes expérimentales de la tension de sortie et de leurs amplitudes lors de la décomposition en Fourier. Haut : cas d'un onduleur, THD = 6.2 % ; Bas : trois onduleurs en parallèle, THD = 3.1 % [76]



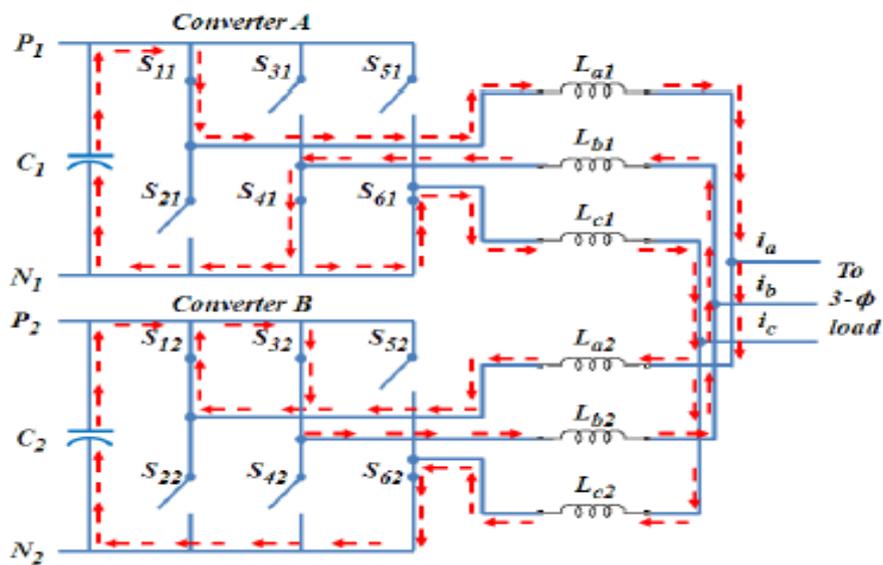
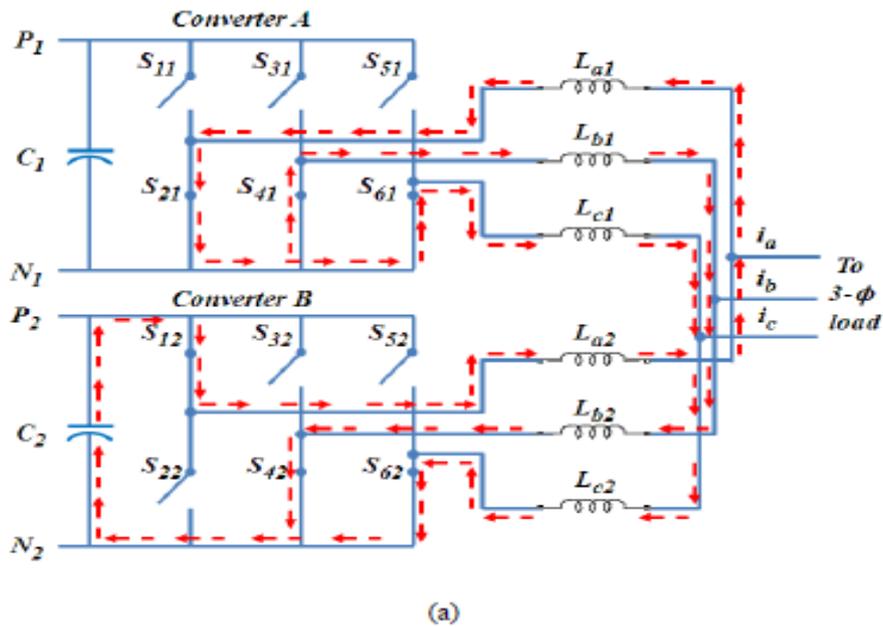
Figs. I. 12 Ondulations associées au courant de sortie pour une MPO: a) un déphasage nul entre la porteuse du premier et du deuxième onduleur ; b) un déphasage de  $3^\circ$  entre la porteuse du premier et du deuxième onduleur [77].

Plusieurs études ont été effectuées pour une compréhension approfondie de l'origine de ces courants de circulation ainsi que leurs possibles chemins de parcours (Fig. I. 13 [78]). Des stratégies de commande ont été proposées pour leur minimisation [79-86].

Les convertisseurs basés sur les interrupteurs constituent des systèmes dynamiques non linéaires discontinus. Cela est principalement dû à la commutation de ces interrupteurs et à la présence des éléments passifs tels que les transformateurs, inductances et condensateurs. L'étude de ces circuits non linéaires est plus que nécessaire pour un bon dimensionnement et à l'analyse des performances de la structure en régime dynamique. Les approches pour la modélisation et l'analyse les plus utilisées pour les convertisseurs portent sur l'analyse des faibles-signaux basée sur la technique de la moyenne dans l'espace d'état, de la technique du circuit moyen [87-90] et du modèle de l'interrupteur PWM [91].

La modélisation moyenne basée sur le développement du modèle moyen par bras de convertisseur où des équations différentielles représentées dans l'espace d'état remplacent les

états du fonctionnement de l'interrupteur par une fonction moyenne reliant les variables d'entrées et de sorties du commutateur. De ce fait, la modélisation moyenne décrit la variation



Figs. I. 13. Chemins possibles des courants de circulation pour une mise en parallèle de deux onduleurs [78].

moyenne des variables d'un circuit dans une période de commutation indépendamment du nombre d'intervalles de commutations. Le système discret non linéaire est remplacé par un system non linéaire continu. L'application de ces techniques de modélisation permet d'obtenir

des modèles moyens continus où l'on a supposé que les variations des différents variables d'état du système peuvent être remplacées par des variations linéaires dans l'intervalle de commutation. Cela revient à assumer que le terme en exponentielle de la solution de l'équation différentielle peut être remplacé par les deux premiers termes de son développement en série de Taylor. Cette approximation est valable si la fréquence naturelle du circuit est de loin inférieure à la fréquence de commutation. Le modèle moyen continu obtenu peut être perturbé puis linéarisé autour d'un point de fonctionnement et ce pour obtenir les modèles petits signaux [84]. De ce fait,  $n$  onduleurs identiques sont connectés en parallèle à la fois en entrée et en sortie de la structure de telle manière à ce qu'un fort courant de sortie et une puissance élevée soient disponibles au niveau de la charge. L'entrée de la structure pourrait être la tension de sortie d'un système à base d'énergie renouvelable telle qu'une station photovoltaïque ou un parc d'éoliennes.

A côté des avantages énumérés précédemment, la MPO présente quelques effets indésirables tels que :

- L'instabilité due à l'interaction des différents modules.
- La présence de courants de circulation entre modules qui diminuent le rendement globale du circuit et peut soumettre les modules en question à une surcharge.
- Le problème de synchronisation au réseau des sorties des onduleurs.

**La question que l'on pourrait se poser est la suivante : Pourquoi considère-t-on la MPO au lieu des onduleurs multiniveaux ?**

Les onduleurs multiniveaux ont été introduits au courant des années [91]. Bien que les convertisseurs multiniveaux modulaires offrent des avantages tels que la réduction de l'amplitude des harmoniques injectés dans la charge, la capacité de travailler à basse

fréquence avec un rendement acceptable etc. néanmoins on peut citer certains inconvénients dues à l'utilisation des multiniveaux :

- Prix élevé de la structure due au nombre de composants actifs et passifs. Même à nombre de composants égal, ces convertisseurs sont plus coûteux.
- La standardisation et la flexibilité peut être compromise.
- En cas de maintenance, la continuité de transfert d'énergie n'est pas assurée.
- Le nombre élevé de composants et d'interrupteurs diminue la fiabilité et rend la commande beaucoup plus complexe et les applications sont encore peu répandues dans l'industrie

#### **I. 4. Objectif de notre étude**

La mise en parallèle de  $n$  onduleurs au réseau se fait par le biais des impédances de ligne et de celle du réseau. L'analyse de la structure, que nous étudions, montre l'effet de ce couplage, de celui du nombre d'onduleur ainsi que ceux des différents paramètres du circuit sur les performances et le mode de fonctionnement du circuit.

Pour une mise en parallèle efficace de convertisseurs, la puissance de sortie totale doit être partagée de manière à ce que le rendement global du système puisse être maintenue aussi élevé que possible. Le cas idéal serait un partage équitable le long des blocs élémentaires de la puissance exigée par la charge. Plus le nombre de modules augmente, plus il est possible d'utiliser des unités de faibles puissances. Cela conduit à disposer de convertisseurs standards composés d'interrupteurs électroniques matures. D'autre part, ces convertisseurs peuvent fonctionner à des fréquences relativement élevées sans pour autant que le rendement ne soit détérioré. Il doit être alors précisé à quel point le nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle doit être fixé afin d'atteindre un rendement maximal pour d'une part satisfaire la puissance de la

charge par des modules standards et d'autre part éviter que la structure ne soit trop encombrée par le nombre de ces unités.

Notre travail porte sur le développement de la connexion parallèle des onduleurs qui est souvent utilisée pour atteindre des niveaux de puissance au-delà de la capacité de la plus grande (puissance) qu'on peut soustraire d'une structure à un seul onduleur.

Au niveau du **Chapitre II** de notre travail, une étude approfondie du comportement global du circuit est considérée. La modélisation est plus que nécessaire pour une étude rapide et méthodique de la stabilité et des performances du circuit global. Plusieurs techniques de modélisation peuvent ainsi être utilisées. La technique de la moyenne par bras d'onduleur est développée. Ensuite la moyenne par application des coefficients de connexion est présentée. Un modèle moyen équivalent simplifié est alors obtenu. Ceci nous a permis d'étudier avec précision et rapidité le comportement de la structure sans la nécessité d'utiliser des modèles complexes.

Dans la première étape, une charge assez spéciale est connectée au circuit : réseau triphasé équilibré infini non idéal en série avec des impédances de couplage. En raison de l'aspect non linéaire et fonction du temps, la transformation dans le repère  $d-q$  est nécessaire pour la résolution analytique du système et ce indépendamment des paramètres du circuit et du nombre d'onduleurs mis en parallèle. Un modèle moyen équivalent simplifié du circuit peut être obtenu. L'analyse de ce modèle moyen nous permettra d'avoir la solution analytique et d'en déduire les différentes fonctions de transfert du circuit global. La stabilité en boucle ouverte des  $n$  onduleurs mis en parallèle serait analysée.

Au niveau du **chapitre III** de notre travail, nous avons montré l'impact de l'impédance de ligne, de celle du réseau, du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle etc. sur les performances et le mode du fonctionnement du circuit. D'une part un critère s'en est alors dégagé pour que l'avantage principal de la mise en parallèle des onduleurs ne soit pas compromis. D'autre part,

un choix judicieux des différents paramètres du circuit permet de garantir le mode de fonctionnement de la mise en parallèle des  $n$  onduleurs mis en parallèle.

Au niveau du **chapitre IV**, nous étudions d'une manière analytique et vérifions par simulation le cas d'une impédance de ligne d'un onduleur différente de celle des autres. Un partage non équitable du courant de charge le long des  $n$  onduleurs est observé. Nous examinons le cas où l'une des impédances d'une phase d'une même ligne est différente de celles des autres phases. Cela provoque l'apparition d'un important courant de circulation entre les différents modules qui nuit considérablement au bon fonctionnement du circuit. Ce courant de circulation est représenté par une composante de fréquence égale à la fréquence du réseau et d'une autre composante de haute fréquence essentiellement due à la fréquence de commutation.

A partir du modèle moyen équivalent établi en régime permanent, on pourrait déterminer d'une manière analytique et pour un nombre arbitraire de MPO les paramètres de la SPWM indépendamment des modules présentant une différence entre les impédances d'une phase d'une même ligne de telle manière à ce que le courant de circulation soit réduit d'une manière significative. Une modulation avec des paramètres corrigés est élaborée pour permettre de réduire d'une façon appréciable ce courant de circulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK®. Une réduction de plus de 90% est observée par rapport au cas où tous les bras d'onduleurs sont gérés par la même modulation.

# ***Chapitre II***

## ***Modèle Equivalent Moyen des n Onduleurs Reliés au Réseau***

## II.1. Introduction

Au niveau de ce chapitre nous développons un modèle moyen pour l'ensemble des  $n$  onduleurs connectés à un réseau qui peut être infini. La particularité de notre étude est qu'elle porte sur la présence de l'impédance de ligne du réseau ainsi que sur les impédances des lignes qui relient les différents onduleurs au point de connexion.

## II. 2. Modélisation moyenne par bras d'un onduleur de tension relié à un réseau

La Figure II.1 montre un onduleur de tension relié à un réseau. Dans ce cas, l'impédance  $Z$  représente en réalité la mise en série de l'impédance de ligne  $Z_l$  et de l'impédance du réseau  $Z_g$ .

Chaque bras de l'onduleur, constitué d'interrupteurs bidirectionnels, pourrait être alors représenté par son modèle moyen. Ensuite, le modèle mathématique moyen de l'ensemble de l'onduleur triphasé pourrait être obtenu par la mise en connexion de ces modèles par bras d'onduleur au réseau [92].

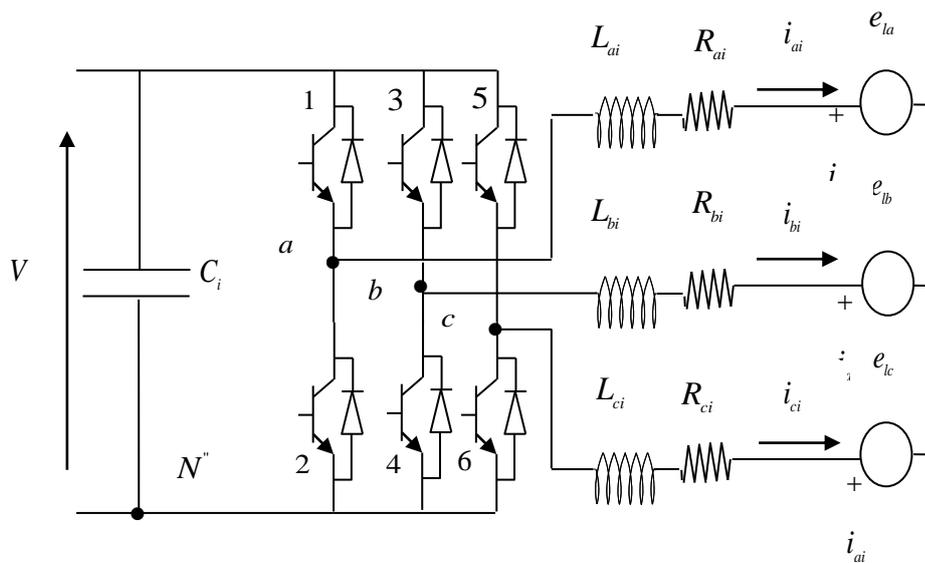


Fig. II. 1. Onduleur de tension relié à un réseau

### II.2.1. Model moyen par bras d'onduleur

Soit le bras de l'onduleur représenté par la Fig. II. 2. Ce dernier est composé de deux interrupteurs reliés d'un coté à la source de tension continue par le biais d'une capacité et de l'autre coté à une source de courant par le biais d'une inductance.

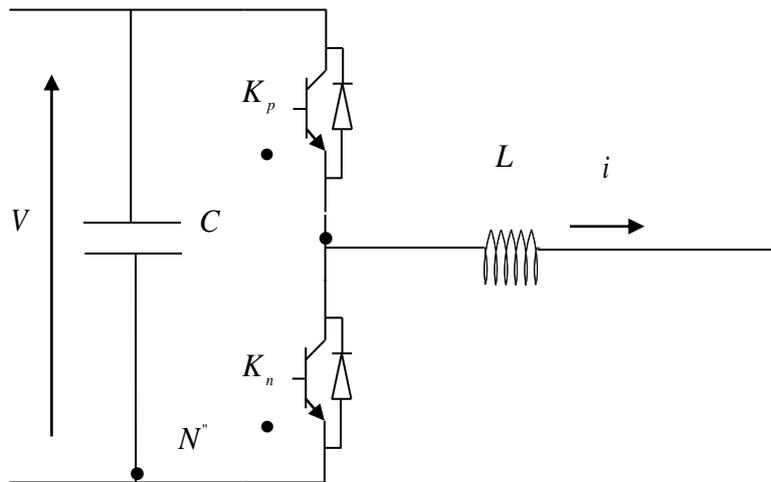


Fig. II. 2. Modèle moyen par bras d'onduleur

Cette configuration impose à la fois que les deux interrupteurs ne peuvent ni être fermés ni être ouverts simultanément. La première condition garantirait que la source de tension ne soit jamais court-circuitée alors que la seconde garantirait que la source de courant ne soit jamais ouverte. Maintenant, si on définit le rapport cyclique  $d_p$  pour les interrupteurs  $K_p$  et  $K_n$  de telle manière à ce qu'ils soient fermés respectivement pendant un intervalle de temps égale à  $d_p T_s$  et  $(1-d_p)T_s$  où  $T_s$  est la période de commutation, et que l'on assume que les variations du courant  $i$  et de la tension  $v$ , pendant une période de commutations soient négligeables devant leurs valeurs moyennes pendant cette même période, on pourrait adopter le modèle moyen de la Fig. II. 2 pour le bras d'onduleur. De ce fait, celui-ci pourrait être modélisé

suivant le schéma de la Fig. II. 3 où la source de tension et la source de courant sont représentées respectivement par leurs valeurs moyennes  $d_p v$  et  $d_p i$  [93] :

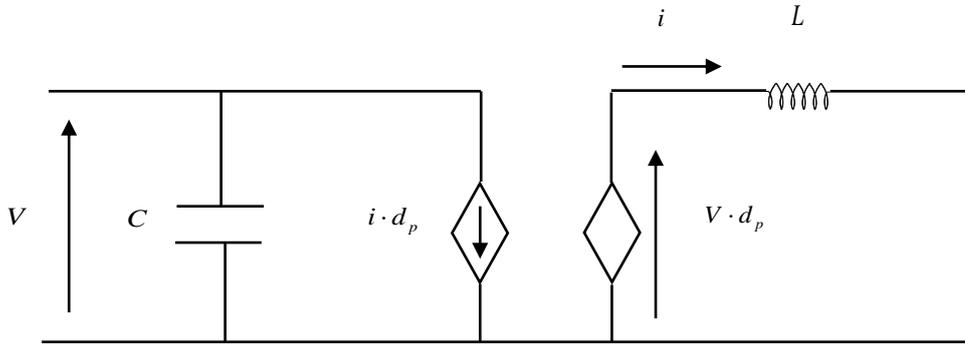


Fig. II. 3 Modèle moyen d'un bras d'onduleur

### II.2.2. Modèle moyen de l'onduleur de tension

Le modèle moyen de l'onduleur triphasé de tension est obtenu en reliant les modèles moyens des trois bras à la charge qui n'est en fait que le réseau (voir Fig. II. 4). Dans le cas d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'une impédance, une tension induite par la séquence zéro ne peut pas générer un courant de circulation du fait de la non-existence d'un possible chemin de parcours [8].

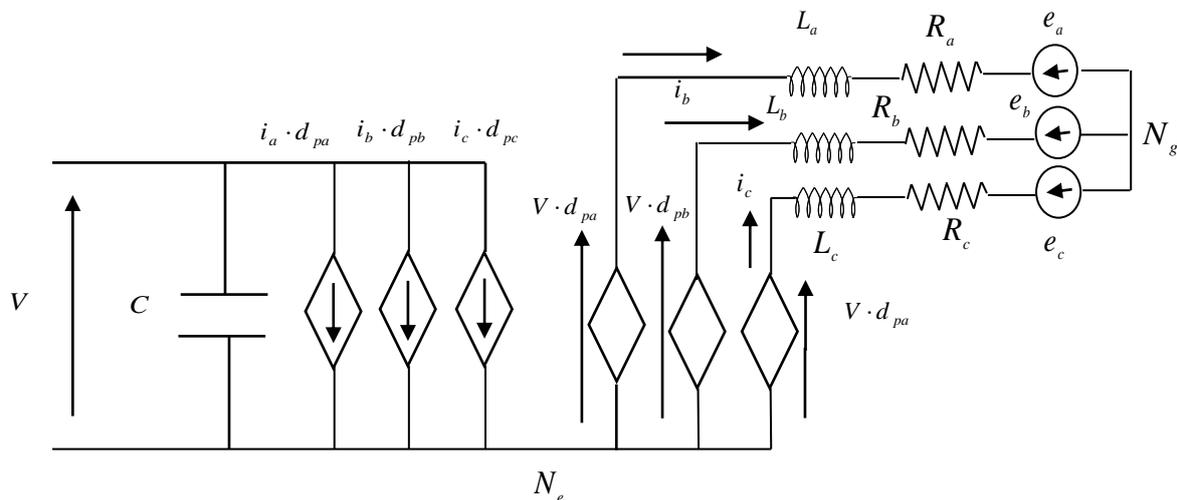


Fig. II.4. Modèle moyen d'un onduleur relié à un réseau

### II.2.3. Modèle moyen de la mise en parallèle

#### II.2.3.1 Modèle moyen dans le repère stationnaire abc

La structure est composée de  $n$  onduleurs identiques connectés en parallèle en entrée et en sortie. La structure alimente une charge constituée d'un réseau triphasé connecté au point commun de connexion par une impédance de ligne. L'impédance du réseau en série avec celle de la ligne sera dénotée comme étant égale à  $Z_g$ . L'amplitude maximale de la tension entre phase et neutre du réseau est égale à  $V_m$ . Une telle charge est considérée pour montrer que, même avec un cas particulier (réseau infini caractérisé par une impédance nulle), le modèle utilisé donne des résultats satisfaisants. Chaque onduleur est connecté au réseau par l'intermédiaire de l'impédance de la ligne qui se caractérise par un élément passif ( $L_{j,k}, R_{j,k}$ ), où "j" désigne la phase (a, b ou c) et "k" désigne le  $k^{ieme}$  onduleur. La Figure II.5 montre la structure du système des  $n$  onduleurs connectés en parallèle qui fait l'objet de notre étude [94].

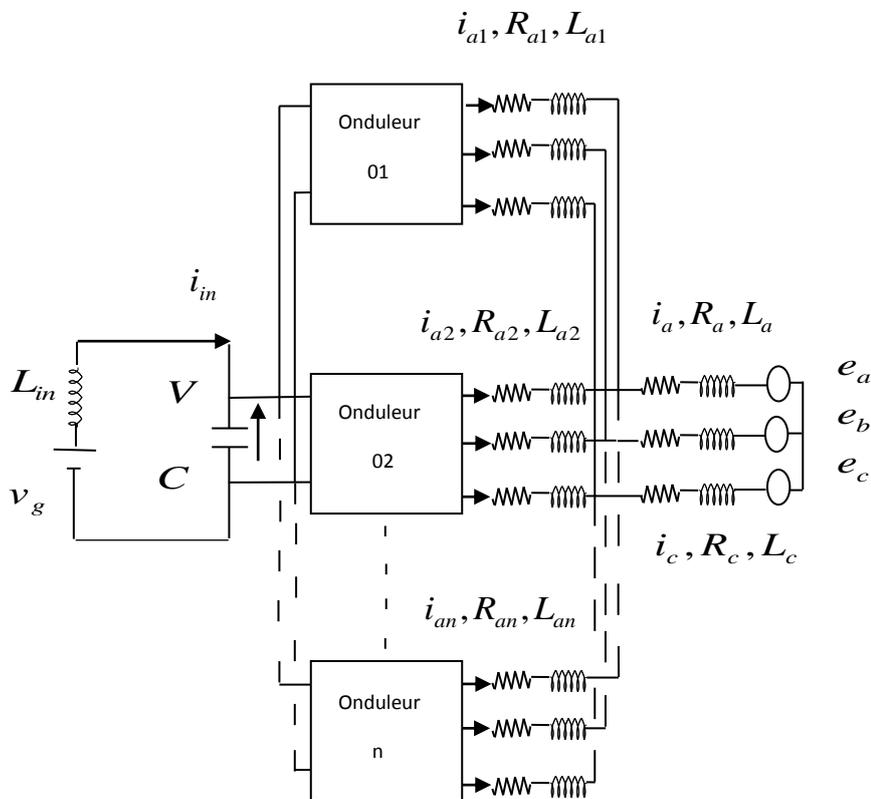


Fig. II.5 Circuit global de la mise en parallèle des  $n$  onduleurs

Une des caractéristiques de la mise en parallèle directe des  $n$  onduleurs est l'éventuelle présence des courants de circulation entre les différents modules. En effet, une légère différence entre les éléments constituant l'onduleur peut engendrer un courant de circulation. Suivant l'état de conduction des interrupteurs, un chemin de parcours est possible pour le courant de circulation lors d'une connexion de deux onduleurs en parallèle. De ce fait plusieurs courants de circulation peuvent prendre naissance lors d'une mise en parallèle d'un nombre donné d'onduleurs. Au lieu d'analyser tous ces cas de figure, le courant de circulation de la séquence zéro (CSZ) de l'onduleur  $k$  est défini comme étant égal, d'une part, à la somme des trois courants de phases de chaque onduleur et d'autre part à la somme des  $n-1$  chemins possibles des différents courants de circulation de la séquence zéro  $i_{zki}$  entre l'onduleur  $k$  et les  $n-1$  onduleurs [8] tel que :

$$i_{zk} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n i_{zki} \quad (\text{II.1})$$

La mise en application de cette technique de modélisation à l'ensemble de la structure, composée de  $n$  onduleurs mis en parallèle et reliés au réseau par le biais de différentes impédances de ligne et du réseau, permet de développer le modèle moyen. Cette configuration montre les différents courants de circulation entre les différents modules. Pour de faibles valeurs de la tension de la séquence zéro, la faible impédance du chemin de parcours peut engendrer des courants de circulation importants qui nuisent fortement au bon fonctionnement de la structure. Cela peut causer d'importantes contraintes liées aux courants des interrupteurs qui peuvent causer la défaillance du convertisseur. A partir de la Figure II.7, pour chaque onduleur on peut observer  $n-1$  chemins de parcours des courants de circulation.

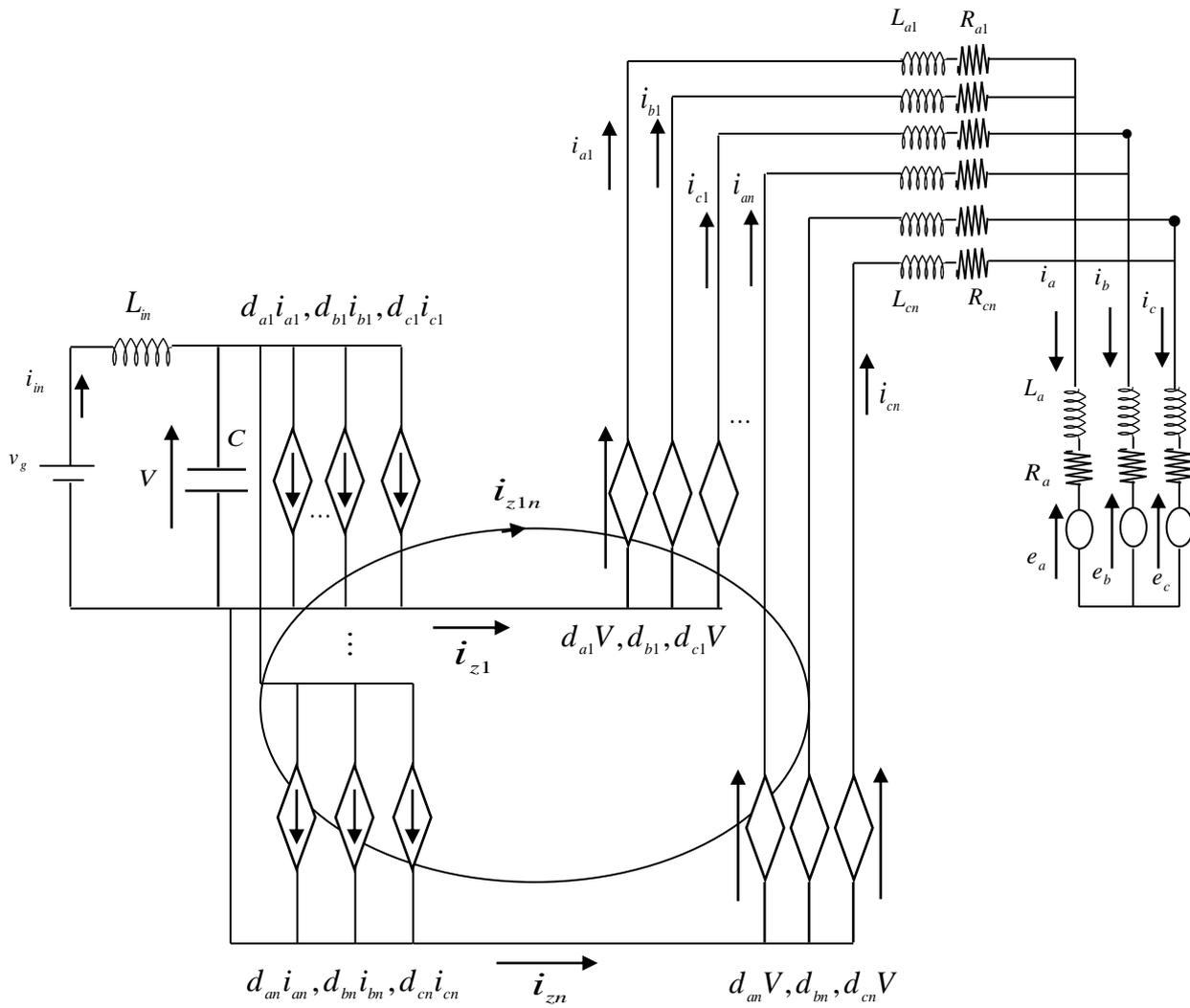


Fig. II.6. Model moyen de la structure de la mise en parallèle des  $n$  onduleurs

A partir de la Fig. II.7, on peut écrire les équations électriques suivantes :

$$\left. \begin{aligned}
 L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_{in} - \sum_{k=1}^n d_{3k-2} i_{ak} - \sum_{k=1}^n d_{3k-1} i_{bk} - \sum_{k=1}^n d_{3k} i_{ck} \\
 L_{ai} \frac{di_{ai}}{dt} &= d_{3k-2} V - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{ak}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{ak} - R_{ai} i_{ai} - e_a + V_{N'N} \\
 L_{bi} \frac{di_{bi}}{dt} &= d_{3k-1} V - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{bk}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{bk} - R_{bi} i_{bi} - e_b + V_{N'N} \\
 L_{ci} \frac{di_{ci}}{dt} &= d_{3k} V - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{ck}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{ck} - R_{ci} i_{ci} - e_c + V_{N'N}
 \end{aligned} \right\} \quad (II.2)$$

où  $L_{in}$ ,  $i_{in}$  and  $i_{ak}$  représentent respectivement l'inductance d'entrée, le courant d'entrée et le courant de la ligne (a) de l'onduleur.  $C$  étant la somme des capacités d'entrées de chaque onduleur. Où  $e_a$ ,  $e_b$  and  $e_c$  sont les tensions simples des phases a, b et c du réseau et où  $d_{3k-2}$ ,  $d_{3k-1}$ ,  $d_{3k}$  sont respectivement les rapports cycliques des phases a, b et c du  $k^{th}$  onduleur.

$R_g$  et  $L_g$  sont la résistance et l'inductance du réseau.  $L_{ak}$ ,  $L_{bk}$ ,  $L_{ck}$  et  $R_k$ ,  $R_{bk}$  et  $R_{ck}$  représentent respectivement les inductances et les résistances des lignes a, b, et c de l'onduleur  $k$ .

$v_g$ ,  $V$  et  $V_{N'N}$  représentent respectivement la tension d'entrée, la tension aux bornes du condensateur d'entrée et la tension du mode commun défini par la différence de potentiel entre le point neutre du réseau et le pôle négatif de la tension d'entrée des onduleurs.

$R_g$  et  $L_g$  étant respectivement la résistance et l'inductance du réseau et celles de la ligne reliant ce dernier au point commun de connexion. Les impédances des trois phases sont supposées

égales. De ce fait, le système d'équations (II. 2) pourrait être transformé en un système d'équations entre phases et ce pour que le mode commun ne soit pas pris en considération.

Cela se traduirait par le système d'équations (II. 3) suivant :

$$\left. \begin{aligned}
 L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_{in} - \sum_{k=1}^n d_{3k-2} i_{ak} - \sum_{k=1}^n d_{3k-1} i_{bk} - \sum_{k=1}^n d_{3k} i_{ck} \\
 L_{ai} \frac{di_{ai}}{dt} - L_{bi} \frac{di_{bi}}{dt} &= (d_{3k-2} - d_{3k-1})V - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{ak}}{dt} - \frac{di_{bk}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{ak} - i_{bk}) - R_{ai} i_{ai} + R_{bi} i_{bi} - e_a + e_b \\
 L_{bi} \frac{di_{bi}}{dt} - L_{ci} \frac{di_{ci}}{dt} &= (d_{3k-1} - d_{3k})V - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{bk}}{dt} - \frac{di_{ck}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{bk} - i_{ck}) - R_{bi} i_{bi} + R_{ci} i_{ci} - e_b + e_c \\
 L_{ci} \frac{di_{ci}}{dt} - L_{ai} \frac{di_{ai}}{dt} &= (d_{3k} - d_{3k-2})V - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{ck}}{dt} - \frac{di_{ak}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{ck} - i_{ak}) - R_{ci} i_{ci} + R_{ai} i_{ai} - e_c - e_a
 \end{aligned} \right\} \quad (II.3)$$

La demande incessante de l'industrie pour la fabrication de modules à très faibles tolérances a pour conséquence la réalisation d'une manière raisonnable d'onduleurs identiques. De ce fait, si l'on considère que l'ensemble des  $n$  modules sont parfaitement identiques et qu'ils sont gérés par des rapports cycliques similaires permettant aux tensions délivrées par chacun des onduleurs d'être parfaitement sinusoïdales et équilibrées, les courants de la séquence zéro sont nuls. Le système d'équations peut encore se simplifier et devient :

$$\left. \begin{aligned}
 L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_{in} - d_1 i_a - d_2 i_b - d_3 i_c \\
 \left( \frac{L_l}{n} + L_g \right) \frac{di_{ab}}{dt} &= (d_1 - d_2)V - \left( \frac{R_l}{n} + R_g \right) i_{ab} - e_a + e_b \\
 \left( \frac{L_l}{n} + L_g \right) \frac{di_{bc}}{dt} &= (d_2 - d_3)V - \left( \frac{R_l}{n} + R_g \right) i_{bc} - e_b + e_c \\
 \left( \frac{L_l}{n} + L_g \right) \frac{di_{ca}}{dt} &= (d_3 - d_1)V - \left( \frac{R_l}{n} + R_g \right) i_{ca} - e_c + e_a
 \end{aligned} \right\} \quad (II.4)$$

### II. 2.3.2. Modèle moyen dans le repère tournant $d-q$

La résolution d'un tel système dans le repère stationnaire est complexe. De ce fait, est-il alors possible de trouver une transformation  $T$  qui permette de contourner cette difficulté et de résoudre un tel système analytiquement ? Il est alors nécessaire d'effectuer un changement de repère pour la conversion des grandeurs sinusoïdales en des grandeurs continues. Les valeurs moyennes des grandeurs sont ainsi converties dans un repère tournant dans lequel le système d'équations apparaîtrait moins complexe [95,96]. Cela pourrait être obtenu par l'application de la transformée  $T$  de Park qui se traduit par :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Pour des raisons de simplicité, on suppose que les impédances de ligne de chaque onduleur ainsi que celles du réseau sont égales, tel que :

$$\left. \begin{array}{l} R_{ai} = R_{bi} = R_{ci} = R_{li} \\ R_a = R_b = R_c = R_g \\ L_{ai} = L_{bi} = L_{ci} = L_{li} \\ L_a = L_b = L_c = L_g \end{array} \right\} \quad (\text{II.6})$$

L'application de cette transformée au système d'équations (II. 4) se traduit par un nouveau système d'équations dans le repère tournant  $d-q$  tel que :

$$\left. \begin{aligned}
 L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_{in} - \sum_{k=1}^n d_{dk} i_{dk} - \sum_{k=1}^n d_{qk} i_{qk} - \sum_{k=1}^n d_{zk} i_{zk} \\
 L_{lk} \frac{di_{qk}}{dt} &= d_{dk} V + L_{lk} \omega i_{qk} + L_g \omega \sum_{k=1}^n i_{qk} - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{dk}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{dk} - R_{lk} i_{dk} - e_{dl} \\
 L_{lk} \frac{di_{qk}}{dt} &= d_{qk} V - L_{lk} \omega i_{dk} - L_g \omega \sum_{k=1}^n i_{dk} - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{qk}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{qk} - R_{lk} i_{qi} - e_{ql} \\
 L_{lk} \frac{di_{zk}}{dt} &= d_{zk} V - R_{lk} i_{zk} - e_{zl} + \sqrt{3} V_{N'N}
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.7})$$

Où :

- $d_{dk}, d_{qk}$  et  $d_{zk}$  sont respectivement les composantes directes, inverses et homopolaires des rapports cycliques  $d_{3k-2}, d_{3k-1}$  et  $d_{3k}$  de l'onduleur  $k$ .
- $e_{dl}, e_{ql}$  et  $e_{zl}$  sont respectivement les composantes directes, inverses et homopolaires des tensions composées  $e_a, e_b$  et  $e_c$  du réseau.

Ainsi un modèle équivalent moyen dans le repère  $d$ - $q$  peut être représenté dans le cas général (différentes impédances de lignes et SPWM pour chaque onduleur) par la Fig. II.7. L'application de la transformée de Laplace aux équations électriques déduites de cette dernière figure permet d'obtenir le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \\ d_{d2} \\ d_{q2} \\ \vdots \\ d_{dn} \\ d_{qn} \end{bmatrix} V - \begin{bmatrix} e_{ld} \\ e_{lq} \\ e_{ld} \\ e_{lq} \\ \vdots \\ e_{ld} \\ e_{lq} \end{bmatrix} = \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} R_1 + R_g + s(L_1 + L_g) & -\omega(L_1 + L_g) & R_g + sL_g & -\omega L_g & \cdots & R_g + sL_g & -\omega L_g \\ \omega(L_1 + L_g) & R_1 + R_g + s(L_1 + L_g) & \omega L_g & R_g + sL_g & \cdots & \omega L_g & R_g + sL_g \\ R_g + sL_g & -\omega L_g & R_2 + R_g + s(L_2 + L_g) & -\omega(L_2 + L_g) & \cdots & R_g + sL_g & -\omega L_g \\ \omega L_g & R_g + sL_g & \omega(L_2 + L_g) & R_2 + R_g + s(L_2 + L_g) & \cdots & \omega L_g & R_g + sL_g \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ R_g + sL_g & -\omega L_g & R_g + sL_g & -\omega L_g & \cdots & R_n + R_g + s(L_n + L_g) & -\omega(L_n + L_g) \\ \omega L_g & R_g + sL_g & \omega L_g & R_g + sL_g & \cdots & \omega(L_2 + L_g) & R_n + R_g + s(L_n + L_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \\ \vdots \\ i_{dn} \\ i_{qn} \end{bmatrix}$$



La solution analytique de ce système d'équations détermine les composantes directes et inverses des courants de ligne de chaque onduleur. Mais vu la complexité de sa résolution, des hypothèses simplificatrices mais toutefois concordantes avec l'objectif visé, s'imposent.

Si les conditions établies à partir de l'équation (II.5) sont réunies, le schéma équivalent moyen de la Fig. II.7 se simplifie et sera représenté par la Fig. II.8. Il faudra noter que dans ce cas précis, les courants de la séquence zéro sont nuls et que les composantes directes et inverses  $i_{d1}$ ,  $e_{d1}$ ,  $i_{q1}$  et  $e_{q1}$  sont les transformées dans le repère  $d-q$  des courants de ligne et des tensions simples du réseau.

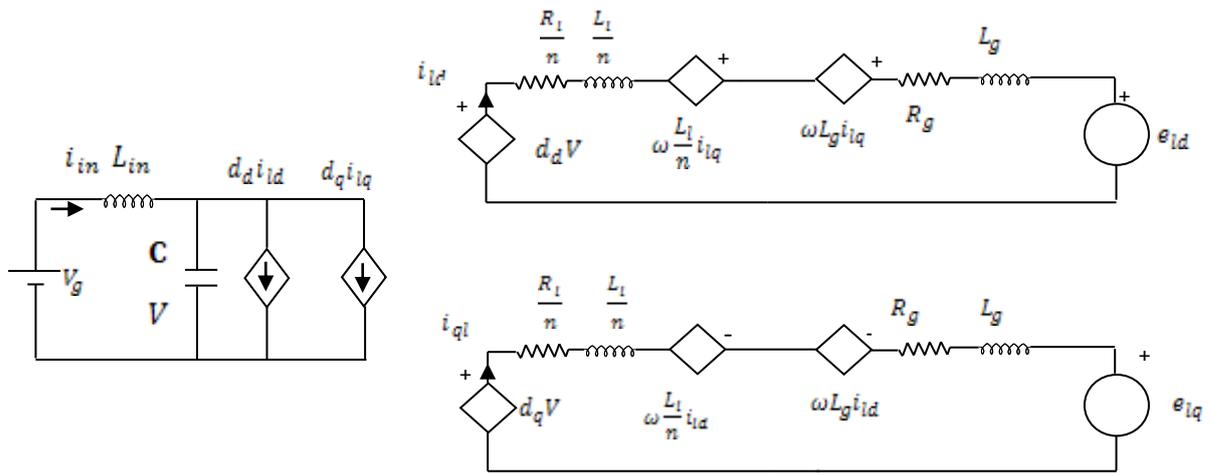


Fig. II.8. Schéma équivalent moyen simplifié dans le repère  $d-q$  de  $n$  onduleurs identiques

Le système d'équations (II.7) peut être écrit sous la forme d'espace d'état [97-100] d'ordre  $3n + 2$ . L'application de la transformée de Park au système d'équations (II.1), pour le cas où l'impédance du réseau est nulle, donne le nouveau système d'équations qui s'écrit, dans l'espace d'état, comme suit :

$$\dot{X}_{dq} = A_{dq} X_{dq} + B_{dq} \quad (\text{II.9})$$

où les matrices  $A_{dq}$ ,  $B_{dq}$  and  $X_{dq}$  ont la représentation suivante :

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{d_{d1}}{3C} & -\frac{d_{q1}}{3C} & \dots & -\frac{d_{dn}}{3C} & -\frac{d_{qn}}{3C} \\ 0 & \frac{d_{d1}}{L_1} & -\frac{R_1}{L_1} & \omega & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d_{q1}}{L_1} & -\omega & -\frac{R_1}{L_1} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \frac{d_{dn}}{L_n} & 0 & 0 & \dots & -\frac{R_n}{L_n} & \omega \\ 0 & \frac{d_{qn}}{L_n} & 0 & 0 & \dots & -\omega & -\frac{R_n}{L_n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$B_{dq}^t = \begin{bmatrix} \frac{v_g}{L_{in}} & 0 & \frac{e_d}{L_1} & \frac{e_q}{L_1} & \dots & \frac{e_d}{L_n} & \frac{e_q}{L_n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$X_{dq}^t = \begin{bmatrix} i_{in} & V & i_{d1} & i_{q1} & \dots & i_{dn} & i_{qn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

où  $e_d$  et  $e_q$  sont respectivement les composantes directe et inverse de la tension entre phase du réseau triphasé infini,  $d_{di}$  et  $d_{qi}$  sont les composantes directe et inverse des différences entre rapports cycliques.

A partir de ces équations, on peut obtenir le modèle moyen équivalent, aboutissant à la Fig. II. 9, des  $n$  onduleurs connectés en parallèle. Si tous les onduleurs sont identiques et qu'ils ont les mêmes paramètres de modulation, le modèle moyen équivalent menant à la Fig. II. 9 peut être soit ramené du côté de la source continue soit du côté utilitaire dans le repère  $d-q$ . Le transformateur fictif [101] de la Fig. II. 9 ne représente que la transformation du courant et de celle de la tension du côté primaire au côté secondaire. Le rapport de transformation est  $\frac{d_d}{3}$

pour la composante directe et  $\frac{d_d}{3}$  pour la composante indirecte. La réponse de n'importe quelle variable du circuit peut être obtenue dans le repère de  $d-q$ . La transformée inverse peut être appliquée pour obtenir la réponse temporelle de la variable désirée.

A partir circuit de la Fig. II. 9, on peut analyser les différents aspects de la structure à savoir : le courant d'entrée, les courants dans la charge, l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie, les différentes fonctions de transfert, etc. L'analyse de la stabilité du circuit en boucle ouverte peut être effectuée.

Il faudrait noter que dans le schéma équivalent de la Fig. II. 9, les courants  $i_d$  et  $i_q$  représentent les transformées directe et inverse des courants  $i_{ab}$ ,  $i_{bc}$  et  $i_{ca}$ . De même  $e_d$  et  $e_q$  sont les transformées directe et inverse des tensions entre phases du réseau.

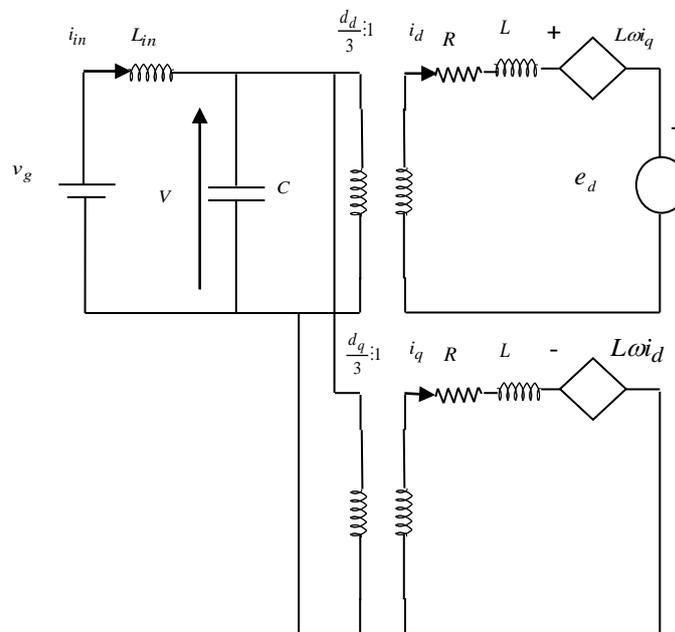
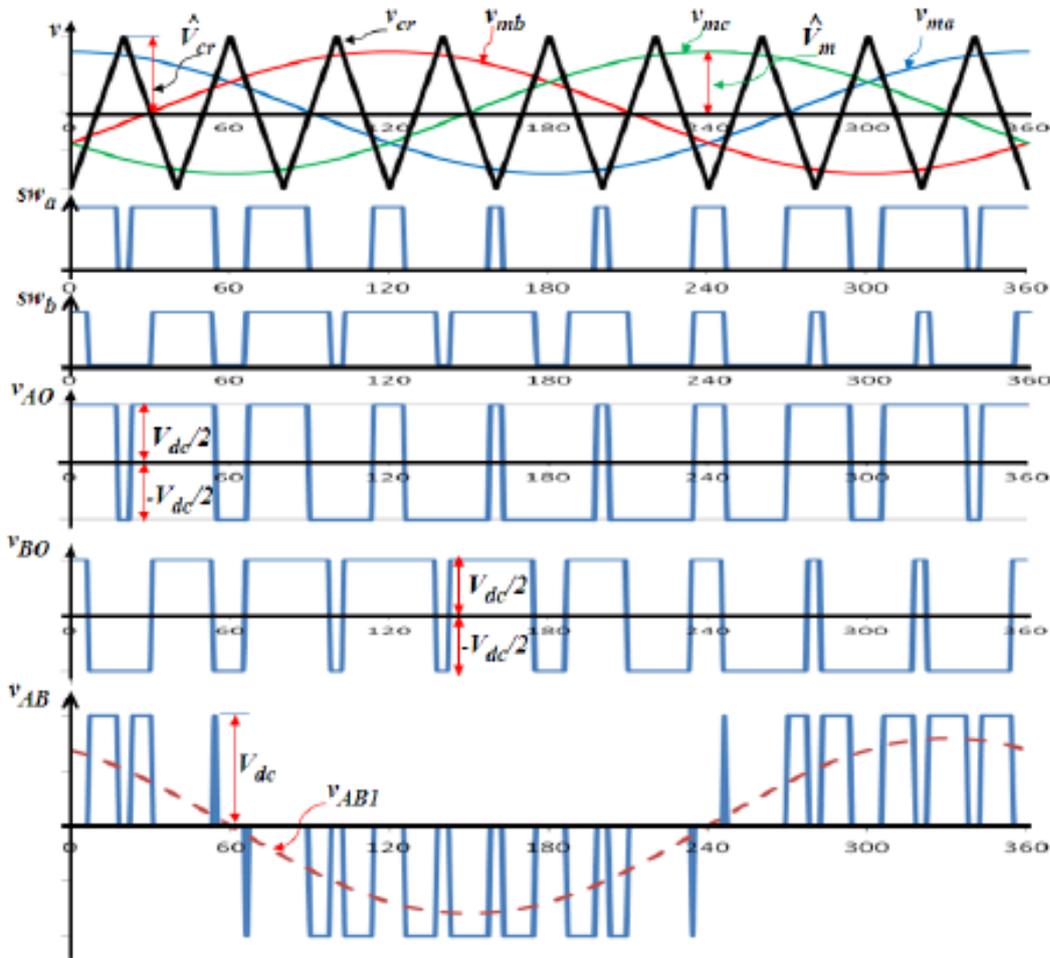


Fig. II.9. Circuit équivalent moyen des  $n$  onduleurs identiques mis en parallèle.

On suppose que les impédances des phases de chaque onduleur sont identiques et qu'une modulation triangulo-sinusoidale (Fig. II. 1) [102] est appliquée à l'ensemble des onduleurs. Le signal de la porteuse est un signal triangulaire et la modulante de chaque bras est un signal sinusoidal décalé de  $120^\circ$ . La comparaison entre les modulantes et la porteuse détermine les signaux logiques  $s_{wa}$ ,  $s_{wb}$  et  $s_{wc}$  associés respectivement aux interrupteurs des bras a, b et c de l'onduleur pour leurs éventuelles ouverture ou fermeture. Les tensions de phase par rapport

au point milieu de l'entrée continue ainsi que la tension entre phase peuvent être illustrées par la Fig. II.10 [103].



Figs. II. 10. Exemple d'une modulation sinusoïdale SPWM appliquée à un onduleur triphasé [103].

D'autres techniques de modulation ont été développés pour d'une part augmenter la plage de variation du fondamentale de la tension de phase et d'autre part réduire en grande partie les harmoniques associées. Pour notre cas d'étude, ou l'analyse développée ne concerne que les

variations moyennes de courant et de tensions et que les harmoniques sont volontairement négligées, l'application de la SPWM réduit considérablement la complexité de l'étude.

Les modulantes des trois phases pour une modulation sinusoïdale SPWM peuvent avoir la forme suivante :

$$D_{ai} = d_{mi} \cos(\omega t - \varphi_i) \quad (\text{II.13})$$

$$D_{bi} = d_{mi} \cos\left(\omega t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.14})$$

$$D_{ci} = d_{mi} \cos\left(\omega t - \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.15})$$

A partir des équations (II.13 à II.15), on peut tirer les rapports cycliques à appliquer aux trois bras de chaque onduleur pour que les tensions délivrées aient les propriétés d'un système triphasé équilibré. Après avoir considéré l'injection de la troisième harmonique permettant par rapport à la modulation sinusoïdale l'augmentation de l'indice de modulation au-delà de la valeur limite de l'amplitude maximale du fondamental de la tension de sortie et de réduire le THD, les expressions des rapports cycliques de cette PWM s'expriment ainsi :

$$d_{ai} = \frac{1}{2} \left(1 + d_{mi} \cos(\omega t - \varphi_i) - \frac{d_{mi}}{6} \cos(3\omega t)\right) \quad (\text{II.16})$$

$$d_{bi} = \frac{1}{2} \left(1 + d_{mi} \cos\left(\omega t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{d_{mi}}{6} \cos(3\omega t)\right) \quad (\text{II.17})$$

$$d_{ci} = \frac{1}{2} \left(1 + d_{mi} \cos\left(\omega t - \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{d_{mi}}{6} \cos(3\omega t)\right) \quad (\text{II.18})$$

Les conditions, énumérées précédemment, garantissent le fonctionnement sans la présence d'un courant de circulation. Chaque onduleur produit un système triphasé équilibré en courant et on peut tirer les équations mathématiques qui déterminent l'état de fonctionnement du système. Dans la suite de notre étude on suppose que tous les onduleurs sont gérés par les mêmes rapports cycliques, qu'ils sont identiques, qu'ils présentent les mêmes paramètres de lignes et que les impédances des trois phases du réseau sont égales. A partir de ce modèle moyen simplifié, on pourrait ramener toutes les variables soit côté primaire soit du côté secondaire des transformateurs et étudier les paramètres de la structure.

### II.3.3.3. Modélisation par application des coefficients de connexions

Les équations électriques II.19 obtenues en utilisant les coefficients de connexion décrivent la manière avec laquelle la tension du condensateur est reliée à la phase de chaque onduleur [104-107]. Les équations électriques, pour les différentes topologies au cours du  $j^{eme}$  intervalle de conduction, sont données ainsi :

$$\left. \begin{aligned}
 L_m \frac{di_m}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_m - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k-2,j} - a_{3k-1,j}) i_{ak} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k-1} - a_{3k,j}) i_{bk} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k,j} - a_{3k-2,j}) i_{ck} \\
 L_{ai} \frac{di_{ai}}{dt} - L_{bi} \frac{di_{bi}}{dt} &= a_{3k-2,j} V + R_{bi} i_{bi} - R_{ai} i_{ai} - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{ak}}{dt} - \frac{di_{bk}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{ak} - i_{bk}) - e_a + e_b \\
 L_{bi} \frac{di_{bi}}{dt} - L_{ci} \frac{di_{ci}}{dt} &= a_{3k-1,j} V + R_{ci} i_{ci} - R_{bi} i_{bi} - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{bk}}{dt} - \frac{di_{ck}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{bk} - i_{ck}) - e_b + e_c \\
 L_{ci} \frac{di_{ci}}{dt} - L_{ai} \frac{di_{ai}}{dt} &= a_{3k,j} V + R_{ai} i_{ai} - R_{ci} i_{ci} - L_g \sum_{k=1}^n \left( \frac{di_{ck}}{dt} - \frac{di_{ak}}{dt} \right) - R_g \sum_{k=1}^n (i_{ck} - i_{ak}) - e_c + e_a
 \end{aligned} \right\} \quad (II.19)$$

où :

-  $a_{ij}$  représente la façon selon laquelle le commutateur relie la tension d'entrée aux trois branches de commutation pendant le  $j^{eme}$  intervalle du  $k^{ieme}$  onduleur. Ce coefficient peut prendre la valeur -1, 0 ou 1.

Le système est supposé être parfaitement équilibré et si les mêmes conditions que celles établies précédemment sont adoptées, le système d'équations (II. 19) peut être écrit sous la forme d'espace d'état d'ordre  $3n + 2$ .

Si la fréquence naturelle du convertisseur est faible par rapport à la fréquence de commutation et si l'ondulation des variables d'état peut être négligée par rapport à l'état d'équilibre correspondant alors la technique de la moyenne dans l'espace d'état peut être appliquée. Par conséquent, pendant une période de commutation (appliquée à l'Eq. (II.19)), l'ensemble du circuit peut être représenté par une équation unique dans l'espace d'état continu :

$$\left. \begin{aligned}
 L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_g - V \\
 C \frac{dV}{dt} &= i_{in} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k-2} - a_{3k-1}) i_{ak} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k-1} - a_{3k}) i_{bk} - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^n (a_{3k} - a_{3k-2}) i_{ck} \\
 L \frac{di_{abi}}{dt} &= a_{3k-2} V - R_l i_{abi} - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{abk}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{abk} - e_a + e_b \\
 L \frac{di_{bci}}{dt} &= a_{3k-1} V - R_l i_{bci} - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{bck}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{bck} - e_b + e_c \\
 L \frac{di_{cai}}{dt} &= a_{3k} V - R_l i_{cai} - L_g \sum_{k=1}^n \frac{di_{cak}}{dt} - R_g \sum_{k=1}^n i_{cak} - e_c + e_a
 \end{aligned} \right\} \quad (II.20)$$

Pour obtenir un système triphasé équilibré capable de fournir à la charge une tension triphasée équilibrée, les coefficients moyens de connexion  $a_{k-2}, a_{k-1}$  et  $a_k$  doivent obligatoirement avoir la forme suivante :

$$\left. \begin{aligned} a_{k-2} &= A_k \sin(\omega t - \phi) \\ a_{k-1} &= A_k \sin\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ a_{3k} &= A_k \sin\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.21})$$

On remarque que les systèmes d'équations (II.7) et (II.20) sont similaires et selon la technique de modulation utilisée, on peut faire ressortir les relations entre les coefficients moyens de connexion et les rapports cycliques de la modulation utilisée. Les coefficients  $a_1, a_2$  et  $a_3$  représentent les coefficients moyens de connexion de la tension  $V$  de la capacité à la charge. A partir de ce résultat, on constate que les deux techniques de modélisation présentent des résultats identiques. En réalité les coefficients moyens de connexion ne sont que les rapports cycliques définis par la modélisation moyenne par bras d'onduleur.

#### II. 4. Schéma équivalent moyen par phase en régime permanent

A partir de la Figure II. 8 et pour une modulation sinusoïdale donnée appliquée à chaque module de telle sorte que la séquence zéro de la modulation soit nulle, le schéma moyen par phase de la structure globale en régime permanent, est représenté par la Fig. II. 11. L'analyse de celui-ci montre qu'un courant de circulation moyen est obtenu si, au point de connexion commun, chacun des onduleurs produit un même courant de phase indépendamment du déséquilibre des lignes. Est-il alors possible d'agir sur les paramètres de la modulation utilisée pour que le courant de circulation moyen soit réduit en grande partie ? La réponse à cette question fera l'objet du chapitre IV

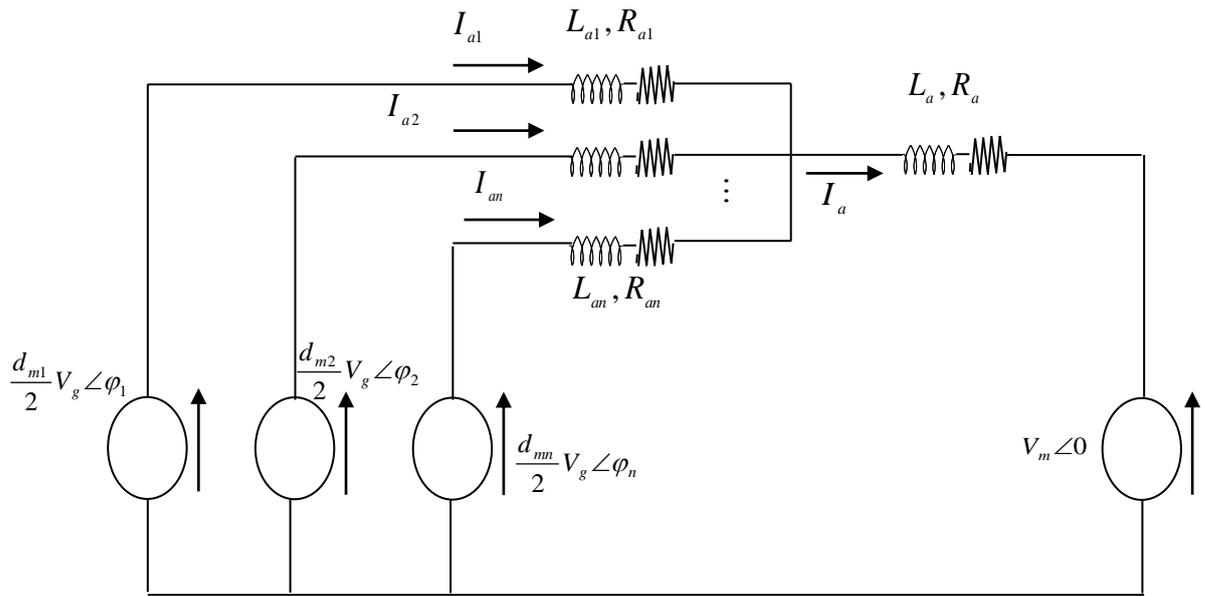


Fig. II.11. Schéma équivalent moyen par phase en régime établi de  $n$  onduleurs mis en parallèle.

## II.5. Conclusion

L'étude analytique de la MPO en fonction des intervalles de commutations nous conduit à établir plusieurs systèmes d'équations non linéaires. L'application de la moyenne par bras d'onduleur nous a permis de synthétiser un seul système d'équations non linéaire. Ce système non linéaire représente le fonctionnement moyen du circuit sur une période de commutation. L'application de la transformée de Park permet d'obtenir un système d'équations linéaire puis un schéma équivalent moyen plus simple à étudier. La résolution de ce système d'équations simplifie l'obtention de solutions analytiques moyennes des différentes variables d'état du circuit. L'évaluation de ce système associé au schéma équivalent moyen prédit d'une manière rapide et exacte les performances sous plusieurs configurations de la structure étudiée. Cela fait l'objet d'étude du chapitre suivant afin d'établir les conditions à satisfaire pour un fonctionnement correct de la structure

## ***Chapitre III.***

### ***Analyse de la Stabilité de la Mise en Parallèle des Onduleurs sur le Réseau***

### III.1 Introduction

Vu du réseau, le nombre croissant des installations photovoltaïques et des systèmes éoliens mène, d'une manière systématique, à une structure connectée à un point commun. Ce couplage au réseau peut inévitablement conduire à un fonctionnement indésirable ou même instable.

Une fois qu'un modèle moyen est développé, il est possible d'étudier le comportement du circuit global en fonction des différents paramètres de la structure. Du fait que la mise en parallèle des onduleurs nécessite la connexion d'un certain nombre de modules au point commun de liaison, cela impose l'étude de l'effet du couplage entre ces différents modules et le réseau et, ce pour déterminer les conséquences de l'effet de ce couplage sur les performances ainsi que les contraintes à respecter pour un fonctionnement acceptable du circuit.

### III. 2- Résolution Analytique de la mise en parallèle des $n$ Onduleurs

Toutes les expressions analytiques établies à partir du circuit équivalent moyen nous permettent, pour une modulation sinusoïdale, de déterminer les différentes variables de la structure. Toutes les expressions analytiques partagent la même équation caractéristique exprimée par :

$$D_n = CL_{in}L^2s^4 + 2CL_{in}LRs^3 + (L^2 + CL_{in}(R^2 + L^2\omega^2) + 3L_{in}Ld_m^2/8)s^2 + R(2L + 3L_{in}d_m^2/8)s + (R^2 + L^2\omega^2) \quad (\text{III.1})$$

Les positions des zéros de l'équation caractéristique et ce, quelque soit la valeur et la nature de l'impédance de couplage et du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle, sont fonction des paramètres du circuit et peuvent ainsi être déterminés.

Les expressions du courant moyen d'entrée, de la tension du condensateur d'entrée, des courants direct et inverse au niveau du réseau par rapport à la tension d'entrée continue et la tension simple du réseau ainsi que les différents paramètres du circuit sont données par les relations suivantes :

$$i_m(s) = \frac{(CL^2s^3 + 2CLRs^2 + (\frac{3}{8}Ld_m^2 + C(R^2 + L^2\omega^2))s^2 + \frac{3}{8}Rd_m^2)v_g(s) - \frac{3d_m}{4}(sL\cos(\varphi) + R\cos(\varphi) + L\omega\sin(\varphi))V_m(s)}{D_n} \quad (\text{III.2})$$

$$v(s) = \frac{(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + L^2\omega^2)v_g(s) + \frac{3}{4}L_m d_m s(sL \cos(\varphi) + R\cos(\varphi) + L\omega\sin(\varphi))V_m(s)}{D_n} \quad (\text{III.3})$$

$$i_d(s) = \frac{\frac{d_m}{2}[\cos(\varphi)(R + sL) - L\omega\sin(\varphi)]v(s) - (R + sL)e_d(s)}{(R + sL)^2 + L^2\omega^2} \quad (\text{III.4})$$

$$i_q(s) = \frac{\frac{d_m}{2}[\sin(\varphi)(R + sL) + L\omega\cos(\varphi)]v(s) + L\omega e_d(s)}{(R + sL)^2 + L^2\omega^2} \quad (\text{III.5})$$

Si tous les zéros de l'équation caractéristique (III. 1) sont situés dans le demi plan gauche du domaine fréquentiel ; et à partir du model moyen ramené au primaire du transformateur fictif (Fig. II.10), le courant moyen d'entrée et le courant de sortie par phase du réseau en régime permanent sont exprimés par :

$$I_{in} = \frac{\frac{3}{8}d_m^2 R v_g - \frac{3}{4}V_m d_m \|Z\| \cos(\varphi - \theta)}{\|Z\|^2} \quad (\text{III.6})$$

$$I_a = \frac{1}{\|Z\|} \left( \frac{d_m}{2} v_g \cos(\omega t - \frac{\pi}{6} - \varphi - \theta) - V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6} - \theta) \right) \quad (\text{III.7})$$

où  $\|z\|$  et  $\theta$  sont respectivement le déphasage et l'argument de l'impédance de couplage,  $v_m$  est définie comme étant égale à la valeur maximale de la tension simple du réseau triphasé infini.

La tension composée  $e_{ab}$  du réseau est prise comme référence pour les arguments.

### III.3. Performances de la connexion des $n$ onduleurs au réseau

Pour des valeurs fixées de  $L_{in}, d_m, \varphi, v_g$  et  $C$ , l'équation caractéristique montre clairement que la position des zéros dépend des valeurs de  $n, R$  et  $L$ . Pour une résistance de couplage nulle, les quatre zéros sont situés sur l'axe des imaginaires. Cela contribue à l'instabilité du système.

Pour justifier ce qui a été cité auparavant, on effectue l'analyse, dans les paragraphes suivants en considérant l'exemple dont les valeurs numériques sont données par le Tableau I.

Tableau. III.1. Paramètres de la structure

<b>Tension d'entrée</b>	$v_g = 400V$
<b>Filtre d'entrée</b>	$L_{in} = 5mH; C = 5mF$
<b>Spécification des onduleurs</b>	$\varphi = -\frac{\pi}{6}, d_m = 0.6, n = 2$
<b>Paramètres de ligne</b>	$L_l = 340\mu H, R_l = 0.1\Omega$
<b>Paramètres du réseau triphasé</b>	$E = 220\sqrt{2}V, L_g = 170\mu H, f = 50Hz$ $R_g = 0.05\Omega$

### III.3.1 Lieu des zéros de l'équation caractéristique du système

Pour le cas de deux onduleurs mis en parallèle avec une résistance de couplage nulle, l'équation caractéristique (III. 1) a quatre zéros situés sur l'axe des imaginaires ( $s_{1,2} = \pm j154,03$ ) et ( $s_{3,4} = \pm j407,92$ ) du domaine fréquentiel : ce qui rend le système instable pour le cas considéré.

Le courant de base est pris égal au courant d'entrée d'un onduleur individuel avec une impédance du réseau nulle ce qui donne un courant d'entrée moyen égale à 35A pour le cas considéré.

La Figure III.1 montre l'inexistence en régime permanent d'un courant d'entrée moyen. Par conséquent une résistance de couplage doit être insérée dans le circuit pour assurer la stabilité du système. Le déplacement de ces zéros à gauche de l'axe des imaginaires est plus pertinent pour le cas de la variation de la résistance du réseau que pour celle de la résistance de ligne. Pour un même déplacement des zéros de l'équation caractéristique, une variation double de la résistance de la ligne par rapport à celle de la résistance du réseau est exigée (Fig. III.2).

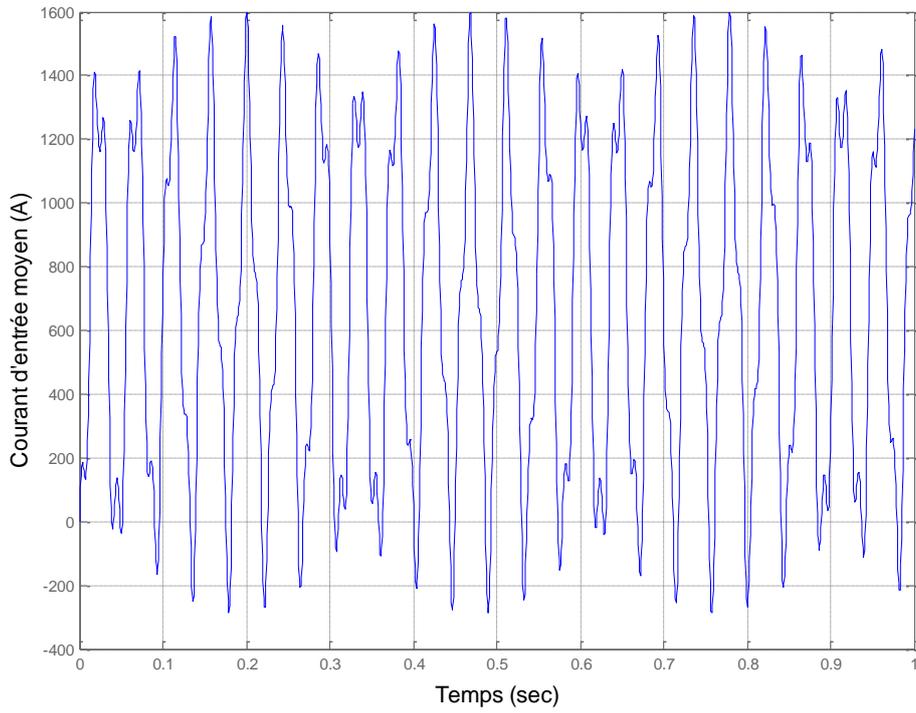


Fig. III.1. Courant d'entrée moyen pour la mise en parallèle de deux onduleurs avec une impédance de couplage nulle.

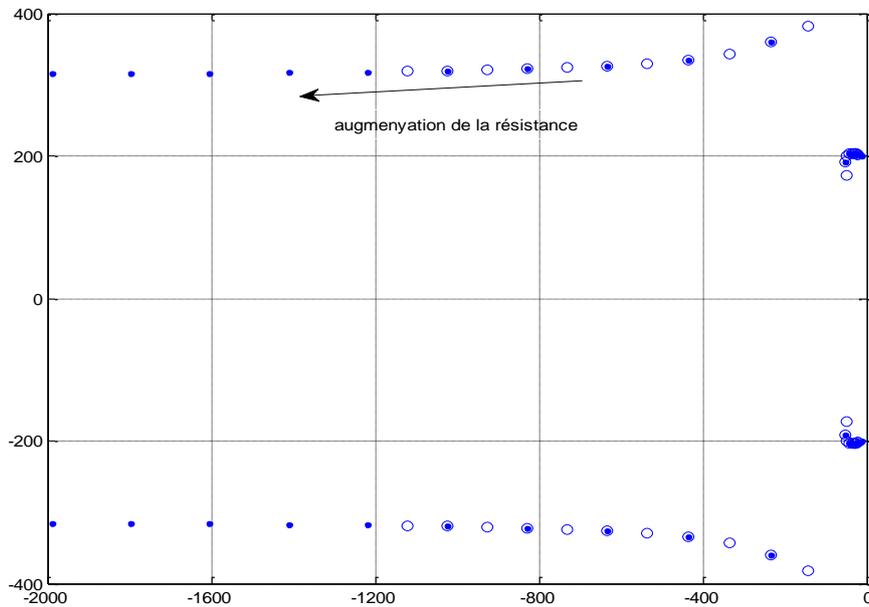


Fig. III. 2. Variations des zéros de l'équation caractéristique (III. 1).

- Variations de la résistance du réseau ; ○ Variations de la résistance de ligne

### III.3.2 Variation de la tension d'entrée

La Figure III.3 illustre la tension aux bornes du condensateur d'entrée des modules. On remarque que l'augmentation du nombre d'onduleurs mis en parallèle de un à trois a pour effet de diminuer le temps de réponse du système mais que le dépassement reste pratiquement le même.

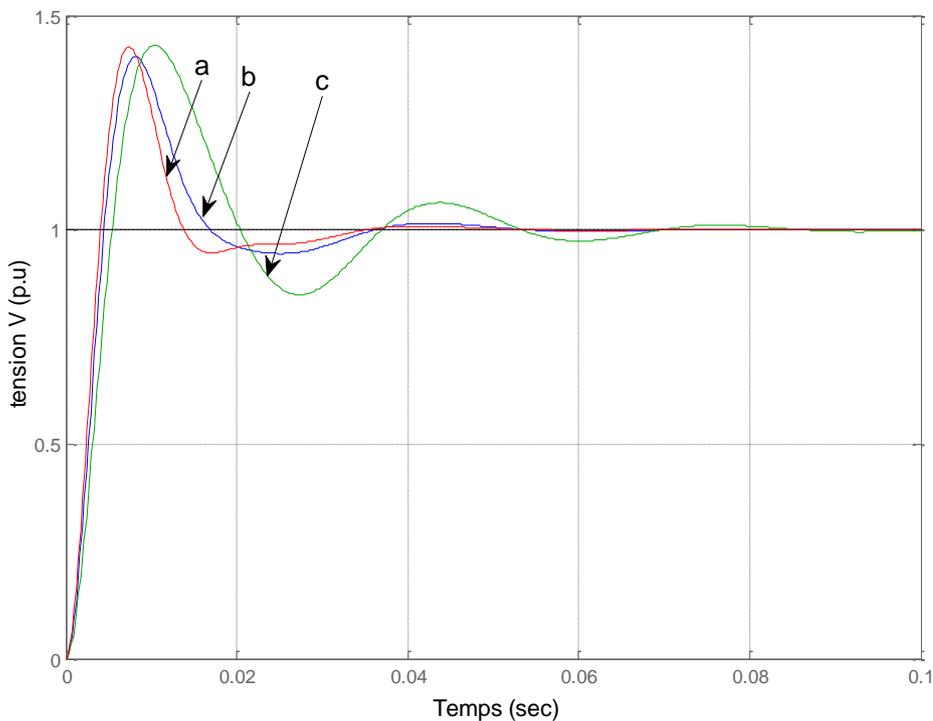


Fig. III.3. Tensions aux bornes du condensateur d'entrée pour a)  $n = 3$ , b)  $n = 2$  et c)  $n = 1$ .

### III. 3. 3 Courant d'entrée pour une structure modulaire et celle d'un onduleur conventionnel

La Figure III.4 montre l'avantage de la mise en parallèle d'onduleurs par rapport à la configuration d'un seul onduleur où le courant d'entrée moyen est maintenu constant par la variation d'un seul paramètre soit de la tension d'entrée (427.7V au lieu de 400V pour l'exemple considéré) soit de l'index de modulation (0.635 au lieu de 0.6) ou soit de la phase

de modulation ( $-\frac{\pi}{5.7962}$  au lieu de  $-\frac{\pi}{6}$ ). Dans le cas (a) de la Fig. III. 4, le courant moyen est partagé le long des deux onduleurs mis en parallèle (17.5A pour chacun des deux onduleurs) alors que dans les cas (b), (c) et (d) de cette même figure, l'unique onduleur assurant la conversion d'énergie doit supporter un courant d'entrée moyen égale à 35A. Les inconvénients résultants de la configuration mono-modulaire sont que le temps de réponse et le dépassement sont plus importants par rapport à ceux de la structure parallèle. De ce fait, la structure parallèle est plus robuste que la structure standard à un seul onduleur.

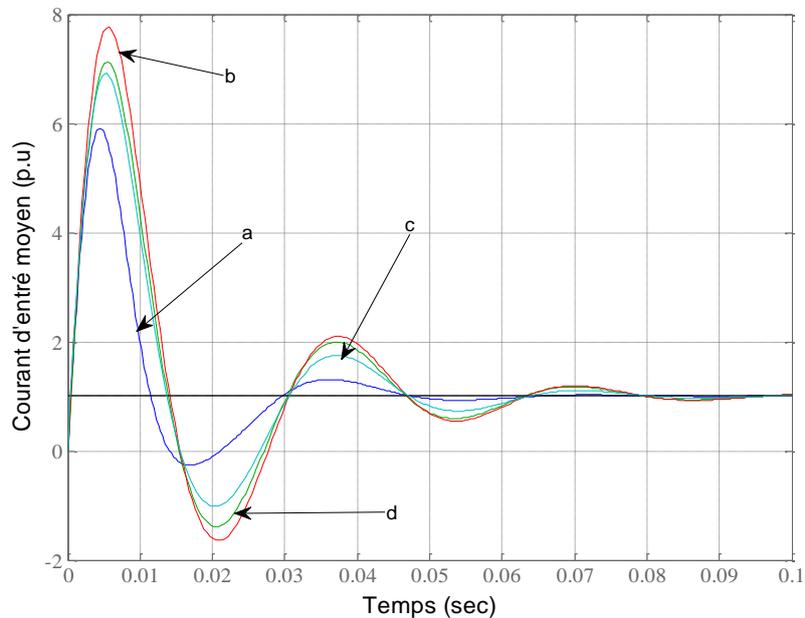


Fig. III.4. Courant d'entrée moyen (p.u)

- a) 2 onduleurs mis en parallèle,
- b) 1 seul onduleur avec  $v_g = 427.7V$
- c) 1 seul onduleur avec  $d_m = 0.635$ ,
- d) 1 seul onduleur avec  $\varphi = \frac{-\pi}{5.7925}$

### III.3.4 Variation du courant d'entrée en fonction des paramètres de la modulation

La Figure III.5 montre que pour un index de modulation donné, l'augmentation du nombre d'onduleurs mis en parallèle ne fait qu'augmenter la valeur du courant d'entrée. Par contre le mode de fonctionnement est indépendant du nombre d'onduleurs. Le circuit global fonctionne en mode onduleur pour un index de modulation supérieur à 0.516. La Figure 3.6 montre que la variation du nombre d'onduleurs n'influe pas sur le mode de fonctionnement de la structure et ce indépendamment de la valeur de la phase de la modulation. Pour l'exemple considéré, celle-ci fonctionne en mode onduleur excepté pour des valeurs de  $\varphi$  comprises entre -0.486 rd et 2.12 rd. Par contre pour la même valeur de la phase de modulation, l'augmentation du nombre d'onduleurs ne fait qu'augmenter la valeur du courant d'entrée.

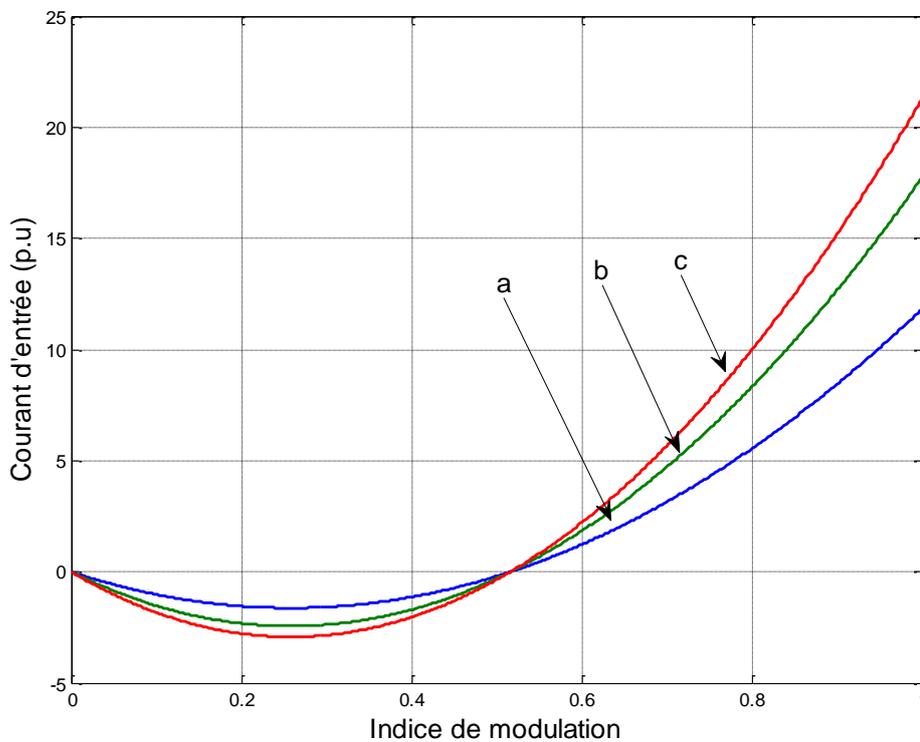


Fig. III.5 Courant d'entrée en fonction de l'indice de modulation sinusoïdale.

a) n=1, b) n=2 et c) n=3

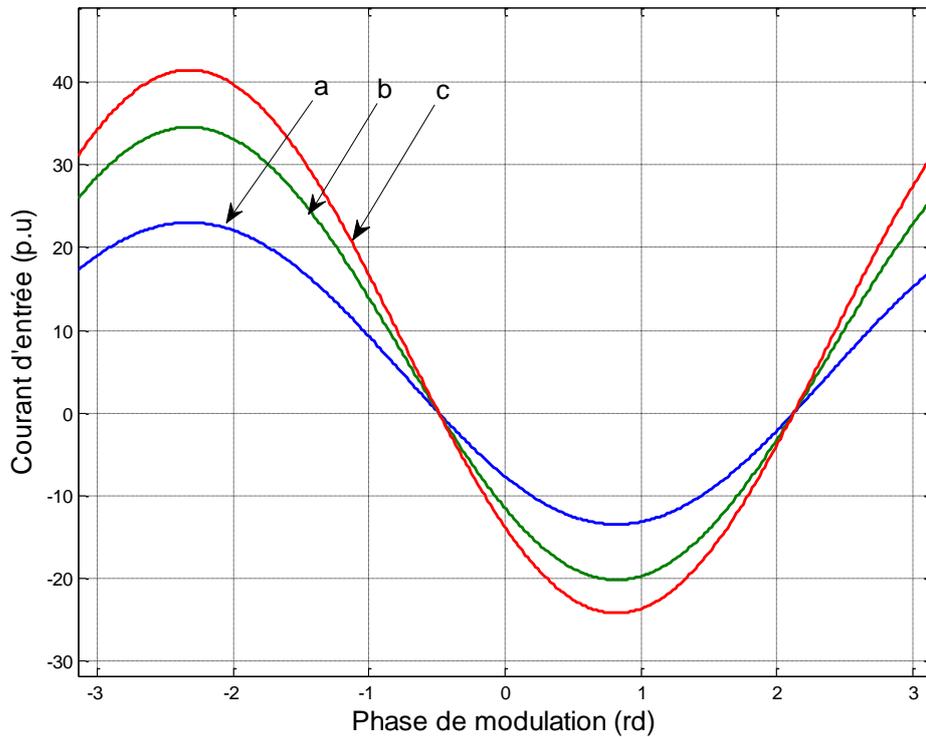


Fig. III.6. Variations du courant d'entrée en fonction de la phase de modulation  
a)  $n=1$ , b)  $n=2$  et c)  $n=3$

### III.3.5 Variations du courant d'entrée en fonction des paramètres de l'impédance de couplage

La Figure III.7 [14] montre la réponse indicielle du courant d'entrée moyen dans le cas où l'impédance du réseau est nulle. Pour le cas de deux onduleurs connectés en parallèle, l'augmentation de la résistance de ligne provoque une diminution de la valeur moyenne du courant d'entrée en régime permanent. Cette diminution pourrait changer complètement le mode de fonctionnement de la structure. Dans ce cas, si la résistance de ligne est supérieure à  $0.223 \Omega$ , l'ensemble du système fonctionnerait en mode redresseur plutôt qu'en mode onduleur.

Pour une plus grande résistance de ligne ou du réseau, la réponse du courant d'entrée moyen présente de meilleures performances. Ceci garantit la stabilité du système mais au détriment du rendement global du circuit. En régime permanent, Le courant d'entrée moyen diminue avec l'augmentation de la résistance de ligne ou du réseau (Fig. III. 8 [94]).

L'augmentation du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle ( $n = 1, 2$  et  $3$ ) permet au système (Fig. III. 9 [94]) d'atteindre un courant d'entrée moyen supérieur au courant de base mais à un taux qui n'est pas compatible avec le principe de la mise en parallèle. Cela est dû principalement à la présence de l'impédance du réseau. On remarque aussi que le nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle permet de diminuer le dépassement et de réduire le temps de réponse du système.

La Figure III. 10a [94] illustre l'effet de la variation de la résistance de la ligne tout en maintenant la résistance de réseau constant. La Figure III.10b illustre la variation de la résistance du réseau pour une valeur de la résistance de ligne constante. Le mode de fonctionnement de l'ensemble du circuit peut être soit en mode onduleur ou redresseur et ce en fonction de la valeur de la résistance de la ligne ou du réseau. Pour le cas représenté sur la Fig.III.10a, le mode de fonctionnement onduleur est obtenu pour une résistance du réseau inférieure à  $0.0617 \Omega$  tandis que pour le cas de la Fig.III.10b, ce même mode est obtenu par une résistance de ligne inférieure à  $0.1224 \Omega$ . De plus, pour le mode onduleur, le taux de variation du courant d'entrée moyen est plus grand dans le cas de la variation de la résistance du réseau que pour celle de la ligne.

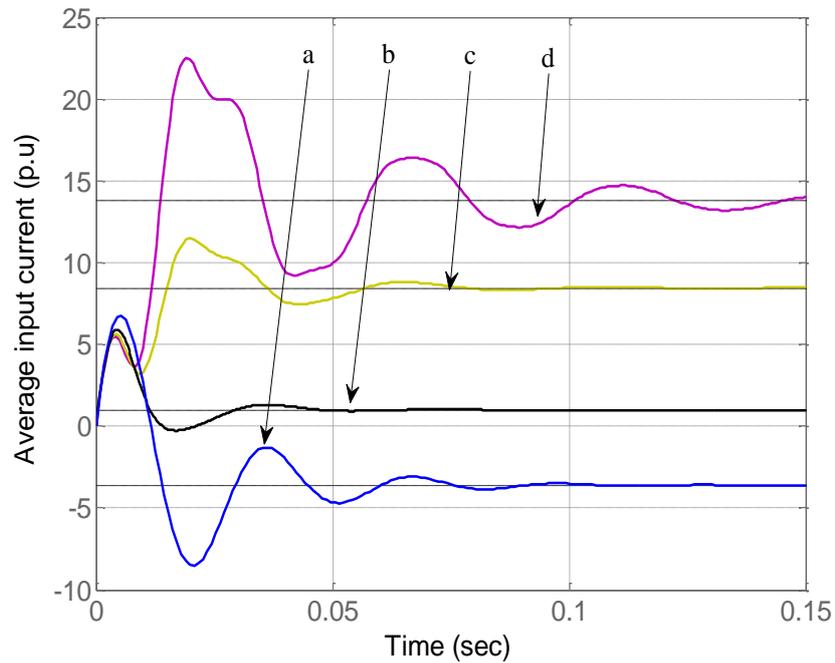


Fig. III.7. Réponses indicielles du courant d'entrés moyen pour deux onduleurs mis en parallèle avec une résistance nulle du réseau et pour différentes valeurs de la résistance de ligne  
 a)  $R_1 = 0,5\Omega$ ; b)  $R_1 = 0,2\Omega$ ; c)  $R_1 = 0,1\Omega$ ; d)  $R_1 = 0,05\Omega$

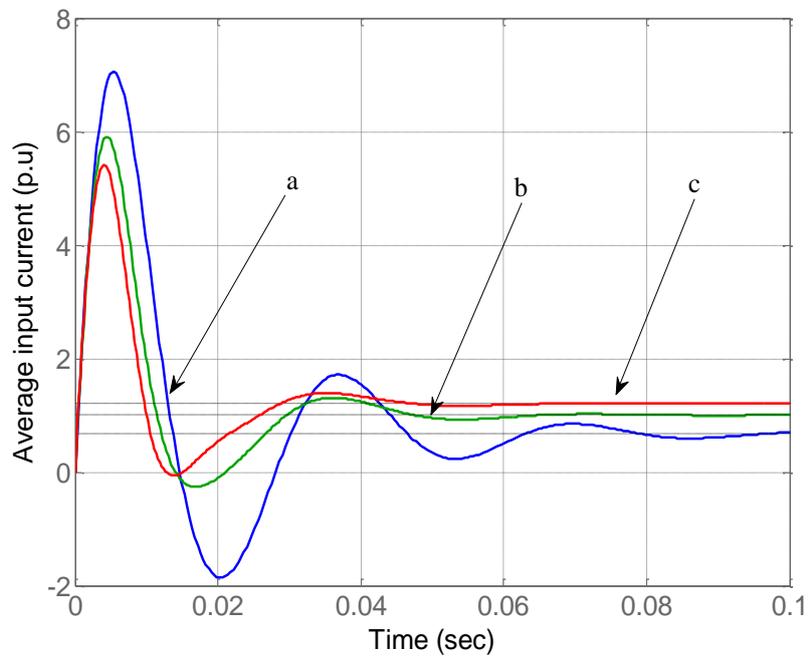


Fig. III.8. Réponses indicielles du courant d'entrée moyen pour un nombre donné d'onduleurs mis-en parallèle : a)  $n = 1$  ; b)  $n = 2$  and c)  $n = 3$  [94]

La Figure III.10a montre d'une part que pour le mode de fonctionnement en onduleur, la valeur de l'inductance du réseau doit être supérieure à 0.000135 H, cependant pour le cas représenté par la Fig.III.10b, l'inductance de la ligne doit être supérieure à 0.00027 H. D'autre part, le taux de variation du courant d'entrée moyen est plus grand dans le cas de la variation de l'inductance du réseau plutôt que dans le cas de la variation de l'inductance de ligne.

La Figure III.11 montre comment le système peut perdre l'avantage principal de la mise en parallèle des onduleurs. Une valeur arbitraire de l'impédance du réseau permet une augmentation limitée du courant d'entrée. Si l'impédance du réseau est prise égale à zéro, le courant d'entrée par rapport au nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle augmente de façon linéaire. Sinon on observe une non-linéarité due à l'impédance réfléchie vue du côté de la tension continue d'entrée du système qui augmente donc de façon non linéaire avec le nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle. Toutefois, pour le cas représenté par la Fig. III.11d, l'augmentation de l'impédance de couplage réfléchie est linéaire. Ainsi, pour un transfert maximal de puissance d'entrée, l'impédance du réseau doit être aussi faible que possible.

Pour la mise en parallèle de cinq onduleurs, la courbe Fig. III. 11d présente, pour l'exemple étudié, une augmentation de 500% du courant d'entrée moyen alors que pour la courbe Fig. III. 11a cette augmentation n'est que de 143%. De ce fait, l'impédance du réseau a considérablement diminué la puissance d'entrée de telle sorte que la structure des cinq onduleurs mis en parallèle n'est même pas équivalente à une structure de deux onduleurs mis en parallèle avec une impédance nulle du réseau.

Cela rend le choix de l'impédance de couplage une priorité dans la mise en parallèle des onduleurs. Par conséquent, le port de connexion d'une structure modulaire parallèle est un point important dans les considérations de la conception modulaire : si l'impédance du réseau est prise égale à zéro, le courant d'entrée moyen augmente d'une manière linéaire en fonction

du nombre d'onduleurs mis en parallèle. Sinon cette augmentation est non linéaire et tend à être limitée.

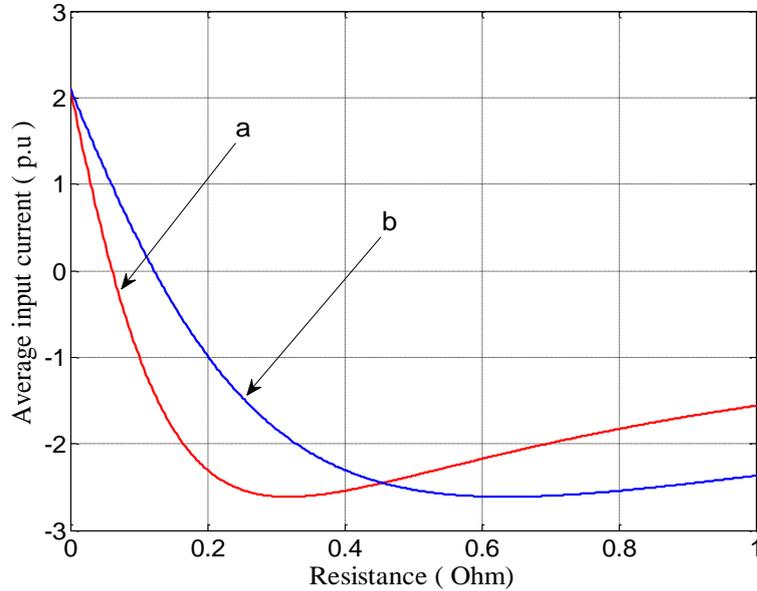


Fig. III.9. Effets de la résistance de la ligne et du réseau sur le courant d'entrée moyen :

a) variation de  $R_g$  b) variation de  $R_l$  [94]

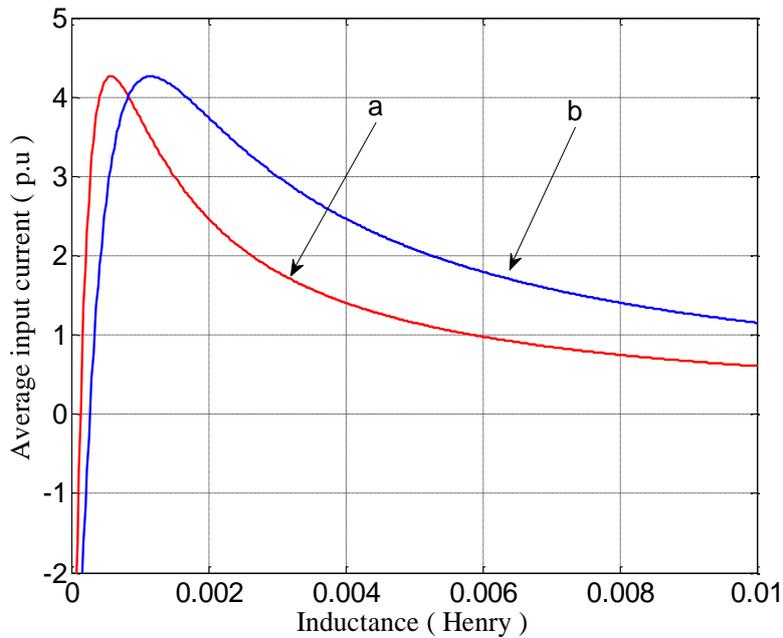


Fig. III.10. Effets de l'inductance de la ligne et du réseau sur le courant d'entrée moyen :

a) variation de  $L_g$  b) variation de  $L_l$  [94]

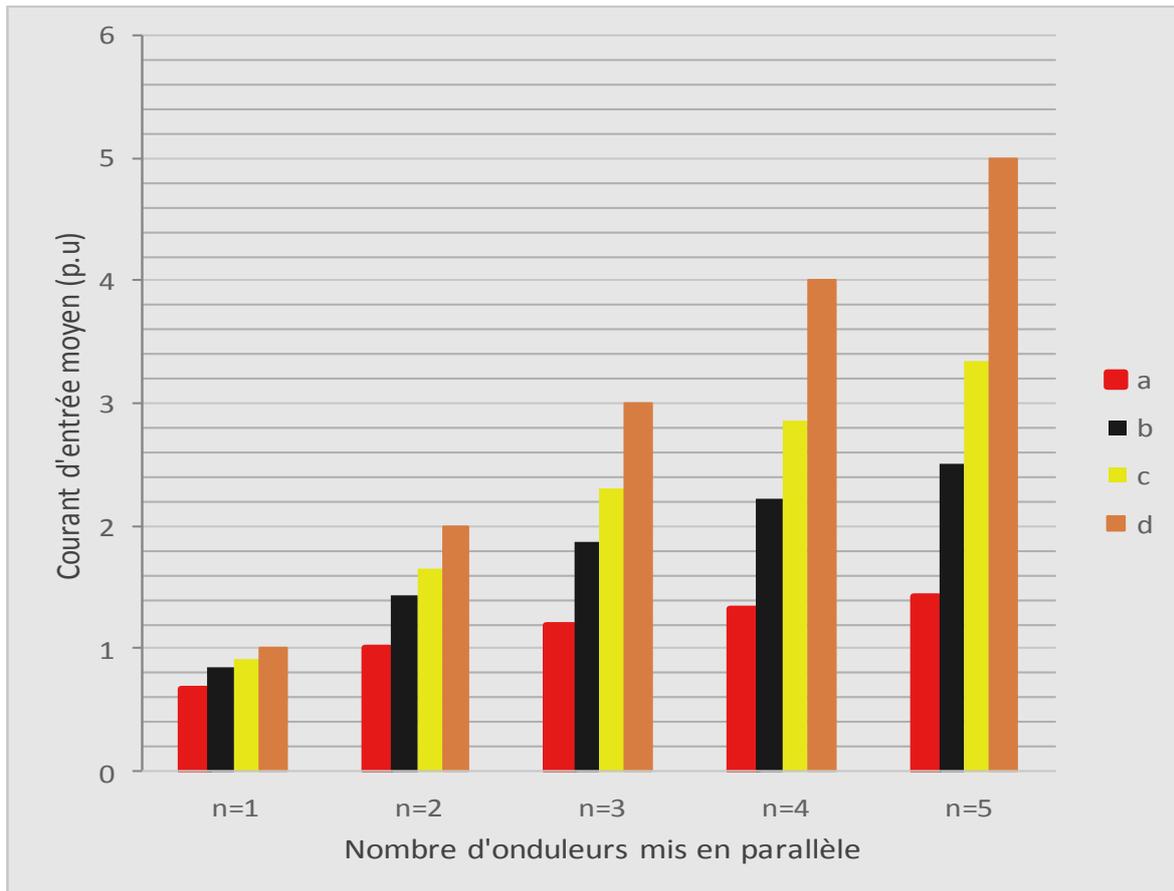


Fig. III.11. Courant d'entrée moyen en fonction du nombre  $n$  d'onduleurs mis en parallèle pour des impédances du réseau ( $R_g, L_g$ )

- a)  $0.05\Omega$ ,  $0.17mH$  ;
- b)  $0.02\Omega$ ,  $0.068mH$  ;
- c)  $0.01\Omega$ ,  $0.034mH$  ;
- d)  $0\Omega$ ,  $0mH$ .

### III. 4. Partage du courant de charge délivré au réseau le long des onduleurs

Pour une mise en parallèle de  $n$  onduleurs identiques gérés par la même modulation, un partage équitable du courant de charge le long des  $n$  modules doit être observé. Pour le cas étudié, l'amplitude maximale par phase de la charge (980A) est partagée de telle manière que la moitié de celle-ci (490A) soit fournie par chaque module (Figs. III. 12 et III. 13). Ce graphe est en parfaite concordance avec l'équation (III. 8) du courant délivré au réseau établi précédemment pour le cas considéré :

$$I_a = 549.9 \cos(\omega t - 0.818) - 1418 \cos(\omega t - 1.34) \quad (\text{III.8})$$

L'amplitude maximale de l'expression du courant moyen en régime permanent dans la charge est de 980.8A. La Figure III. 12 montre une parfaite concordance entre l'expression analytique et les résultats de simulation sous environnement MATLAB/SIMULINK du courant de charge de la phase « a » en régime permanent. En fait la modélisation moyenne montre le degré de concordance des résultats analytiques avec ceux obtenus par simulation.

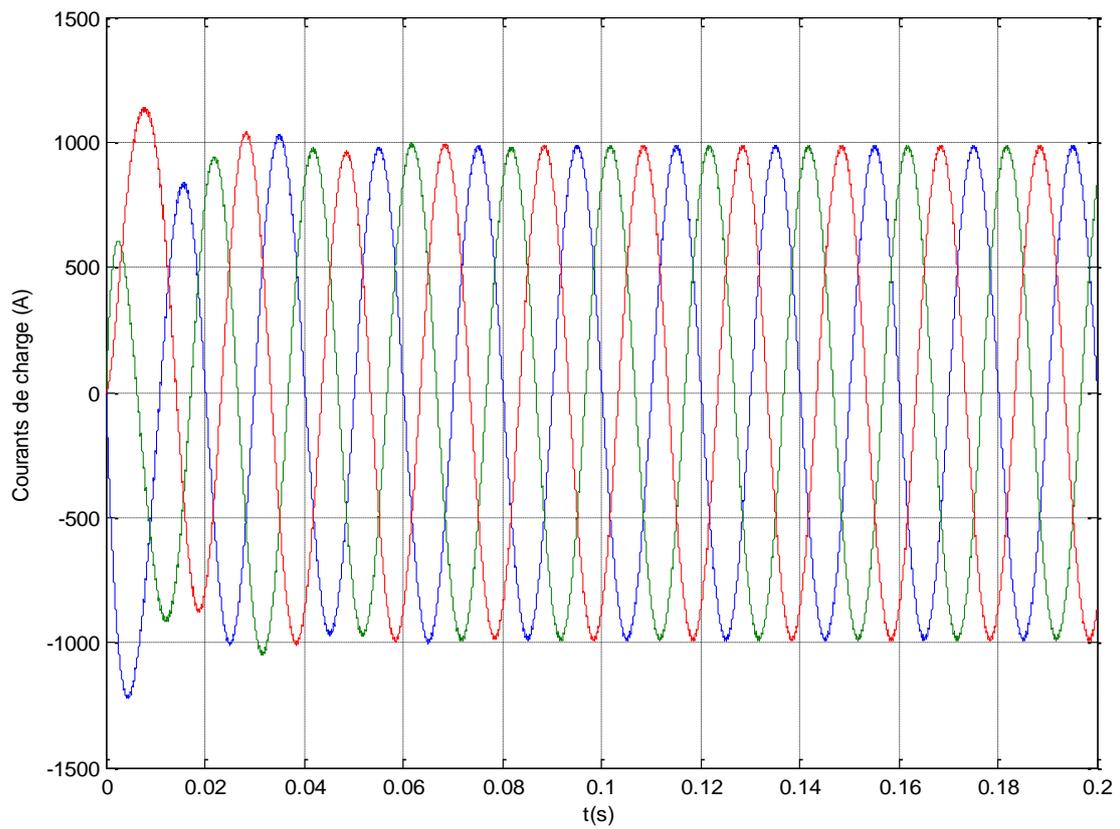


Fig. III.12. Courant par phase délivré au réseau dans le cas de deux onduleurs mis en parallèle.

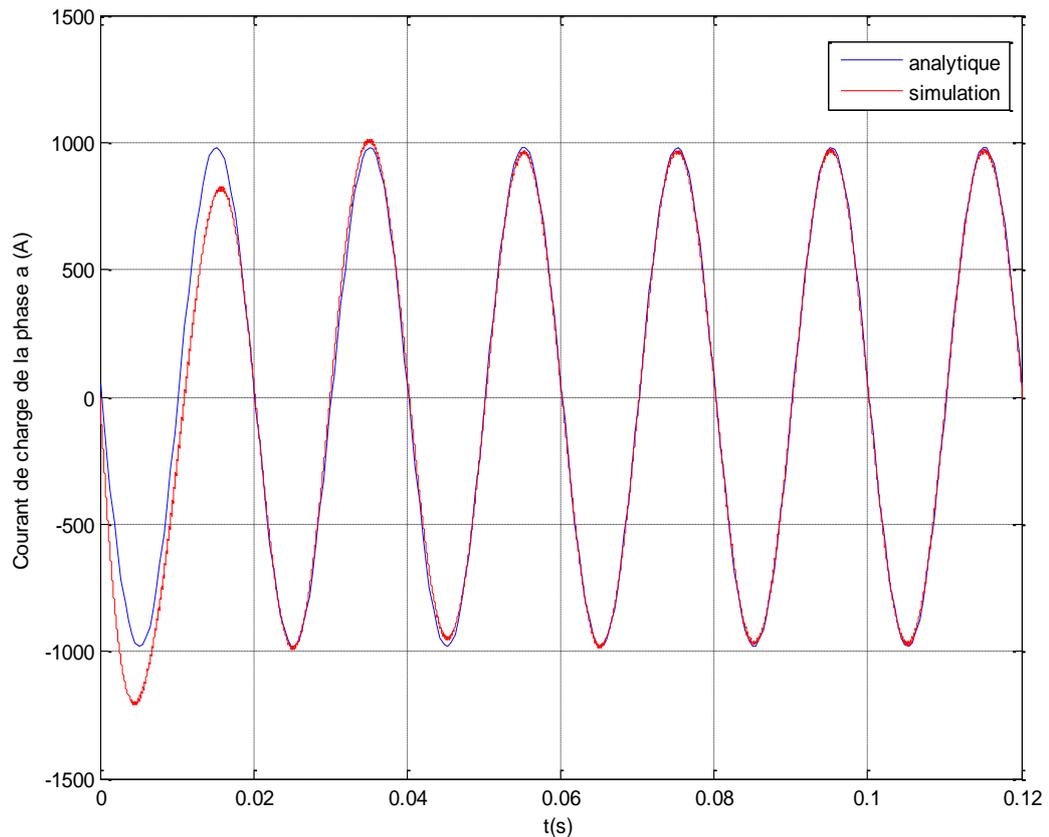


Fig. III.13. Variations du courant de charge de la phase « a » : 1) — expression analytique en régime permanent et 2) — résultat de simulation.

### III.5. Conclusion

L'étude des équations analytiques nous a permis de développer un schéma équivalent moyen de la structure représentant le fonctionnement moyen sur un intervalle de commutation.

L'analyse des différentes fonctions de transfert a mis en évidence l'impact des paramètres du circuit sur les performances du système. L'augmentation du nombre d'onduleurs a permis de réduire simultanément le dépassement de la tension d'entrée ainsi que le temps de réponse. La prise en compte de l'impédance du réseau ( $Z_g \neq 0$ ) mène à une augmentation du courant d'entrée qui n'est plus proportionnelle au nombre d'onduleurs en parallèle (Fig. III. 11). De ce

fait, l'impédance du réseau doit être assez faible devant l'impédance de ligne : le point de couplage au réseau doit être le plus proche possible. Une attention particulière doit être prise pour que les variations des paramètres de la MPO ne compromettent pas le fonctionnement de la structure. Cette condition impose une restriction sur les variations possibles des éléments constitutants (soit l'impédance de ligne soit celle du réseau) sinon la structure basculerait d'un mode de fonctionnement à un autre.

D'autre part les résultats analytiques montrent une parfaite concordance avec ceux obtenus par simulation. Le courant de charge en régime permanent est partagé d'une manière équitable le long des onduleurs.

***CHAPITRE IV***  
***Minimisation des Courants de Circulation***

## IV. 1. Introduction

Au niveau du Chapitre précédent, nous avons considéré le cas de  $n$  onduleurs identiques connectés en parallèle à un réseau en parfaite synchronisation. Une telle configuration nous conduit à une situation où la circulation de courant entre les différents modules est nulle. En effet si une parfaite synchronisation des sorties des onduleurs est accomplie et que toutes les impédances de couplage ainsi que tous les composants électronique de puissance présentent les mêmes caractéristiques statiques et dynamiques, les courants des trois phases d'un même onduleur auront les propriétés d'un système triphasé équilibré. Ce système de courant sera identique à celui des autres onduleurs connectés en parallèle. L'application de la définition du courant de circulation entre onduleurs fait que celui-ci soit nul. Dans ce cas, un partage équitable du courant de charge le long des  $n$  onduleurs est observé. Une contribution identique de la part de chaque module en vue d'assurer le courant de la charge est obtenue. En d'autres termes, la tension obtenue à la sortie de chaque phase d'un onduleur donné doit alimenter une impédance de couplage qui ne dépend ni de l'ordre ni du nombre d'onduleurs en parallèle (Fig. II.11).

## IV. 2. Courant de circulation

Une mauvaise synchronisation des sorties des onduleurs conduit à la circulation d'un courant entre modules [8,108-113]. Celle-ci peut être provoquée par un décalage entre la porteuse ou la modulante. La Figure IV.1 illustre l'évolution de ce courant de circulation. Pour l'exemple considéré, un déphasage de 6 degrés entre les modulantes du premier onduleur et du deuxième onduleur crée un courant de circulation dont l'amplitude maximale est voisine de 5 A. Cependant, une légère différence (0.004% ou même 0.001%) entre la fréquence de la porteuse

du premier (5000 Hz) et le deuxième onduleur fait apparaître un courant de circulation qui ne fait que croître. Cette forte croissance du courant de circulation détériore d'une manière drastique le rendement de la structure et mène à l'arrêt inévitable. Dans les deux cas de figures, une parfaite synchronisation de la porteuse pour les deux onduleurs doit être respectée pour que le bon fonctionnement du circuit soit garanti.

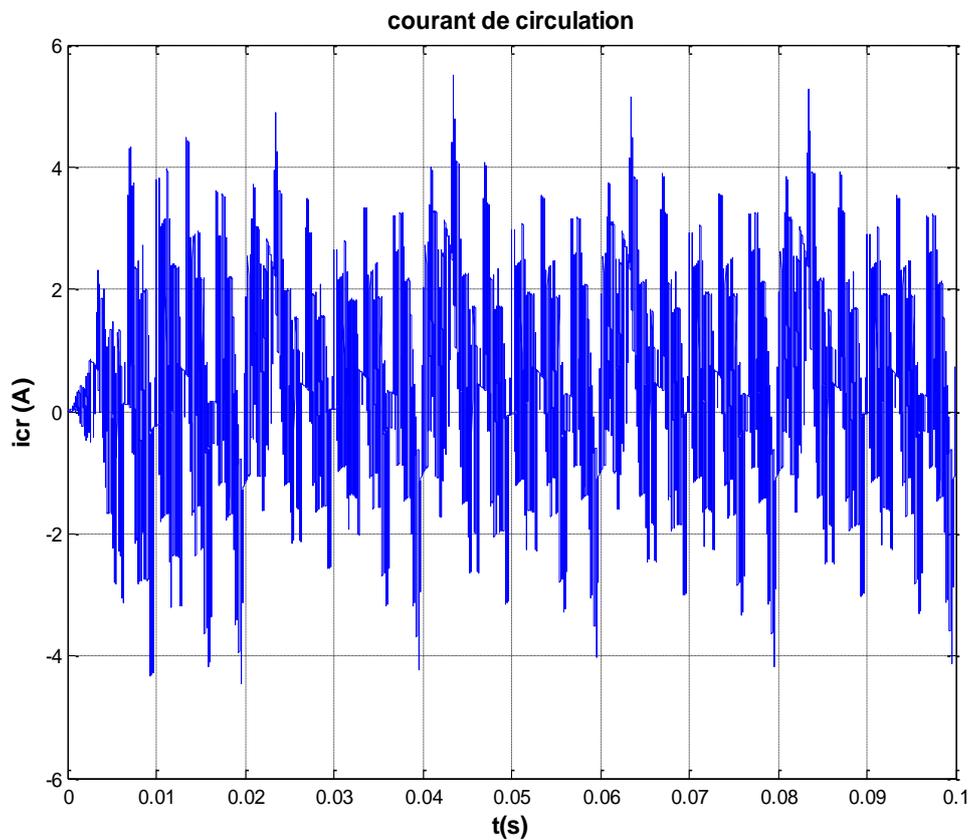


Fig. IV.1. Courant de circulation pour une différence de phase de modulation de  $6^\circ$  entre le premier et le deuxième onduleur.

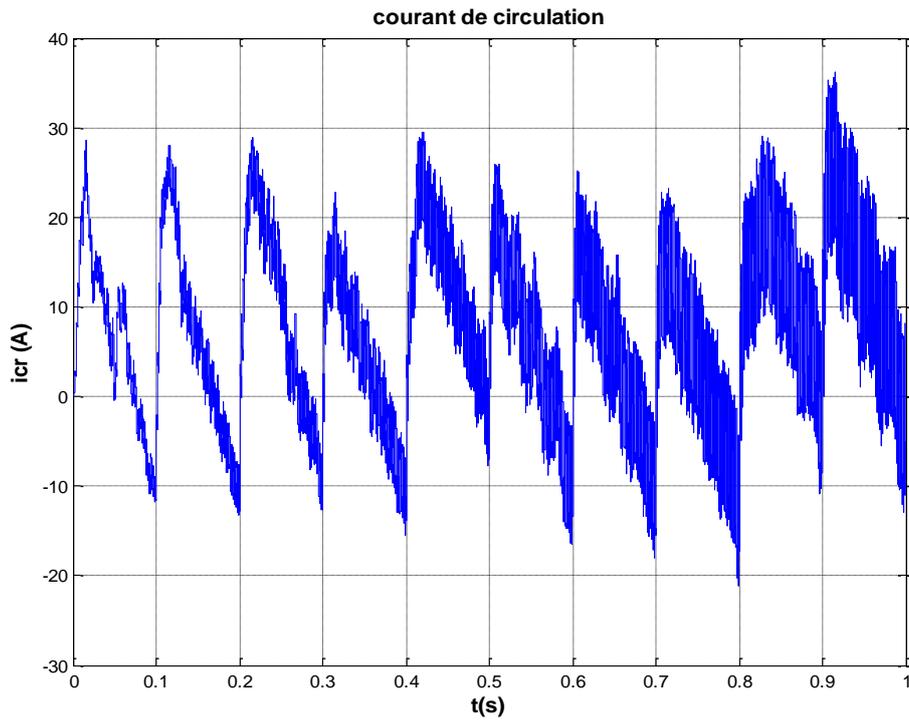


Fig. IV.2. Courant de circulation pour une fréquence de la porteuse du premier onduleur égale à 5000 Hz et du deuxième onduleur égale à 4999.95 Hz.

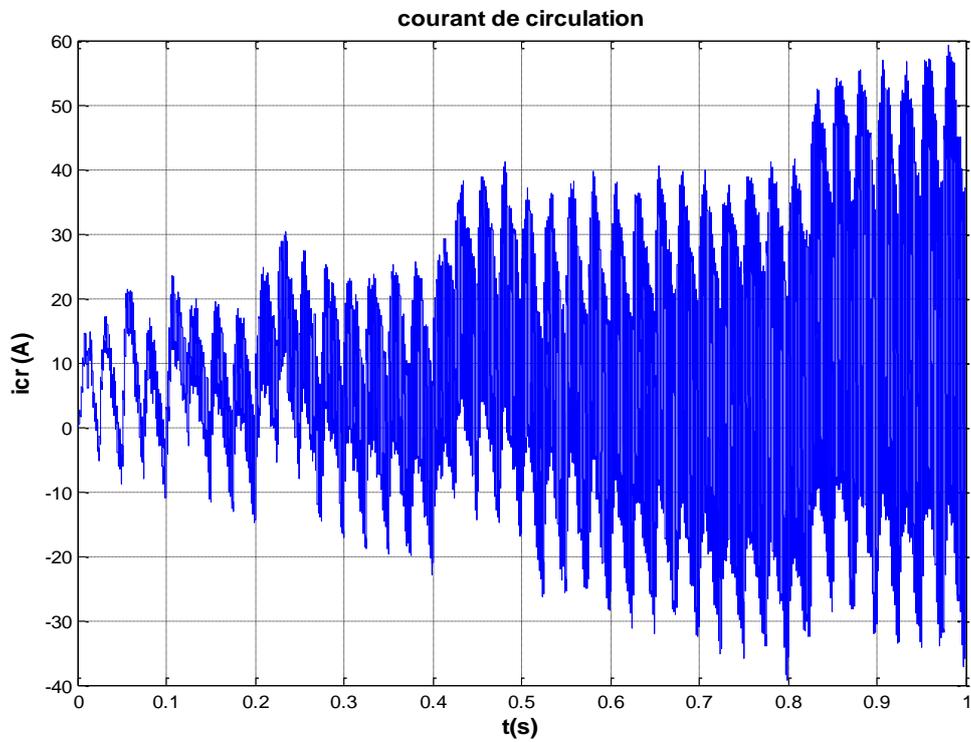


Fig. IV.3. Courant de circulation pour une fréquence de la porteuse du premier onduleur égale à 5000 Hz et du deuxième onduleur égale à 4999.8 Hz.

A partir de l'Equation (III.7) et pour le cas de  $n$  onduleurs identiques connectés en parallèle avec les mêmes paramètres de modulation et de l'impédance de couplage, le courant moyen par phase en régime permanent de chaque onduleur délivrée au réseau est égale au courant moyen de charge par phase  $I_a$  divisé par le nombre d'onduleurs mis en parallèle tel que :

$$I_a = \frac{\frac{dm}{2} V_g \cos(\omega t - \varphi - \theta - \frac{\pi}{6}) - V_m \cos(\omega t - \theta - \frac{\pi}{6})}{Z} \quad (IV.1)$$

où  $Z$  est définie comme étant l'impédance de couplage. A partir de cette équation (IV. 1), nous avons opté pour le diagramme vectoriel par phase illustré par la Fig. IV. 4.

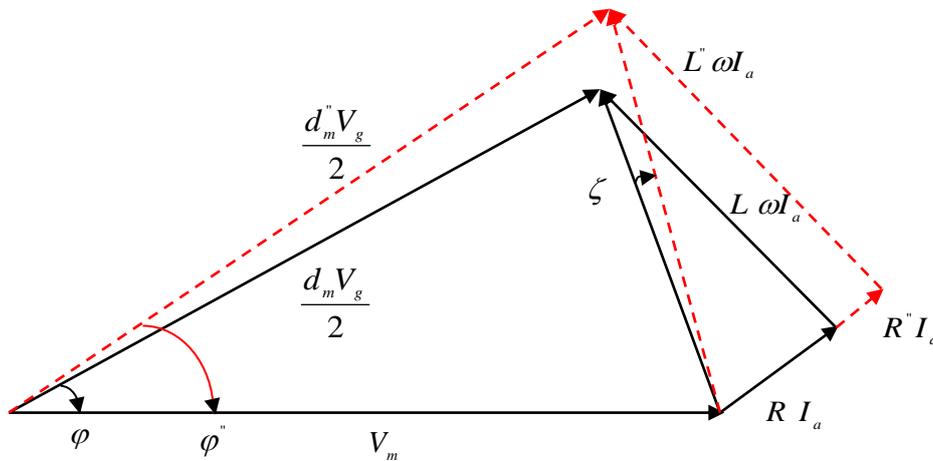


Fig. IV .4. Diagramme vectoriel par phase d'onduleurs connectés au réseau pour un même courant de phase et des impédances de lignes différentes.

Si chaque onduleur est relié au point commun de connexion par le biais d'impédances de lignes de valeurs différentes, un partage non équitable du courant de la charge est observé pour le cas étudié (Fig. IV. 5). Bien que le courant de circulation soit nul, on observe que pour

une différence de 13% entre les modules des impédances de ligne des deux onduleurs, 43.4% du courant de charge est supporté par le premier onduleur et 56.6% de ce courant par le deuxième. Pour une différence de 100% entre les modules des impédances de ligne des deux onduleurs, la distribution du courant de charge est de respectivement 67% et 33% pour le premier et le deuxième onduleur (Fig. IV. 6).

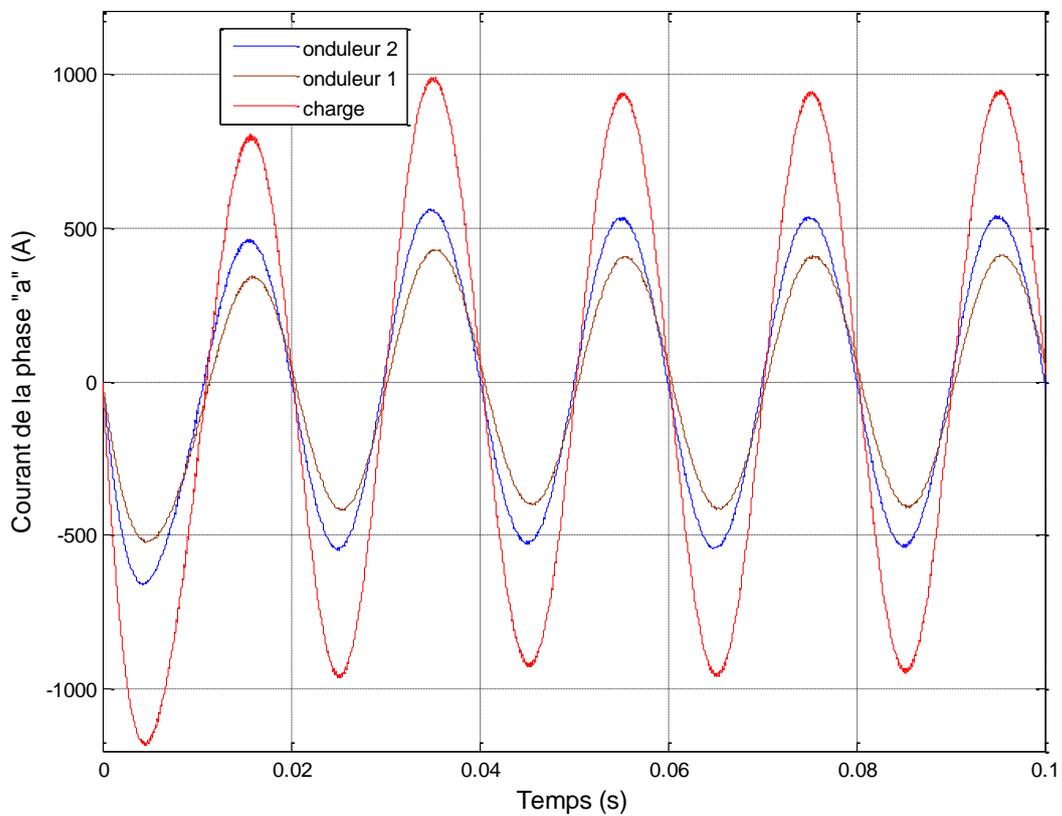


Fig. IV. 5. Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs identiques avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.11 + j0.157(\Omega)$  et  $0.1 + j0.107(\Omega)$

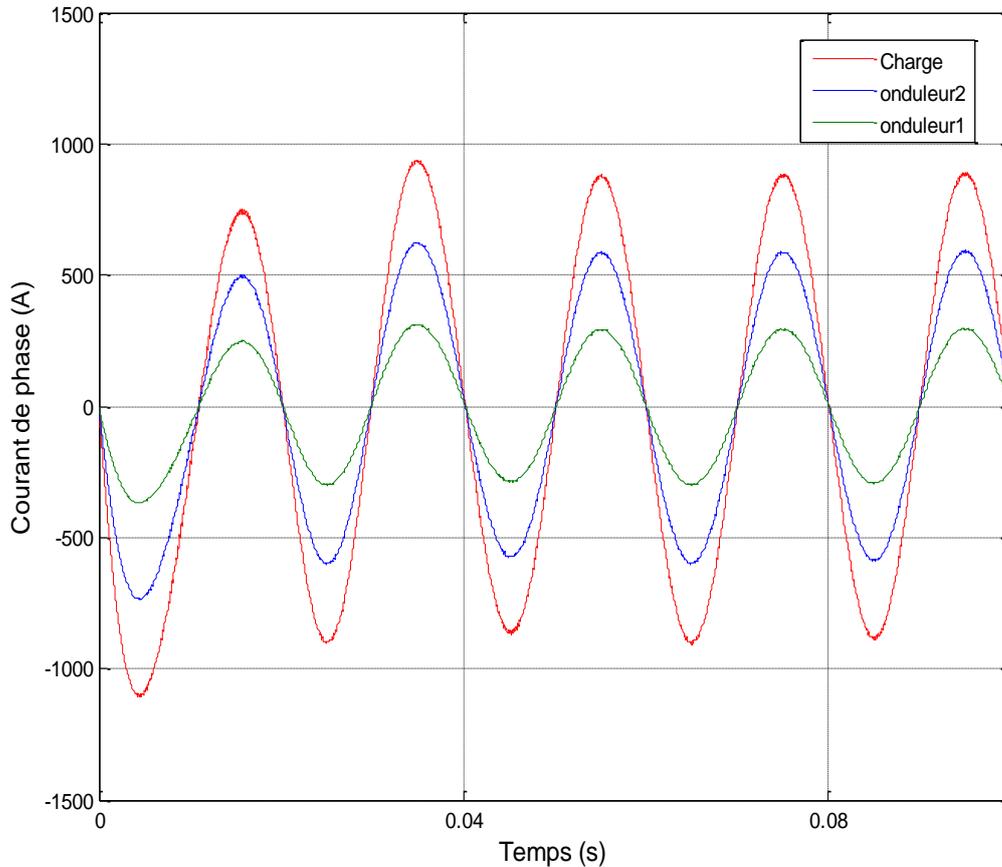


Fig. IV. 6. Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs identiques avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.2 + j0.214 (\Omega)$  et  $0.1 + j0.107 (\Omega)$ .

La Figure IV.7 montre l'effet de l'augmentation du module de l'impédance de la ligne de l'un des deux onduleurs connectés en parallèle sur la distribution du courant de charge (le courant de charge est pris égale à l'unité). Cette distribution non uniforme le long des onduleurs peut mener à ce que l'un des onduleurs doit supporter une grande fraction du courant de charge alors que le principe de base de la mise en parallèle est le partage équitable de ce dernier. Si le dimensionnement des  $n$  onduleurs est fait de telle manière à respecter ce principe alors une différence entre les impédances de ligne peut provoquer le dépassement des contraintes

maximales de courant d'un onduleur donné et compromettre ainsi le bon fonctionnement du circuit. De ce fait une stratégie de modulation s'impose pour remédier à ce problème.

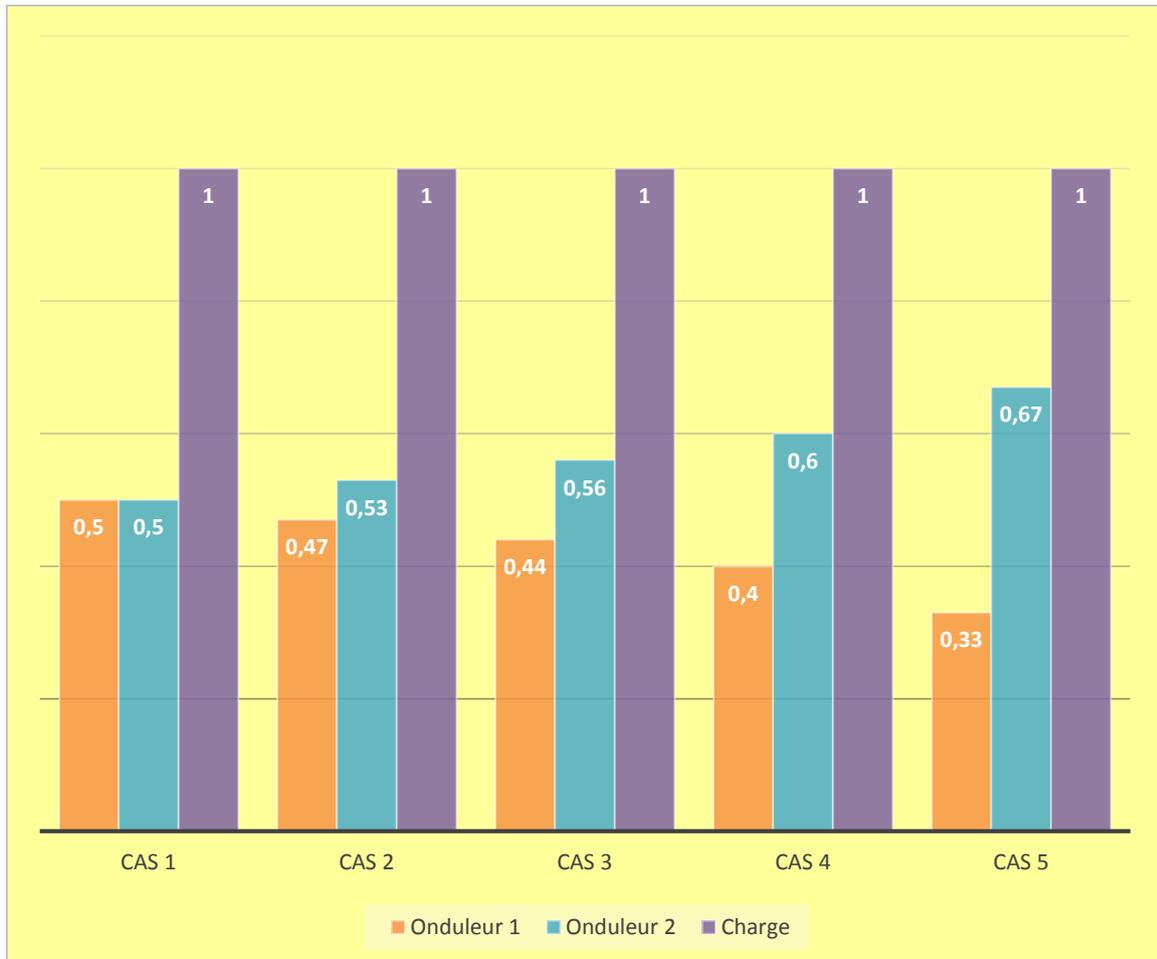


Fig. IV.7. Distribution du courant de charge de la mise en parallèle de deux onduleurs pour des modules d'impédances de ligne  $Z_{L1}$  et  $Z_{L2}$  de l'onduleur 1 et 2 :

cas 1)  $Z_{L1} = Z_{L2}$  ; cas 2)  $Z_{L1} = 1.1 Z_{L2}$  ; cas 3)  $Z_{L1} = 1.3 Z_{L2}$  ; cas 4)  $Z_{L1} = 1.5 Z_{L2}$  ; cas 5)  $Z_{L1} = 2 Z_{L2}$

L'analyse de l'Equation (IV. 1) permet de déterminer un nouvel indice de modulation  $d'_m$  ainsi qu'une nouvelle phase de modulation  $\varphi'$  permettant de distribuer d'une manière équitable le courant de charge le long des  $n$  onduleurs tel que :

$$d'_m = 2 \frac{\sqrt{V_m^2 + \frac{Z'^2}{Z^2} \left( \frac{d_m^2 V_g^2}{4} + V_m^2 - V_m V_g \cos(\varphi) \right) - 2V_m \frac{Z'}{Z} \cos(\xi) \sqrt{\frac{d_m^2 V_g^2}{4} + V_m^2 - V_m V_g \cos(\varphi)}}{V_g} \quad (\text{IV.2})$$

$$\varphi' = \cos^{-1} \left( \frac{V_m^2 + \frac{d_m'^2 V_g^2}{4} - \frac{Z_T'^2}{Z_T^2} \left( \frac{d_m^2 V_g^2}{4} + V_m^2 - V_m V_g \cos(\varphi) \right)}{V_m d'_m V_g} \right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$\xi = \cos^{-1} \left( \frac{2V_m^2 + \frac{d_m^2 V_g^2}{4} - V_m V_g d_m \cos(\varphi)}{2V_m \sqrt{\frac{d_m^2 V_g^2}{4} + V_m^2 - V_m V_g \cos(\varphi)}} \right) - \text{tg}^{-1} \left( \frac{X_T'}{R_T'} \right) + \text{tg}^{-1} \left( \frac{X_T}{R_T} \right) \quad (\text{IV.4})$$

Pour assurer un partage équitable du courant de charge le long des  $n$  onduleurs, un choix judicieux des paramètres de modulation et ce, en fonction de l'impédance de la ligne de chaque unité doit être considéré. Pour le cas étudié, une différence de 13 % du module de l'impédance de ligne entre le premier et le deuxième onduleur, nous oblige à choisir un indice et une phase de modulation respectivement égale à 0.479, -0.5885 rd pour le premier onduleur et 0.6, - 0.523 rd pour le deuxième onduleur. Un partage égal du courant de la charge est assuré en régime permanent (Fig. IV. 8). Pour le cas d'une différence extrême de 100 %, les nouveaux paramètres de modulation appliqués au premier module et qui assurent une distribution uniforme du courant sont respectivement égaux à 0.4363 et -1.1599rd (Fig. IV. 9).

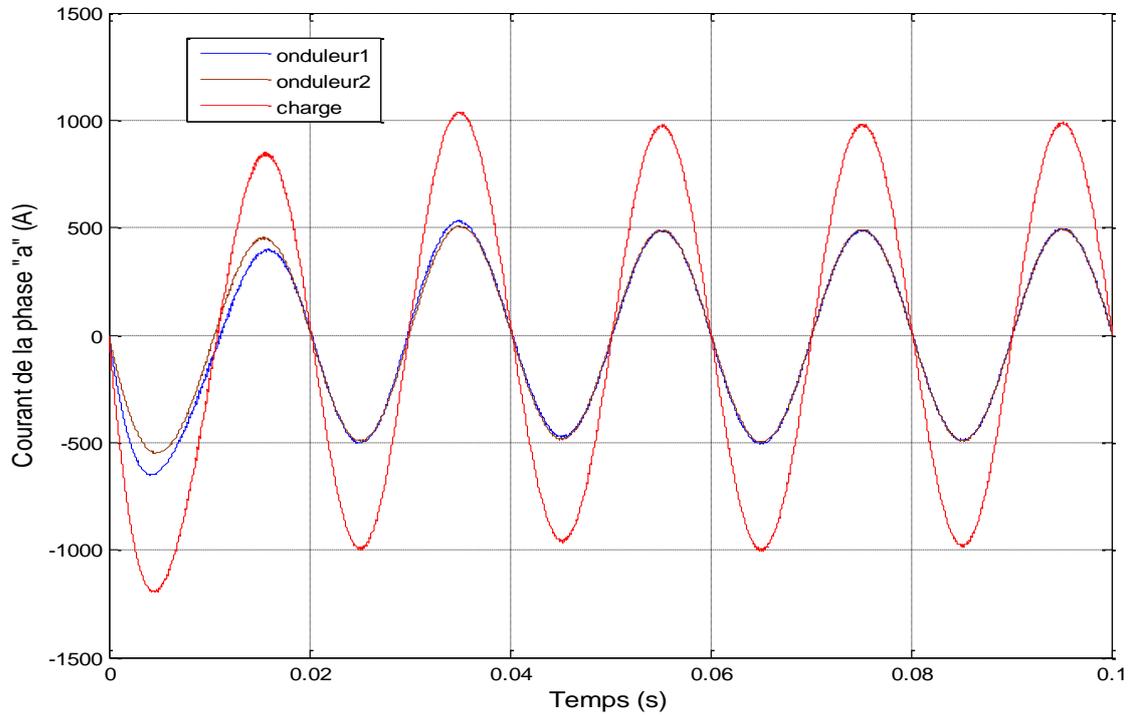


Fig. IV.8. Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs avec respectivement une impédance de ligne et des paramètres de modulation du premier et du deuxième onduleur égale à  $0.11 + j0.157 (\Omega)$ ,  $d'_m = 0.4790$ ,  $\varphi' = -0.5885$  rd et  $0.1 + j0.107(\Omega)$ ,  $d'_m = 0.6$ ,  $\varphi' = -0.523$

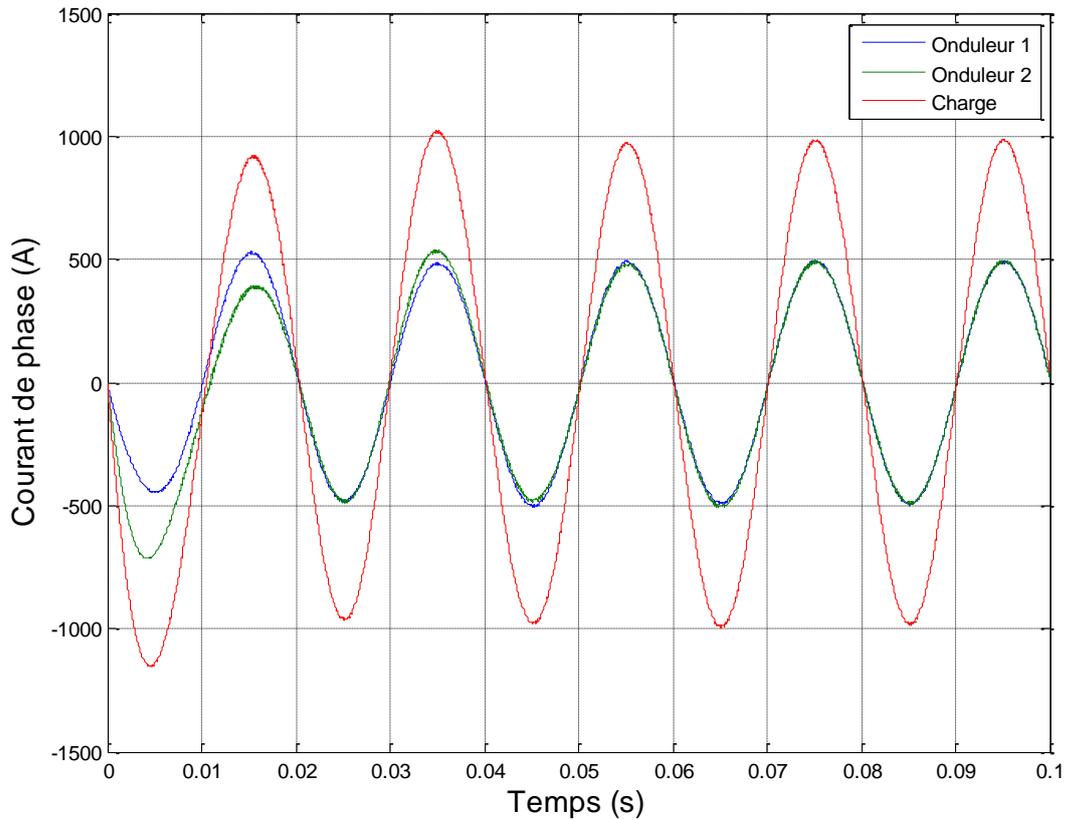


Fig. IV. 9. Courant de la phase « a » pour le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs avec respectivement une impédance de ligne et des paramètres de modulation du premier et du deuxième onduleur égale à  $0.2+j0.214(\Omega)$ ,  $d'_m = 0.4363$ ,  $\varphi' = -1.1599$  rd et  $0.1+j0.107(\Omega)$ ,  $d'_m = 0.6$ ,  $\varphi' = -0.523$

Bien que le partage du courant de la charge le long des onduleurs soit garanti, un courant de circulation de hautes fréquences représentant des valeurs crêtes égales à 0.6% du courant maximale de charge apparait dans la structure (Fig. IV. 10). Un filtrage adéquat permettrait de diminuer l'amplitude de ces courants hautes fréquences.

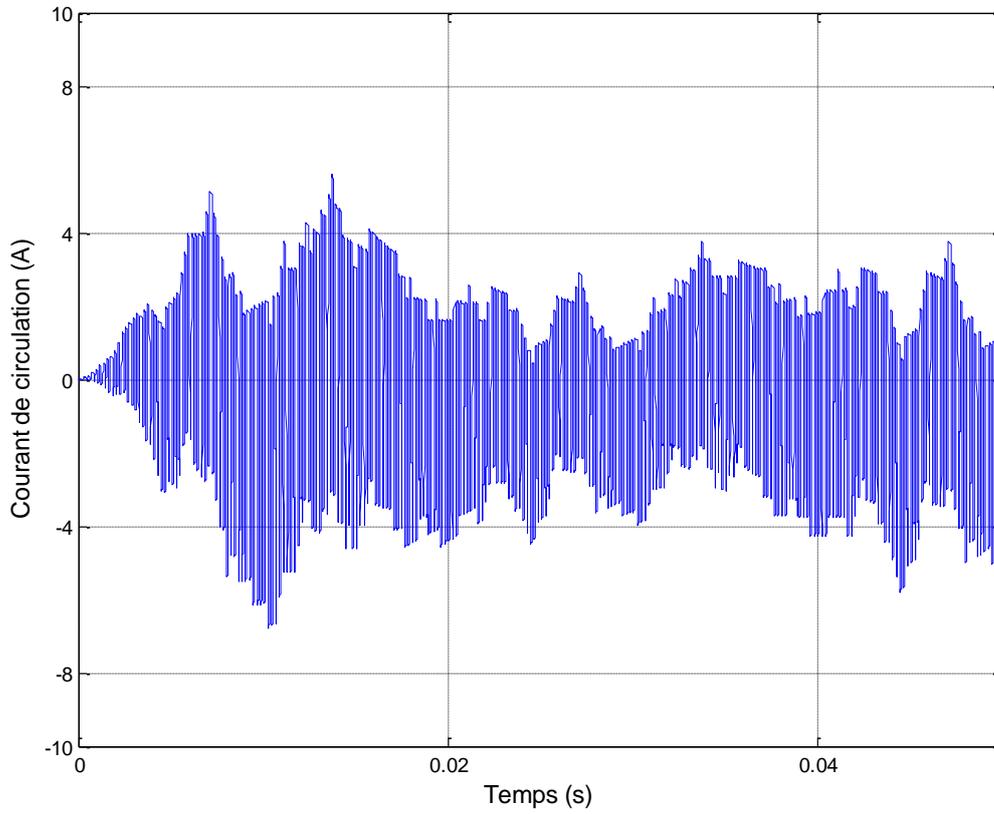


Fig. IV.10. Courant de circulation de la mise en parallèle de deux onduleurs avec une impédance de ligne du premier et du deuxième onduleur égale respectivement à  $0.11+j0.157$  ( $\Omega$ ) et  $0.1+j0.107$  ( $\Omega$ )

Dans le cas où la synchronisation entre les différents modules identiques est assurée, une différence entre les impédances de lignes de l'un des onduleurs connectés en parallèle, qui peut être due à l'effet d'une surélévation de la température ou des résistances de contacts, provoque un partage non équitable du courant de la phase de la charge le long des modules. Cela se traduit par l'apparition d'un courant de circulation entre les onduleurs.

L'expression du courant de circulation du premier onduleur (Fig. II. 5) connecté au reste des  $n$  onduleurs est donnée par l'Equation (IV. 5) [92] :

$$I_{cr,1} = \frac{(I_{a1} - I_{a2} - \dots - I_{an}) + (I_{b1} - I_{b2} - \dots - I_{bn}) + (I_{c1} - I_{c2} - \dots - I_{cn})}{n} \quad (IV.5)$$

où  $I_{kj}$  est le courant de la phase  $k$  du  $j^{eme}$  onduleur.

L'Equation ci-dessus montre que pour une structure idéale de  $n$  onduleurs identiques connectés en parallèle, tous les courants de chaque phase sont égaux et par la suite le courant de circulation est nul.

La question que l'on peut se poser est : Que se passerait-il si l'impédance de ligne d'une phase d'un module donné est différente du reste des impédances ?

Cette différence entre les impédances engendre un partage non équitable des courants entre les phases des différents onduleurs. De ce fait un courant de circulation prend naissance. Dans notre étude, nous considérons l'analyse du cas où l'impédance d'une phase d'un onduleur donné est différente du reste des autres impédances et l'on s'intéresse au courant de circulation de basse fréquence du fait que le modèle moyen établi ne fait pas apparaître les variations des grandeurs durant les instants de commutations mais plutôt leurs variations moyennes pendant les intervalles de commutation.

Le diagramme vectoriel de la Fig. IV. 4 (issu de l'Equation (IV. 2)) considère que toutes les phases du réseau sont alimentées par une tension égale à la moitié du produit de la tension d'entrée continue et de l'indice de modulation par le biais d'une impédance de couplage. Si toutes les impédances de couplage sont égales et qu'une même modulation PWM est appliquée à l'ensemble de la structure, alors chaque phase portera le même courant. Par conséquent, un courant de circulation nul est obtenu. Dans le cas contraire, la phase dont l'impédance est différente de celles des autres lignes, doit être alimentée par une tension

simple différente des autres tensions de phase de sorte que cette différence compense en grande partie, en régime permanent, la différence causée par l'impédance de couplage.

On applique, à toutes les phases des différents modules ayant la même impédance de couplage, une modulation identique à celle définie au chapitre II § II.3.2, et on choisit pour le bras ayant une impédance différente des paramètres de modulation de telle manière à ajuster au maximum son courant moyen aux autres courants de la même phase.

#### IV.2.1 Cas de la variation de la résistance d'une ligne

Une simulation sous l'environnement MATLABSIMULINK de deux onduleurs l'un ayant une résistance de la ligne de la phase «a » égale 0.11 au lieu de  $0.1\Omega$  montre la variation du courant de circulation (Fig. IV. 11) pour le cas où tous les modules sont gérés par la même modulation ( $d_m = 0.6$  et  $\varphi = -\frac{\pi}{6}$ ). Un courant de circulation d'amplitude égale à 23 A prend naissance. L'application des équations (IV. 3) et (IV. 4) permet de déterminer les nouveaux paramètres de la modulation sinusoïdale appliquée au bras d'onduleur présentant le déséquilibre. Le nouvel indice de modulation  $d'_m = 0.6018$  et la nouvelle phase de modulation  $\varphi' = -0.5644$  rd permettent de minimiser l'amplitude de ce courant de circulation (Fig. IV.12) pour enfin atteindre la valeur de 2 A. De ce fait, on observe une diminution de plus 91% du courant de circulation pour un choix judicieux des paramètres de la modulation.

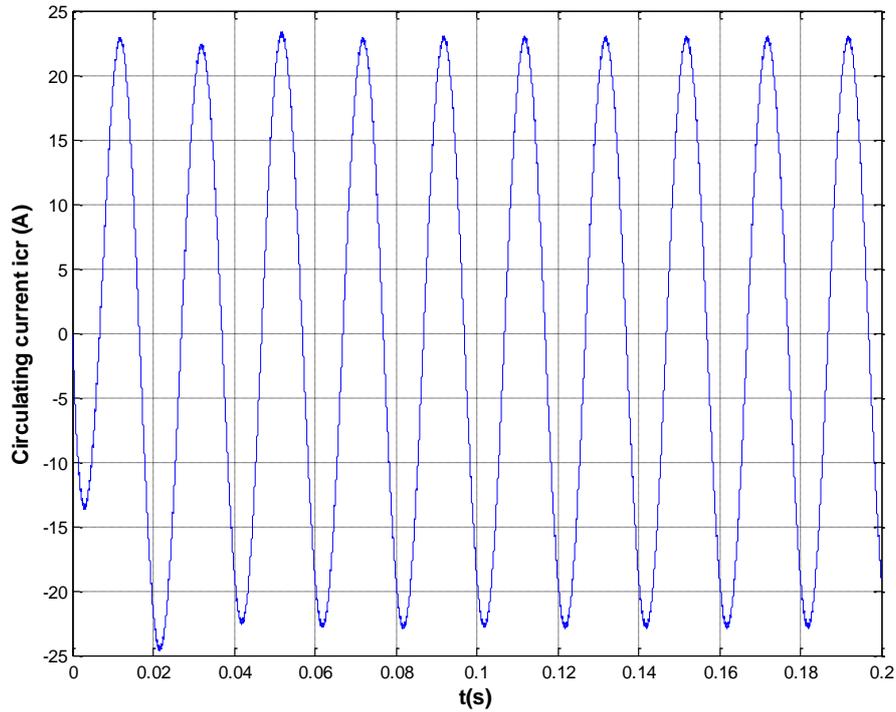


Fig. IV.11. Courant circulant dans le cas de deux onduleurs connectés en parallèle, l'un ayant une résistance de ligne de la phase « a » égale à 1.1 la résistance des autres phases.

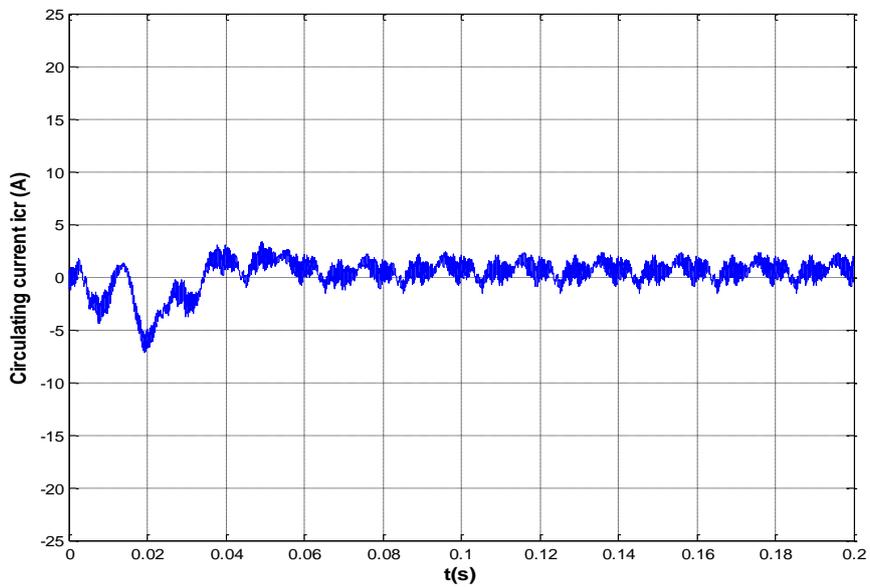


Fig. IV.12. Courant de circulation pour le cas de deux onduleurs connectés en parallèle l'un ayant une résistance de la ligne de phase de 0,11 au lieu de 0.1  $\Omega$  , un indice de modulation égal de 0.6018 et une phase de modulation de -0.5644rd.

### IV.2.2 Cas de la variation de l'inductance d'une ligne

Pour une inductance de ligne de la phase « a » du premier onduleur égale à 0.0005 H et une inductance de toutes les autres lignes des deux onduleurs connectés en parallèle égale à 0.00034 H un fort courant de circulation atteignant une amplitude de 73 A prend naissance (Fig. IV.13). L'application des équations analytiques établies précédemment permet de déterminer les nouveaux paramètres de la modulation sinusoïdale qui garantissent un courant de circulation minimum entre les deux modules. Ces nouveaux paramètres de la modulation appliqués au bras de l'onduleur qui présente une inductance différente de celle des deux autres sont  $d'_m = 0.4767$  et  $\varphi' = -0.5373$  rd. Ce choix approprié des paramètres de la SPWM diminue d'une manière significative le courant de circulation (Fig. IV. 14) atteignant les 5A : cette diminution est de l'ordre de 93 %.

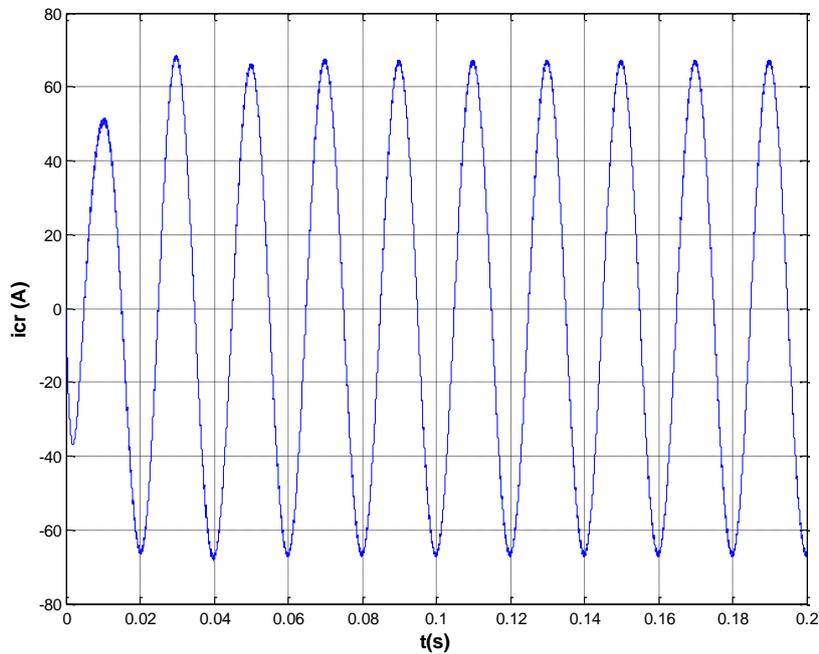


Fig. IV.13 Courant de circulation pour une inductance de la ligne « a » du premier onduleur égal à 0.0005 H et toutes les autres inductances de ligne égales à 0.00034 H.

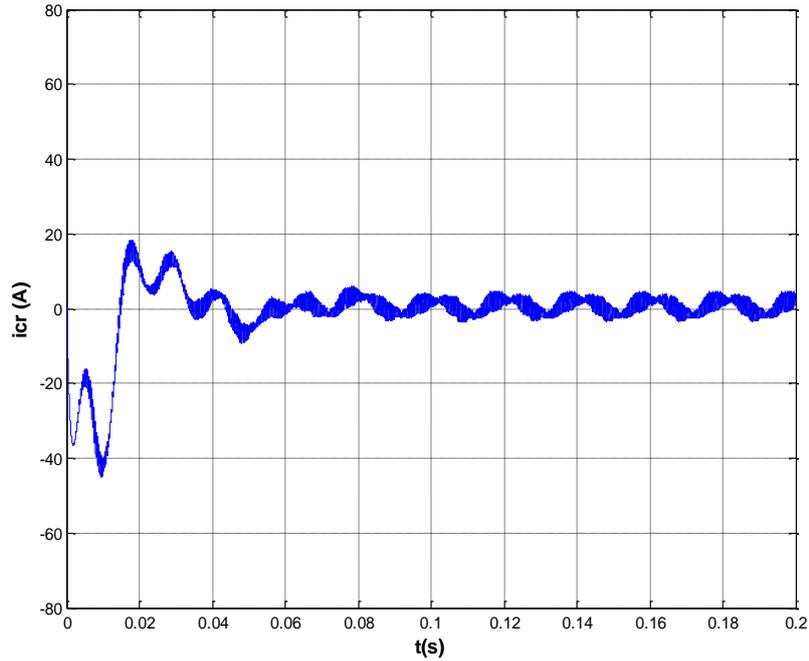


Fig. IV.14. Courant de circulation pour une inductance de la ligne « a » du premier onduleur égal à 0.0005 H et toutes les autres inductances de ligne égales à 0.00034 H avec les nouveaux paramètres de la SPWM ( $d'_m = 0.4767$  et  $\varphi' = -0.5373$  rd).

### IV.2.3 Courant de circulation pour une variation de l'impédance d'une ligne

Une augmentation de 13% du module de l'impédance de ligne de la phase « a » de l'un des deux onduleurs tout en maintenant les mêmes paramètres de la SPWM ( $d_m = 0.6$  et  $\varphi = -0.5236$ rd) provoque un courant de circulation entre les deux onduleurs d'amplitude égal à 72A (Fig. IV. 15).

Un choix approprié des paramètres de la modulation tels que  $d'_m = 0.4790$  et  $\varphi' = -0.5885$  rd fait que l'amplitude de ce courant de circulation devient égal à 5A pour le cas étudié (Fig. IV. 16). Une diminution nette de 93 % est observée.

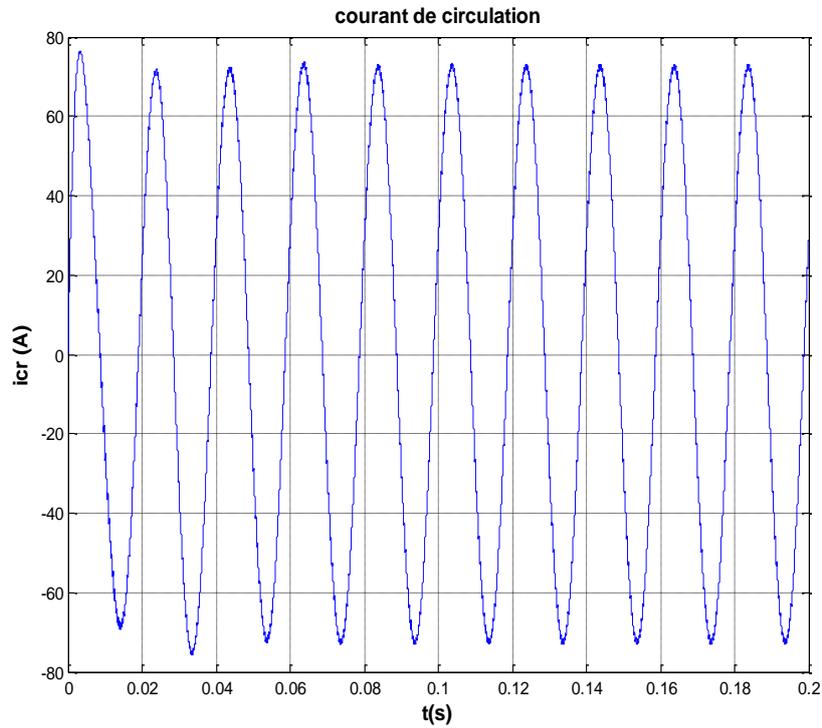


Fig. IV.15. Courant de circulation pour une augmentation de 13 % du module de l'impédance de la ligne « a » de l'un des deux onduleurs mis en parallèle.

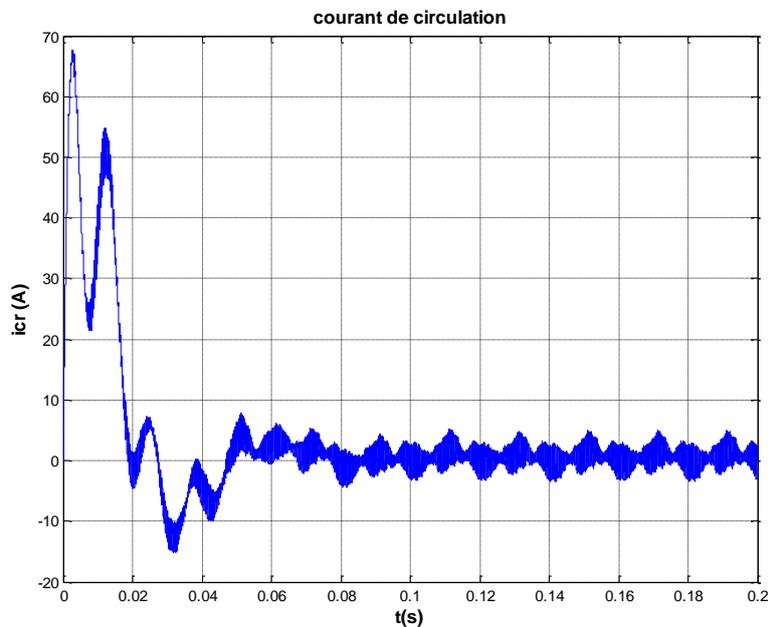


Fig. IV.16. Courant de circulation pour une augmentation de 13% du module de l'impédance de la ligne « a » de l'un des deux onduleurs avec les nouveaux paramètres de la SPWM ( $d'_m = 0.4767$  et  $\varphi' = -0.5373$  rd).

On note, qu'indépendamment de la nature de la variation de l'impédance de la ligne de l'un des deux onduleurs, la minimisation du courant de circulation est obtenue par un choix judicieux des paramètres de la modulation utilisée. Néanmoins, le régime transitoire du courant de circulation, pour le cas d'une augmentation de l'inductance de la ligne, est plus détérioré par rapport à celui de l'augmentation de la résistance.

#### IV.2.4. Courant de circulation lié à la différence d'impédance de deux onduleurs

Pour une différence de 13 % du module de l'impédance de lignes des deux onduleurs (i.e : la phase « a » de l'onduleur 1 et la phase « b » de l'onduleur 2) et une même modulation appliquée aux deux onduleurs, un courant de circulation en régime permanent d'amplitude maximale égale à 125 A, pour le cas étudié, apparaît (Fig. IV. 17). Un ajustement des paramètres de la modulation sinusoidale réduit ce courant de circulation à plus de 95 % (Fig. IV. 18).

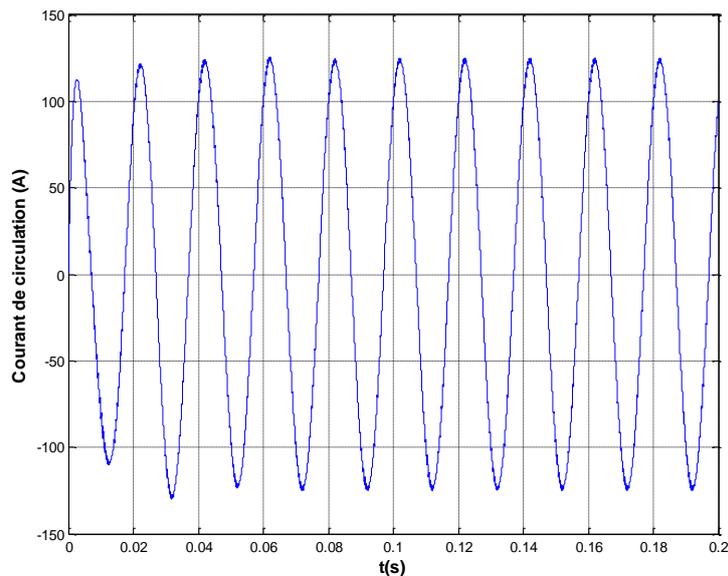


Fig. IV.17. Courant de circulation pour le cas où les deux onduleurs présentent une différence d'impédance : un accroissement de 13 % du module de l'impédance de la phase « a » du premier onduleur et de l'impédance « b » du deuxième onduleur.

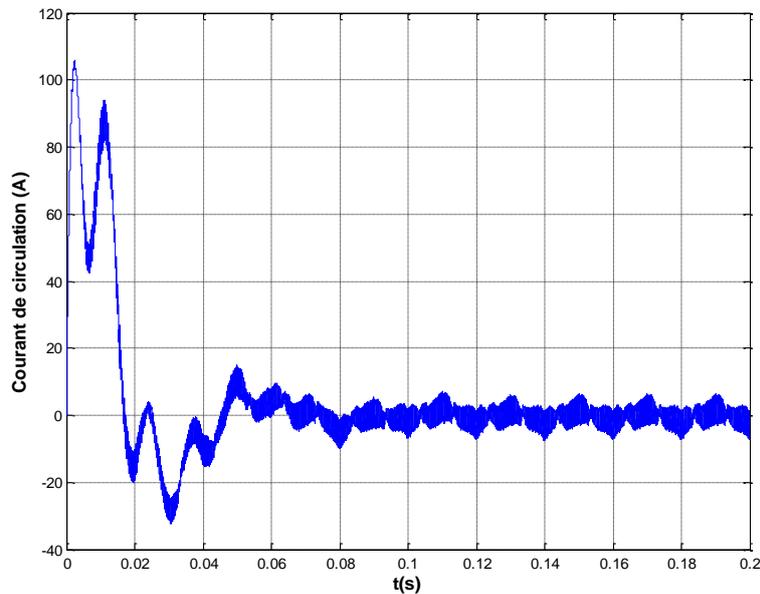


Fig. IV.18. Courant de circulation pour le cas où les deux onduleurs gérés par une modulation corrigée : un accroissement de 13 % du module de l'impédance de la phase « a » du premier onduleur et de l'impédance « b » du deuxième onduleur.

### IV.3. Choix des paramètres de la SPWM pour une variation de l'impédance d'une ligne

La variation de l'impédance de ligne d'une phase de l'un des onduleurs provoque la circulation d'un courant de circulation qui peut être important et compromet ainsi le fonctionnement de la structure. De ce fait, un ajustement des paramètres de la SPWM permet de minimiser ce courant à un seuil où la structure peut continuer à fonctionner. On voudrait alors lier la variation de cette impédance en fonction des nouveaux paramètres de la modulation qui nous garantit une réduction assez conséquente de ce courant de circulation.

### IV.3.1. Variation de la résistance de ligne

Les figures IV. 19 et IV. 20 montrent la variation de l'indice de modulation et la phase de modulation en fonction de variation de la résistance de la ligne (Eqs. IV.2, IV.3 et IV.4). Cela assure la minimisation du courant de circulation entre modules. Pour de très faibles variations autour de la valeur de la résistance équilibrée des autres lignes, l'indice de modulation reste égal à la valeur 0.6 pour le cas étudié.

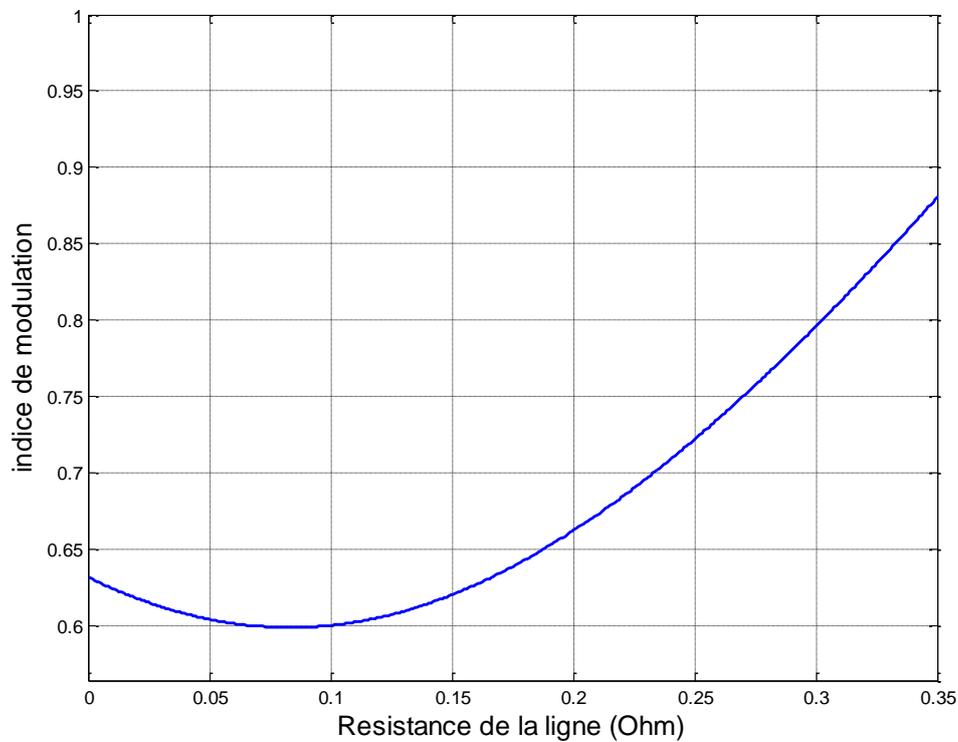


Fig. IV.19. Variation de l'indice de modulation en fonction de la résistance de ligne.

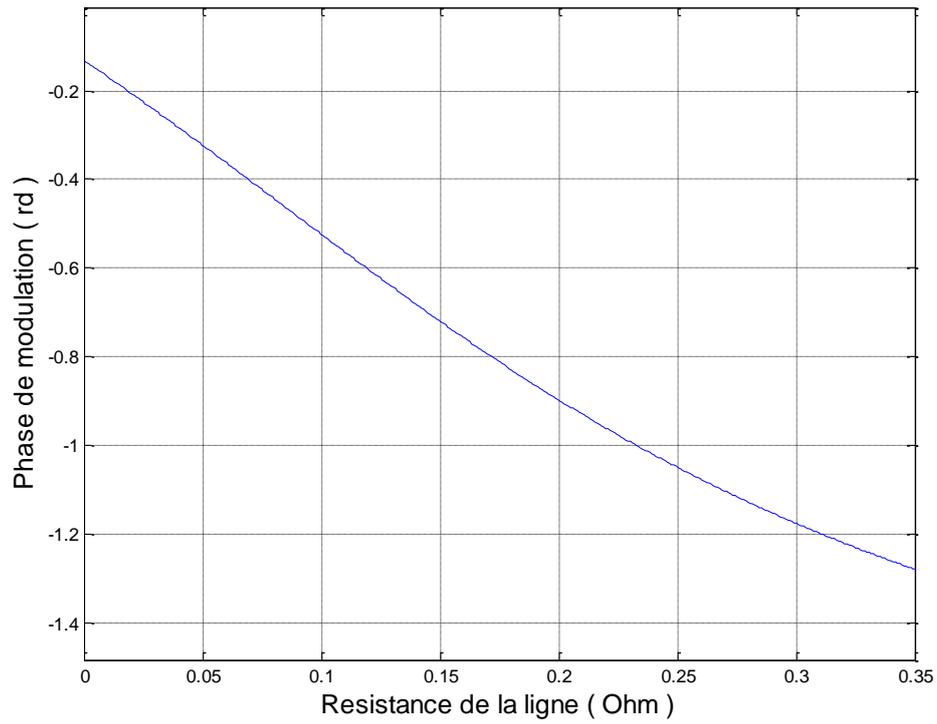


Fig. IV.20. Variation de la phase de modulation de la phase en fonction de la résistance de la ligne.

### IV.3.2 Variation de l'inductance d'une ligne

Les figures IV. 21 et IV. 22 illustrent la variation de l'indice de modulation et la phase de modulation en fonction de l'inductance.

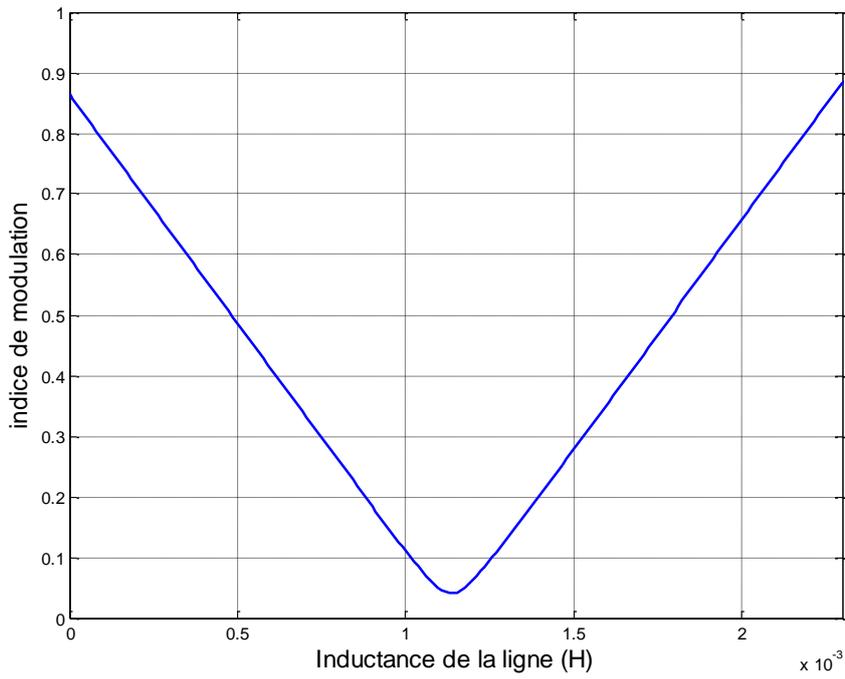


Fig. IV.21. Variations de l'indice de modulation en fonction de l'inductance de la ligne.

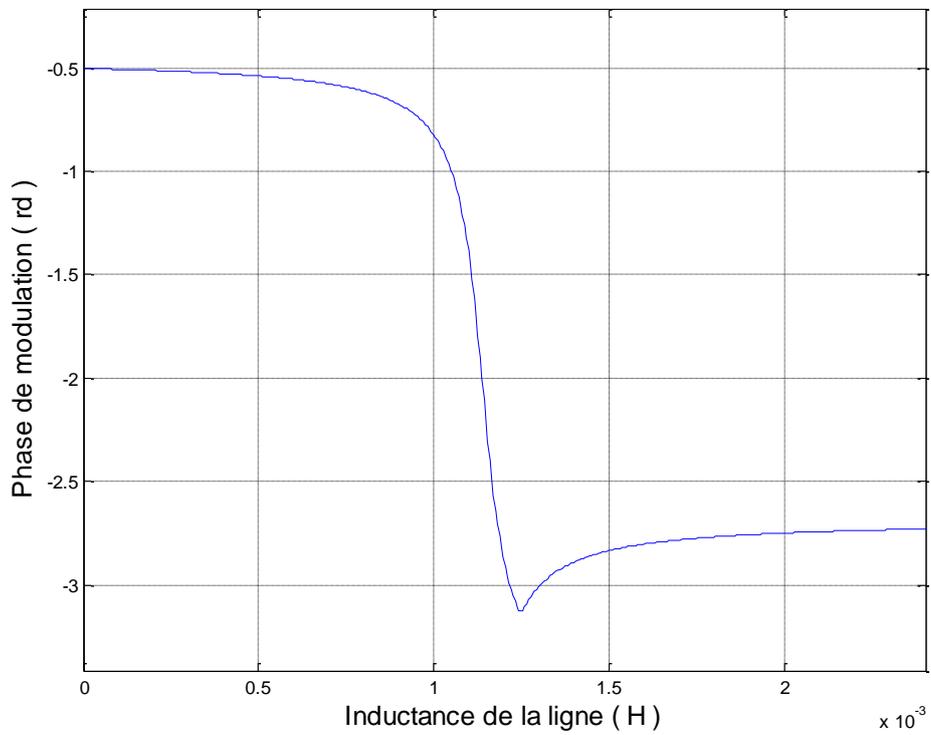


Fig. IV.22. Variations de la phase de modulation en fonction de l'inductance de la ligne.

#### IV. 4. Conclusion

Au niveau de ce Chapitre, nous avons mis en évidence l'importance du réglage des paramètres de la modulation appliquée à la mise en parallèle des onduleurs dans le cas d'une différence d'impédance de ligne. Une modulation identique, appliquée à l'ensemble des onduleurs, fait apparaître une distribution non uniforme du courant de charge le long des onduleurs. Cela va à l'encontre du principe de la mise en parallèle des onduleurs qui suppose que chaque onduleur délivre le même courant à la charge. Cette distribution de courant peut créer une situation où l'on dépasse les contraintes courant d'un onduleur donné de la structure. De plus pour une même ligne, une différence entre les impédances de phase fait apparaître un fort courant de circulation qui peut être décomposé en un courant de basse fréquence égale à la fréquence du réseau et en un courant de haute fréquence due essentiellement à celle de commutation. Au niveau du modèle moyen équivalent, que nous avons développé précédemment (Chapitre II), les instants de commutation ont été négligés. Ce modèle ainsi développé représente le fonctionnement moyen de la structure pendant un intervalle de commutation. Au niveau de ce présent Chapitre, nous avons établi des solutions analytiques pour un choix judicieux des paramètres de la modulation qui d'une part assurent une répartition uniforme du courant de charge et d'autre part minimisent les courants de circulation. L'application d'une technique basée sur le modèle moyen n'élimine en fait que la composante basse fréquence des courants de circulation alors que la composante haute fréquence est réduite soit par l'augmentation de la fréquence de commutation, soit par un choix judicieux des éléments de filtrage, soit par filtrage actif, soit par le type de modulation utilisée, etc.

# ***Conclusion Générale***

L'étude de la mise en parallèle d'onduleurs (MPO), en fonction des intervalles de commutations, nous a conduit à établir plusieurs systèmes d'équations associant les termes d'interactions. La difficulté d'obtenir des modèles précis rend la résolution analytique difficile et complexe. L'alternative à cette difficulté réside en l'application de la technique de la moyenne par bras d'onduleur. Cela nous a permis de synthétiser un seul système d'équations représentant ainsi le fonctionnement moyen du circuit sur une période de commutation. L'application de la transformée de Park permet d'obtenir un système d'équations linéaires puis un schéma équivalent moyen plus simple à étudier. La résolution de ce système d'équations simplifie l'obtention de solutions analytiques moyennes des différentes variables d'état du circuit. L'évaluation de ce système associé au schéma équivalent moyen prédit d'une manière rapide et exacte les performances sous plusieurs configurations de la structure étudiée et ce afin d'établir les conditions à satisfaire pour un fonctionnement correct de la structure.

L'analyse des différentes fonctions de transfert a mis en évidence l'impact des paramètres du circuit sur les performances du système. L'augmentation du nombre d'onduleurs a permis de réduire simultanément le dépassement de la tension d'entrée ainsi que le temps de réponse. La prise en compte de l'impédance du bus ( $Z_g \neq 0$ ) mène à une augmentation du courant d'entrée qui n'est plus proportionnelle au nombre d'onduleurs mis en parallèle. De ce fait, l'impédance du réseau doit être assez faible (mais pas nécessairement nulle) devant l'impédance de ligne : le point de couplage au réseau doit être le plus proche possible. Une attention particulière doit être prise pour que les variations des paramètres de la MPO ne compromettent pas le fonctionnement de la structure. Cette condition impose une restriction sur les variations possibles des éléments constitutants (soit l'impédance de ligne soit celle du réseau) sinon la structure basculerait d'un mode de fonctionnement à un autre mode non autorisé pour la MPO. D'autre part un même taux de variation de l'impédance du réseau est plus critique que celui de la ligne d'un onduleur donné de la MPO.

Nous avons mis en évidence l'importance du réglage des paramètres de la modulation appliquée à la MPO pour une différence d'une des lignes d'un ou deux onduleurs de la structure. Une modulation identique, appliquée à l'ensemble des onduleurs, fait apparaître un partage non équitable du courant de charge le long des  $n$  onduleurs. L'onduleur dont l'impédance de ligne est la plus faible par rapport à celles des autres lignes doit supporter en grande partie le courant de charge. Cela va l'encontre du principe de la MPO où le courant de charge est distribué d'une manière uniforme sur l'ensemble des modules. Cela peut mener même à une situation où l'on dépasserait les valeurs limites de fonctionnement des interrupteurs. Pour une différence de 10% entre les impédances de ligne 43,4% du courant de charge est supporté par le premier onduleur et 56,6% de ce courant par le deuxième. L'application d'une stratégie de modulation spécifique au module présentant une différence de l'impédance de ligne par rapport à celles des autres unités rétablit de nouveau le principe de partage du courant de charge.

D'autre part une différence entre les impédances d'une phase d'une même ligne fait apparaître un fort courant de circulation qui peut être décomposé en une composante de basse fréquence égale à celle du réseau et une autre de haute fréquence due essentiellement à celle de commutation. Au niveau du modèle moyen équivalent, que nous avons développé, les instants de commutation ont été négligés. Ce modèle ainsi développé représente le fonctionnement moyen de la structure pendant un intervalle de commutation.

Nous avons établi des solutions analytiques pour un choix judicieux des paramètres de la modulation qui minimisent les courants de circulation. Les nouveaux paramètres sont déterminés en fonction des composantes de l'impédance de la ligne et permettent une réduction du courant de circulation de plus de 90%. L'application d'une technique basée sur le modèle moyen n'élimine en fait que la composante de basse fréquence des courants de circulation alors que la composante haute fréquence

est réduite soit par l'augmentation de la fréquence de commutation, soit par un filtrage actif ou passif, soit par le type de modulation utilisée, etc.

Bien que dans notre étude des résultats intéressants ont été obtenus, différents points et problèmes portant sur la mise en parallèle d'onduleurs restent à étudier. On peut citer :

- Elaboration de modèles petits signaux pour développer des stratégies de commandes permettant le partage équitable du courant de la charge ainsi que la minimisation des courants de circulations selon les niveaux de tolérance entre différents modules.
- Etude du transfert de puissance active et réactive entre les différents modules et le réseau sous différents mode de fonctionnement de la structure.
- Elaboration d'une étude sur le fonctionnement du système en introduisant l'impact de la commutation sur la qualité des tensions et des courants de sortie.
- Développement de modèles de la séquence zéro du courant de circulation et ce pour bien définir l'effet du mode commun sur les performances de la structure modulaire.
- Etude dynamique du système pour un délestage d'un des modules connectés en parallèle suite à une brusque variation des paramètres du réseau.

- [1] <http://www.pecanstreet.org/wordpress/wp-content/uploads/2013/04/QWS-Microgrids-for-Disasters-Kwasinski-2013-03-06.pdf>
- [2] <http://www.wwindea.org/home/index.php>.
- [3] D. Hopwood, “Abu Dhabi’s masdar plan takes shape”, *Renewable Energy Focus*, vol. 11, no. 1, pp. 18–23, 2010.
- [4] <http://www.ren21.net/gsr>
- [5] Li Zhang, Member, Kai Sun, Yan Xing, Member, Jinquan Zhao, “*Parallel Operation of Modular Single-phase Transformerless Grid-tied PV Inverters with Common DC Bus and AC Bus*”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 99, pp. 1-7. Avril 2015.
- [6] <http://www.wwindea.org>
- [7] <http://www.windpowermonthly.com/>
- [8] Rui Li and Dianguo Xu, “*Parallel Operation of Full Power Converters in Permanent-Magnet Direct-Drive Wind Power Generation System*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no 4, pp. 1619-1629, April 2013.
- [9] <http://www.nrel.gov/>
- [10] V. Zomgibel, E. Spahn, G. Buderer, A. Welleman and W. Fleishmann, “*Compact High Voltage IGBT Switch for Pulsed Power Applications*”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 45 (1), pp. 531-535, 2009
- [11] S. Luo, Z. Ye, R-L. Lin, F.C. Lee, “*A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules*”, *IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 99*, vol. 2, pp. 901 –908, 1999.
- [12] L.M. Tolbert, “*High Power Electronics for a Sustainable 21st Century*”, NSF Workshop for Sustainable Energy Systems, Atlanta, Georgia, Dec.2000.
- [13] P.Luniewski, U. Jansen, “*Benefits of System-Oriented IGBT Module Design for High Power Inverters*”, in *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, pp. 1-10, 2-5 Sept. 2007.
- [14] <http://www.ieeeahn.org/>
- [15] Asplund, G.,Svensson, K., Jiang, H., Lindberg, J., Pålsson, R., “*DC transmission based on voltage source converters*”, *CIGRÉ* session, paper reference 14-302, Paris, 1998.
- [16] Harish K. Krishnamurthy, Raja Ayyanar, “*Building Block Converter Module for Universal (AC-DC, DC-AC, DC-DC) Fully Modular Power Conversion Architecture*”, 36<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 483-489, June 2007.

- [17] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao and K. Tsuboi, “*Parallel-Connections of Pulse Width Modulated Inverters Using Current Sharing Reactors*”, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 186-191, 1993.
- [18] S. J. Chiang, C. Y. Yen and K. T. Chang, “*A Multimodule Parallelable Series-Connected PWM Voltage Regulator*”, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 3, pp. 506–516, 2001.
- [19] A. Schonknecht and R.W. De Doncker, “*Novel Topology for Parallel Connection of Soft-Switching High-Power High-Frequency Inverters*”, IEEE Trans. Industrial Application, vol. 39, no. 2, pp. 550-555, 2003.
- [20] L. J. Matakas, C. Burlacu and E. Hasada, “*High Power, High Performance Parallel Connected Multi-Converters: Analysis and Control*”, Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol. 1, pp. 121-126, July1995.
- [21] R. Hong-Je, K. Jong-Soo, R. Geun-Hie, K. Yong-Ju, W. Myung-Ho and C. Won, “*Unit Power Factor Operation of Parallel Operated AC to DC PWM Converter for High Power Traction Application*”, 32<sup>nd</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’01, vol. 2, pp. 631-636, June 2001.
- [22] S. K. Mazmunder, A. H. Nayfeh, D. Borojevic, “*Stability Analysis of Parallel dc-dc Converters Using a Nonlinear Approach*”, 32<sup>nd</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, 2001, pp. 1283-1288, June 2001.
- [23] L.R. Lewis, et al, “*Modeling, Analysis and Design of Distributed Power Systems*”, 30<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference Records PESC’89, vol. 1, pp. 152-159, 1989.
- [24] K. Siri and C.Q. Lee, “*Current Distribution of Converters Connected in Parallel*”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 2, pp. 1274-1280, Oct.1990.
- [25] F. Petruzzello, P.D. Ziogas and C. Joos, “*novel Approach to Paralleling of Power Converter Units with True Redundancy*”, 21<sup>st</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference Records PESC’90, pp. 808-813, June 1990.
- [26] Ramesh Giri, Member, Vijay Choudhary, Raja Ayyanar, and Ned Mohan, “*Common-Duty-Ratio Control of Input-Series Connected Modular DC–DC Converters With Active Input Voltage and Load-Current Sharing*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 4, , pp.1101-1111, July-August 2006.
- [27] S.N. Manias,G Kostakis, “*Modular DC-DC Convertor for High-Output Voltage Applications*”, IEE Proceedings B Electric Power Applications, Vol.140(2) , pp. 97-102, March 1993.
- [28] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, “*Analysis, Design and Performance Evaluation of Droop Current Sharing Methods*”, Proc. 15<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference and exposition APEC’00, vol. 1pp. 235–241, Feb. 2000.

- [29] J. W. Kim, H. S. Choi, and B. H. Cho, “A Novel Droop Method for Converter Parallel Operation”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 1, pp. 25–32, Jan. 2002.
- [30] Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. C. Lee, “Analysis and Design of  $N$  Parallel DC-DC Converters with Master-Slave Current Control”, Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC’97, vol. 1, pp. 436–442, 1997.
- [31] I. Kondratiev, E. Santi, R. Dougal, “Nonlinear Synergetic Control for  $m$  Parallel-Connected DC-DC Buck Converters: Droop Current Sharing”, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’06, pp. 220-226, June 18 - 22, 2006.
- [32] Sudip K. Mazumder, Muhammad Tahir, and Kaustuva Acharya, “Master-Slave Current-Sharing Control of a Parallel DC-DC Converter System Over an RF Communication Interface”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, n°. 1, pp. 59-66, Jan.2008.
- [33] M. M. Jovanovic, “A Novel, Low-Cost Implementation of ‘Democratic’ Load Current Sharing of Parallel Converter Modules”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 4, pp. 604–611, July 1996.
- [34] D. J. Perreault, K. Sato, R. L. Selders, and J. G. Kassakian, “Switching- Ripple-Based Current Sharing of Paralleled Power Converters”, IEEE Trans. Circuits System I, Fundamental Theory Appl., vol. 46, no. 10, pp. 1264–1274, Oct. 1999.
- [35] Wu Chen, Xinbo Ruan, “Modularization Structure for Series-Parallel Connected Converters”, in Proc. 23rd Annu. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC’08, p.p. 1531-1535, 24-28 Feb. 2008.
- [36] J. W. Kim, J. S. You, and B. H. 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, Jun. 2001.
- [37] R. Ayyanar, R. Giri, and 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. 9, no. 4, pp. 1462–1473, Nov. 2004.
- [38] 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. 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’04), vol. 3, pp. 1751–1756, 2004.
- [39] K. Siri, M. Willhoff, C. Truong, and K. A. Conner, “Uniform Voltage Distribution Control for Series-Input Parallel-Output Connected Converters”, in Proc. IEEE Aerosp. Conf., pp. 1–12, Mar. 2006.
- [40] J. W. Kimball, J. T. Mossoba, and P. T. Krein, “Control Technique for Series Input-Parallel Output Converter Topologies”, in Proc. IEEE 36<sup>th</sup> Power Electronics Specialists Conference (PESC’05), pp. 1441–1445, 2005.

- [41] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, and 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. 6, pp. 1101–1111, July-August 2006.
- [42] S. Deshang, D. Kai. G. Zhiquinag, L.Xiaozhong, "Control Strategy for Input-Series–Output-Parallel High-Frequency AC Link Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, 11, pp. 4101- 4111, 2011.
- [43] Xinbo Ruan, Lulu Cheng and Tao Zhang, “*Control Strategy for Input-Series Output-Paralleled Converter*”, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’06, pp. 1-8, June 2006.
- [44] J-W.Kim, J-S.Yon, B.H.Cho, “*Modeling, Control, and Design of Input-Series-Output-Parallel-Connected Converter for High-Speed-Train Power System*”, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, pp. 536 –544, June 2001.
- [45] Ericson, T., Tucker, A., “*Power Electronics Building Blocks and potential power modulator applications*”, IEEE Power Modulator Symposium Conference Record of the 1998 Twenty-Third International, pp.12-15, 22-25 June 1998.
- [46] Ericson, T., Hingorani, N., Khersonsky, Y., “*PEBB - Power Electronics Building Blocks from Concept to Reality*”, The 3<sup>rd</sup> IET international Conference on Power Electronics, Machines and Drives, pp.12-16, April 2006.
- [47] Hingorani, N.G., “*Power Electronics Building Block Concepts*”, IEEE Power Engineering Society General Meeting, vol. 3, pp. 13-17, July 2003.
- [48] Hudgins, J.L., Mookken, J., Beker, B., Dougal, R.A., “*The New Paradigm in Power Electronics Design*”; Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on; vol. 1, pp. 1-6, 27-29 July 1999.
- [49] Ericson, T., “*Power Electronic Building Blocks-a Systematic Approach to Power Electronics*”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000, vol. 2, pp. 1216-1218, July 2000.
- [50] Steimer, P.K.; Oedegard, B.; Apeldoorn, O.; Bernet, S.; Brueckner, T., “*Very High Power IGCT PEBB technology*”, IEEE 36<sup>th</sup> Power Electronics Specialists Conference PESC '05, pp.1-7, 2005.
- [51] Schwartzberg, J.W., “*Application of AC Switch Power Electronic Building Blocks in Medium Voltage Static Transfer Switches*”, IEEE Power Engineering Society General Meeting, Vol. 3, 13-17 July 2003.
- [52] Qinghua Huang; Borisov, K.; Ginn, H.L., “*PEBB-Based Shunt Active Power Filter for Shipboard Power Systems*”, IEEE, Electric Ship Technologies Symposium, pp. 393-399, 25-27 July 2005.

- [53] Tommi Laakkonen, “*Distributed Control Architecture of Power Electronics Building Block Based Frequency Converters*”, PHD thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, on the 26th of October, 2010.
- [54] T. Ericson, “*Power Electronics Building Blocks- a Systematic Approach to Power Electronics*”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol.2, pp. 1216-1218, 16-18 July 2000.
- [55] P. Steimer, “*Power Electronics Building Blocks- a Platform-Based Approach to Power Electronics*”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, vol.3, pp. 1360-1365, 13-17 July 2003.
- [56] Ericson, P., Ackermann, T., Abildgaard, H., Smith, P., Winter, W., and Rodriguez Garcia, J., “*System Operation with High Wind Penetration*”, IEEE Power and Energy Magazine, 3(5), pp. 65–74, 2005.
- [57] T., Ericson, N. Hingorani, Y. Khersonsky, “*PEBB- Power Electronics Building Blocks from Concept to Reality*”, 53rd IEEE Industry Application Society, PCIC06, pp. 1-7, 11-15 Sep. 2006.
- [58] T. Ericson, Y. Khersonsky, P. K. Steimer, “*PEBB Concept Applications in High Power Electronics Converters*”, 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC05, pp. 2284-2289, 16 June 2005.
- [59] Rosado, S.; Wang, F.; Boroyevich, D.; “*Design of PEBB Based Power Electronics Systems*”, Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE; pp. 18-22 June 2006.
- [60] Khadem, S.K. Basu, M., Conlon, M., “*Parallel Operation of Inverters and Active Power Filters in Distributed Generation System: A Review*”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.15, pp. 5155– 5168, 2011.
- [61] T.Kawabata, S.Higashino, “*Parallel Operation of Voltage Source Inverters*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 2, pp. 281–287, March-April 1988.
- [62] Y. Komatsuzaki, “*Cross Current Control for Parallel Operating Three Phase Inverter*”, in Proc. 25<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, Taipei, Taiwan, vol.2, pp. 943– 950, June 1994.
- [63] L. H. Walker, “*10-MW GTO Converter for Battery Peaking Service*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, No. 1, pp. 63–72, Jan.-Feb. 1990.
- [64] K. Imaie, S. Ito, and S. Ueda, “*PWM Control Method of Multiple Inverters for Maglev*”, Proc. IEEE Power Conversion Conference, Yokohama, Japan, pp. 55–60, Apr.1993.
- [65] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, and A. Nabae, “*A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, No. 5, pp. 1023–1030, Sep.-Oct. 1992.

- [66] M. Honbu, Y. Matsuda, K. Miyazaki, and Y. Jifuku, “*Parallel Operation Techniques of GTO Inverter Sets for Large AC Motor Drives*”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-19, no. 2, pp. 198–205, March 1983.
- [67] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao, and K. Tsuboi, “*Parallel-Connections of Pulsewidth Modulated Inverters Using Current Sharing Reactors*”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 6, pp. 673–679, Nov. 1995.
- [68] J. Ewanchuk and J. Salmon, “*Three-Limb Coupled Inductor Operation for Paralleled Multi-Level Three-Phase Voltage Sourced Inverters*”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 5, pp. 1979–1988, May 2013.
- [69] R. Simanjorang, Y. Miura, T. Ise, S. Sugimoto, and H. Fujita, “*Application of Series Type BTB Converter for Minimizing Circulating Current and Balancing Power Transformers in Loop Distribution Lines*”, Proc. IEEE Conf. Power Convers., pp. 997–1004, 2007.
- [70] T.-F. Wu, Y.-E. Wu, H.-M. Hsieh, and Y.-K. Chen, “*Current Weighting Distribution Control Strategy for Multi-Inverter Systems to Achieve Current Sharing*”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 160–168, Jan. 2007.
- [71] R. Ramos, D. Biel, E. Fossas, and F. Guinjoan, “*Interleaving quasi-sliding-mode control of parallel-connected buck-based inverters*,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 11, pp. 3865–3873, Nov. 2008.
- [72] J.W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer, J. Minibok, “*Extreme Efficiency Power Electronics*”, 7<sup>th</sup> International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Nuremberg, Germany, pp. 1-22, 2012.
- [73] Xiaoxiao Yu, Ashwin M. Khambadkon, “*Reliability Analysis and Cost Optimization of Parallel-Inverter System*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 10, pp. 3881-3889, October 2012.
- [74] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J.H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L.T. Moran, and S.K. Sul., “*Parallel Interleaved Inverters for Reactive Power and Harmonic Compensation*”, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, pp. 1–7, 18-22 June 2006.
- [75] L. Asimmoaei, E. Aeloiza, J.H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L.T. Moran, and S.K. Sul. “*An Interleaved Active Power Filter with Reduced Size of Passive Components*”, 21<sup>st</sup> Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006 .APEC'06, pp., 19-23, March 2006.
- [76] Hussain Bierk, Ed Nowicki and Arif Al-Judi, “*Characterization of Distortion Reduction for Single-phase Multiple Inverter Operation*”, CCECE IEEE, Canadian Conference on Electrical and Computing Engineering, pp. 713-716, 22-26 April, 2007.
- [77] Bassim M.H. Jassim, “*Active Current Sharing Control Schemes for Parallel Connected AC/DC/AC Converters*”, PHD Thesis, School of Electrical and Electronic Engineering, New- Castle, UK, 2014.

- [78] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodriguez, “*Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power System*”, John Wiley & Sons, 2011.
- [79] Hui Cai, Rongxiang Zhao, and Huan Yang, “*Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23 no. 6, 2008.
- [80] Zhihong Ye, D. Boroyevich, Jae-Young Choi, and F.C. Lee, “*Control of circulating Current in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers*”, 15<sup>th</sup> Annual IEEE in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000, volume 1, pp. 506–512, vol.1, 6-10 Feb. 2000.
- [81] Ching-Tsai Pan, Jui-Yang Chang, Ching-Ming Lai, Yu-Ling Juan, and Yi-Hung Liao, “*Modeling of Circulating Currents for Grid-Connected Parallel Three-Phase Inverters*”, In SICE Annual Conference, pp. 1319–1322, 20-22 Aug. 2008.
- [82] Tsung-Po Chen, “*Zero-Sequence Circulating Current Reduction Method for Parallel HEPWM Inverters Between AC Bus and DC Bus*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, no. 1, 59, pp. 290-300, January 2012.
- [83] Ching-Tsai Pan, Yi-Hung Liao, “*Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(2), pp. 825-838, 2007.
- [84] T. P. Chen, “*Circulating Zero-Sequence Current Control of Parallel Three-Phase Inverters*”, Proc. Inst. Electr. engn. Electr. Power Appl. vol.153, pp. 282-288, 2006
- [85] T.P. Chen, “*Zero-Sequence Circulating Current Reduction Method for Parallel HEPWM Inverters Between AC Bus and DC Bus*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, n° 1, pp., 290-300, 2012.
- [86] Y. Zhang, Z. Jiang, “*Zero-Sequence Current Dynamics in Parallel- Connected Voltage Source Converters*”, IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 189-196, 2009.
- [87] R.D. Middlebrook, S. Cuk, “*Modelling and analysis methods for dc-to-dc switching converters*”, IEEE/IAS (Ind. Appl. Soc.) Int Semicond. Power Converter Conf., pp. 90-111, 1977.
- [88] Wester, G. W. and R. D. Middlebrook, “*Low-frequency characterization of switched dc-dc converters*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 9(3), pp. 376-385, 1972.
- [89] V. Vorperian, “*Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, vol. 24, no. 3, May 1990.
- [90] V. Vorperian, “*Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch I. Continuous Conduction Mode*”, IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, vol. 26, pp. 490-496, 1990.

- [91] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [92] Toni Itkonen, “Parallel Operating Three-Phase Voltage Source Inverters Circulating Current Modeling, Analysis and Mitigation”, PHD thesis, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2010.
- [93] Jin, H., “Behavior-Mode Simulation of Power Electronic Circuits”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 443–452, 1997.
- [94] T. Zebbadji, S. Hadji , R. Ibtouen, “Line and Grid impedance Impact on the Performances of Parallel Modular Inverter System, *International Journal of Power Electronics and Drive systems*”, Volume 6, Issue 1, pp. 100-108, March 2015.
- [95] Holtz, J., “On the Spatial Propagation of Transient Magnetic Fields in AC Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 927–937, 1996.
- [96] Juan C. Vasquez, Josep M. Guerrero, Mehdi Savaghebi, Joaquim Eloy Garcia, Remus Teodorescu, “Modeling, Analysis and Design of Stationary Reference Frame Droop Controlled Parallel Three Phase Voltage Source Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(1), pp. 1271-1280, 2012.
- [97] J. Mahdari, A. Emadi, M. D. Bellar, and M. Ehsani, “Analysis of Power Electronics Converters Using the Generalized State Space Averaging Approach”, *IEEE Transactions on Circuit and Systems I*. vol. 44, n° 8, pp. 767-770, 1997.
- [98] A. Emadi, “Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method”, 27<sup>th</sup> *IEEE Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 1001-1007, June 2004
- [99] A. Emadi, “Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method”, *IEEE Trans. on Indus. Elect.*, vol. 51, no. 3, pp. 661-668, 2001.
- [101] A. Emadi, “Modeling of Power Electronic Loads in AC Distribution Systems Using the Generalized State-Space Averaging Method”, *IEEE Trans. on Indus. Elect.*, vol. 51, no. 5, pp. 992-1000, October 2004.
- [102] Ericson R, and Maksimović D, “*Fundamentals of Power Electronics*”, Second Edition, Kluwer Academic Publishes, Norwell, Massachusetts 2001.
- [103] Joachim Holtz, “Pulsewidth Modulation-A Survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp.410-420, December 1992.
- [104] Holmes, D. G. and Lipo, T., “*Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice*”, New York: IEEE Press, 2003
- [105] Iftikhar A. Khan, Robert W. Erickson, “Synthesis and Analysis of Harmonic-Free Three phase Inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9(6), pp. 567-579, 1994.

- [106] T. Zebbadji, “*Voltage Sharing via Feedback for DC Series Connection of Switched-Mode Converters*”, Master thesis, University of Colorado, Boulder, 1987.
- [107] T. Zebbadji, S. Hadji, R. Ibtouen, “*A simple average model and analysis of an n parallel connected inverters*”, 15<sup>th</sup> workshop on Control and Modeling of Power Electronics (COMPEL 2014), Santander, Spain, pp. 1-8, June 22-25, 2014.
- [108] A. Somani, R. K. Gupta, K. K. Mohapatra, and N. Mohan, “*On the Causes of Circulating Currents in PWM Drives with Open-End Winding AC Machines*”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 9, pp. 3670–3678, Sep. 2013.
- [109] C.-T. Pan and Y.-H. Liao, “*Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers with Different Load Sharing*,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 7, pp. 2776–2785, July 2008.
- [110] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, and F. C. Lee, “*Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers*,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 609–615, Sep. 2002.
- [111] J. S. Siva Prasad and G. Narayanan, “*Minimization of Grid Current Distortion in Parallel-Connected Converters Through Carrier Interleaving*”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 1, pp. 76–91, Jan. 2014.
- [112] Z. Ye, D. Boroyevich, and F. C. Lee, “*Modeling and Control of Zero-Sequence Current in Parallel Multi-Phase Converters*”, 31<sup>st</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’00, vol. 2, pp. 680-685, June 2000.
- [113] Zhihong Ye, “*Modeling and Control of Parallel Three-Phase PWM Converters*”, PHD Thesis Virginia Tech., USA, Sept. 2000. IEEE Transactions on Power Electronics Conference, vol.17, n°5, pp. 609-615, Sep. 2002.