

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique

Projet de fin d'étude
Pour l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

**Etude et analyse des courants de circulation lors
de la mise en parallèle des onduleurs**

Etudié par :

- KAHLERAS Salah eddin
- BENMAHAMED Youcef

Proposé et dirigé par :

- Mr: T. ZEBBADJI

Juin 2014

ENP 10 avenue Hassan Badi El-Harrach Alger

Remerciements

Ce mémoire n'aurait pas pu avoir lieu sans un encadrement de très grande qualité, celui de M. Tahar ZEBBADJI enseignant au département d'Electrotechnique de L'Ecole Nationale Polytechnique pour avoir proposé et encadré ce sujet de thèse et pour son appui scientifique et sa disponibilité durant la préparation de notre projet de fin d'études. On le remercie également pour son aide précieuse et continuelle pendant la rédaction de ce mémoire.

Nous adressons nos remerciements à M. O. MAHMOUDI professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour nous avoir fait l'honneur de présider notre jury de thèse, nous le remercions aussi pour le savoir qu'il nous a transmis durant notre formation d'ingénieur en électrotechnique.

Nous remercions également Mme Houria SAHRAOUI enseignante à l'Ecole Nationale Polytechnique d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail ainsi que pour les connaissances qu'elle a nous a transmises.

Egalement nous tenant à présenter notre profonde reconnaissance à tous les enseignants de l'ENP qui ont contribué à notre formation.

Nous remercions enfin, tous ceux qui, d'une quelconque façon, ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents et ma grande famille.

A mon frère Zaki et mes sœurs.

*A tous mes amis et spécialement Lamaidi , Zaki, Osmane
lahchiiche, allawa, sans oublier ja3foori.*

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous mes collègues de la promotion 2014.

A vous.

Salah

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail,

A mes très chers parents, pour leur soutien et la patience dont ils ont fait preuve durant toutes les années de ma formation ;

A ma grande famille ;

A mes amis « Ahmed », « Amine »,

Ainsi qu'à tous les électrotechniciens de ma promo;

A tous ceux qui m'aiment et qui me souhaitent le bonheur ;

A la mémoire de mon grand-père.

Youcef

Résumé

De nombreux équipements d'électronique de forte puissance utilisent des associations série ou parallèle de semi-conducteurs ou de convertisseurs. A cet effet la mise en parallèle des onduleurs est souvent utilisée afin d'atteindre des niveaux de puissances au delà de la capacité de la plus grande puissance que peut fournir une structure singulière. Cependant, le partage du courant de sortie le long des onduleurs connectés en parallèle pose différentes contraintes techniques et engendre un courant de circulation qui nuit énormément au bon fonctionnement du système global.

Dans cette perspective, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. Une étude approfondie des courants de circulation obtenus lors de la mise en parallèle directe des onduleurs pilotés par une SVM à alternance des vecteurs nuls s'impose.

Mots clés : mise en parallèle des onduleurs, contraintes techniques, courant de circulation.

ملخص

العديد من الأجهزة الإلكترونية عالية الطاقة تستعمل الربط على التسلسل أو التوازي لشبه النواقل أو المحولات. لهذا الغرض، الربط على التوازي للموجات غالباً ما يستعمل للوصول إلى أعلى مستويات الاستطاعة فوق السعة التي تفرزها وحدة من هذه الموجات بمفردها. إلا أن تقاسم تيار المخرج ما بين الموجات المربوطة على التوازي يشكل قيود تقنية مختلفة و يولد تيار متدفق الذي يضر بشكل كبير عملية السير الحسن للنظام العام.

في هذا المنظور، نحن مهتمون بتحويل النظام الأصلي إلى نظام مستمر الذي يمثل من الأفضل ظاهرياً السلوك الديناميكي والسكن للدارة دراسة معمقة للتيار المتدفق الحاصل نتيجة الربط على التوازي المباشر للموجات المتحكم فيها عن طريق بتناوب الأشعة المنعدمة.

الكلمات المفتاحية: الربط على التوازي للموجات، قيود تقنية، التيار المتدفق

Abstract

Many high power electronics devices use the series or paralleled connection of semi-conductors devices or converter. As a matter of fact, parallel connection of inverters is often used to meet higher demand of power and current that a single inverter cannot handle. However, the sharing of output current among the parallel connected inverters generates a circulating current which is harmful to the proper operation of the overall system.

In this perspective, we are interest in transforming the original system into a continuous system in which the steady state and dynamic behavior of the circuit can be analyzed. A comprehensive analysis of the circulating current is performed with the average circuit model technique and then a space vector modulation with alternating zero vectors is introduced.

Key words: parallel inverters, technical constraints, circulating current.

Table des matières

Table des figures.....	iix
Liste des tableaux	xi
Liste des symboles	xii
Introduction Générale	1

I. CHAPITRE I MODELISATION MOYENNE DE LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS

I.1. I.1 Introduction.....	5
I.2. Architecture parallèle	5
I.3. Modélisation à topologie variable	7
I.3.1. La structure à topologie variable des systèmes de l'électronique de puissance.....	7
I.3.2. Caractérisation des convertisseurs	8
I.3.3. Hypothèses de modélisation.....	8
I.3.4. Le Modèle exacte.....	9
I.4. Intérêt des modèles moyens	9
I.5. Le modèle moyen de la mise en parallèle des onduleurs.....	10
I.5.1. Le model moyen de la cellule élémentaire de commutation.....	10
I.5.2. Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle.....	12
a) Le modèle moyen dans le repère stationnaire.....	12
b) Le modèle moyen dans le repère rotationnel.....	14
I.5.3. Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle pour une charge RC.....	17
I.5.4. Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle pour une charge RL.....	18
I.6. Conclusion.....	21

II. CHAPITRE II MODELISATION PETIT SIGNAL DE LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS

II.1. Introduction.....	22
II.2. Modèle moyen petit signal.....	22
II.2.1. Démarche de construction de modèle moyen petit signal	23
II.2.2. Modèle petit signal des onduleurs mis en parallèle.....	24
a) Cas d'une Charge RC.....	24
b) Cas d'une Charge RL.....	26
II.3. Etude des fonctions de transfert en boucle ouverte.....	27
II.4. Interprétations	33
II.5. Conclusion.....	34

Table des matières

III. CHAPITRE III commande vectorielle de la mise en parallèle des onduleurs.	
III.1. Introduction.....	35
III.2. Techniques de commande des onduleurs.....	35
III.2.1 Modulation de largeur d’impulsions sinusoïdale.....	36
III.2.2 La MLI vectorielle (SVM).....	36
III.2.2.1 Vecteurs d’espace d’un onduleur de tension.....	37
III.2.2.2 Principe de la modulation vectorielle	40
a) Acquisition de la consigne (Vecteur tension de référence)	40
b) Détermination du secteur.....	40
c) Décomposition du vecteur de tension de référence V_s	41
d) Elaboration des séquences de commande des interrupteurs	43
III.2.2.3 Simulation de la SVM.....	46
III.3. Simulation des courants de circulation	46
III.3.1. Cas de la mise en parallèle d’onduleurs identiques.....	47
III.3.2. Cas ou les onduleurs sont reliés à la charge par des impédances de ligne différentes	49
III.3.3. Cas ou les onduleurs mis en parallèle sont pilotés par des signaux de commande non Synchronisés	55
III.4. Conclusion.....	59
IV. Conclusion générale.....	60
Bibliographie.....	61
Annexe.....	65

Liste des tableaux

Tableau 3.1 détermination des vecteurs de tension selon les vecteurs de
... 3 8
Tableau 3.2. Elaboration des séquences de commande.....	44
Tableau 3.3. Application des vecteurs d'état suivant le secteur i.....	45

Table des figures

Table des figures	
Figure 1 .1 Circuit de l'onduleur de tension triphasé.....	6
Figure 1.2 représentation de l'interrupteur réversible en courant.....	6
Figure 1.3 Schéma du circuit de la mise en parallèle directe de deux onduleurs de tension.....	7
Figure 1.4 model de l'interrupteur parfait.....	8
Figure 1.5 Schéma du commutateur K.....	9
Figure 1.6. Schéma de la cellule élémentaire de commutation.....	10
Figure 1.7 Modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation.....	11
Figure 1.8.schéma du modèle moyen d'un onduleur de tension.....	11
Figure.1.9.Courant de circulation pour le cas de deux onduleurs mis en parallèle.....	13
Figure.1.10 le modèle moyen d'un onduleur dans les coordonnées rotationnelles.....	15
Figure 1.11. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèle dans les coordonnées rotationnelles.....	16
Figure 1.12.Circuit de la mise de deux onduleurs en parallèle pour une charge R//C.....	17
Figure 1.13. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèles dans le repère tournant pour une charge capacitive.....	17
Figure 1.14.circuit de la mise en parallèle de deux Onduleurs de tension pour une charge RL.....	18
Figure 1.15. Le modèle moyen de deux onduleurs en parallèles dans les coordonnées rotationnelles.....	20
Figure 2.1. Model petit signal pour deux onduleurs mis en parallèles pour une charge R//C.....	25

Table des figures

Figure 2.21. Model petit signal pour la mise en parallèle de deux onduleurs pour une charge RL.....	27
Figure 2.3. Les fonctions de transfert du courant i_{d1} par rapport ou signaux de commande dd_1 et dq_1	28
Figure 2.4. Les fonctions de transfert du courant i_{q1} par rapport aux signaux de commande d_{d1} et dq_1	29
Figure 2.5. Les fonctions de transfert du courant i_z par rapport aux signaux de commande dd_1 et dq_1	30
Figure 2.6. La fonction de transfert $\tilde{i}_z/\Delta\tilde{d}_z$	31
Figure 2.7. Les fonctions de transfert du courant i_{d2} par rapport aux signaux de commande dd_1 et dq_1	32
Figure 3.2. Principe d une la MLI sinusoidale pour $m=10$, $r = 0.8$, $f_p=500$ Hz.....	36
Figure 3.3. Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande.....	37
Figure 3.4 Les huit états possibles de commutation de l'onduleur à deux niveaux.....	39
Figure 3.5. Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.....	40
Figure 3.6. Principe de construction du vecteur de tension de référence.....	41
Figure 3.7. Valeur maximal de la tension délivrée par l'onduleur.....	42
Figure 3.8. Principe de la MLI vectorielle.....	46
Figure 3.9. Le modèle du canal de z de deux onduleurs mis en parallèle.....	47
Figure 3.10 les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2.....	48
Figure 3.11 courant de la charge pour le cas de deux onduleurs identique mis en parallèle.....	48
Figure 3.12 courant de circulation entre les deux onduleurs mis en parallèle directe.	49
Figure 3.13 les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$	50
Figure 3.14 Le courant de circulation pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$	50
Figure 3.15 Les courants de charge pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$	51

Table des figures

Figure 3.16 La variation du courant de circulation en fonction de la résistance de ligne.....	51
Figure.3.17 courant de la phase a de l'onduleur 1 et 2 pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150\mu\text{H}$	52
Figure 3.18 courant de circulation pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$	52
Figure3.19 variation de courant de circulation en fonction de l'inductance de linge..	53
Figure 3.20 les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$ et $R_{a1}=0.06\Omega$ et $R_{a2}= R_L= 0.05\Omega$	53
Figure 3.21 courant de circulation pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$ et $R_{a1} =0.06\Omega$ et $R_{a2}= R_L= 0.05\Omega$	54
Figure 3.22 La variation du courant de circulation en fonction de $\Delta L_L = \frac{L_{a1} - 150}{150}$ et $\Delta R_L = \frac{R_{a1} - 0.05}{0.05}$	54
Figure 3.23 La SVM avec alternance des vecteurs nuls.....	55
Figure 3.24 les signaux de commande pour chaque phase.....	56
Figure 3.25. Rapport cyclique d_z	56
Figure 3. 26. les rapports cycliques entre phases.....	56
Figure 3.27 Le nouveau variable de contrôle.....	57
Figure 3.28 schéma équivalent moyen du canal z pour la SVM a modulation variable du vecteur nul.....	58
Figure 3.29. Les courants de la phase « a » I_{a1} et I_{a2} pour $k_1 = 0.5$ et $k_2 = 0.49$	58
Figure 3.30 Le courant de circulation pour $(k_1 = 0.5, k_2 = 0.49)$ et $(k_1 = 0.49, k_2 = 0.5)$	59

La liste des symboles

R_{a1}	résistance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « a »
R_{b1}	résistance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « b »
R_{c1}	résistance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « c »
R_{a2}	résistance de la ligne du 2 ^{eme} onduleur de la phase « a »
R_{b2}	résistance de la ligne du 2 ^{eme} onduleur de la phase « b »
R_{c2}	résistance de la ligne du 2 ^{ieme} onduleur de la phase « c »
L_{a1}	inductance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « a »
L_{b1}	inductance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « b »
L_{c1}	inductance de la ligne du 1 ^{ier} onduleur de la phase « c »
L_{a2}	inductance de la ligne du 2 ^{eme} onduleur de la phase « a »
L_{b2}	inductance de la ligne du 2 ^{eme} onduleur de la phase « b »
L_{c2}	inductance de la ligne du 2 ^{ieme} onduleur de la phase « c »
Z_c	impédance de la charge
d, q	l'axe direct et l'axe en quadrature dans le référentiel de R.H.Park
V_{dc}	la tension continue de la source
V_s	vecteur de tension de référence dans le plans (α, β)
d_a	rapport cyclique de la phase a
d_b	rapport cyclique de la phase b
d_c	rapport cyclique de la phase c
ξ	l'angle du vecteur tension de référence.
ω	Pulsation
i_z	courant de circulation

Introduction générale

INTRODUCTION

L'augmentation des applications de l'électronique de puissance dans les différents secteurs (industriel, commercial, militaire, aérospatiale, et zones résidentielles) a engendré un grand développement dans la technologie d'électronique de puissance.

Généralement les critères principaux pour l'utilisateur final sont :

- augmentation des performances dynamiques.
- haute fiabilité.
- augmentation du rendement.
- réduction des perturbations.
- Réduction du cout.

La mise en parallèle des onduleurs est souvent utilisée pour atteindre des niveaux de puissances au delà de la capacité de la plus grande puissance que peut fournir une structure classique. Dans les applications de forte puissance, nous devons utiliser des structures permettant d'une part d'obtenir un fort courant de sortie, et d'autre part être en mesure de le contrôler selon l'application désirée [1; 2].

Le fonctionnement des onduleurs parallèles selon une configuration modulaire, donne beaucoup d'avantages, et on peut citer :

(1) Haute fiabilité : un système d'onduleurs parallèles assure la redondance et ainsi augmente la fiabilité, ce qui est essentiel dans certaines applications tels que les systèmes d'alimentation autonome. La fiabilité d'un système peut être considérablement améliorée par l'utilisation d'une structure parallèle au lieu d'un seul onduleur [3 ; 4].

(2) Puissance élevée : les dispositifs semi-conducteurs ne peuvent supporter que des valeurs de courant et de tension limitées (environ 2400A et 2000V pour un IGBT [5]) et plus la puissance qu'ils supportent est importante plus leur fréquences de commutation diminuent et donc leurs performances se dégradent : donc un seul convertisseur a toujours une capacité de puissance limitée. Une façon d'atteindre un niveau de puissance élevé est d'utiliser un fonctionnement en parallèle. Les convertisseurs parallèles ont donc l'avantage de disposer d'une puissance de sortie au delà de la plus grande puissance qui peut fournir une structure singulière.

Introduction générale

N'importe quel nombre de convertisseurs parallèle peut être choisi et en fonction des exigences de la puissance de la charge.

(3) Puissance distribuée : Une architecture parallèle doit être utilisée dans certains systèmes de distribution ou une basse tension et un fort courant sont généralement exigés. Avec la mise en parallèle, les systèmes de distribution peuvent être facilement construits et agrandis.

(4) Haute performance : Une architecture parallèle réduit considérablement les harmoniques [3]. Par conséquent, le système parallèle a de petits composants passifs, ce qui conduit à des performances plus élevées.

(5) Redondance : On pourra toujours garder un nombre de modules en réserve et ce pour parer contre toute éventuelle demande supplémentaire de puissance [6]. Ces onduleurs de réserve seront commandés de la même manière. Ce qui est généralement difficile à concevoir dans le cas des onduleurs multi niveaux du fait que si on connecte un nouveau module(multi niveaux), une loi de commande différente de celle des autres modules doit être définie.

De ce fait, les systèmes parallèles sont devenus une solution souhaitable et la plupart des applications parallèles ont été dédiées pour les convertisseurs DC / DC [4]. Jusqu'à récemment, le fonctionnement en parallèle n'est pas une pratique courante dans la conversion de puissance alternative à cause des interactions entre les différents modules.

La mise en parallèle des onduleurs triphasés présente des avantages intéressants tel que la simplicité, facilité de maintenance..., mais un déséquilibre des courants peut provoquer un courant de circulation entre module qui nuira énormément au partage de la puissance fournie à la charge le long des onduleurs mis en parallèle [4]. De ce fait, une compréhension approfondie de la notion de courant de circulation s'impose.

Introduction générale

L'état de l'art

La conversion de l'énergie électrique fait appel à des composants d'électronique de puissance tels que les IGBT, GTO, MCT ...etc. Les convertisseurs à base de ces interrupteurs offrent de meilleures performances s'ils sont employés sous des hautes fréquences [7]. Néanmoins, les IGBT ne peuvent supporter que des valeurs de courant limitées et plus la puissance qu'ils supportent augmente plus leur fréquences de commutation diminuent et donc leur performances se dégradent. Pour répondre aux exigences de l'industrie (tels que des puissances élevées de faibles harmoniques), des dispositifs ou des convertisseurs parallèles sont proposés. Il a été examiné et conclu que la mise en parallèle des convertisseurs est plus souhaitable que la mise en parallèle des dispositifs de commutation [8], [9], [10]. L'utilisation de convertisseurs triphasés parallèles remonte à la fin des années 1980 dans la commande des moteurs électriques [11] et les applications d'alimentation sans coupure (UPS) [12], [13]. Souvent les convertisseurs sont généralement conçus individuellement, quand ils fonctionnent en parallèle des interactions sont alors possibles. Le facteur caractéristique de la mise en parallèle directe des onduleurs est le courant de circulation qui s'établit dans les structures sans isolement [11], [12], [14 - 22]. Pour éviter ce courant de circulation, les deux approches suivantes sont généralement utilisées dans la technologie actuelle :

(1) l'isolement : une alimentations séparées est utilisé (AC ou DC) [6] , [10],[23], ou l'utilisation d'un transformateur d'isolement de sortie alternative [7] , [24], [25].

Avec cette approche, le système parallèle global est encombrant et coûteux en raison des alimentations supplémentaires ou des transformateurs. La plupart des installations pratiques utilisent l'approche de l'isolement.

(2) l'approche d'un mono-convertisseur : si les convertisseurs parallèles ne sont pas isolés, une régulation du courant de circulation est requise. L'approche actuelle est que les convertisseurs parallèles sont essentiellement contrôlés comme un seul convertisseur [5] , [8] , [9] , [10] , [18] , [26] .

Par exemple, deux convertisseurs triphasés parallèles sont commandés en triphasé, comme un convertisseur triphasé de six bras. L'approche a deux implémentations : la première consiste à utiliser des vecteurs redondants de commutation [8], [10], [26] ; l'autre consiste à égaliser le courant des phases des convertisseurs parallèle [5], [9],

Introduction générale

[27],[28] . Avec l'approche d'un seul convertisseur, la modélisation et la conception de contrôle sont compliquées, même pour le cas élémentaire de deux convertisseurs parallèles. Lorsque plusieurs convertisseurs sont en parallèle, cette approche devient extrêmement compliquée et pratiquement irréalisable.

Comme la plupart des solutions existantes utilisent l'approche de l'isolement ; les convertisseurs peuvent être conçus et contrôlés individuellement. Avec la structure de la mise en parallèle directe des convertisseurs, un couplage entre les différents modules est obtenu. Il peut être prévu que le modèle mis au point pour un convertisseur individuel peut ne pas être suffisant pour prédire la dynamique des convertisseurs parallèles. En particulier, la conception de la commande pour le convertisseur individuel peut ne pas être valide lorsque le convertisseur fonctionne en parallèle. Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont alors complètement différentes. L'approche de modélisation existante est très compliquée parce qu'elle traite les convertisseurs parallèles comme une seule unité [18]. Cette approche se traduit par un modèle d'ordre élevé, qui ne prévoit pas beaucoup de clarté dans les interactions entre modules en parallèles.

Le premier chapitre de notre travail introduit la notion de modèle à topologie variable ainsi que le modèle exact qui sera le point de départ de la technique de la modélisation moyenne dans l'espace d'état. Cette technique de modélisation nous permet de trouver un modèle mathématique pour l'ensemble des onduleurs reliés en parallèle et par la suite, de trouver un schéma équivalent moyen représentant le fonctionnement de la mise en parallèle directe d'onduleurs triphasés.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation des petits signaux à partir du modèle moyen dans l'espace d'état et ce pour l'étude des interactions qui apparaissent lors de la mise en parallèle directe des onduleurs.

Dans le troisième chapitre, une commande vectorielle fera l'objet d'étude des courants de circulation lors de la mise en parallèle directe des onduleurs. Cette MLI vectorielle de degré de liberté supplémentaire va être détaillée, puis une simulation pour le cas de deux onduleurs connectés en parallèle direct suivra.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus.

CHAPITRE I

MODELISATION MOYENNE DE LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS

I.1 Introduction

Plusieurs auteurs se sont intéressés à la modélisation moyenne [29-31] qui offre une bonne alternative pour modéliser macroscopiquement et fonctionnellement les convertisseurs statiques. En effet, les modèles moyens prennent en compte les dynamiques macroscopiques et permettent de s'affranchir des éléments relatifs aux commutations.

Dans le présent chapitre, on élaborera un modèle moyen représentant le fonctionnement de la mise en parallèle directe d'onduleurs triphasés. Tout d'abord, nous exposerons la notion de modèle à topologie variable ainsi que le modèle exacte qui sera le point de départ de la technique de la modélisation moyenne dans l'espace d'état.

I.2 Architecture parallèle

L'onduleur de tension triphasé (VSI) à deux niveaux est composé de trois bras. Chaque bras possède deux Interrupteurs bidirectionnels qui fonctionnent de manière complémentaire et ce pour éviter soit le court circuit de la source de tension continue soit l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant (Fig.1.1). L'interrupteur bidirectionnel peut être réalisé par un transistor de puissance en antiparallèle avec une diode de puissance.

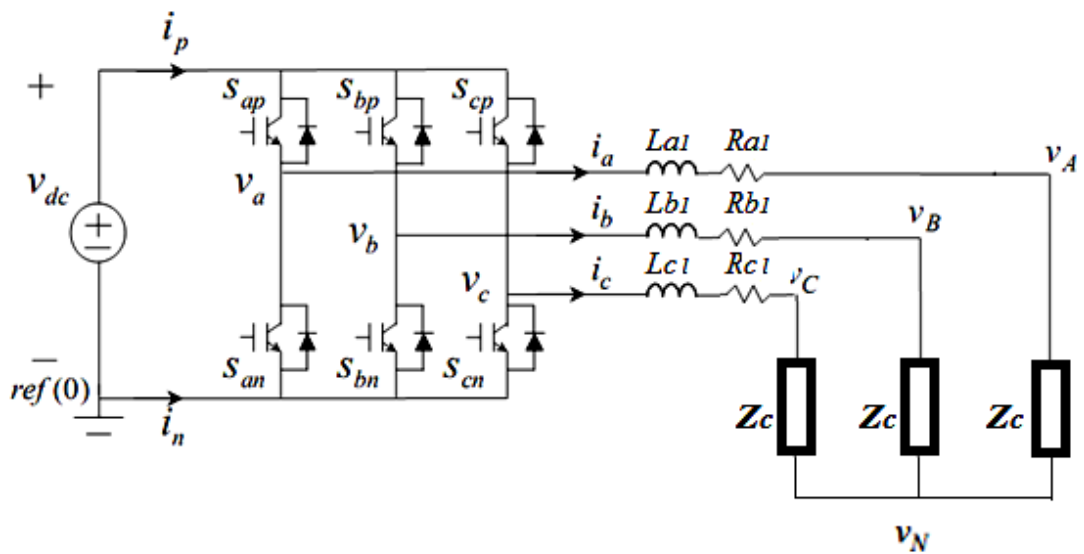


Figure 1 .1 Circuit de l'ondeur de tension triphasé

Le VSI représenté par la figure 1.1 est considéré comme un convertisseur réversible en courant. La représentation symbolique de la tension et des états de fonctionnement actuels de ces interrupteurs sont représentés dans la figure 1.2. La figure 1.3 représente le circuit de la mise en parallèles direct de deux onduleurs de tension triphasée.



Figure 1.2 représentation de l'interrupteur réversible en courant.

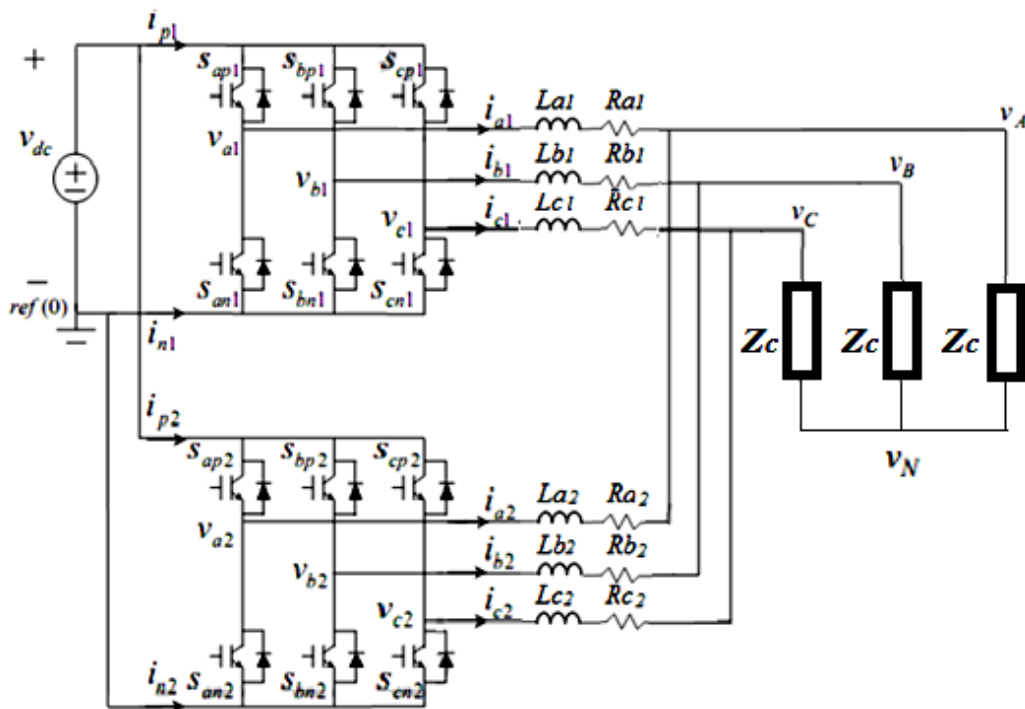


Figure. 1.3. Schéma du circuit de la mise en parallèle directe de deux onduleurs de tension.

Dans notre cas d'étude, et pour des raisons de simplification, une connexion en étoile avec une tension neutre V_N est utilisée pour le côté alternatif. Cette connexion en étoile peut toujours être convertie en une connexion réelle triangle à l'aide des théorèmes de Norton ou Thévenin.

I.3 Modélisation à topologie variable :

I.3.1 La structure à topologie variable des systèmes de l'électronique de puissance:

Du fait du jeu des interrupteurs, un convertisseur d'électronique de puissance change plusieurs fois de configurations dans une période de commutation ; ce qui rend le système à topologie variable. Le système à topologie variable ainsi obtenu est régi par des équations différentielles d'ordre égal au nombre de variables d'état du système.

I.3.2 Caractérisation des convertisseurs

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont caractérisés par :

- Le type de la conversion (Continu-Continu, Continu-Alternatif...).
- Le type de la commande (MLI, pleine onde, hystérésis...).
- Le régime de fonctionnement (commutation naturelle, commutation forcée, conduction continue/conduction discontinue...).

I.3.3 Hypothèses de modélisation

Dans la plupart des cas d'étude, des hypothèses simplificatrices sont largement admises afin de ne pas compliquer la mise en œuvre et l'utilisation des modèles. Toutefois, il est possible, pour des cas particuliers d'étude, de revenir sur ces hypothèses en ajoutant des équations supplémentaires nécessaires à la précision souhaitée. Dans notre étude nous admettrons les hypothèses suivantes:

- Les semi conducteurs parfaits : résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué (figure1.4).

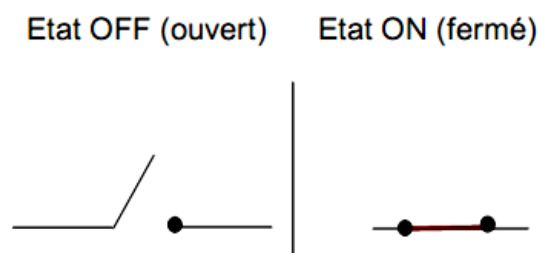


Figure1.4 model de l'interrupteur parfait

- Les sources parfaites : Une source de tension (respectivement de courant) parfaite n'est pas influencée par le courant qui la traverse (respectivement la tension à ses bornes).
- Les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linéaires.

I.3.4 Le Modèle exacte

Le modèle exacte est décrit sous la forme d'équations différentielles à entrée discontinue et périodique. C'est un cas particulier de système à structure variable qui fait apparaître plusieurs topologies ou configurations. Pour chacune d'elles, il faut écrire une équation différentielle ordinaire, dont les variables d'état sont les courants dans les inductances et/ou les tensions aux bornes des condensateurs ou des combinaisons linéaires de ces courants et/ou tensions.[32 ,33]

I.4 Intérêt des modèles moyens

Dans beaucoup d'usages, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté. Le modèle dit « moyen » associé au circuit d'étude trouve un vaste champ d'applications que ce soit en commande, en simulation ou encore en analyse des modes de fonctionnement [29-31].

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles:

- une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation ;
- une précision suffisante dans son domaine de validité ;
- la possibilité d'utilisation en boucle fermée : éventuelle possibilité d'obtenir les différentes fonctions de transfert. Il offre également le meilleur compromis entre le temps de simulation et la précision.

I.5 Le modèle moyen de la mise en parallèle des onduleurs

I.5.1 Le model moyen de la cellule élémentaire de commutation

Chaque interrupteur K peut être décrit par une fonction de commutation « s ».

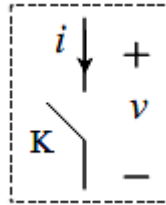


Figure. 1.5. Schéma du l'interrupteur K

Lorsque l'interrupteur K est ouvert le courant i est nul, et lorsqu'il est fermé la tension V est nulle.

Par conséquent, une fonction de commutation « S » peut être définie de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si K est fermé,} \\ 0 & \text{si K est ouvert.} \end{cases} \quad (1.1)$$

Dans les onduleurs à base de courant bidirectionnels, une cellule élémentaire de commutation peut être représentée par le circuit de la figure 1.6.

La cellule élémentaire de commutation est composée de deux interrupteurs, et présente une source de tension d'un côté et une source de courant de l'autre côté. Ces caractéristiques font de la cellule élémentaire une fonction de commutation.

Les états des deux interrupteurs sont complémentaires du fait des règles fondamentales sur les interconnexions des sources [3 ;4].

De ce fait, pour éviter le court circuit de la source de tension et l'ouverture de la source de courant, un des deux interrupteurs $K_{\phi p}$ ou $K_{\phi n}$ doit être fermé à tout moment. Sur la base de la fonction de commutation définie en (1.1), cette complémentarité peut être décrite comme suite:

$$S_{\phi p} + S_{\phi n} = 1 \quad (1.2)$$

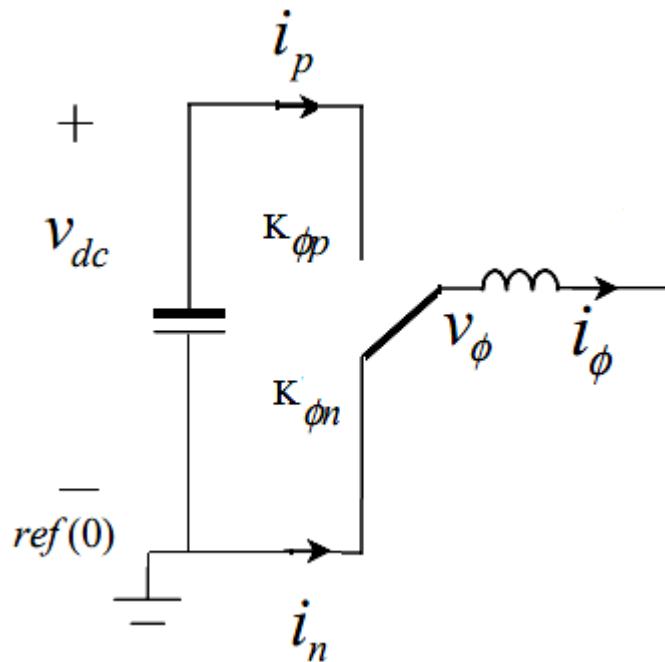


Figure. 1.6. Schéma de la cellule élémentaire de commutation

En supposant que le courant I_ϕ et la tension V_{dc} sont continues avec de petites ondulations, on peut écrire les relations suivantes:

$$V_\phi = d_\phi \cdot V_{dc} \quad (1.3)$$

$$I_p = d_\phi \cdot I_\phi \quad (1.4)$$

Où d_ϕ est défini comme étant le rapport cyclique de fermeture de l'interrupteur supérieur. Le modèle de la cellule élémentaire de commutation est représenté par la figure 1.7.

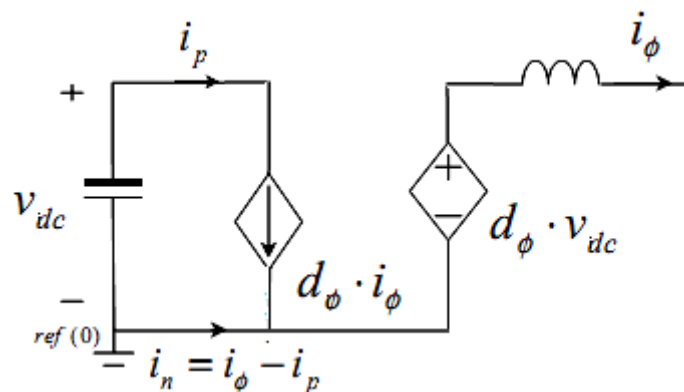


Fig. 1.7 Modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation

1.5.2 Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle

a) Le modèle moyen dans le repère stationnaire

Après l'obtention du model moyen de la cellule élémentaire de commutation, le model moyen d'un onduleur triphasé peut être constitué de trois cellules élémentaires relié au reste du circuit de l'onduleur comme le montre la figure 1.8.

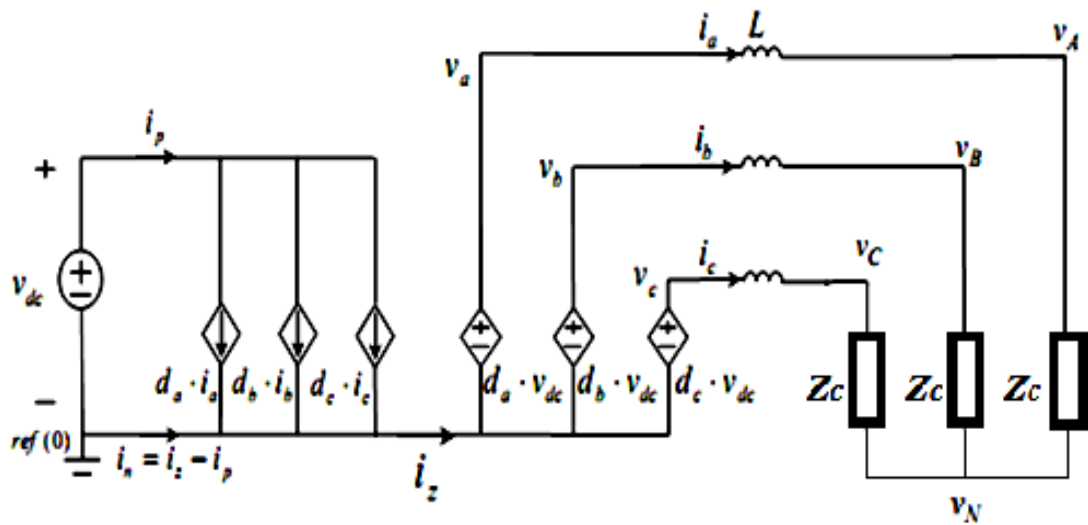


Fig.1.8.schéma du modèle moyen d'un onduleur de tension.

Où :

$$i_p = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c \quad (1.5)$$

$$i_n + i_p = i_a + i_b + i_c = i_z \quad (1.6)$$

L'utilisation du model moyen de la figure 1.8, nous permet la représentation dans l'espace d'état du fonctionnement de l'onduleur:

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} v_{dc} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

De la figure 1.8 on peut remarquer que pour une architecture simple, le courant homopolaire décrit par (1.5) est nul. Cependant, pour une architecture parallèle, un

chemin de courant de circulation peut prendre naissance comme le montre bien la figure (1.9).

La définition mathématique du courant de circulation [35-37] est donnée par:

$$i_{z,j} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^n \frac{i_{k,j} - i_{k,m}}{n} \quad (1.8)$$

Ou $i_{k,j}$ représente le courant de la phase k de l'onduleur j, n étant le nombre d'onduleurs mis en parallèle.

Dans le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs, on pourra alors définir les courants de circulation i_{z1} et i_{z2} de la manière suivante :

$$i_z = \frac{(i_{a1} - i_{a2}) + (i_{b1} - i_{b2}) + (i_{c1} - i_{c2})}{2} = i_{z1} = -i_{z2} \quad (1.9)$$

On peut remarquer que ce courant de circulation pour le cas de « n » onduleurs identiques, reliés par le biais de lignes parfaitement identiques a une charge donnée et gérés par les mêmes signaux de commande est nul.

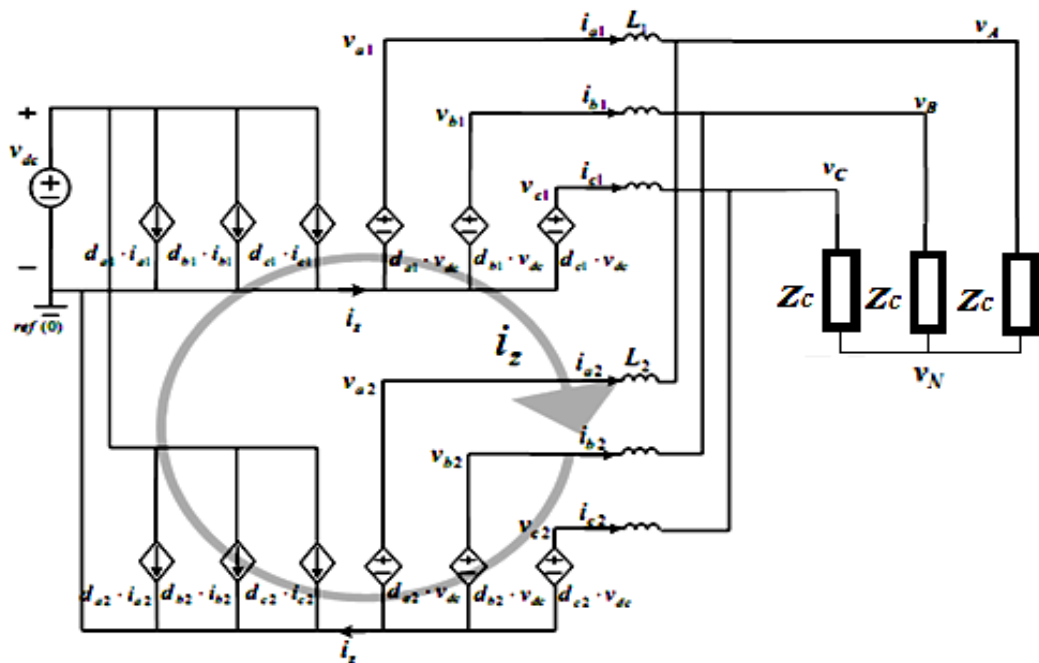


Figure.1.9.Courant de circulation pour le cas de deux onduleurs mis en parallèle.

De la figure 1.9, on pourra écrire les systèmes d'équations différentielles de deux onduleurs mis en parallèle avec des paramètres de lignes différentes comme suit:

$$\begin{bmatrix} L_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{b1} & 0 \\ 0 & 0 & L_{c1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{b1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{c1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$\begin{bmatrix} L_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{c2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} R_{a2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Pour la simplicité de l'étude on supposera que les tensions de sortie V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} constitue un système triphasé équilibré de telle sorte que:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega t) \\ V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

Et que :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{a1} = R_{b1} = R_{c1} = 0 \\ R_{a2} = R_{b2} = R_{c2} = 0 \\ L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = L_1 \\ L_{a2} = L_{b2} = R_{c2} = L_2 \end{array} \right. \quad (1.13)$$

b) Le modèle moyen dans le repère rotationnel

Le système d'équation différentielle décrit par les équations (1.10 et 1.11) montre bien la complexité de la solution analytique pour un choix arbitraire des rapports cycliques qui peuvent rendre le système un système non linéaire à paramètres variants en fonction du temps. On pourra alors poser la question suivante : Est-il possible de trouver une transformation qui permettra de réduire la complexité de ce système ?

De ce fait, une transformation connue sous le nom «transformation de Park » est alors introduite, telle que :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Où ω est la pulsation du système triphasé de la charge (1.12).

Les variables des coordonnées fixes X_{abc} peuvent être transformées en coordonnées rotationnelles X_{dqz} en utilisant :

$$X_{dqz} = T \cdot X_{abc} \quad (1.15)$$

L'application de transformée de Park au système d'équations (1.7) donne :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_z \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_z \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3V_N \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{bmatrix}, \quad (1.16)$$

Pour le fonctionnement d'un seul onduleur, le courant homopolaire qui est en fait le courant de circulation est nul ($i_z \equiv 0$).

L'équation (1.16) devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Le circuit équivalent moyen d'un onduleur est alors représenté par la figure 1.10.

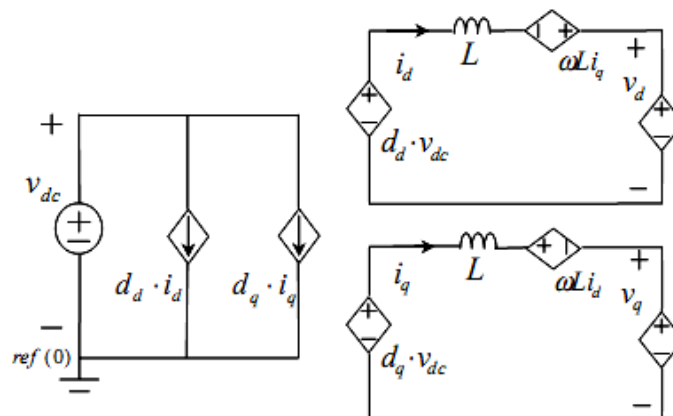


Figure.1.10 le modèle moyen d'un onduleur dans les coordonnées rotationnelles

L'application de (1.9) et (1.15) au système d'équations (1.10) et (1.11) donne :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix}, \quad (1.18)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix}, \quad (1.19)$$

$$\frac{di_z}{dt} = \frac{\Delta d_z \cdot V_{dc}}{L_1 + L_2} \quad (1.20)$$

Avec :

$$\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2} \quad (1.21)$$

La figure (1.11) représente le circuit équivalent du modèle moyen dans le repère rotationnel de la mise en parallèle de deux onduleurs de tension ayant des paramètres différents.

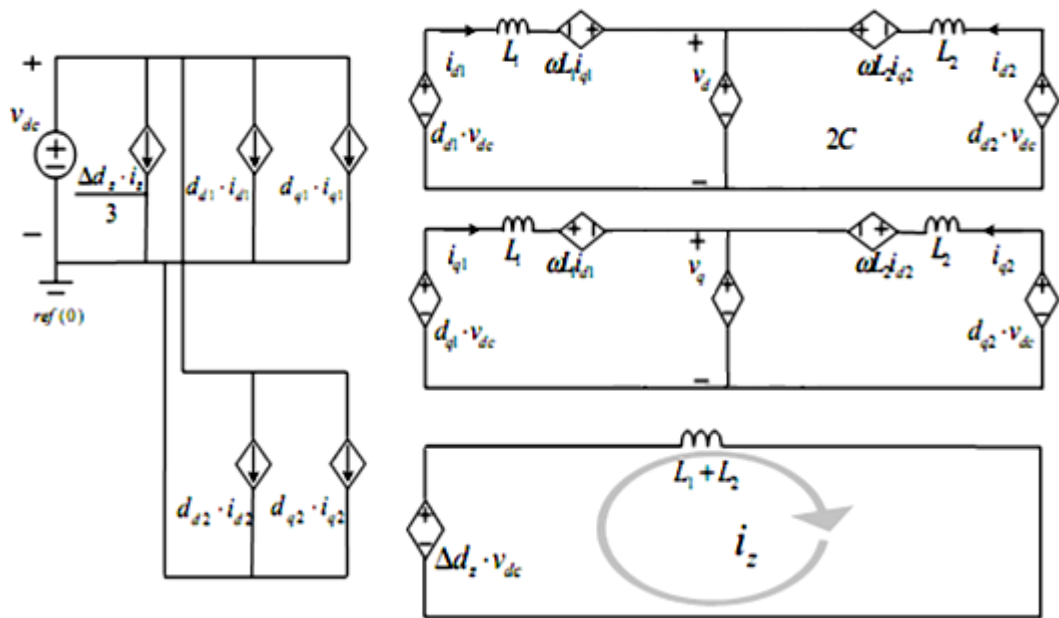


Fig.1.11. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèle dans les coordonnées rotationnelles

Dans ce cas, on remarque que le courant de circulation i_z est découplé des composantes directe et indirecte et ne dépend que de $L_1, L_2, \Delta d_z$ et V_{dc} . D'autre part, le courant de circulation est indépendant de la charge.

1.5.3 Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle pour une charge RC

En supposant que les deux onduleurs mis en parallèles doublent la puissance absorbée par rapport au cas d'un seul onduleur et que la tension aux bornes de la charge est maintenue constante, la capacité de sortie C est remplacée par $2C$ et la résistance de la charge R est remplacée par $\frac{R}{2}$ (R et C sont les paramètres dans le cas d'un seul onduleur).

Le facteur caractéristique de la mise en parallèles directe des onduleurs est le courant de circulation entre les deux onduleurs. La figure 1.12 montre une des voies possibles de ce courant dans le système parallèle.

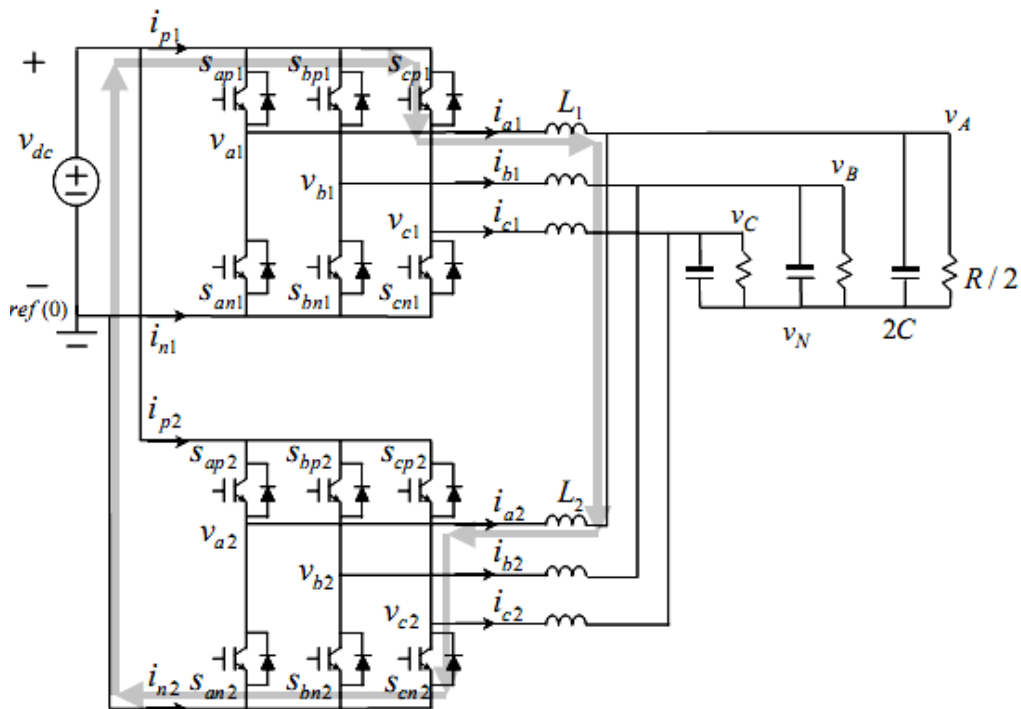


Fig.1.12.Circuit de la mise de deux onduleurs en parallèle pour une charge R/C.

Après application de la technique de modélisation développée précédemment, on obtient le model moyen représenté par la figure 1.15 .

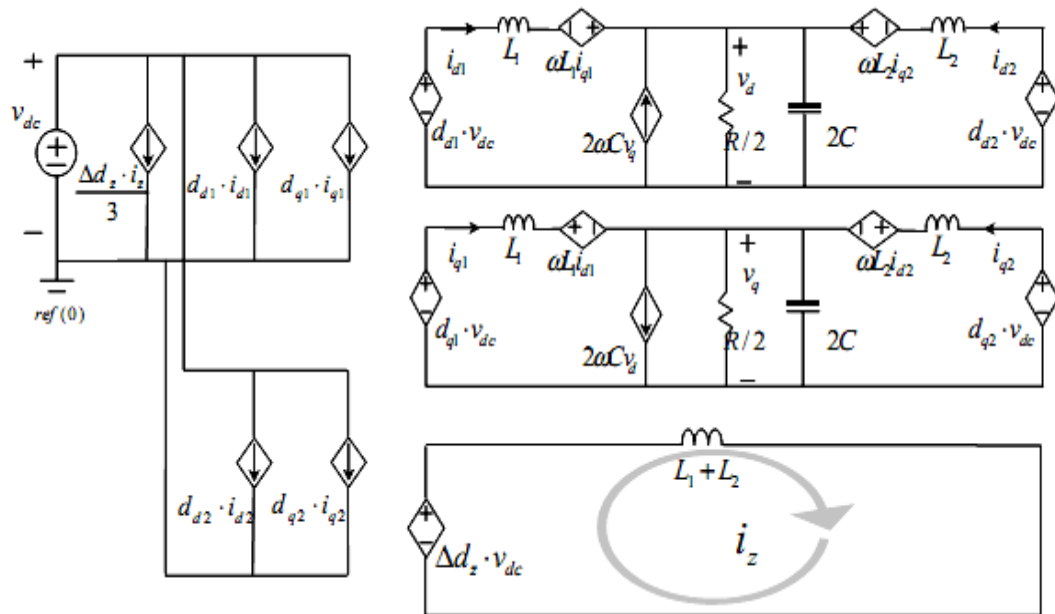


Fig1.13. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèles dans le repère tournant pour une charge capacitive.

A partir de ce schéma équivalent moyen, on pourra déterminer toutes les fonctions de transfert du système et ainsi prédire la réponse de n'importe quelle variable d'état.

1.5.4 Le modèle moyen des onduleurs mis en parallèle pour une charge RL

Pour les mêmes considérations que celle du cas de la charge capacitive, l'inductance et la résistance de sortie sont remplacées respectivement par $L/2$ et $R/2$ (R et L sont les paramètres de la charge pour le cas d'un seul onduleur)

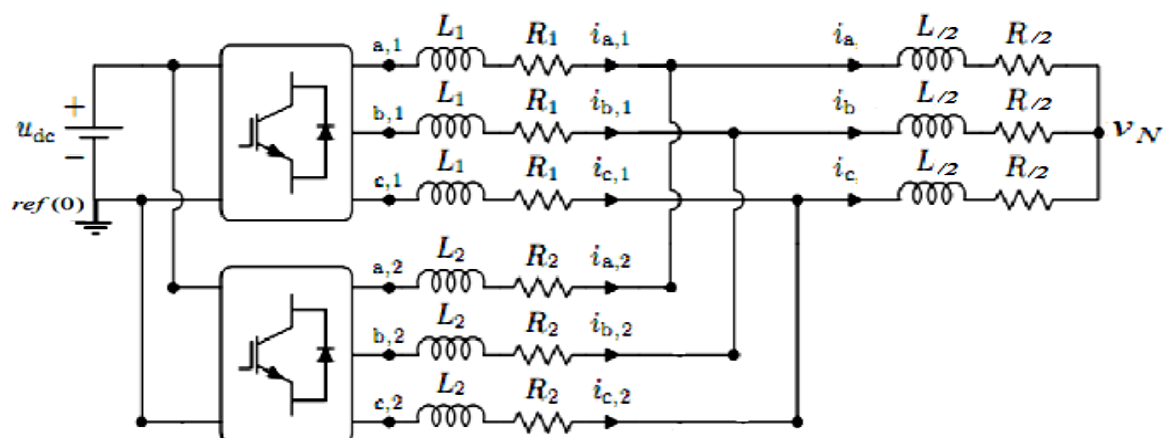


Figure.1.14.circuit de la mise en parallèle de deux Onduleurs de tension pour une charge RL.

Dans le régime permanent, on peut tirer les équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix}, \quad (1.22)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} \cdot V_{dc} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix}, \quad (1.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} \right) + \frac{R}{2} \left(\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} \right). \quad (1.24)$$

Les relations entre l'onduleur "1" et l'onduleur "2" :

$$L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} - L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} \right) V_{dc} \quad (1.25)$$

En remplaçant les équations (1.24) et (1.25) dans les équations (1.22) et (1.23), on obtient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{K_1} \left(1 + \frac{L}{2L_2} \right) \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{K_1} \frac{L}{2L_2} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} - \frac{\frac{R}{2} + R_1}{K_1} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} - \frac{R}{2K_1} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{K_2} \left(1 + \frac{L}{2L_2} \right) \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{K_2} \frac{L}{2L_2} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} - \frac{\frac{R}{2} + R_2}{K_2} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} - \frac{R}{2K_2} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Avec :

$$K_1 = L_1 + \frac{L}{2} \left(1 + \frac{L_1}{L_2} \right), \quad K_2 = L_2 + \frac{L}{2} \left(1 + \frac{L_2}{L_1} \right). \quad (1.28)$$

L'application de la transformée de Park (1.15) et de (1.9) pour le système d'équations (1.26) et (1.27), nous donne :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc}}{K_1} \left(1 + \frac{L}{2L_2} \right) \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{K_1} \frac{L}{2L_2} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} - \frac{R}{2K_1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} \frac{R}{2K_1} & -\omega \\ \omega & \frac{R}{2K_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (1.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} &= \frac{V_{dc}}{K_2} \left(1 + \frac{L}{2L_1} \right) \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} - \frac{V_{dc}}{K_2} \frac{L}{2L_1} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} - \frac{R}{2K_2} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} \frac{R}{2K_2} & -\omega \\ \omega & \frac{R}{2K_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.30)$$

$$\frac{di_z}{dt} = \frac{\Delta d_z \cdot V_{dc}}{L_1 + L_2} \quad (1.31)$$

Ces équations nous permettent d'obtenir le modèle moyen de la mise en parallèle de deux onduleurs pour une charge RL (Figure 1.15)

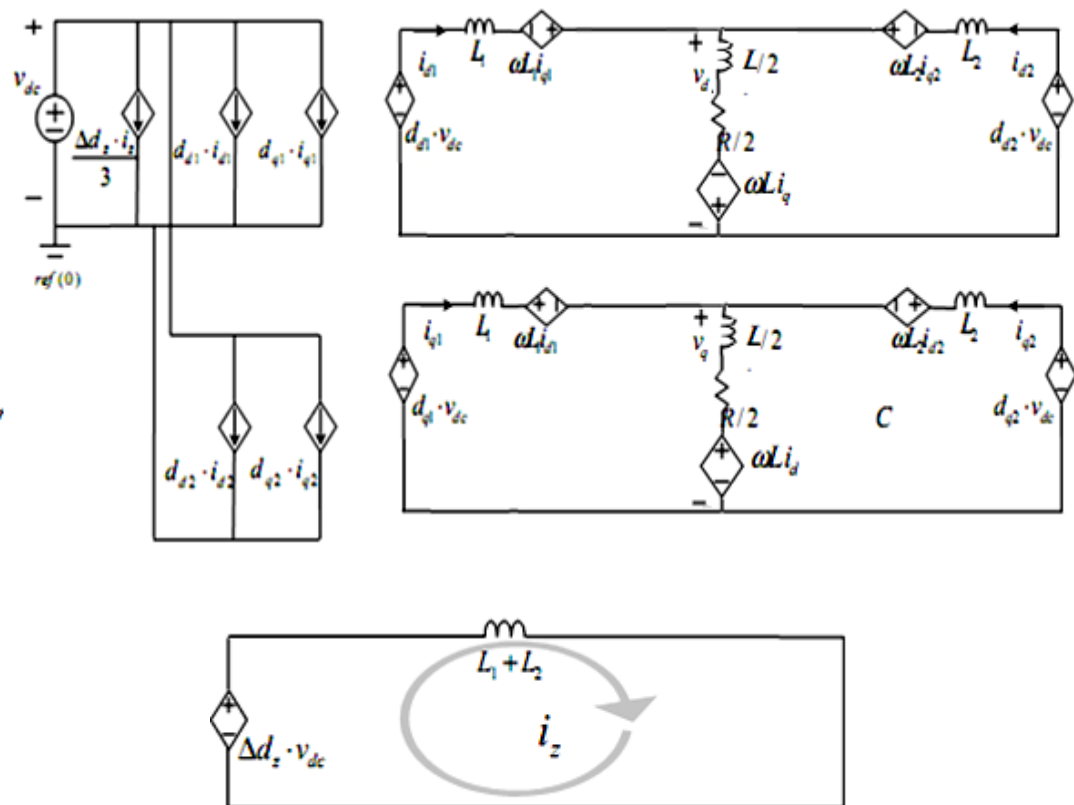


Fig.1.15. le modèle moyen de deux onduleurs en parallèles dans les coordonnées rotationnelles.

I.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a élaboré le modèle moyen de la mise en parallèle des deux onduleurs triphasée pour deux types de charge. Ce model pourrait être développé pour le cas de la mise en parallèle d'un nombre donné d'onduleurs. De ce fait, on remarquera qu'un courant de circulation pourrait être déterminé même dans le cas ou les onduleurs et les paramètres de la ligne sont parfaitement identiques.

Ce courant de circulation qui dépend des paramètres de lignes et de la source de tension générée dans le canal z peut prendre naissance dans le cas d'une mauvaise synchronisation de commande des deux onduleurs. Ce ci peut être facilement relevé a partir du model moyen élaboré.

CHAPITRE II

MODELISATION "PETIT SIGNAL" DE LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS

II.1 Introduction

Le but recherché dans ce chapitre est la modélisation "petit signal" de la mise en parallèle des onduleurs à partir du modèle moyen dans l'espace d'état, et ce pour l'étude des interactions des petits signaux qui apparaissent lors de la mise en parallèle direct des onduleurs autour d'un point de fonctionnement.

II.2 Modèle moyen "petit signal"

Les modèles moyens sont par essence non linéaires. Tels quels, ils ne peuvent pas être utilisés pour synthétiser un régulateur linéaire continu ou échantillonné ainsi que l'analyse des modes de fonctionnement du système. Dans cette perspective, nous sommes amenés à concevoir des modèles linéaires qui sont aussi appelés "modèles tangents", valables autour d'un point de fonctionnement.

II.2.1 Elaboration du modèle moyen petit signal

Soit le système décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, u) \\ y = g(x, u) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec :

- y est le vecteur de sortie (de dimension [q])
- x est le vecteur d'état (de dimension [n])
- u est le vecteur d'entrée (de dimension [p]).

Le modèle linéaire ci-dessous s'obtient par différentiation autour d'un point d'équilibre donné (x_e, u_e) du convertisseur statique, ainsi on obtient le modèle tangent [38 ,39].

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{x}}{dt} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \tilde{B} \cdot \tilde{u} \\ \tilde{y} = \tilde{C} \cdot \tilde{x} + \tilde{D} \cdot \tilde{u} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les tildes représentent un écart autour des points d'équilibre définie par :

$$\begin{cases} \tilde{x} = x - x_e \\ \tilde{u} = u - u_e \\ \tilde{y} = y - y_e \end{cases} \quad (2.3)$$

La procédure d'élaboration du modèle "petit signal" à partir d'un modèle non linéaire passe par l'espace d'état. Les matrices du modèle petit signal sont calculées en utilisant les formules ci-dessous:

$$\begin{cases} \tilde{A} = \left(\frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right)_{x_e, u_e} ; \tilde{B} = \left(\frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right)_{x_e, u_e} \\ \tilde{C} = \left(\frac{\partial g(x, u)}{\partial x} \right)_{x_e, u_e} ; \tilde{D} = \left(\frac{\partial g(x, u)}{\partial u} \right)_{x_e, u_e} \end{cases} \quad (2.4)$$

Avec:

- \tilde{A} est la matrice d'état (de dimension [n, n]).
- \tilde{B} est la matrice d'entrée (de dimension [n, p]).
- \tilde{C} est la matrice de sortie (ou d'observation) (de dimension [q, n]).
- \tilde{D} est la matrice d'action directe (de dimension [q, p]).

Dans le cas du système SISO (Single Input Single Output), la fonction de transfert s'obtient de manière classique, elle est donnée par l'équation (2.5) :

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \tilde{C} \cdot (s \cdot I - \tilde{A})^{-1} \cdot \tilde{B} + \tilde{D} \quad (2.5)$$

Avec : I est la matrice identité (de dimension [n, n]).

II.2.2 Modèle "petit signal" des onduleurs mis en parallèle

a) Cas d'une Charge RC

Pour obtenir le modèle "petit signal" d'un système parallèle des onduleurs de tension, un point de fonctionnement dans le régime permanent est calculé, tel que :

$$\begin{aligned}
 D_{d1} &= \frac{V_d - \omega L_1 I_{q1}}{V_{dc}}, & D_{d2} &= \frac{V_d - \omega L_2 I_{q2}}{V_{dc}}, \\
 D_{q1} &= \frac{V_q + \omega L_1 I_{d1}}{V_{dc}}, & D_{q2} &= \frac{V_q + \omega L_2 I_{d2}}{V_{dc}}, \\
 I_{d1} &= \frac{V_d}{R} - \omega C V_q, & I_{d2} &= \frac{V_d}{R} - \omega C V_q, \\
 I_{q1} &= \frac{V_q}{R} + \omega C V_d, & I_{q2} &= \frac{V_q}{R} - \omega C V_d, \\
 I_z &= 0, & \Delta D_z &= 0,
 \end{aligned}$$

En supposant que la source de tension d'entrée est idéal et de valeurs constante, alors :

$$\tilde{v}_{dc} = 0$$

Le modèle petit signal de la mise en parallèle de deux onduleurs peut être représenté par le système d'équation différentielle suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \\ \tilde{i}_{d1} \\ \tilde{i}_{q1} \\ \tilde{i}_{d2} \\ \tilde{i}_{q2} \\ \tilde{i}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \omega & \frac{1}{2C} & 0 & \frac{1}{2C} & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{1}{RC} & 0 & \frac{1}{2C} & 0 & \frac{1}{2C} & 0 \\ -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \\ \tilde{i}_{d1} \\ \tilde{i}_{q1} \\ \tilde{i}_{d2} \\ \tilde{i}_{q2} \\ \tilde{i}_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_1 + L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{d}_{d1} \\ \tilde{d}_{q1} \\ \tilde{d}_{d2} \\ \tilde{d}_{q2} \\ \Delta \tilde{d}_z \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Ce système d'équations se traduit par le schéma équivalent moyen "petit signal" représenté par la figure 2.1.

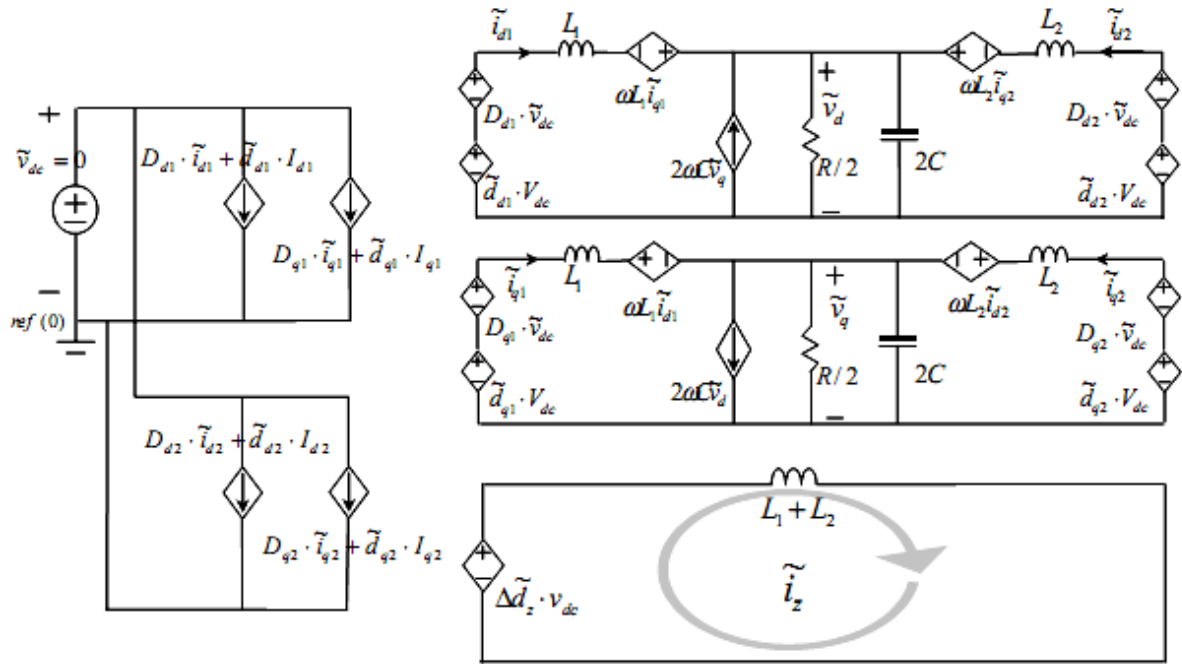


Fig.2.1. Model "petit signal" de deux onduleurs mis en parallèles pour une charge RC

b) Cas d'une Charge RL

Pour un point de fonctionnement dans le régime permanent donné, le modèle 'petit signal' de deux onduleurs mis en parallèle est décrit par le système d'équation différentielle suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d1} \\ \tilde{i}_{q1} \\ \tilde{i}_{d2} \\ \tilde{i}_{q2} \\ \tilde{i}_z \end{bmatrix}, \tilde{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{2K_1} & \omega & \frac{-R}{K_1} & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{-R}{2K_1} & 0 & \frac{-R}{K_1} & 0 \\ \frac{-R}{K_2} & 0 & \frac{-R}{2K_2} & \omega & 0 \\ 0 & \frac{-R}{K_2} & -\omega & \frac{-R}{2K_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \tilde{d}_{d1} \\ \tilde{d}_{q1} \\ \tilde{d}_{d2} \\ \tilde{d}_{q2} \\ \Delta\tilde{d}_z \end{bmatrix}, \tilde{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc} \left(1 + \frac{L}{L_2}\right)}{K_1} & 0 & -\frac{V_{dc} L}{K_2 L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc} \left(1 + \frac{L}{L_2}\right)}{K_1} & 0 & -\frac{V_{dc} L}{K_2 L_1} & 0 \\ -\frac{V_{dc} L}{K_2 L_1} & 0 & \frac{V_{dc} \left(1 + \frac{L}{L_1}\right)}{K_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc} L}{K_2 L_1} & 0 & \frac{V_{dc} \left(1 + \frac{L}{L_1}\right)}{K_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{V_{dc}}{L_1 + L_2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Ce système d'équations se traduit par le schéma équivalent moyen "petit signal" représenté par la figure 2.2.

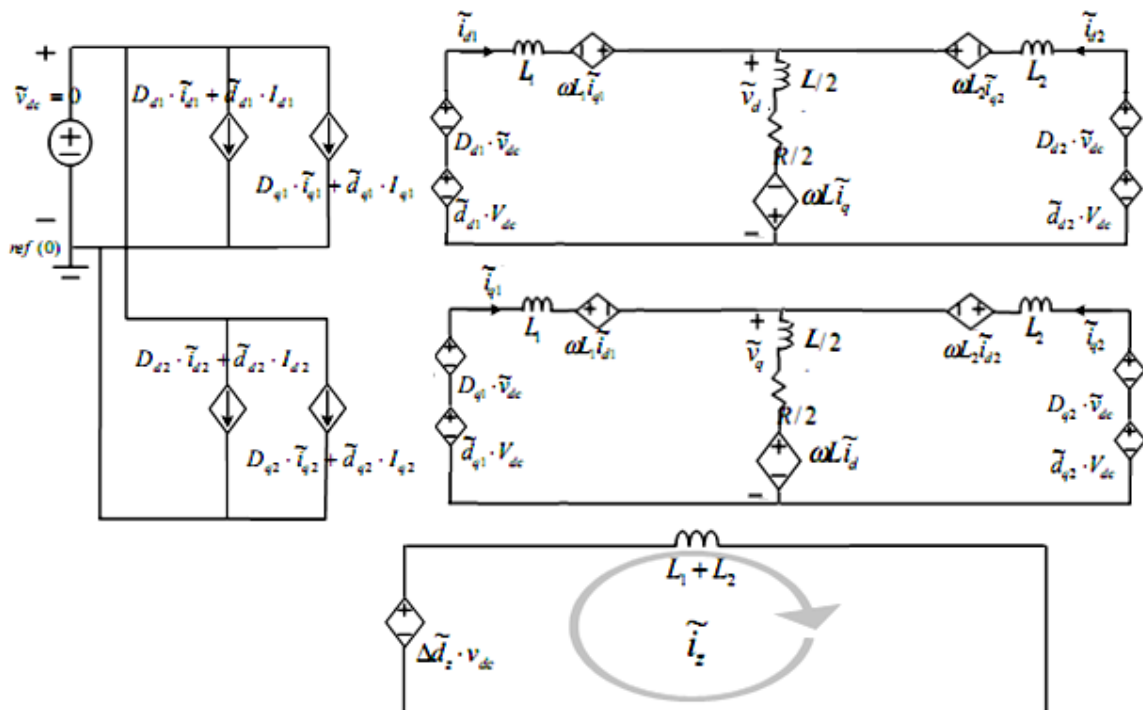


Fig.2.2. Modèle "petit signal" pour la mise en parallèle de deux onduleurs pour une charge RL

II.3 Etude des fonctions de transfert en boucle ouverte

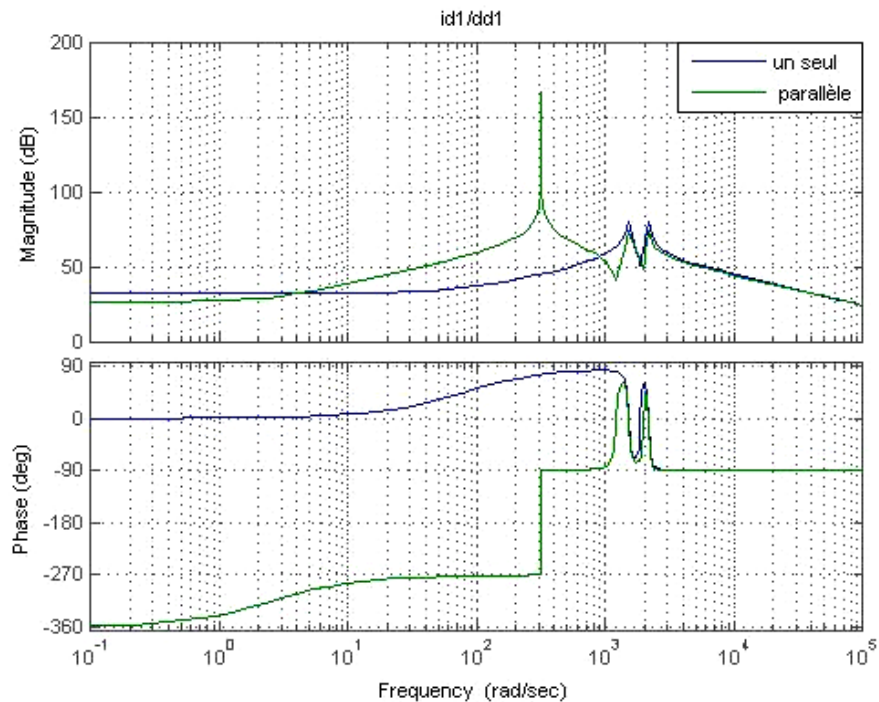
Les diagrammes de Bode correspondants aux fonctions de transfert des courants de sortie par rapport aux signaux de commande sont représentés dans les figures 2.3 et 2.4 respectivement pour le cas d'un seul onduleur et le cas de deux onduleurs mis en parallèles. Les paramètres du système sont les suivants :

$$V_m = 120 \cdot \sqrt{2} \text{ V} ; \quad \omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s} ; \quad V_{dc} = 400 \text{ V} ; \quad R(\text{charge}) = 10 \text{ } \Omega ; \quad L = 250 \text{ } \mu\text{H}, \\ C = 1200 \text{ } \mu\text{F}.$$

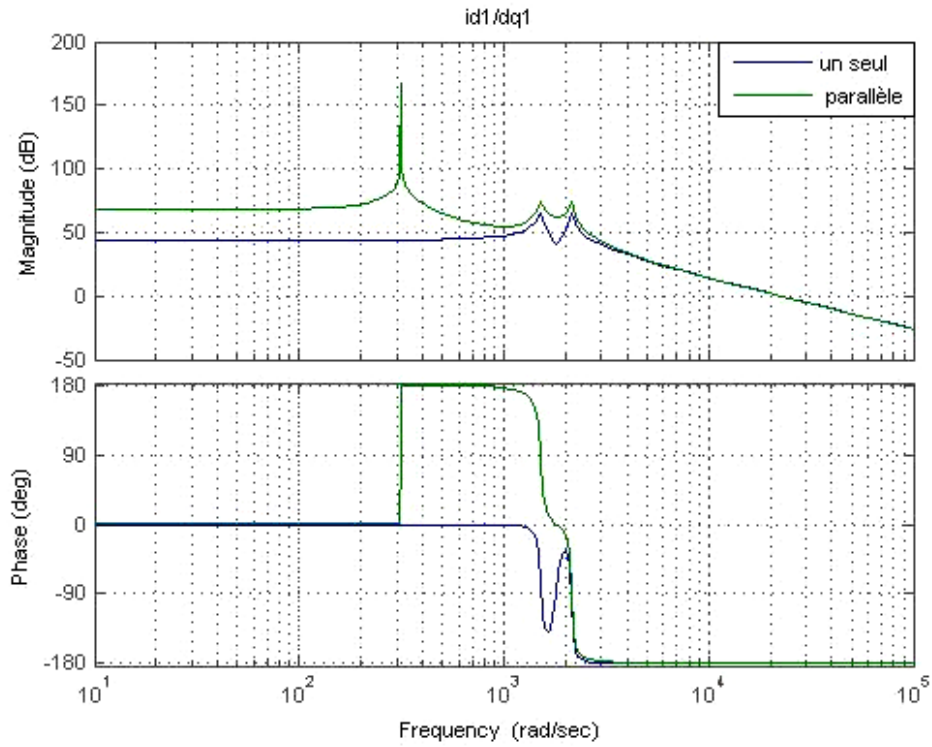
Les fonctions de transfert dans le cas où deux onduleurs sont mis en parallèle présente une dynamique supplémentaire autour de la fréquence de fonctionnement (50Hz) par rapport au cas où un seul onduleur est relié à la charge.

La Figure 2.5 montre que le canal z est découplé des canaux d et q. On remarque aussi que dans figure 2.6, le canal z est représenté par un système du premier ordre. La figure 2.7 montre bien que les deux onduleurs sont couplés.

(Pour les fonctions de transfert : voir Annexe I)

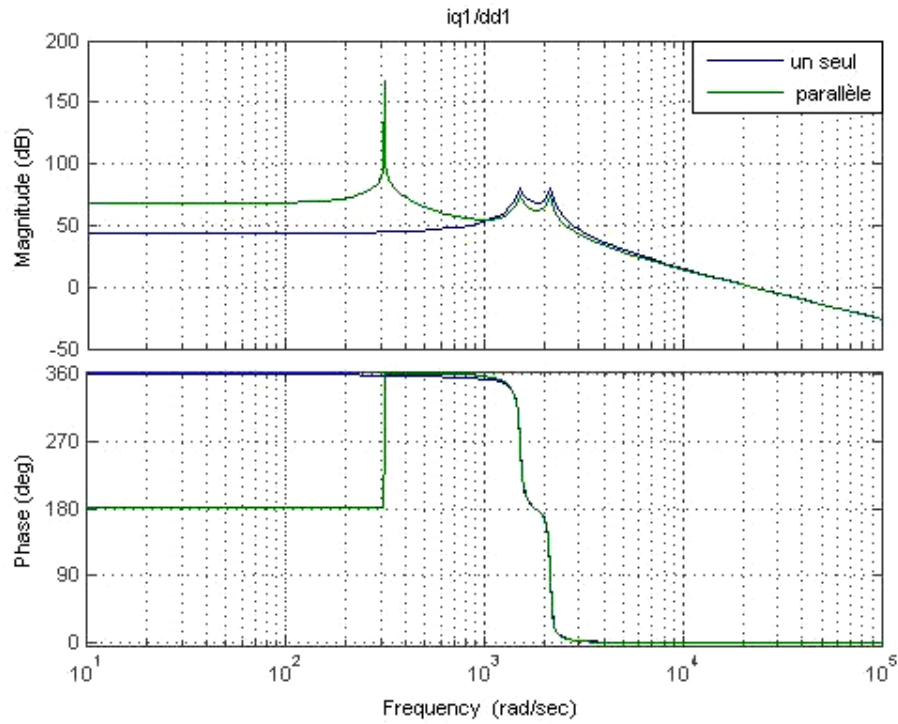


(a). \tilde{i}_d/\tilde{d}_d (Un seul) $\tilde{i}_{d1}/\tilde{d}_{d1}$ (Parallèle)

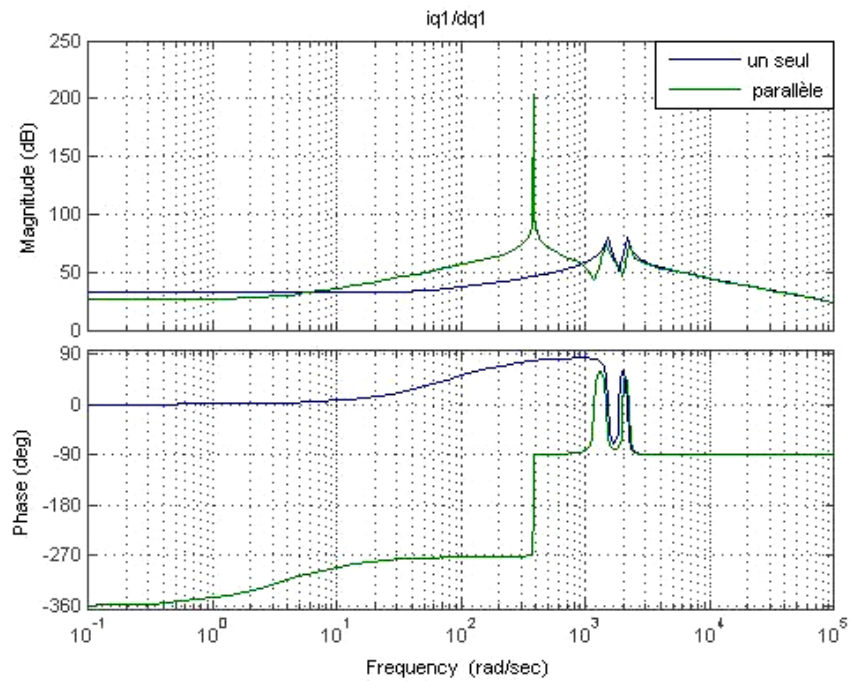


(b). \tilde{i}_d/\tilde{d}_q ; $\tilde{i}_{d1}/\tilde{d}_{q1}$

Figure 2.3 Les fonctions de transfert des courants \tilde{i}_d et \tilde{i}_{d1} par rapport (a) à \tilde{d}_d et \tilde{d}_{d1} .
(b) à \tilde{d}_q et \tilde{d}_{q1} .

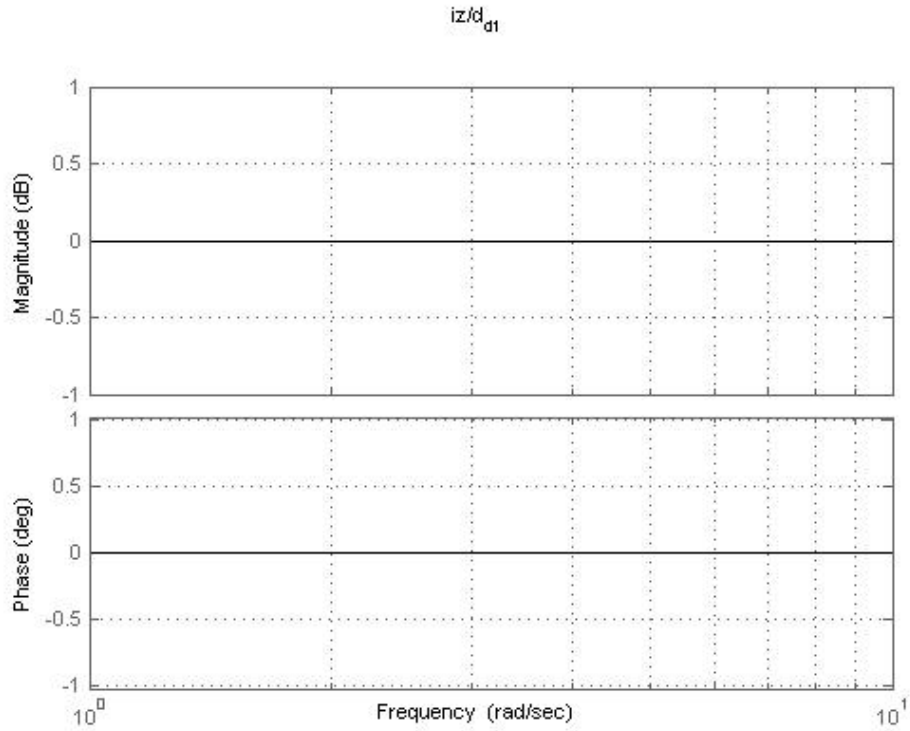


(a). $\tilde{i}_q/\tilde{d}_d ; \tilde{i}_{q1}/\tilde{d}_{d1}$

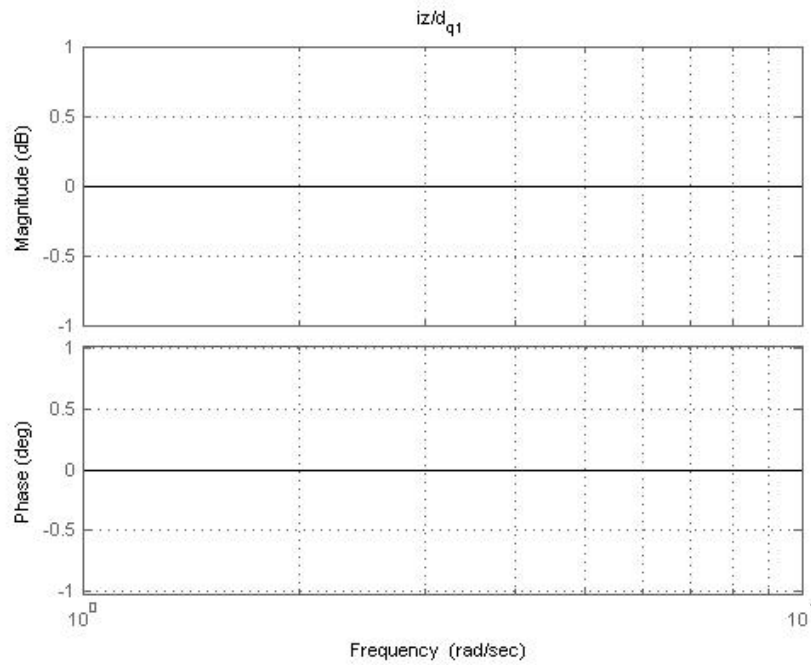


(b). \tilde{i}_q/\tilde{d}_q (Un seul) $\tilde{i}_{q1}/\tilde{d}_{q1}$ (Parallèle)

Figure 2.4 Les fonctions de transfert des courants \tilde{i}_q et \tilde{i}_{q1} par rapport (a) à \tilde{d}_d et \tilde{d}_{d1} (b) à \tilde{d}_q et \tilde{d}_{q1} .



(a). $\tilde{i}_z/\tilde{d}_{d1}$



(b). $\tilde{i}_z/\tilde{d}_{q1}$

Figure2.5 Les fonctions de transfert du courant \tilde{i}_z par rapport (a) à \tilde{d}_{d1}
(b) à \tilde{d}_{q1} .

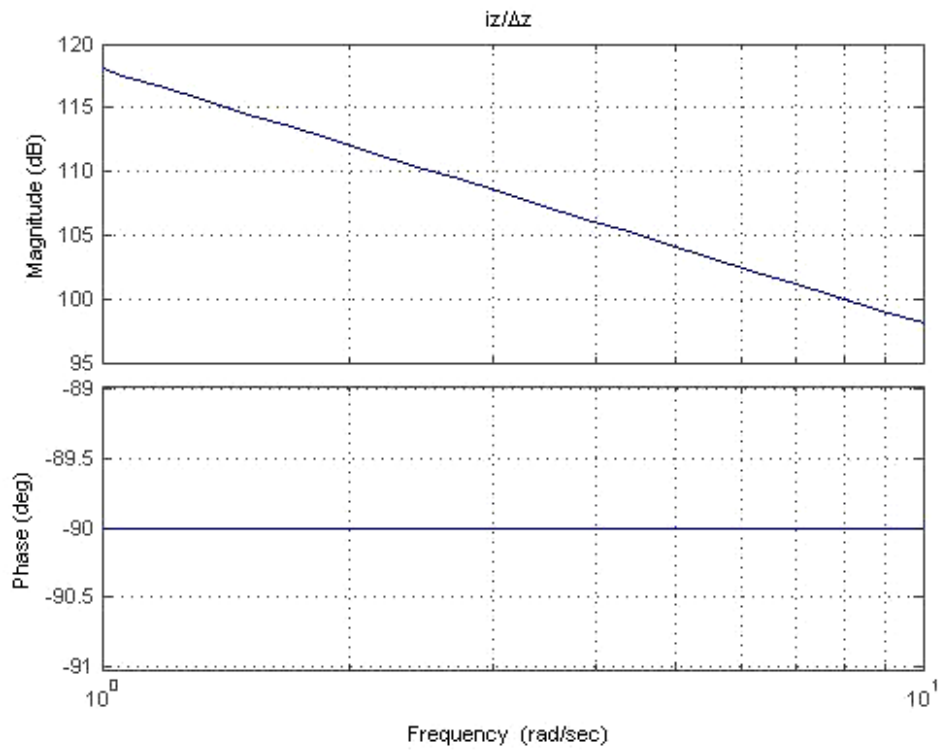
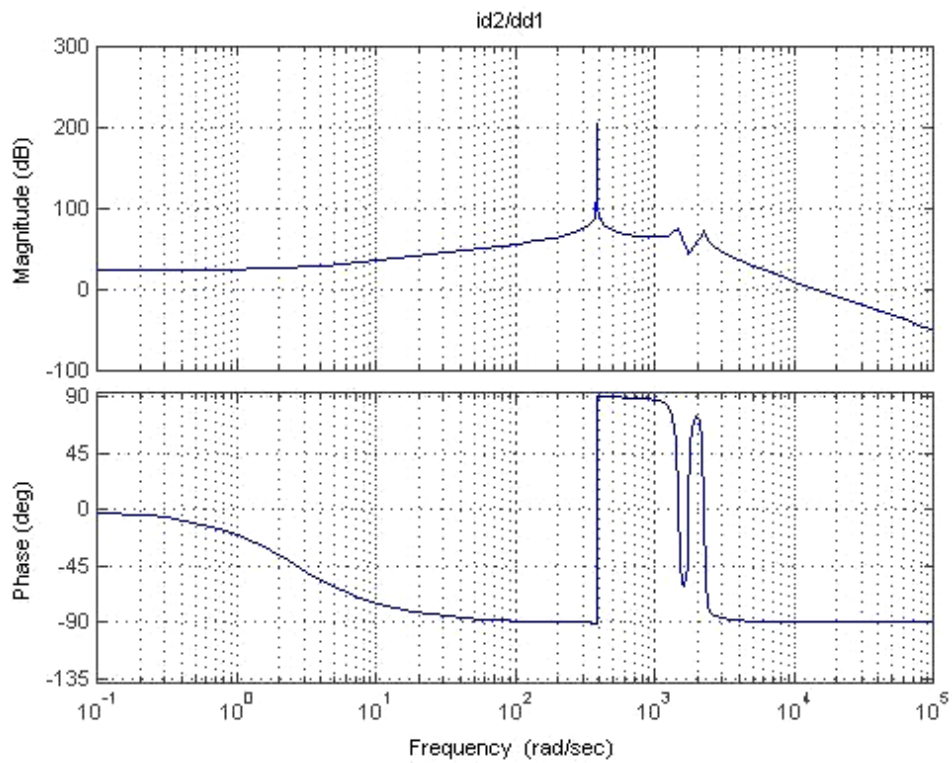


Figure 2.6. la fonction de transfert du courant \tilde{i}_z par rapport à $\Delta \tilde{d}_z$.



(a). $\tilde{i}_{d2}/\tilde{d}_{d1}$

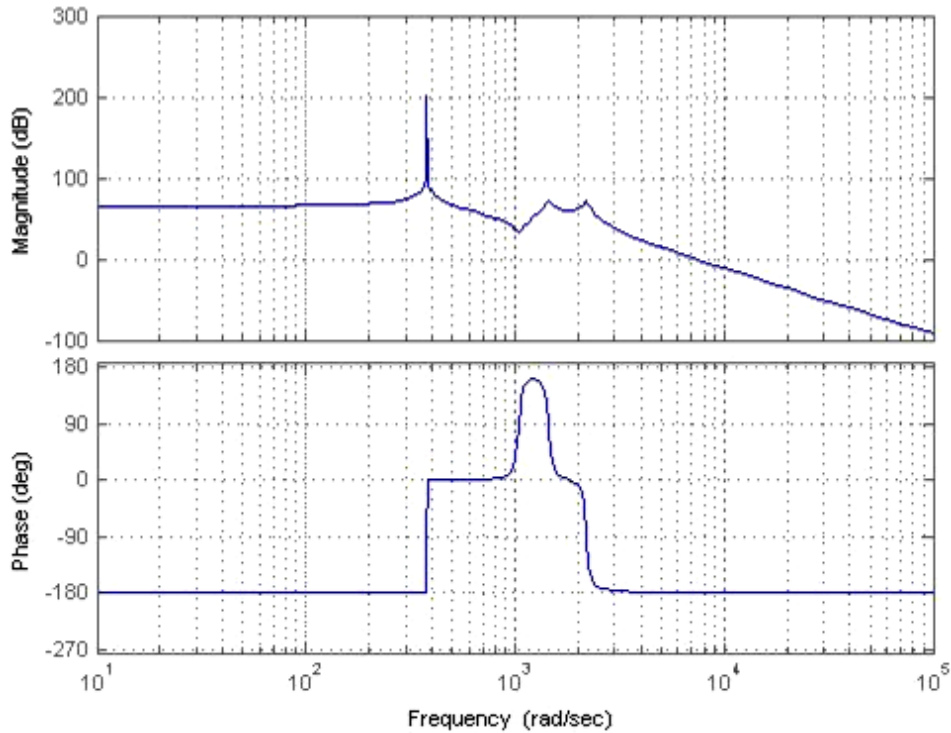

 (b). $\tilde{i}_{d2}/\tilde{d}_{q1}$

 Figure 2.7 Les fonctions de transfert du courants \tilde{i}_{d2} par rapport (a) à \tilde{d}_{d1}
 (b) à \tilde{d}_{q1} .

II.4 Interprétation

On remarque une différence importante dans les fonctions de transferts dans le cas d'un seul onduleur et le cas de la mise en parallèle de deux onduleurs. Les fonctions de transfert de la mise en parallèle d'onduleurs ont deux pôles et deux zéros supplémentaires. Puisque les onduleurs parallèles constituent un système dynamique d'ordre élevé, le calcul analytique de ces fonctions de transfert est compliqué. Cependant, les formes générales et les courbes peuvent être obtenues en utilisant MATLAB. Les fonctions de transfert \tilde{i}_d/\tilde{d}_d et $\tilde{i}_{d1}/\tilde{d}_{d1}$ peuvent être écrits sous les formes suivantes:

$$\tilde{i}_d/\tilde{d}_d(s_L) = \frac{K \cdot (s_L + z)(s_L + z_2)(s_L + z_2^*)}{(s_L + p) \cdot (s_L + p^*) \cdot (s_L + p_2)(s_L + p_2^*)}$$

$$\tilde{i}_{d1}/\tilde{d}_{d1}(s_L) = \frac{K_1 \cdot (s_L + z)(s_L + z_2)(s_L + z_2^*)}{(s_L + p_1) \cdot (s_L + p_1^*) \cdot (s_L + p_2)(s_L + p_2^*)} \cdot \frac{(s_L + z_p) \cdot (s_L + z_p^*)}{(s_L + p_p) \cdot (s_L + p_p^*)}$$

Où * représente un conjugué complexe, s_L est l'opérateur de Laplace

Pour le cas d'étude on a :

$$z = -0.0809, \quad z_2 = -0.0429 + j1.825, \quad z_p = -0.0396 + j1.9175$$

$$p_1 = -0.0417 + j2.14, \quad p_2 = -0.0416 + j1.5, \quad p_p = j0.3142$$

II.5 Conclusion

La fonction de transfert $\tilde{i}_{d1}/\tilde{d}_{d1}$ comporte des termes supplémentaires qui correspondent aux interactions entre les deux onduleurs. Ils sont introduits par les interactions parallèles et présentent les caractéristiques suivantes :

- Deux zéros complexes conjugués z_p et z_p^*
- Deux pôles complexes conjugués P_p et P_p^* ou la fréquence de résonance de ces deux pôles conjugués est toujours la même que la fréquence de rotation ω , quelles que soient les valeurs des autres paramètres, tels que la charge et la tension d'entrée.

Puisque les deux pôles conjugués ont exactement la même fréquence de rotation que repère tournant, cela représente une perturbation continue (de fréquence nulle) dans les coordonnées stationnaires. Si le rapport cyclique de commande d'une phase est affecté d'une perturbation continue, le courant de cette phase augmente infiniment et par suite le système est inopérant. Par conséquent, on peut conclure que les interactions petits signaux dans les onduleurs mis en parallèle sont essentiellement dues à un courant de circulation entre les onduleurs qui ne traverse pas de la charge.

III .1 Introduction

Une modulation vectorielle fera l'objet d'étude et ce pour bien cadrer les variations des courants de circulation lors de mise en parallèle direct des onduleurs. Dans un premier temps cette technique de commande va être détaillée, puis une simulation pour le cas de deux onduleurs connecté en parallèle direct suivra. Un paramètre variable de commande sera introduit et déterminera le type de commande : asymétrique ou symétrique.

III .2 . Techniques de commande des onduleurs

Les onduleurs peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies de commande selon l'application souhaitée [40]-[42].

III.1.1. Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie [40]. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse haute fréquence. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante. La fréquence de la porteuse détermine ainsi la fréquence de commutation (figure 3.1).

On définit :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_0} \quad (3.1)$$

- L'indice d'amplitude r égal au rapport de l'amplitude maximal de modulante sur l'amplitude maximal de la porteuse.

$$r = \frac{V_0}{V_p} \quad (3.2)$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut :

$$V_{max} = r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.3)$$

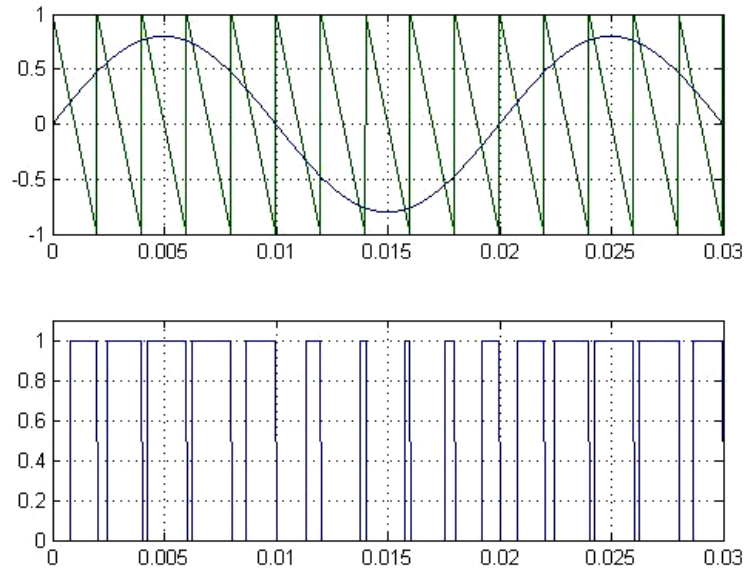


Figure 3.2. Principe d'une la MLI sinusoidale pour $m=10$, $r = 0.8$, $f_p=500$ Hz.

III.1.2 MLI vectorielle (SVM)

La MLI vectorielle (SVM) diffère MLI sinusoidale par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte en même temps de l'état des trois bras de l'onduleur (contrôle du vecteur d'état de l'onduleur). L'objectif du contrôle vectoriel est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence V_{ref} que l'on se fixe. Si ces références sont sinusoidales triphasées équilibrées, alors le vecteur de référence tournera à une vitesse constante et son module suivra une trajectoire circulaire [41], [43].

III.1.2.1 Vecteurs d'espace d'un onduleur de tension

La technique de modulation vectorielle est basée sur la détermination des vecteurs d'espace [46]. Pour simplifier l'étude, on supposera :

- La source d'entrée est parfaitement continue.

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

La relation entre le vecteur $[S_a S_b S_c]^t$ et le vecteur des tensions de ligne $[U_{ab} U_{bc} U_{ca}]^t$ (figure 3.3) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Et par suite, le vecteur des tensions de phase peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

L'utilisation de la transformation de Concordia [44], transforme le vecteur de tensions triphasées $[V_a V_b V_c]^t$ en un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha V_\beta]^t$ tel que :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

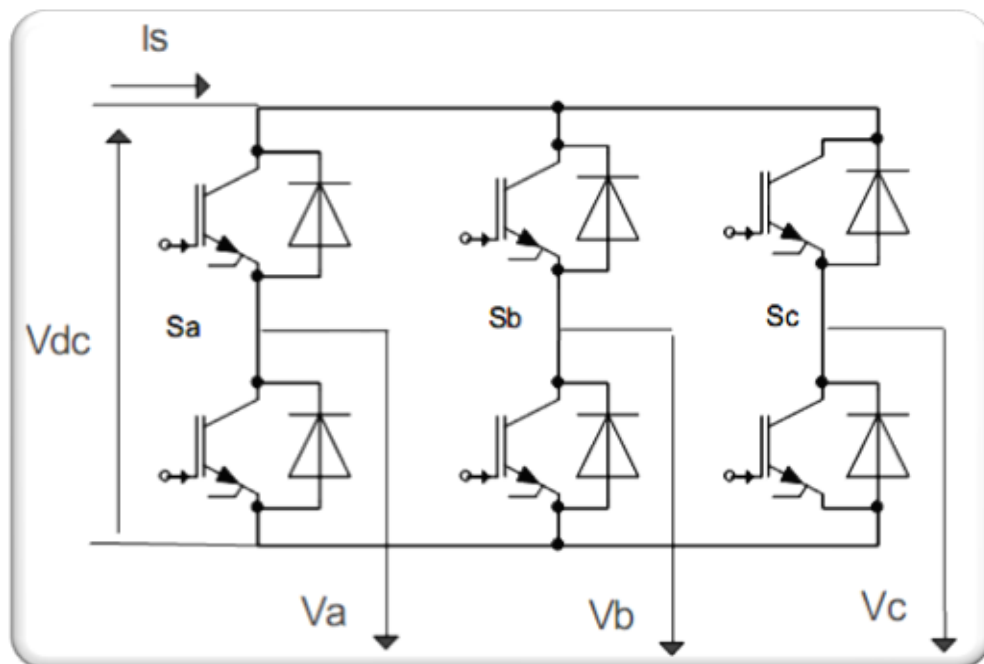


Figure 3.3. Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande

A partir des équations (3.35) et (3.36), on peut dresser le tableau suivant :

vecteurs de tension	vecteurs de commutation			les tensions simples/Vdc			Tension diphasées	
	Sa	Sb	Sc	Va	Vb	Vc	V α	V β
V ₀	0	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0
V ₂	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	$\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$
V ₃	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	$-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$
V ₄	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	$-\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0
V ₅	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	$-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$
V ₆	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	$\frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}$
V ₇	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau 3.1 détermination des vecteurs de tension selon les vecteurs de commutation.

La configuration de l'onduleur pour chacun de ces états est représentée par la figure.3.4.

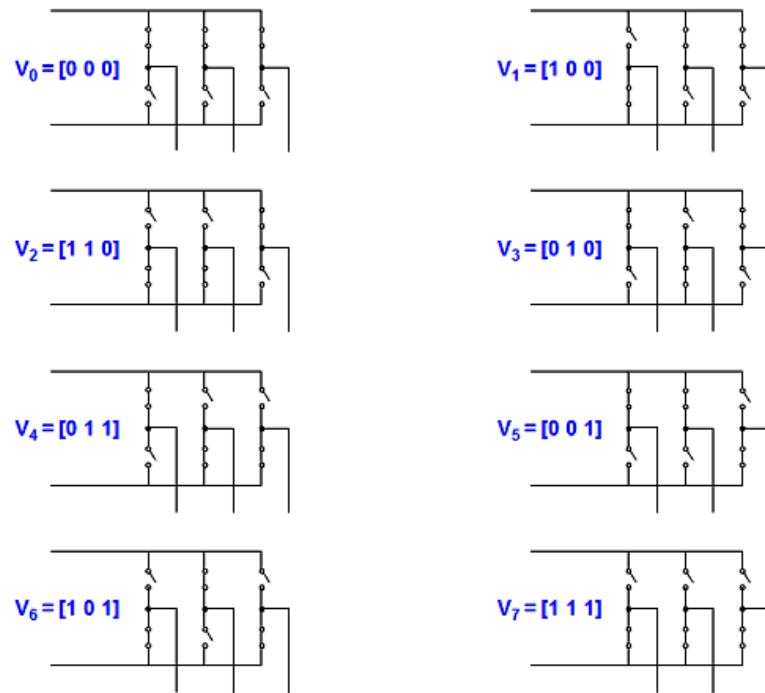


Figure 3.4 Les huit états possibles de commutation de l'onduleur à deux niveaux.

A un instant donné, l'onduleur peut générer huit vecteurs de tension $(V)_i$, ($i=0,1,\dots,7$) dans le plan (a, β) , dont deux sont nulles $(V)_0$ et $(V)_7$, et six ont un module égal à $\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}$ et de phase égale à $\frac{\pi}{3}(i-1)$.

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante :

$$(V)_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3}(i-1) \\ \sin \frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix}, i=1,\dots,6 \quad (3.7)$$

Deux vecteurs d'espace successifs $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ définissent le secteur i .

III.1.2.2.Principe de la modulation vectorielle

L'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type $(V)_i$. On ne peut réaliser une tension quelconque souhaitée qu'en valeur moyenne sur une période d'échantillonnage T_e .

Cette technique consiste à reconstituer un vecteur de référence V_s pendant une période d'échantillonnage T_e par les vecteurs tension adjacents $(V)_i$, $(V)_{i+1}$. ($i=1, \dots, 6$) et les vecteurs tension nuls $(V)_0$ et $(V)_7$.

Le fonctionnement de la MLI vectorielle se résume par la séquence de traitement suivante [45] :

- Acquisition d'une consigne V_s pour la période d'échantillonnage courante.
- Détermination du secteur i contenant le vecteur V_s .
- Décomposition du vecteur V_s suivant les deux vecteurs $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ délimitant le secteur i .
- Elaboration des séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur.

a) Acquisition de la consigne (Vecteur tension de référence)

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie aussi proches que possible des trois tensions de références sinusoïdales. Pour déterminer le vecteur de tension de référence, nous appliquons la transformation de Concordia à la tension de sortie triphasée souhaitée :

$$V_s^* = V_\alpha^* + jV_\beta^* \quad (3.8)$$

Avec:

V_α^* , V_β^* : Composantes de vecteur de référence V_s^* dans le plan $\alpha - \beta$.

Notons qu'un système de tensions triphasé équilibré est représenté dans le plan $(\alpha - \beta)$ par un vecteur tournant autour de l'origine avec une fréquence égale à celle des trois tensions triphasées.

b) Détermination du secteur

Il est intéressant d'écrire la tension V_s que l'on veut réaliser sous forme polaire dont le module est égal à V et d'angle polaire égal à ζ (figure 3.5).

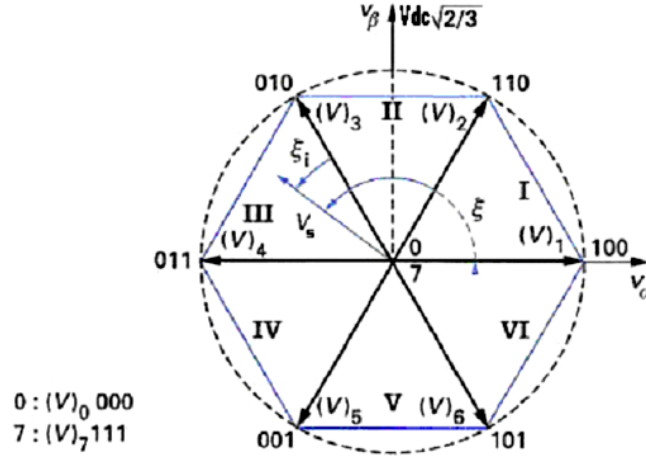


Figure. 3.5. Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

Le vecteur V_s peut être écrit sous la forme suivante :

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Selon la position de ce vecteur dans le plan ($\alpha - \beta$) et les huit possibles états de commutation, on pourra repérer à quel secteur (1 à 6) appartient le vecteur V_s . Nous devons ainsi déterminer l'entier i appartenant à l'intervalle $[1,6]$ et l'angle ξ_i (figure 3.5) tel que $0 \leq \xi_i \leq \pi/3$:

$$\xi = \frac{\pi}{3} (i - 1) + \xi_i \quad (3.10)$$

L'équation (3.9) pourra être écrite :

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3} (i - 1) + \xi_i\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3} (i - 1) + \xi_i\right) \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

c) Décomposition du vecteur de tension de référence V_s :

Puisque l'on obtient V_s qu'en valeur moyenne, on doit alors appliquer les vecteurs tension $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ pendant des durées adéquates sur l'intervalle d'échantillonnage T_e .

Afin de minimiser les ondulations de tension, et par voie de conséquence les harmoniques [49], on admet qu'il faut reconstituer V_s avec deux vecteurs tension adjacents (figure 3.6).

$$\frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = \frac{1}{T_e} (T_i \cdot (V)_i + T_{i+1} \cdot (V)_{i+1}), (n=1,2,\dots) \quad (3.12)$$

T_i et T_{i+1} sont les durées pendant lesquelles on applique les tensions V_i et V_{i+1}

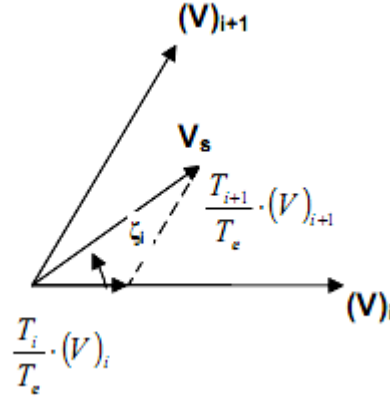


Figure 3.6. Principe de construction du vecteur de tension de référence.

De ce fait :

$$\int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = T_e \cdot V_s = T_i \cdot (V)_i + T_{i+1} \cdot (V)_{i+1} \quad (3.13)$$

Avec $T_i + T_{i+1} \leq T_e$

L'application des vecteurs V_0 et V_7 pendant un intervalle T_0 égal à T_7 (MLI vectorielle symétrique) est définie par :

$$T_0 = T_7 = \frac{T - T_i - T_{i+1}}{2} \quad (3.14)$$

$$V_s = \frac{1}{T_e} \left[T_i (V)_i + T_{i+1} (V)_{i+1} + \frac{T_0}{2} (V)_0 + \frac{T_0}{2} (V)_7 \right] \quad (3.15)$$

Une fois la décomposition de V_s suivant les deux vecteurs adjacents $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ est faite, il nous reste uniquement la détermination des durées T_i et T_{i+1} .

A partir des expressions (3.7), (3.11) et (3.14), on peut écrire l'égalité suivante :

$$V \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i) \\ \sin(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \left[T_i \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}(i-1)) \\ \sin(\frac{\pi}{3}(i-1)) \end{bmatrix} + T_{i+1} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}i) \\ \sin(\frac{\pi}{3}i) \end{bmatrix} \right] \quad (3.16)$$

La solution de cette équation matricielle est :

$$\begin{cases} T_i = \left[\sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \xi_i) \right] \cdot T_e \\ T_{i+1} = \left[\sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin(\xi_i) \right] \cdot T_e \end{cases} \quad (3.17)$$

Comme la durée T_0 est positive ou nulle, la zone accessible dans le plan (V_α, V_β) est le polygone indiqué sur la figure (3.5). En dehors du polygone, la somme des modules $T_i \cdot |V_i| +$

$T_{i+1} \cdot |V_{i+1}|$ est supérieure au rayon du cercle, donc $T_i + T_{i+1} > T_e$ et cette commande est irréalisable [46].

Une conséquence importante de cette dernière remarque est la valeur maximale que peut délivrer l'onduleur (figure 3.7) et est donnée par :

$$V_{\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos(30^\circ) = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (3.18)$$

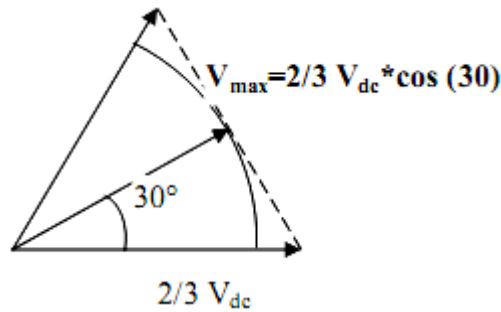


Figure 3.7. Valeur maximal de la tension délivrée par l'onduleur

Notons qu'il est plus pratique de travailler avec des durées relatives (Per Unit) que de travailler avec des durées en secondes. On définit alors les durées relatives τ_i , τ_{i+1} ($i = 1$ à 6) et τ_0 telles que :

$$\begin{cases} \tau_i = \frac{T_i}{T_e} \\ \tau_{i+1} = \frac{T_{i+1}}{T_e} \\ \tau_0 = \frac{T_0}{T_e} \end{cases} \quad (3.19)$$

Ce qui se traduit par:

$$\begin{cases} \tau_i = \sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \xi_i\right) \\ \tau_{i+1} = \sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin(\xi_i) \\ \tau_0 = 1 - \tau_i - \tau_{i+1} \end{cases} \quad (3.20)$$

En tenant compte de (3.11), (3.19) devient :

$$\begin{cases} \tau_i = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} i\right) V_\alpha - \cos\left(\frac{\pi}{3} i\right) V_\beta \right] \\ \tau_{i+1} = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} (i-1)\right) V_\alpha - \cos\left(\frac{\pi}{3} (i-1)\right) V_\beta \right] \end{cases} \quad (3.21)$$

d) Elaboration des séquences de commande des interrupteurs

Les durées relatives d'application des vecteurs $(V)_i$ ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur. Il est plus pratique de considérer les durées relatives d_a , d_b et d_c (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs de commande S_a , S_b et S_c sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

d_a , d_b et d_c sont fonctions de τ_i , τ_{i+1} et τ_0 et ont des expressions différentes suivant le secteur ou l'on se trouve. Comme le nombre de secteurs est limité à 6, on peut déterminer d_a , d_b et d_c pour chaque secteur. Un tableau récapitulatif, donnant d_a , d_b et d_c ainsi que les séquences de commande correspondantes est présenté dans le tableau 3.2.

La disposition respective des intervalles τ_i , et en particulier τ_0 peut donner lieu à de nombreux choix. Parmi les stratégies les plus fréquentes qui cherchent à minimiser le nombre de commutations et générer moins d'harmoniques, on cite la modulation asymétrique [46], et la modulation symétrique [44].

Secteur (i)	Durées relatives τ_i , τ_{i+1} et τ_0	Rapport cyclique
1	$\tau_1 = \frac{1}{v_{dc}} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_2 = \frac{1}{v_{dc}} (\sqrt{2} V\beta)$ $\tau_0 = 1 - \tau_1 - \tau_2$	$d_a = \tau_1 + \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_c = \frac{\tau_0}{2}$
2	$\tau_2 = \frac{1}{v_{dc}} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_3 = \frac{1}{v_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_2 - \tau_3$	$d_a = \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \tau_2 + \tau_3 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_c = \frac{\tau_0}{2}$
3	$\tau_3 = \frac{1}{v_{dc}} (\sqrt{2} V\beta)$ $\tau_4 = \frac{1}{v_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_3 - \tau_4$	$d_a = \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \tau_3 + \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_c = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$
4	$\tau_4 = \frac{1}{v_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_5 = \frac{1}{v_{dc}} (-\sqrt{2} V\beta)$ $\tau_0 = 1 - \tau_4 - \tau_5$	$d_a = \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_c = \tau_4 + \tau_5 + \frac{\tau_0}{2}$

5	$\tau_5 = \frac{1}{v_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_6 = \frac{1}{v_{dc}} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_5 - \tau_6$	$d_a = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \frac{\tau_0}{2}$ $d_c = \tau_5 + \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$
6	$\tau_6 = \frac{1}{v_{dc}} (-\sqrt{2} V\beta)$ $\tau_1 = \frac{1}{v_{dc}} \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} V\beta \right)$ $\tau_0 = 1 - \tau_6 - \tau_1$	$d_c = \tau_6 + \tau_1 + \frac{\tau_0}{2}$ $d_b = \frac{\tau_0}{2}$ $d_a = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$

Tableau 3.2. Elaboration des séquences de commande.

En définissant judicieusement les transitions possibles entre deux états de l'onduleur, il est possible de minimiser le nombre de commutations des interrupteurs de l'onduleur. Un bras ne commute alors que deux fois pendant une période de commutation.

Vecteurs appliqués	V_0 V_1 V_2 V_7	V_7 V_2 V_1 V_0	V_0 V_3 V_2	V_7 V_2 V_3 V_0
Temps d'application	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_1 τ_2 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_2 τ_1 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_3 τ_2 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_2 τ_3 $\frac{\tau_0}{2}$
Secteur i	1		2	

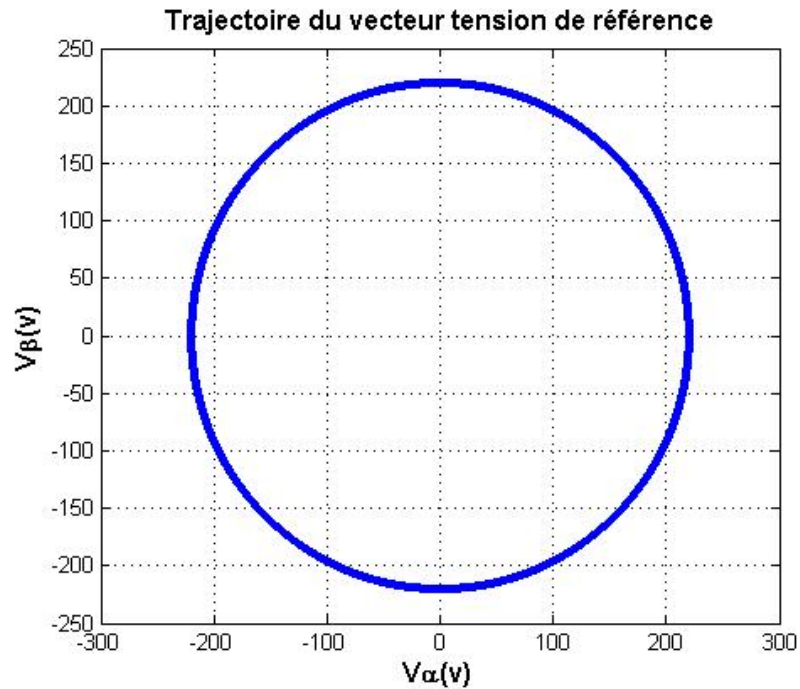
Vecteurs appliqués	V_0 V_3 V_4	V_7 V_4 V_3	V_0 V_5 V_4	V_7 V_4 V_5
Temps d'application	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_3 τ_4 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_4 τ_3 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_5 τ_4 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_4 τ_5 $\frac{\tau_0}{2}$
Secteur i	3		4	

Vecteurs appliqués	V_0 V_5 V_6	V_7 V_5 V_6	V_0 V_1 V_6	V_7 V_6 V_1 V_0
Temps d'application	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_5 τ_6 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_6 τ_5 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_1 τ_6 $\frac{\tau_0}{2}$	$\frac{\tau_0}{2}$ τ_6 τ_1 $\frac{\tau_0}{2}$
Secteur i	5		6	

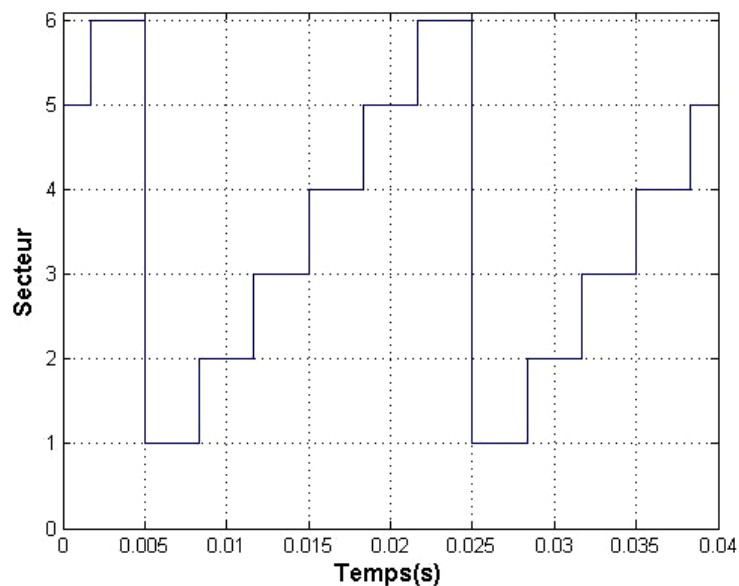
Tableau 3.3. Application des vecteurs d'état suivant le secteur i.

III.1.2.3 Résultat de la simulation

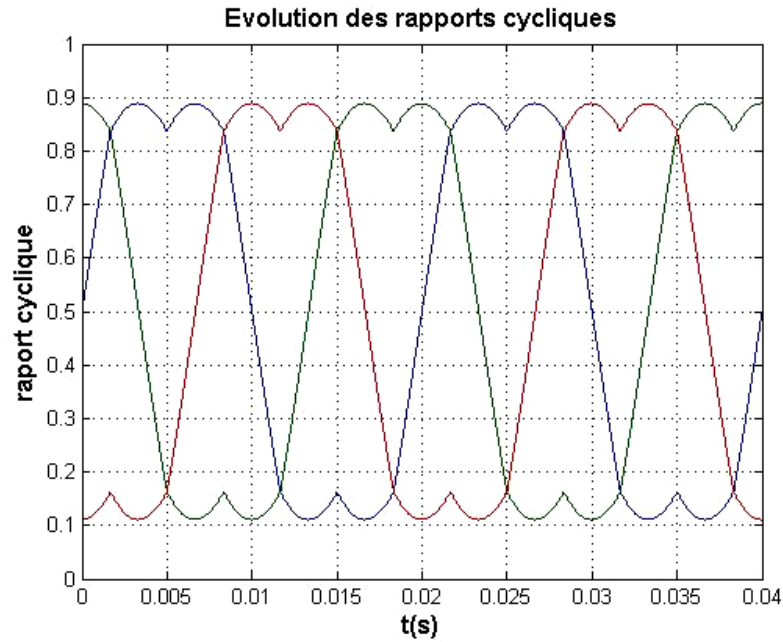
Pour cette stratégie de commande, on visualise d'abord la trajectoire de vecteur de tension référence, la détection des secteurs et l'évolution des rapports cycliques.



(a) Trajectoire de vecteur de tension référence.



(b) La détection des secteurs.



(c) Evolution de rapport cyclique.

Figure 3.8. Principe de la MLI vectorielle.

III.2. Simulation des courants de circulation

Les modèles moyens des onduleurs mis en parallèle développés au chapitre I, montrent que le courant de circulation dépend des paramètres des circuits équivalents moyens (figure 1.9) : la source de tension continue ($\Delta d_z \cdot V_{dc}$) et les impédances de lignes. L'équation de la tension continue du canal z est donnée par :

$$\Delta d_z \cdot V_{dc} = (V_{a1} + V_{b1} + V_{c1}) - (V_{a2} + V_{b2} + V_{c2}) \quad (3.22)$$

Le courant de circulation est déterminé par la différence de leurs tensions du mode commun. Pour un seul onduleur, la tension de mode commun ne provoque pas de courant de circulation.

Lorsque les deux convertisseurs sont connectés en parallèle, un chemin de courant de circulation est formé. Une petite différence entre les deux tensions du mode commun peut provoquer un courant de circulation dans le canal de z. Ce courant dépend essentiellement de la tension $\Delta d_z \cdot V_{dc}$ et de l'impédance du canal z (figure 3.9).

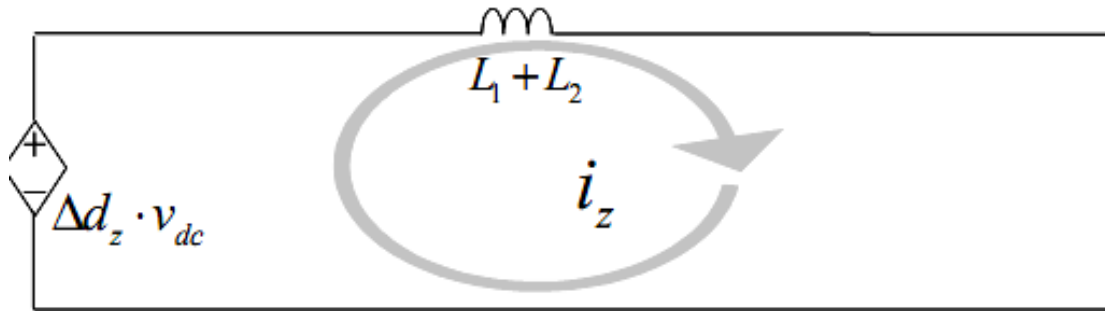


Figure 3.9. Le modèle du canal de z de la mise en parallèle de deux onduleurs.

III.2.1 Cas de la mise en parallèle d'onduleurs identiques

Dans un premier temps on considère que les deux onduleurs sont parfaitement identiques avec les mêmes impédances de lignes et la même MLI vectorielle.

On remarque que les courants de la phase « a » des deux onduleurs sont superposés : de ce fait une distribution uniforme (figures 3.10 et 3.11) du courant de la charge est appliqué pour chaque onduleurs ($i_{a1} = i_{a2} = I_{\text{charge}} / 2$), ce qui rend le courant de circulation nul (figure 3.12)

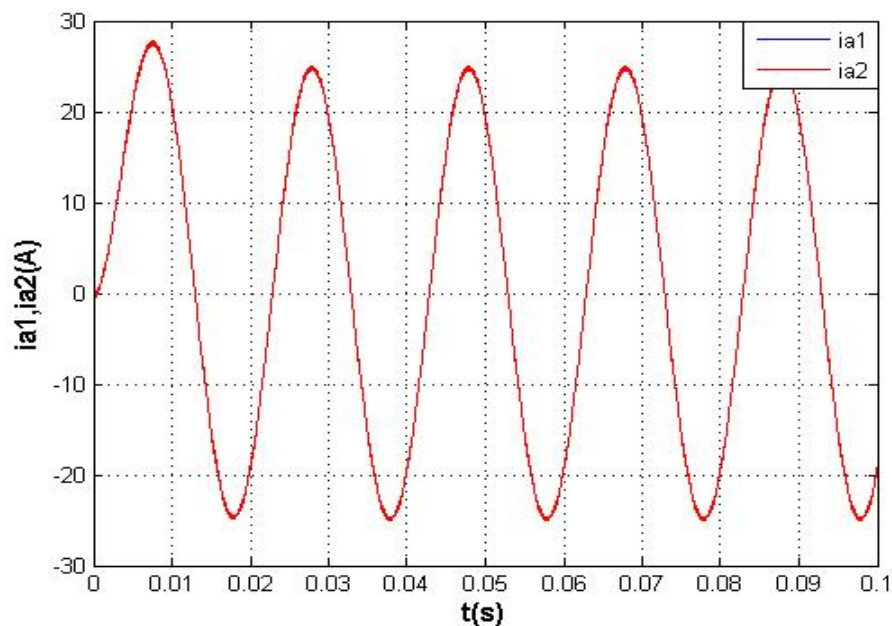


Figure 3.10 Les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2.

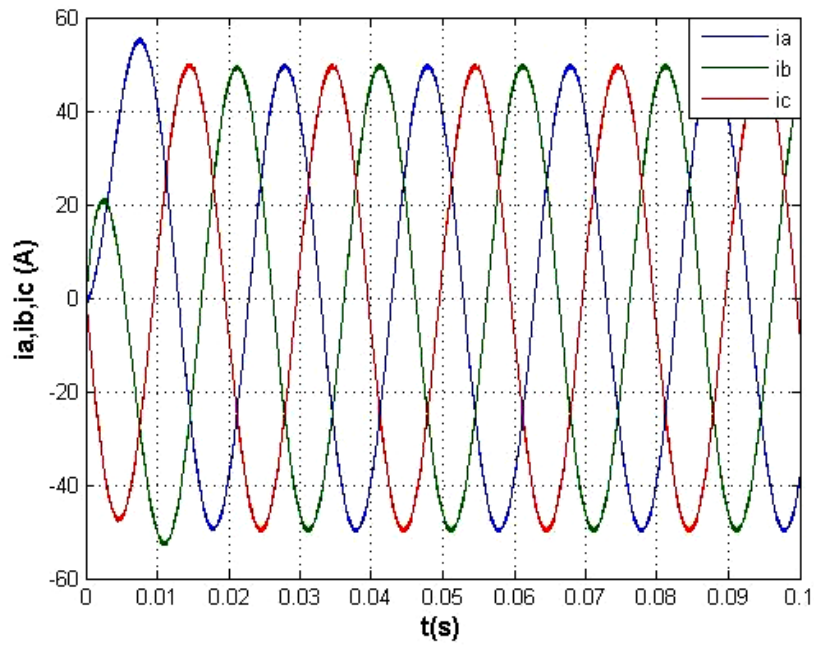


Figure 3.11 Courant de la charge pour le cas de deux onduleurs identiques mis en parallèle.

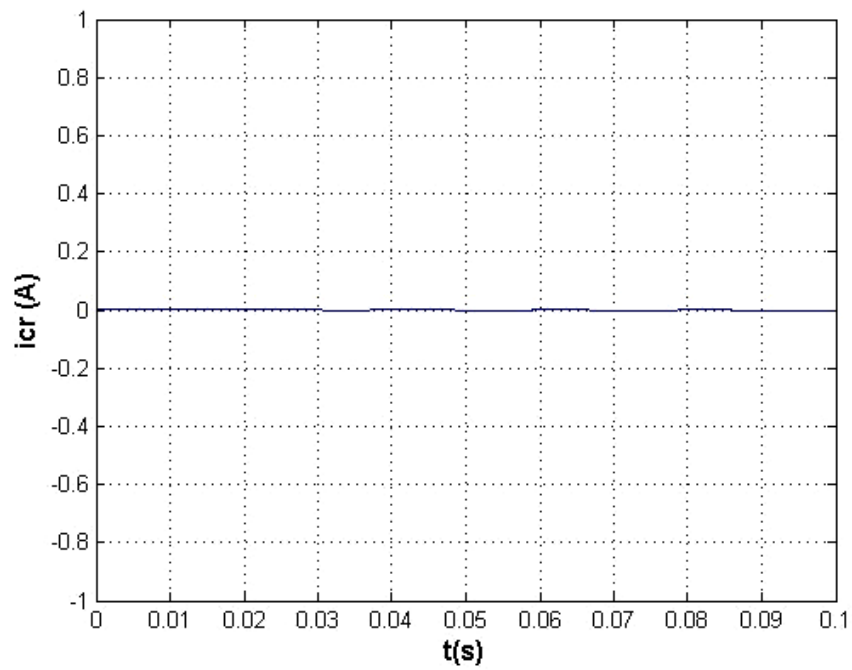


Figure 3.12 courant de circulation entre les deux onduleurs mis en parallèle directe.

III.2.2. Cas où les onduleurs sont reliés à la charge par des impédances de ligne différentes

Pour des impédances de ligne différentes, un courant de circulation entre les deux onduleurs s'établit.

La figure (3.13) montre les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 pour des résistances de ligne $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$. On remarque une différence de phases et d'amplitudes entre les deux courants i_{a1} et i_{a2} : un courant de circulation prend naissance (figure 3.14). Les courants de charge des trois phases sont représentés dans la figure (3.15).

La figure 3.16 montre la variation du courant de circulation en fonction de la résistance de la ligne de la phase « a » des deux onduleurs (l'inductance de la ligne est constante égale à $150\mu\text{H}$). La variation du courant de circulation est non linéaire en fonction de la résistance de la ligne.

La valeur du courant de circulation pour une résistance de phase nulle de la ligne est égale à 46% de la valeur du courant de la charge. Pour une résistance de ligne $R_{a1} = R_L$, le courant de circulation est nul (figure 3.12). Les résultats de la simulation montrent qu'il n'y a aucune influence entre la variation de la résistance d'une ligne et le courant de la charge. (figures 3.14 et 3.16).

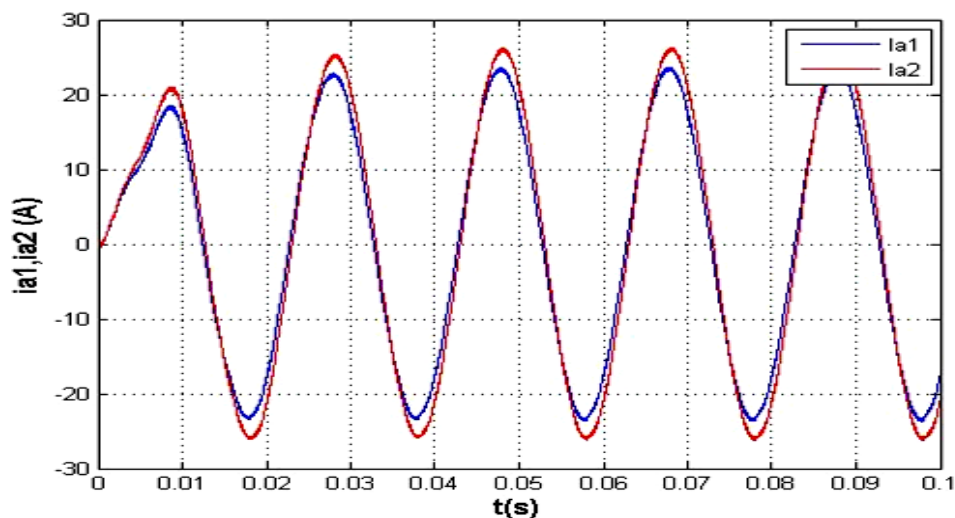


Figure 3.13 les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$

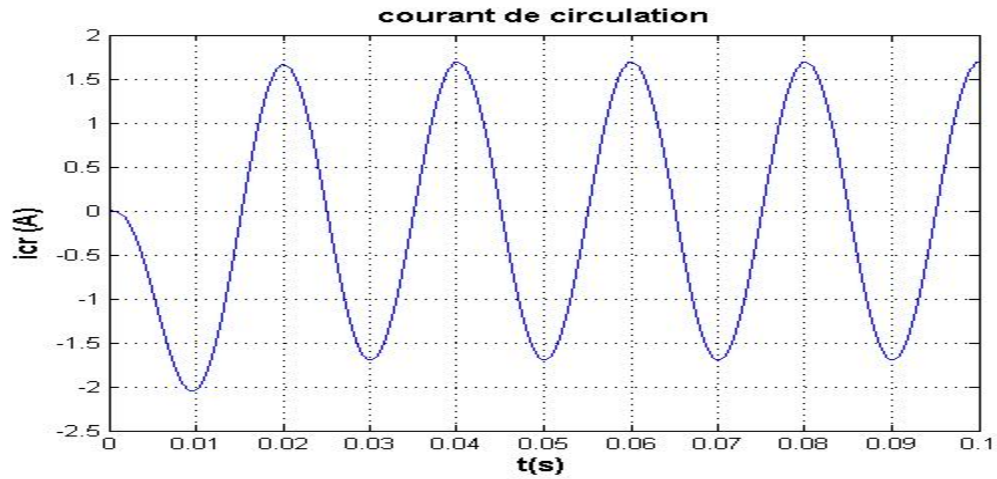


Figure 3.14 Le courant de circulation pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$.

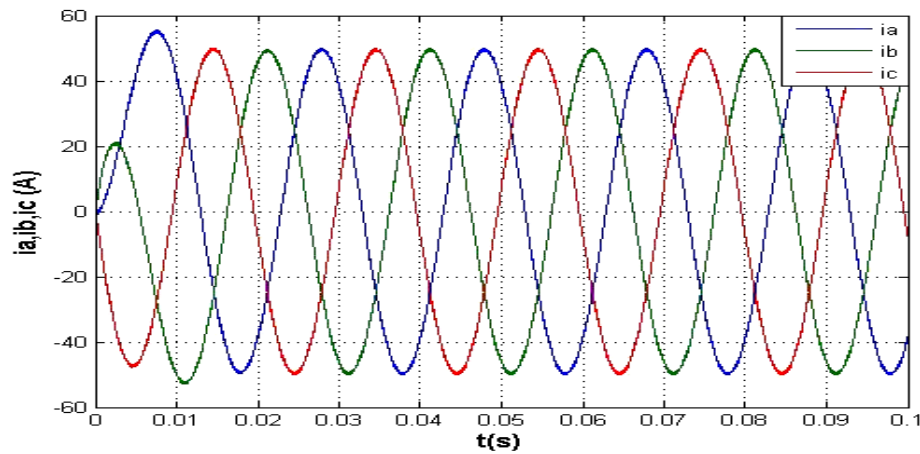


Figure 3.15 Les courants de charge pour $R_{a1} = 0.06\Omega$ et $R_{a2} = R_L = 0.05\Omega$.

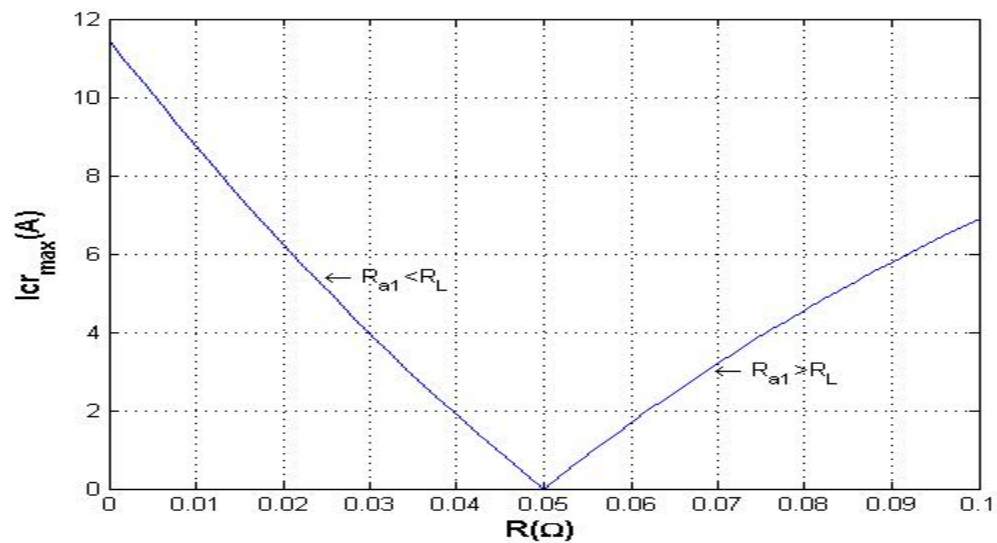


Figure 3.16 La variation du courant de circulation en fonction de la résistance de ligne.

Pour une variation de l'inductance d'une phase et une résistance de phases égale à 0.05Ω , la variation du courant de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 ainsi que le courant de circulation est représenté par les figures (3.17) et (3.18). Une variation du courant de circulation (non linéaire) mais importante que celle de la variation de la résistance de ligne est obtenue (figures 3.19 et 3.22).

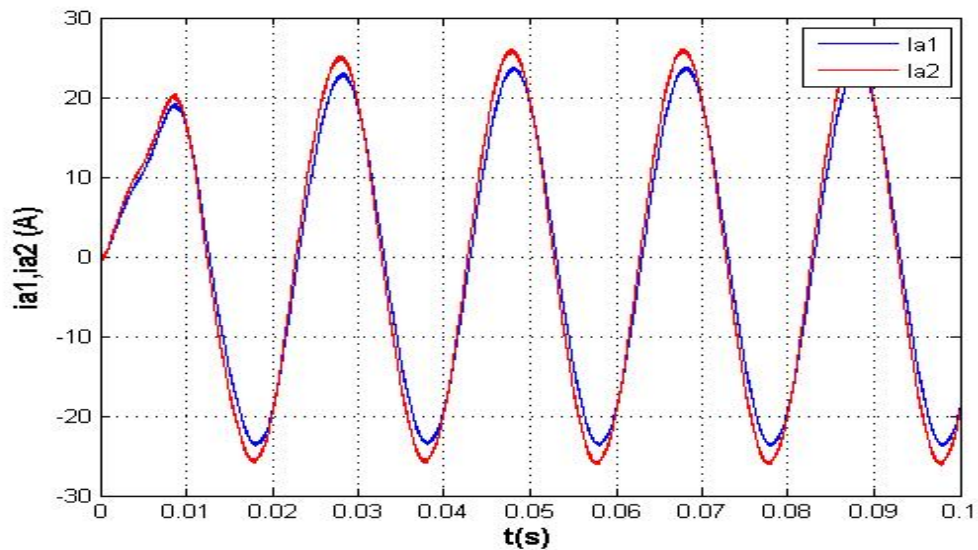


Figure.3.17 courant de la phase a de l'onduleur 1 et 2 pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$.

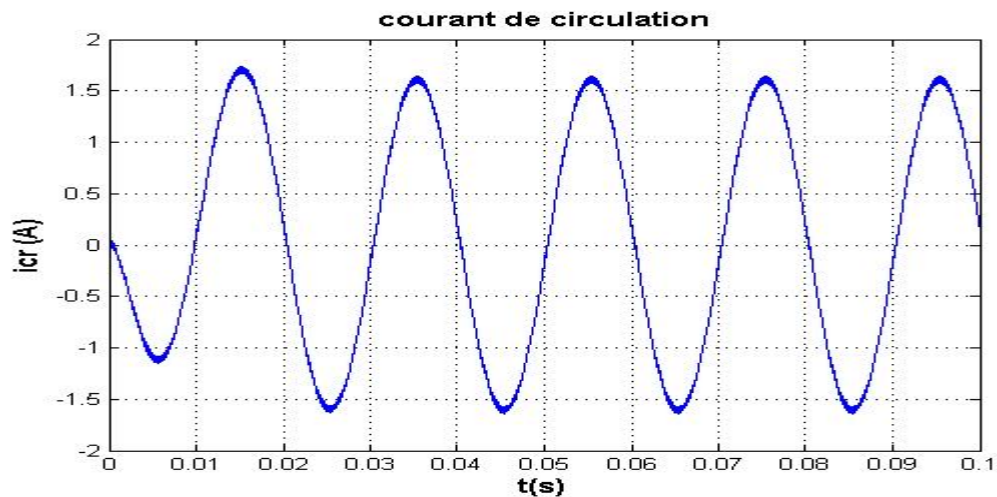


Figure 3.18 courant de circulation pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$.

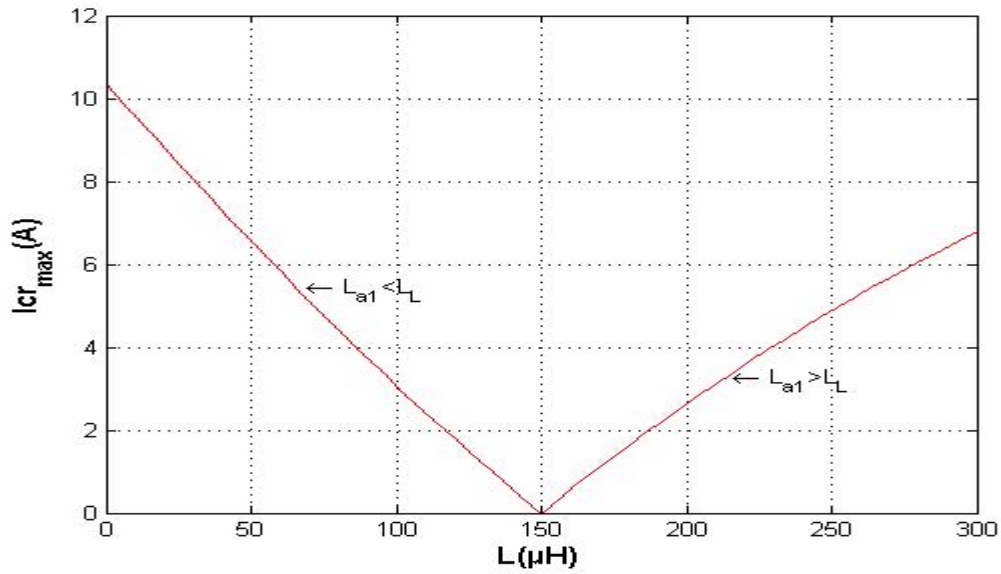


Figure 3.19 variation de courant de circulation en fonction de l'inductance de ligne

Les figures (3.21) et (3.22) montrent les variations des courants de la phase « a » des onduleurs 1 et 2 pour une variation simultanée de l'inductance et de la résistance de la ligne.

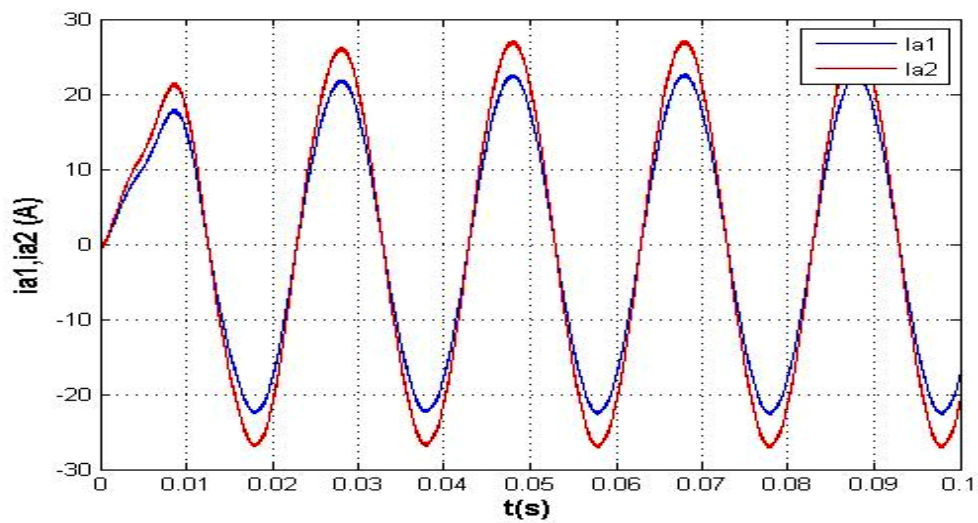


Figure 3.20 les courants de la phase « a » de l'onduleur 1 et 2 $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$ et $R_{a1}=0.06\Omega$ et $R_{a2}=R_L=0.05\Omega$

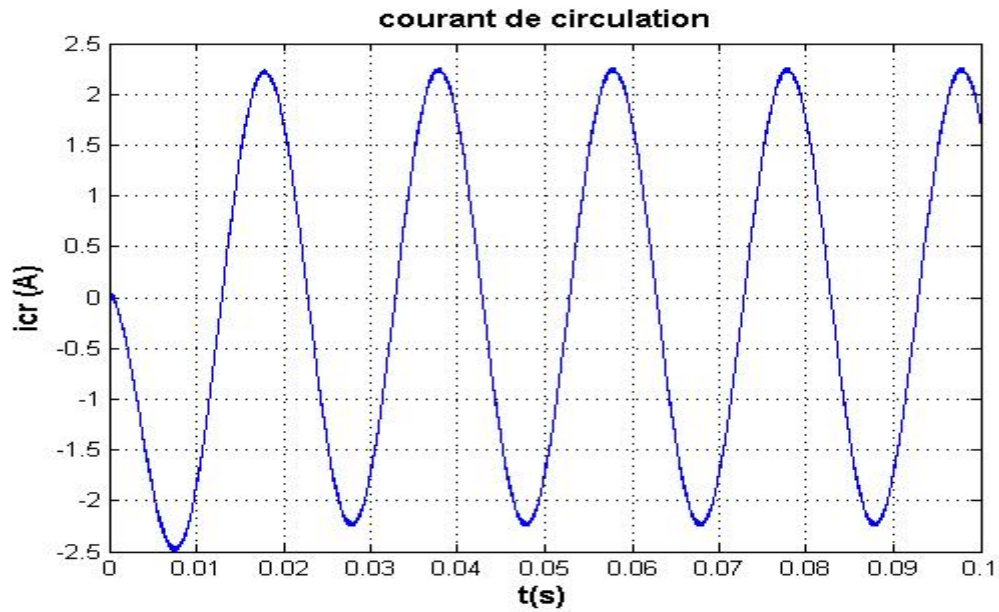


Figure 3.21 courant de circulation pour $L_{a1}=180 \mu\text{H}$ et $L_{a2}=150 \mu\text{H}$ et $R_{a1}=0.06\Omega$ et $R_{a2}=R_L=0.05\Omega$.

La figure (3.22) fait ressortir la non linéarité de la variation du courant de circulation en fonction de la variation des paramètres de la ligne.

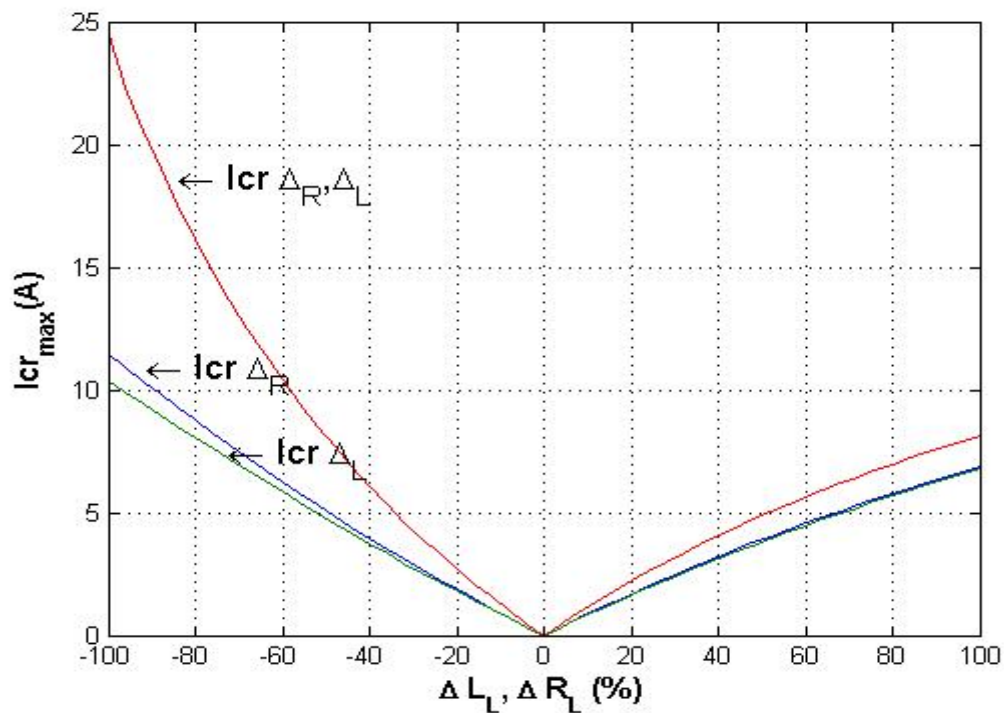


Figure 3.22 La variation du courant de circulation en fonction de $\Delta L_L = \frac{L_{a1} - 150}{150}$ et $\Delta R_L = \frac{R_{a1} - 0.05}{0.05}$

III.2.3 Cas où les onduleurs mis en parallèle sont pilotés par des signaux de commande non synchronisés:

Pour une commande vectorielle avec une alternance du vecteur nul est représenté par la figure (3.23). Le rapport cyclique d_z peut être écrit sous la forme suivante :

$$d_z = d_a + d_b + d_c = (d_1 + d_2 + 0.5d_0) + (d_2 + 0.5d_0) + 0.5d_0 = d_1 + 2d_2 + 1.5d_0 \quad (3.23)$$

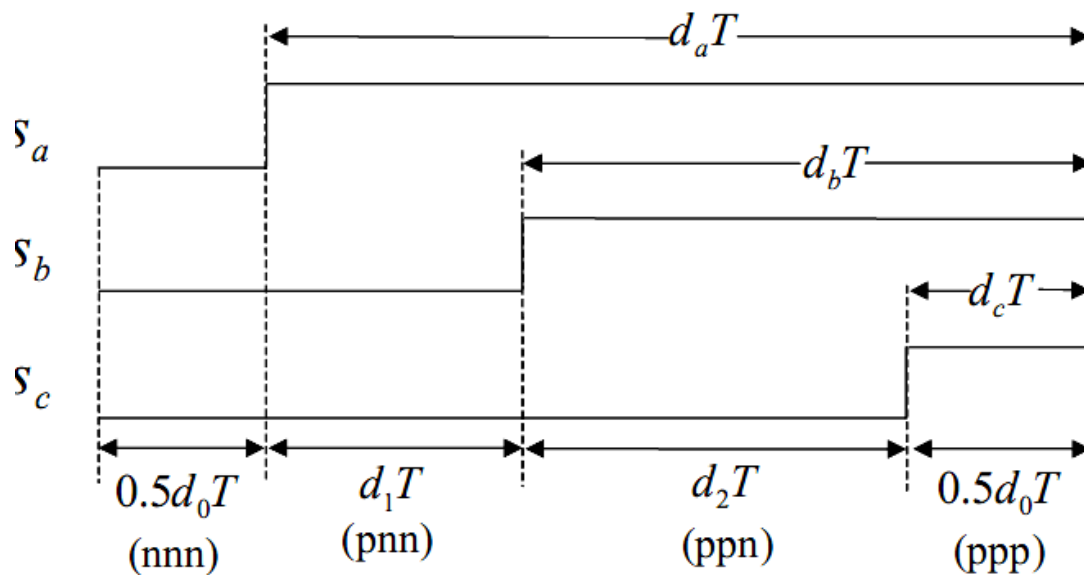


Figure 3.23 La SVM avec alternance des vecteurs nuls.

Les rapports cycliques de commutation de chaque phase, le rapport cyclique d_z et le rapport cyclique entre phase sont représentés respectivement dans les figures (3.24), (3.25) et (3.26).

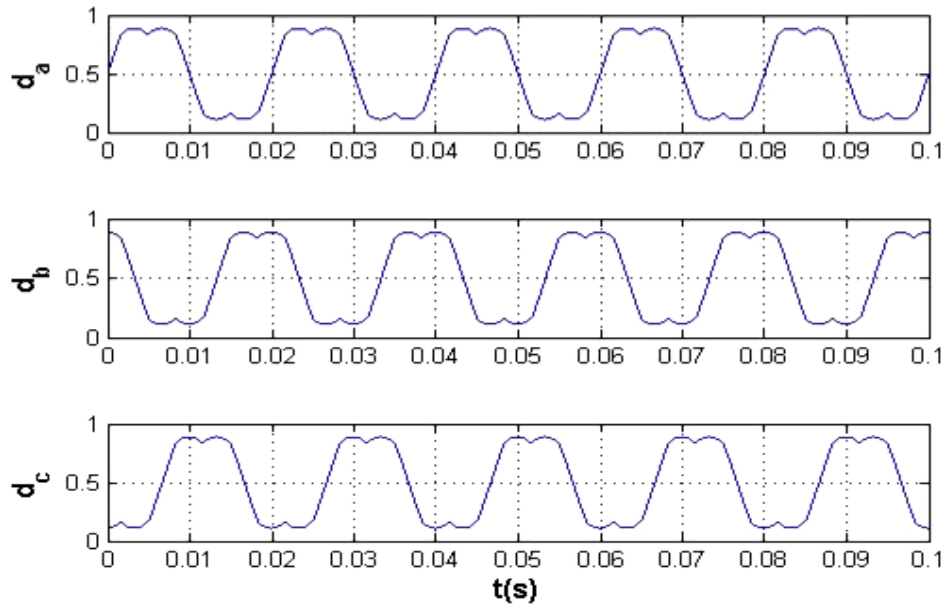


Figure 3.24 les signaux de commande pour chaque phase.

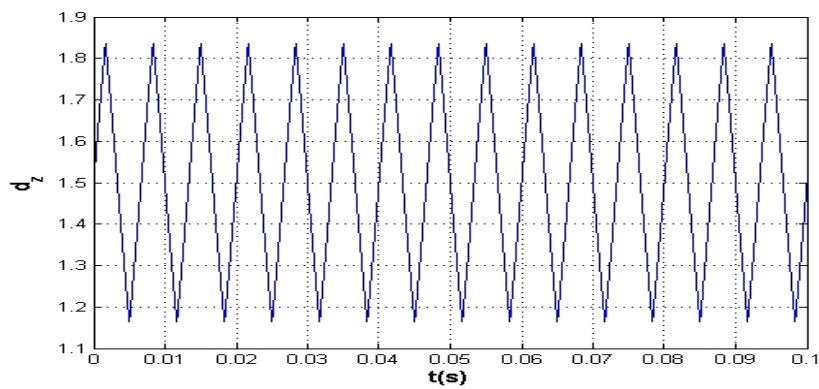


Figure 3.25. Rapport cyclique d_z

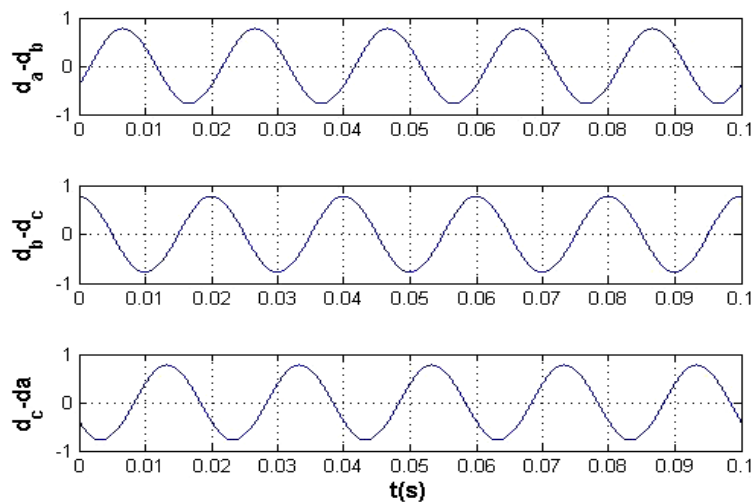


Figure 3. 26. les rapports cycliques entre phases.

Un paramètre de contrôle k est alors définie pour la distribution de vecteur nul le long des intervalles correspondants aux états (nnn) et (ppp) de telle manière que la durée de l'intervalle (ppp) est égale à kT et la durée de l'intervalle (nnn) est égale à $1-kT$.

De ce fait, le nouveau paramètre de contrôle k est défini dans la MLI vectorielle introduit ainsi un degré de liberté supplémentaire de telle sorte que $k = d_{ppp}$. Où d_{ppp} est le rapport cyclique du vecteur ppp, comme illustré sur la figure 3.27.

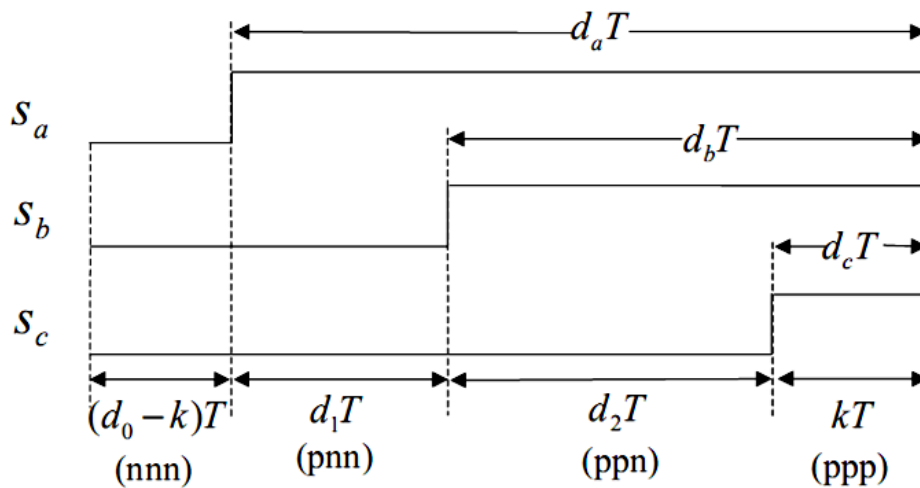


Figure 3.27 Le nouveau variable de contrôle.

En général, dans le cas où $k = 0,5d_0$, (figure 3. 23) d_z devient :

$$d_z = d_a + d_b + d_c = (d_1 + d_2 + k) + (d_2 + k) + k = d_1 + 2d_2 + 3k \quad (3.24)$$

En supposant que les deux onduleurs ont le même vecteur de référence et les mêmes rapports cycliques d_1 et d_2 , il convient de noter que :

$$\Delta d_z \cdot V_{dc} = ((d_1 + 2d_2 + 3k_1) - (d_1 + 2d_2 + 3k_2)) \cdot V_{dc} = 3(k_1 - k_2) \cdot V_{dc} \quad (3.25)$$

Ainsi, le schéma équivalent moyen dans les figures (1.13) et (1.15) sera représenté par la figure (3.28) :

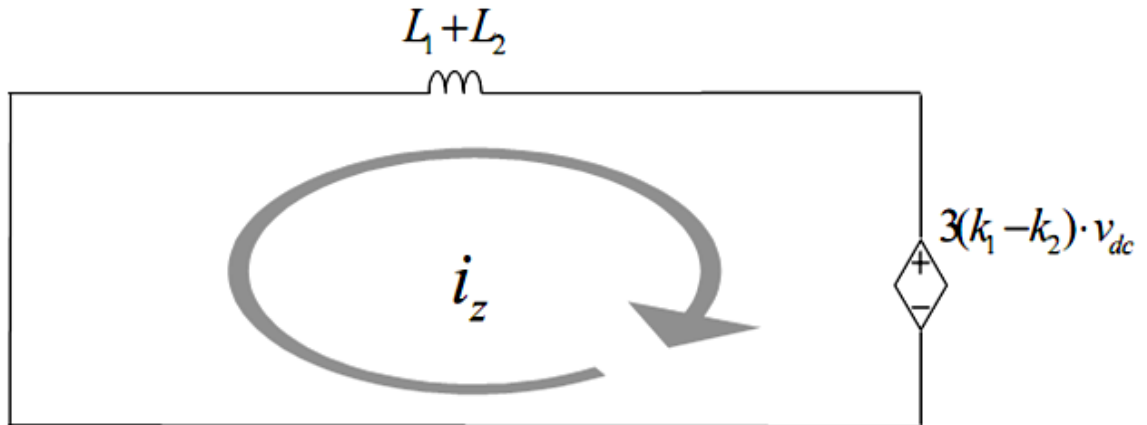


Figure 3.28 schéma équivalent moyen du canal z pour une SVM à modulation variable du vecteur nul.

La figure (3.29) représente les courants de la phase « a » des deux onduleurs identiques mis en parallèle avec les mêmes paramètres de ligne. Le courant de circulation entre les deux onduleurs pour une commande vectorielle symétrique pour l'un et asymétrique pour l'autre est représenté par la figure (3.30) pour les deux cas $k_1 > k_2$ et $k_1 < k_2$.

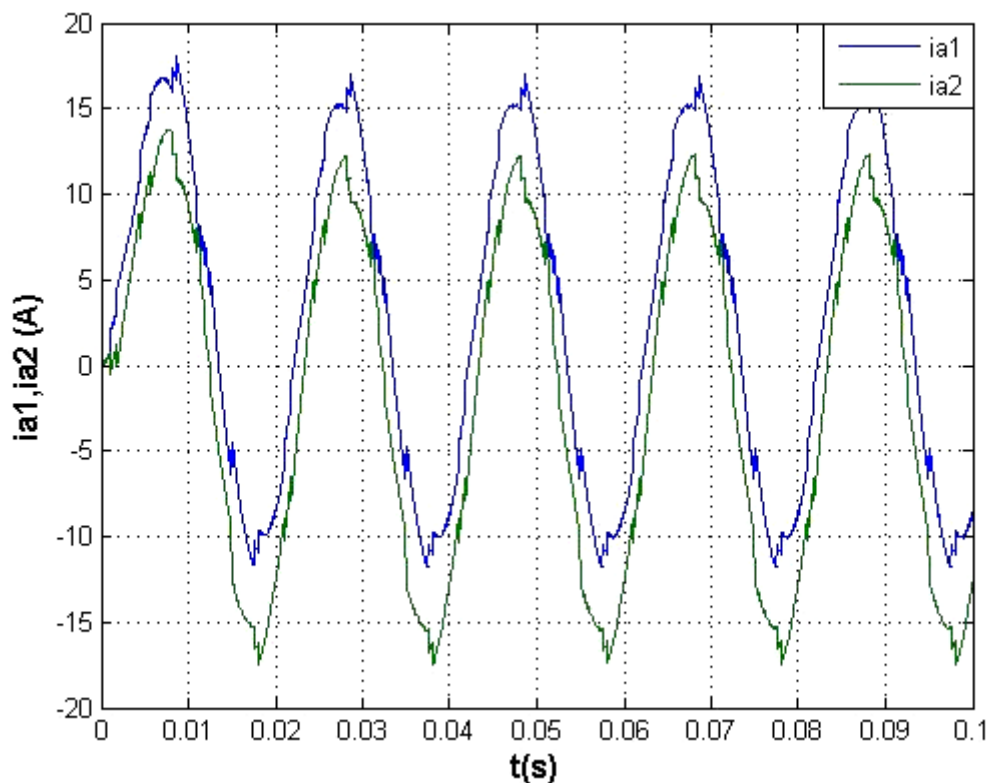


Figure 3.29. Les courants de la phase « a » I_{a1} et I_{a2} pour $k_1 = 0.5$ et $k_2 = 0.49$.

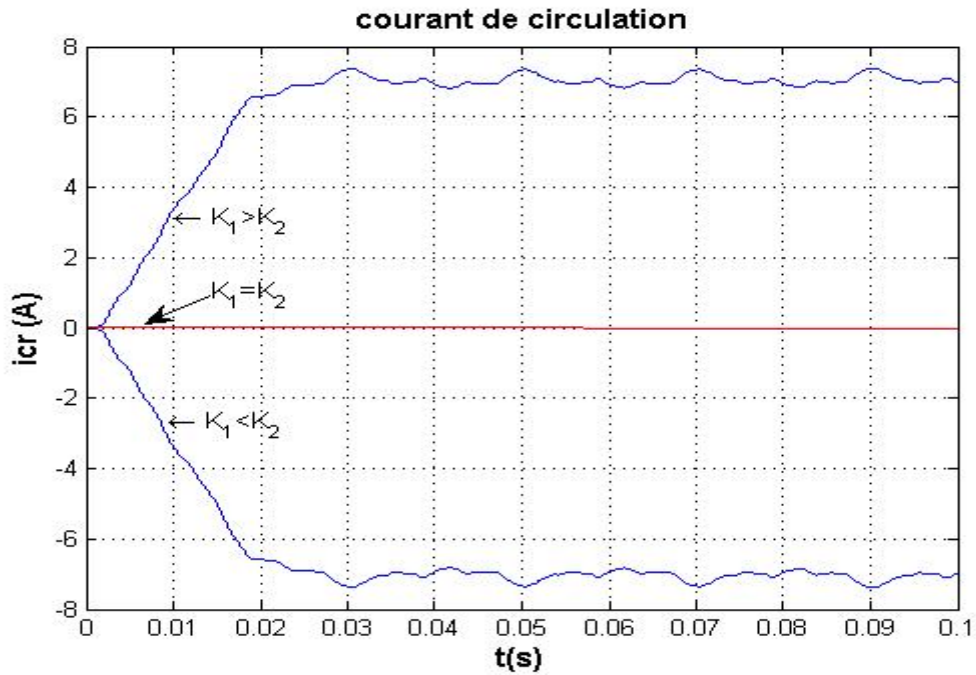


Figure 3.30 Le courant de circulation pour ($k_1 = 0.5, k_2 = 0.49$) et ($k_1 = 0.49, k_2 = 0.5$).

On remarque aussi que la valeur et le sens de parcours du courant de circulation dépend du facteur $k_1 - k_2$. Ceci est clairement justifié par le schéma équivalent moyen du canal z (figure 3.28).

III .4.Conclusion

Une modulation vectorielle à été appliquée à deux onduleurs mis en parallèle et une simulation des courants de circulation à été appliqué. Pour des paramètres de ligne différents, une même commande pour les deux onduleurs identiques ; on relève des courants de circulation qui varient d'une manière non linéaire en fonction de ces paramètres. Ces variations sont d'autant plus importantes pour des paramètres de ligne inférieurs au cas où les paramètres des lignes sont identiques.

Un paramètre supplémentaire de la MLI vectorielle a été introduit et ce pour la distribution du vecteur nul dans les intervalles de conduction définis par l'état (ppp) et (nnn). Selon les valeurs attribuées à ce paramètre de commande, un courant de circulation de valeur et de direction donnée prend naissance. Ce courant de circulation dépend essentiellement de la tension du canal z du model moyen développé et de l'impédance des lignes des onduleurs connectés en parallèle.

Conclusion générale

L'étude de l'interaction entre différents modules d'un nombre donné d'onduleurs mis en parallèle passe obligatoirement par le développement d'un circuit équivalent moyen. L'analyse de ce modèle ainsi développé nous permettra d'une part d'établir les équations des différentes fonctions transfert en régime permanent ainsi que les relations liant les différentes variables d'état perturbées au tour d'un point de fonctionnement donné. L'obtention du modèle moyen a permis de mettre en évidence un chemin de parcours du courant de circulation. Ce courant de circulation est représenté par le canal z qui est décrit par un circuit représenté par les impédances de ligne ainsi qu'une tension communément appelée tension du mode commun.

L'analyse de la mise en parallèle d'un nombre donnée d'onduleurs identiques gérés par la même commande alimentant une charge par le biais d'une ligne présentant une impédance de phase différente des autres lignes a permis de mettre en évidence la présence d'un courant de circulation entre les différents modules. La variation non linéaire de ce courant de circulation est d'autant plus importante que l'écart entre les impédances de ligne est grand.

Le développement d'une stratégie de commande MLI vectorielle basé sur la distribution du vecteur nul de tension le long d'un intervalle de conduction d'un secteur donnée a permis la variation du courant de circulation sans pour autant affecter le rapport cyclique de chaque phase, le courant et la tension aux bornes de la charge. En réalité, cela affectera la durée des intervalles de l'état (nnn) et (ppp) tout en respectant que la durée totale de l'application du vecteur tension nul est constante. Ce paramètre de contrôle est un degré de liberté supplémentaire de la MLI vectorielle et sa variation peut influencer la valeur et le sens de parcours du courant de circulation lors de la mise en parallèle des onduleurs.

Partant de cette état de fait, un travail future pourrait être envisagé pour optimiser le courant de circulation et ce en adoptant une technique de commande évoluée basée sur le principe de distribution du vecteur tension nul.

Références

- [1]. F. Labrique, G. Segulier, and R. Bausiere, “La conversion continu-alternatif,. Paris : TEC and DOC, - Lavoisier, 1995. pp. 55-58. Vol. 4.
- [2]. N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, ” *Power electronics c onverters, Applications and Design*”, Power Electronics Product line, John Wiley and Sons Inc. New York, USA, 1995.
- [3] F. Petruzziello, P. D. Ziogas and G. Joos, “A novel approach to paralleling of converter units with true redundancy”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 808-813, 1990.
- [4] T. F. Wu, K. Siri, and C. Q. Lee, “Reliability improvement in parallel connected converter systems”, *IEEE Industrial Electronics Annual Conference*, pp. 429-434, 1991.
- [5]. Milosz Mi ´skiewicz, Arnstein Johannesen, “ Control of parallel inverters “,Conference for M.Sc. Energy Students 20 January 2009. pp. 1-6. PED4 - 1034.
- [6]. S. Luo, Z. Ye, R. Lin, F. Lee,” *Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules Proceedings*”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference 1999*.
- [7]. John C. Ciezki, Robert W, “*The Control of Parallel-Connected Inverters for U.S. Navy Shipboard Applications*”, *Technical Report, Naval Post-graduation School-EGO 1 -003, Avril 2001*.
- [8] C. Keller and Y. Tadros, “Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?” , *European Power Electronics Conference*, pp.1-6, Brighton, 1993.
- [9] N. Seki and H. Uchino, “Which is better at a high power reactive power compensation system, high PWM frequency or multiple connection?” , *IEEE Industry Applications Society Annual Conference*, pp. 946-953, 1994.
- [10] L. Matakas Jr., C. Burlacu, and E. Masada, “The connection of converters instead of semiconductor power device – a high performance solution for the MVA range of power converters”, *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 5, No. 3, pp. 503-521, 1995.
- [11] M. Hashii, K. Kousaka, and M. Kaimoto, “New approach to a high-power GTO PWM inverter for AC motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. I, pp. 263-269, March 1987.
- [12] T. Kawabata and S. Higashino, “Parallel operation of voltage source inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, No. 2, pp. 281-287, March/April 1988.
- [13] J. Holtz, W. Lotzkat, and K-H. Werner, “A high-power multi-transistor-inverter uninterruptable power supply system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, No. 3, pp. 278-285, July 1988.
- [14] S. Ogasawara, J. Takagaki, and H. Akagi, “A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, No. 5, pp. 1023-1030, September/October 1992.

Références

- [15] T. Sukegawa, et al., "A multiple PWM GTO line-side converter for unity power factor and reduced harmonics", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, No. 6, pp. 1302-1308, Nov/Dec 1992.
- [16] M. C. Chandorkar, D. Divan, and R. Lasseter, "Control techniques for dual current source GTO inverters", *Conference record of the power conversion-Yokohama'93*, pp. 659-665, 1993.
- [17] Y. Komatsuzaki, "Cross current control for parallel operating three-phase inverter", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 943-950, 1994.
- [18] L. Matakas Jr. and E. Masada, "Analysis of the parallel connection of 3-phase VSC converters", *International Power Electronics Congress*, pp. 854-859, Yokohama, 1995.
- [19] S. Fukuda and K. Matsushita, "A control method for parallel-connected multiple inverter systems", *Power Electronics and Variable Speed Drive Conference Publication No. 456*, pp. 175-180, IEE 1998.
- [20] K. Xing, F. C. Lee, D. Boroyevich, Z. Ye, and S. Mazumder, "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, No. 5, pp. 982-989, Sept. 1999.
- [21] Z. Ye, D. Boroyevich, J. Y. Choi, and F. C. Lee, "Control of circulating current in parallel three-phase boost rectifiers", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 506-512, 2000.
- [22] Z. Ye, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Modeling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2000.
- [23] C. S. Lee, et al, "Parallel UPS with an instantaneous current sharing control", *IEEE Industrial Electronics Annual Conference*, vol. 1, pp. 568-573, 1998.
- [24] L. H. Walker, "10-MW GTO converter for battery peaking service", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, No. 1, January/February 1990.
- [25] J-K Ji and S-K Sul, "Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without inter-phase reactors", *IEEE Industrial Electronics Annual Conference*, pp. 235-240, 1999.
- [26] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, No. 5, pp. 1100-1108, September/October 1995.
- [27] S. Mizoguchi, "PWM control apparatus for inter-phase reactor multiplex inverter", *United States Patent: US4802079*, Jan. 31, 1989.
- [28] T. Kazuaki, O. Toshiaki, I. Takashi, M. Mitsusachi, K. Yuzuru, and K. Kenzo, "Method of suppressing circulating current of parallel multiple inverter", *Japan Patent: JP3235671*, Oct. 21, 1991.

Références

- [29] D. Maksimovic, A.M. Stankovic, V.J. Thottuvelil and G.C.Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 89, Issue 6, June 2001 pp 898 – 912.
- [30] F.Verdiere, S.Bacha, L.Gerbaud, "Automatic modeling of static converter averaged models", *EPE 2003, Toulouse*, pp 1-9.
- [31] V.Rajagopalan, "computer-aided analysis of power electronic systems", New York.Marcel Dekker Inc, 1987.
- [32]A.Merdassi, L.Gerbaud, S.Bacha, "General Average Modelling for Power Electronics Systems :Automatic Building Approach", *Electrimacs 2008, Quebec, Canada*.
- [33] A.Merdassi, L.Gerbaud, S.Bacha, "A New Automatic Average Modeling Tool for Power Electronics Systems", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, PESC 2008, Greece Rhodes, 15-16 June 2008* pp3425-3431.
- [34] A.Merdassi, "outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatronique", *Thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, Mai 2009*.
- [35] Toni Itkonen, " Parallel-operating three-phase voltage source inverters circulating current modeling, analysis and mitigation" , *Lappeenranta, Finland, on the 21th of June, 2010*.
- [36] 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 ", *SICE Annual Conference, Japan, 2008*.
- [37] Carlos Alonso Sanz, José Miguel Ruiz González and José Antonio Domínguez Vázquez, "Circulating Current Produced in a System of two Inverters Connected in Parallel Due to a Difference Between the Zero-Vector Parameters", *International Journal of Renewable Energy and Biofuels,2013*.
- [38] S. Bacha, I. Etxeberria, "Eléments de modélisation", Chap.6 dans "L'exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance", Editions Hermès fev. 2006, ISBN 2-7462-1118-X. pp 121-139.
- [39] S. Bacha, C. Gombert, "Modélisation des éléments de base", Chap. 7 dans "L'exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance", Editions Hermès fev. 2006. ISBN 2-7462-1118-X pp 141-162.
- [40] Guichi Omar, " La mise en parallèle des onduleurs selon la technique maitre/esclave" ,*thèse de magister de l'ENP, Algérie, 2009*.
- [41] Christophe Gombert, " Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique" , *thèse de doctorat de l institut national polytechnique de Grenoble,2005*

Références

- [42] *Aslain Ovono Zue, "Conception et simulation de systèmes d'interfaçage de l'énergie photovoltaïque au réseau de distribution", Thèse de doctorat de l'école de technologie supérieure université du Québec, 2007.*
- [43] *H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.*
- [44] *Z.Yu and D. Figoli, "AC Induction Motor Control using constant V/Hz principle and space vector PWM technique with TMS320C240", Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments Inc., April 1998.*
- [45] *N.PATIN, "Onduleur triphasé et MLI vectorielle", Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, Mars 2004.*
- [46] *J.P.LOUIS et C.BERGMANN, "Commande numérique : régimes intermédiaires et transitoires", Techniques de l'ingénieur, D 3 643.*

Annexe I

Les équations des fonctions de transferts trouvées numériquement et qui utilisées pour le tracé des diagrammes de Bode sont données par:

$$\tilde{t}_d/\tilde{d}_d = \frac{1.6 \cdot 10^6 s^3 + 2.667 \cdot 10^8 s^2 + 6.93 \cdot 10^{14} s^2 + 5.502 \cdot 10^{12} s + 4.44 \cdot 10^{14}}{s^4 + 166.7 s^3 + 6.871 \cdot 10^6 s^2 + 5.72 \cdot 10^8 s + 1.046 \cdot 10^{13}}$$

$$\tilde{t}_{d1}/\tilde{d}_{d1} = \frac{1.6 \cdot 10^6 s^5 + 2.667 \cdot 10^8 s^4 + 8.327 \cdot 10^{12} s^3 + 6.93 \cdot 10^{14} s^2 + 8.642 \cdot 10^{18} s + 2.193 \cdot 10^{19}}{s^6 + 166.7 s^5 + 6.97 \cdot 10^6 s^4 + 5.885 \cdot 10^8 s^3 + 1.114 \cdot 10^{13} s^2 + 5.645 \cdot 10^{13} s + 1.033 \cdot 10^{18}}$$

$$\tilde{t}_d/\tilde{d}_q = \frac{5.027 \cdot 10^8 s^2 + 8.378 \cdot 10^{10} s + 1.622 \cdot 10^{15}}{s^4 + 166.7 s^3 + 6.871 \cdot 10^6 s^2 + 5.72 \cdot 10^8 s + 1.046 \cdot 10^{13}}$$

$$\tilde{t}_{d1}/\tilde{d}_{q1} = \frac{5.027 \cdot 10^8 s^4 + 8.378 \cdot 10^{10} s^3 + 9.045 \cdot 10^{14} s^2 + 1.479 \cdot 10^{17} s + 2.551 \cdot 10^{21}}{s^6 + 166.7 s^5 + 6.97 \cdot 10^6 s^4 + 5.885 \cdot 10^8 s^3 + 1.114 \cdot 10^{13} s^2 + 5.645 \cdot 10^{13} s + 1.033 \cdot 10^{18}}$$

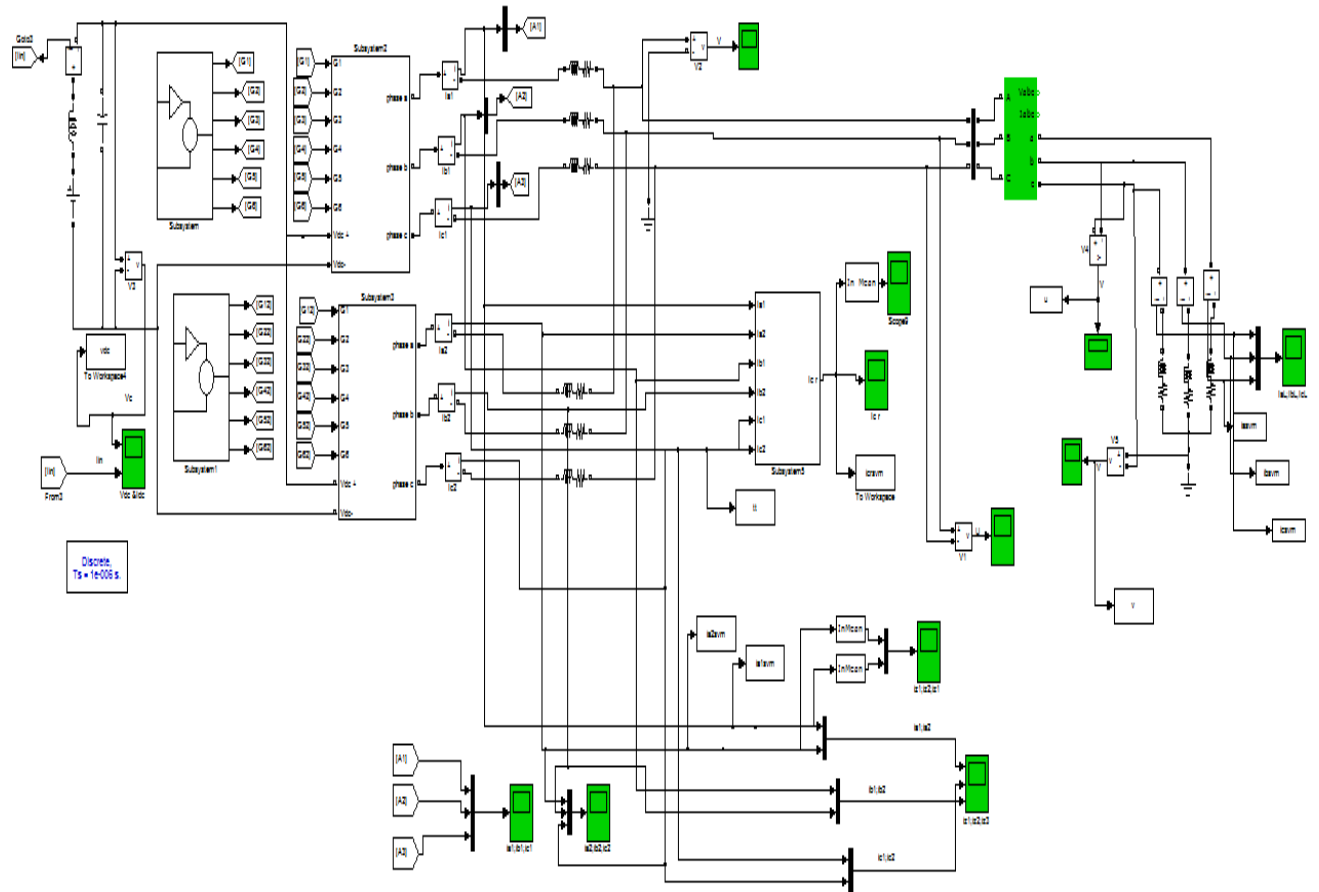
$$\tilde{t}_q/\tilde{d}_d = \frac{-5.027 \cdot 10^8 s^2 - 8.378 \cdot 10^{10} s + 1.622 \cdot 10^{15}}{s^4 + 166.7 s^3 + 6.871 \cdot 10^6 s^2 + 5.72 \cdot 10^8 s + 1.046 \cdot 10^{13}}$$

$$\tilde{t}_{q1}/\tilde{d}_{d1} = \frac{-5.027 \cdot 10^8 s^4 - 8.378 \cdot 10^{10} s^3 - 9.045 \cdot 10^{14} s^2 - 1.479 \cdot 10^{17} s - 2.551 \cdot 10^{21}}{s^6 + 166.7 s^5 + 6.97 \cdot 10^6 s^4 + 5.885 \cdot 10^8 s^3 + 1.114 \cdot 10^{13} s^2 + 5.645 \cdot 10^{13} s + 1.033 \cdot 10^{18}}$$

$$\tilde{t}_z/\Delta\tilde{d}_z = \frac{8 \cdot 10^5}{s}$$

$$\tilde{t}_{d2}/\tilde{d}_{d1} = \frac{-2.667 \cdot 10^{12} s^3 - 2.22 \cdot 10^{14} s^2 + 8.099 \cdot 10^{18} s + 2.193 \cdot 10^{19}}{s^6 + 166.7 s^5 + 7.1 \cdot 10^6 s^4 + 6.029 \cdot 10^8 s^3 + 1.117 \cdot 10^{13} s^2 + 8.232 \cdot 10^{13} s + 1.447 \cdot 10^{18}}$$

$$\tilde{t}_{d2}/\tilde{d}_{q1} = \frac{-2.513 \cdot 10^{15} s^2 + 1.396 \cdot 10^{17} s - 2.71 \cdot 10^{21}}{s^6 + 166.7 s^5 + 7.1 \cdot 10^6 s^4 + 6.029 \cdot 10^8 s^3 + 1.117 \cdot 10^{13} s^2 + 8.232 \cdot 10^{13} s + 1.447 \cdot 10^{18}}$$



Model de simulation du courant de circulation pour deux onduleurs mis en parallèle