

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Électrotechnique

Projet de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

THÈME

*Modélisation et simulation en temps réel de
la mise en parallèle de « n » onduleurs*

Présenté et étudié par :

DAOU Hocine

HABOUB Islam

Proposé et dirigé par :

T.ZEBBADJI

Promotion 2013

*« Le succès c'est d'être capable d'aller d'échec en échec sans
en perdre espoir »*

Winston Churchill

*« Le savoir que l'on complète pas chaque jour diminue tout
les jours »*

*« Ce qui importe avant tout est de ne pas cesser de
s'interroger. La curiosité a sa raison d'être. On ne peut
s'empêcher d'éprouver un sentiment d'effroi mêlé
d'admiration lorsqu'on réfléchit aux mystères de l'éternité, de
la vie et de la merveilleuse structure de la réalité. Il suffit
d'essayer d'en comprendre un peu plus tous les jours. Il ne
faut jamais perdre une sainte curiosité. »*

Remerciements

Au terme de ce travail,

Nous adressons nos remerciements à M. Mohamed 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.

Cette thèse n'aurait pas pu avoir lieu sans un encadrement de très grande qualité, celui de M. Taher 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. Ainsi que pour ses aptitudes pédagogiques dont il a fait preuve, et ses remarques constructives, la qualité des discussions qui ont ponctuées ce travail. On le remercie également pour son aide précieuse et continuelle pendant la rédaction de ce mémoire.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique pour leur encadrement tout au long de nos cinq années de formation d'ingénieur.

Enfin, que ce mémoire soit pour nous l'occasion d'exprimer toute notre reconnaissance à nos parents pour leur patience et leur soutien réel qu'ils nous ont apporté.

A ceux qui me sont les plus chers sur cette terre, ma raison de vivre, mes sources de succès, ceux qui m'ont apporté une tendresse incomparable et une affection inouïe « MES PARENTS », dont l'affection est l'essence de ma réussite et l'éducation mon guide de vie, sans eux je ne saurais pas comment je peux être la aujourd'hui.

*À mes deux petits amours à moi, mes précieux, mes uniques, ceux qui avaient, ont et auront toujours leur place intouchable dans mon cœur ; Ma sœur Lydia, ma bien aimée à moi,
Mon frère Arras que j'adore*

*A Toute ma famille
A Sami, A Massi
Et à tous mes amis*

HOCINE

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 ;

Je tiens aussi à dédier ce travail à mes deux petites sœurs « Wahiba » et « Z'hor » ;

A ma grande famille ;

A mes amis « Mehdi », « Salima », « Hako », « Merzak », « Nassim », « Ahmed » ainsi qu'à tous les électrotechniciens de ma promo ;

A Mlle Nadia BOUDERIES pour son aide précieuse durant ma formation d'ingénieur ;

A Mlle Mounira GARIDI pour les connaissances qu'elle m'a transmises durant mes études au lycée ;

A mes cousins « Abderrahmane », « Kamel » ainsi qu'à toutes mes cousines surtout « Hadjer » ;

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

A la mémoire de mon grand-père.

Islam

ملخص

النمذجة المتوسطة للمحولات الثابتة موضوع العديد من الدراسات. وبالفعل، نهتم بتحويل النظام الأصلي إلى نظام مستمر يمثل ظاهريا السلوك الديناميكي و الدائم للدائرة من اجل دراسة استقراريتها في الحلقة المفتوحة. لذلك إشكالية مشاركة التيار الكهربائي الممون من طرف المموجات المتصلة بالتوازي مع شبكة الكهرباء تشكل موضوعا حاليا للباحثين في تكنولوجيا إلكترونيك القدرة. وفي وجهة النظر هذه، العديد من الباحثين يحاولون إيجاد حل لهذه المعضلة. لذا أهدافنا في هذه المذكرة تتمثل في النمذجة والمحاكاة الزمنية لربط "ن" موج على التوازي مع الشبكة الكهربائية و أيضا تجربة فعالية المنظمات أثناء مرور بعض العيوب الكهربائية في الحلقة المغلقة. وهذا لم يكن ليصبح ممكنا لولا دراسة الاستقرارية في الحلقة المفتوحة التي سمحت باستنتاج شروطها. كلمات مفتاحية: قاطعة، ربط على التوازي، نمذجة، محاكاة زمنية، عيوب.

Résumé

La modélisation moyenne de convertisseurs statiques fait l'objet de nombreuses études. En effet, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit en vue d'une étude de stabilité en boucle ouverte. Cependant, la problématique du partage de courant de sortie d'une batterie d'onduleurs connectés en parallèle à un réseau est d'actualité pour la communauté de l'électronique de puissance. Dans cette optique, plusieurs auteurs ont essayé d'apporter une solution pour cette préoccupation.

Dans cette perspective, les objectifs de cette thèse visent à la modélisation et la simulation en temps réel de la connexion de « n » onduleurs en parallèle au réseau avec test de fiabilité des correcteurs en présence de quelques avaries électriques en boucle fermée. Et ceci n'a été possible qu'après le passage par l'étude de stabilité en boucle ouverte afin d'en tirer les paramètres de stabilité.

Mots clés :

Interrupteur, mise en parallèle, modélisation, simulation temps réel, défauts.

Abstract

The average modeling of static inverters is the subject of many studies. Indeed, we may find it beneficial to transform the original system into a continuous system which macroscopically represents at best the dynamic and static behaviors of the circuit for a study of stability in open loop. However, the problems of sharing the output current of the parallel connected inverters to a network are a real big scientific issue for Electrical Engineers, Scientists and Industrial Companies. Accordingly, several authors tried to bring a solution for this concern.

From this point of view, the goals of this thesis is to modeling and real time simulating of the connection of "N" inverters in parallel to the network with efficiency test of the correctors in the presence of some electric troubles. And this wouldn't be possible without the passage by the study of stability in open loop in order to find the stability parameters.

Key words:

Switch, parallel connection, modeling, real time simulation, defects.

Table des matières

Table des figures	x
Liste des tableaux.....	xiii
Introduction Générale	xiv
I. CHAPITRE I L'ETAT DE L'ART SUR LES ONDULEURS	17
I.1 Types d'onduleurs :.....	18
I.1.1 L'état de l'art de l'onduleur de tension	18
I.1.2 L'onduleur de courant CSI (Current Source Inverter)	20
I.1.3 Les onduleurs autonomes.....	20
I.1.4 Les onduleurs non autonomes	20
I.2 Les interrupteurs en électronique de puissance.....	21
I.3 La conversion de l'énergie électrique en électronique de puissance	21
I.4 Notions générales sur les onduleurs	21
I.5 Utilisation des onduleurs	22
I.6 Les techniques de modulation	22
I.7 L'onde de sortie des onduleurs	23
I.8 L'interconnexion des onduleurs	23
I.8.1 Type d'interconnexions d'onduleurs	23
I.8.2 Les onduleurs multiniveaux	24
I.9 Conclusion.....	26
II. CHAPITRE II INTRODUCTION A LA MODELISATION	27
II.1 Les exigences de la modélisation.....	27
II.1.1 Exigence d'ordre pratique	28
II.1.2 Exigences d'ordre théorique.....	28
II.2 La modélisation en électronique de puissance	28
II.2.1 L'intérêt de la modélisation en électronique de puissance	28
II.2.2 Les méthodes de modélisation en temps réels	28
II.3 Hypothèses de modélisation.....	28
II.3.1 Introduction.....	28
II.3.2 Les modèles existants	29
II.4 La méthode de la moyenne d'état : " State-Space Average Modeling SSAM"	32
II.4.1 La cellule de commutation	32
II.4.2 La moyenne dans l'espace d'état	33
II.5 Conclusion.....	33
III. CHAPITRE III SYSTEMES REDONDANTS DE « N » ONDULEURS MIS EN PARALLELE	34
III.1 Système redondant de « n » onduleurs mis en parallèle	35
III.1.1 Description de la mise en parallèle du système modulaire en vue d'une étude en boucle ouverte	35
III.1.2 Schéma du montage	36
III.1.3 Modèle de commutation	36
III.1.4 Modèle d'état	37

Table des matières

III.1.5	Modèle moyen	37
III.1.6	Schéma électrique équivalent dans le repère dq.....	40
III.1.7	Solutions analytiques de la mise en parallèle d'un nombre donné d'onduleurs.....	43
III.2	<i>Analyse des performances du système modulaire redondant</i>	44
III.2.1	Introduction	44
III.2.2	Etude du système en boucle ouverte	44
III.2.3	L'effet de la résistance de synchronisme sur les performances du système	46
III.2.4	L'effet du nombre d'onduleurs sur la stabilité du système	49
III.2.5	Forme des courants et des tensions de sortie en boucle ouverte pour n=3	51
III.3	<i>Conclusion</i>	51
IV.	CHAPITRE IV ETUDES, MODELISATION ET ASSERVISSEMENT DE LA CHAINE : « ONDULEUR DE TENSION-LIGNE DE TRANSPORT-RESEAU »	52
IV.1	<i>La présentation vectorielle de l'onduleur triphasé en vue de sa commande</i>	53
IV.1.1	Exemple d'exploitation de la configuration vectorielle du VSI	55
IV.2	<i>Modélisation de l'onduleur de tension triphasé</i>	56
IV.2.1	Le modèle topologique	56
IV.2.2	Le modèle moyen.....	58
IV.2.3	Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes	58
IV.2.4	Le modèle moyen de l'onduleur dans le repère de Park	59
IV.3	<i>Modélisation d'un réseau avec onduleur de tension</i>	60
IV.3.1	Introduction	60
IV.3.2	Connexion de la source primaire au réseau.....	60
IV.3.3	Le modèle moyen du système onduleur-ligne-réseau.....	60
IV.3.4	Le modèle dans le référentiel de Park	61
IV.3.5	L'asservissement du système onduleur-ligne réseau dans le repère de Park	67
IV.4	<i>Conclusion</i>	67
V.	CHAPITRE V SIMULATION-RESULTATS ET DISCUSSIONS	68
V.1	<i>Simulation en temps réel de quatre onduleurs connectés en parallèle à un réseau</i>	69
V.1.1	Présentation du circuit de simulation	69
V.1.2	Simulation en situation sans défauts	76
V.1.3	Simulation de connexion d'une charge RL série	81
V.1.4	Simulation d'une charge quelconque (RLC série sur chaque phase en étoile)	82
V.1.5	Comportement du système face a certains défauts	83
V.2	<i>Simulation en temps réel de « dix onduleurs » connectés en parallèle à un réseau:</i>	91
V.2.1	Introduction	91
V.2.2	Présentation du bloc de simulation :	92
V.2.3	Simulation en temps réel sans anomalies sur le réseau	94
V.2.4	Simulation en temps réel en présence de défauts	98
V.2.5	Simulation de défauts d'harmoniques venants du réseau	100
V.3	<i>Conclusion</i>	103
VI.	ANNEXE A	106
VI.1	<i>Résumé des hypothèses</i>	106
VI.2	<i>Paramètres de filtrage</i>	106

Table des matières

VI.3	<i>Le D-statcom</i>	106
VI.3.1	Le Statcom	106
VI.3.2	Le D-Statcom	106
VI.3.3	Le bloc de la transformation de Park associé à celle de Park :	107
VI.3.4	La transformée de Clark :	107
VI.4	<i>Régulation</i>	108
VI.4.1	PI de la boucle de courant	108
VII.	ANNEXE B	108
VIII.	LEXIQUES	110
	<i>Bibliographies</i>	111

Table des figures

Table des figures

Figure I-2 Circuit de l'onduleur de tension [12]	18
Figure I-3 Interface à base d'électronique de puissance pour la connexion d'une source primaire au réseau.	20
Figure I-1 Représentation des formes de tensions de sortie de quelques types d'onduleurs commerciaux (à signal carré, signal carré modifié, pure sinusoïde) [14].....	22
Figure I-4 Figure montrant la connexion en entrée série et en sortie parallèle de plusieurs onduleurs	23
Figure I-5 Tensions de sortie des onduleurs multiniveaux respectivement à trois, cinq et sept niveaux à la fréquence industrielle [47].....	25
Figure II-1 Schéma d'un interrupteur parfait [10]	29
Figure II-2 Schéma fonctionnel dans le domaine fréquentiel de l'effet de l'application de la moyenne glissante.....	30
Figure II-3 Exemples de quelques circuits électriques des cellules de commutation [10]	32
Figure III-1 Mise en parallèle de n onduleurs	36
Figure III-2 Schéma équivalent moyen dans le repère dq de ' n ' onduleurs mis en parallèle	41
Figure III-3 Schéma équivalent moyen simplifié ramené dans le repère dq	41
Figure III-4 Schéma équivalent moyen ramené dans le repère dq dans le cas où tous les onduleurs sont identiques.....	42
Figure III-5 Système en boucle ouverte.....	44
Figure III-6 Modèle de simulation sur Simulink pour l'étude en boucle ouverte	45
Figure III-7 Lieux des racines de la fonction de transfert iin/Vg pour $R=0\Omega$ et $R=0.4\Omega$	47
Figure III-8 Forme de courant d'entrée (a) et tension d'entrée (b) pour $R=0.4\Omega$	47
Figure III-9 Forme de courant d'entrée (a) et tension d'entrée (b) pour $R=1m\Omega$	48
Figure III-10 Evolution de la position des pôles selon les valeurs de R	49
Figure III-11 Evolution des pôles et des zéros de la fonction $iin(s)/Vg$ selon n	49
Figure III-12 Zoom pris de la figure précédente.....	50
Figure III-13 Formes de la tension d'entrée pour $n=4$ et $n=10$	50
Figure III-14 Formes du courant d'entrée pour $n=4$ et $n=10$	50
Figure III-15 Forme de la tension et du courant de sortie en boucle ouverte de la phase « A » de l'un des trois onduleurs	51
Figure IV-1 Circuit montrant les références retenues des tensions pour la modélisation de l'onduleur de tension.....	53
Figure IV-2 Représentation des huit états de l'onduleur de tension triphasé [21]	54
Figure IV-3 Représentation des huit états de l'onduleur sous forme vectorielle. [21; 28; 18; 41]	55
Figure IV-4 Vecteurs d'états pour la commande en pleine onde de l'onduleur de tension [21]	55
Figure IV-5 Schéma du circuit électrique de l'onduleur de tension triphasé.....	57
Figure IV-6 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle topologique du VSI	57
Alors l'onduleur moyen se schématise par la Figure IV-7 :	59
Figure IV-8 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen du VSI.....	59
Figure IV-9 Représentation schématique du modèle moyen d'un onduleur de tension dans un référentiel de Park.....	59
Figure IV-10 Schéma du circuit électrique de la chaîne « source primaire-onduleur-ligne-réseau »	60
Figure IV-11 Représentation schématique du modèle moyen du système « onduleur-ligne-réseau » ..	61
Figure IV-12 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen dans le référentiel de Park du système onduleur-réseau.....	62
Figure IV-13 Schéma bloc du bus continu	63

Figure IV-14 Représentation schématique de la boucle d'asservissement de la tension de la chaîne VSI-Ligne-réseau.....	64
Figure IV-15 Boucle simplifiée de l'asservissement de la tension de la chaîne VSI-Ligne-D-Statcom	64
Figure IV-16 Représentation schématique de la boucle de l'asservissement du courant de la chaîne VSI-ligne-Réseau.....	66
Figure IV-17 Représentation schématique de la boucle de l'asservissement du courant dans le référentiel de Park pour la chaîne VSI-Ligne-Réseau	66
Figure IV-18 Matlab/Simulink non simplifié pour l'asservissement global de la tension et du courant de la chaîne VSI-Ligne-Réseau [21; 23; 43].....	67
Figure V-1 Modèle de simulation de quatre Onduleurs connectés en parallèles	69
Figure V-2 Model de simulation de la perte d'un onduleur.....	70
Figure V-3 Model de simulation de quatre onduleurs en parallèle régulés et connectés à un réseau .	70
Figure V-4 Les quatre types de filtres passifs sous Matlab/Simpower [46]	71
Figure V-5	72
Figure V-6 Diagramme interne standard d'une PLL [48].....	73
Figure V-7 Le bloc Matlab/Simpower de la régulation du courant.....	74
Figure V-8 Bloc Matlab/Simulink de la SVPWM utilisé pour la commande des onduleurs	75
Figure V-9 Bloc subsystem de la SVPWM pour la commande des trois bras de chaque onduleur...	75
Figure V-10 Bloc de la génération de l'impulsion de commande de la MLI vectorielle	76
Figure V-11 Forme des Tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts.....	77
Figure V-12 Forme des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts.....	78
Figure V-13 Bloc Matlab/Simpower pour quatre onduleurs en parallèle avec filtre anti-harmonique défaillant.....	79
Figure V-14 Forme des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux.....	80
Figure V-15 Forme des courants de sortie globaux pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux.....	80
Figure V-16 Régime transitoire des courant de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux.....	81
Figure V-17 Forme des des tensions de sortie V_{abc} pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté une charge linéaire active à l'intervalle $[0.01, 0.075]$ s....	81
Figure V-18 Forme des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté une charge linéaire active à l'intervalle $[0.01, 0.075]$ s....	82
Figure V-19 Forme des tensions(b) et courants de sortie (a) pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté une charge linéaire capacitive à l'intervalle $[0.01, 0.075]$ s	82
Figure V-20 Forme des tensions pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension avec la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux	84
Figure V-21 Forme des courants de sortie avant et après la perturbation pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension avec la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux	84
Figure V-22 Forme des courants et des tensions pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux.....	86
Figure V-23 Forme des courants (a) et des tensions (b) de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une modulation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux.....	87
Figure V-24 Forme des courants pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une modulation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux.....	88

Liste des figures

Figure V-25	Forme des courants et des tensions pour le cas de quatre onduleurs connectés en parallèle dans le cas d'un creux de tension sévère	89
Figure V-26	Forme des courants et des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle à un réseau en situation de creux de tension permanent	90
Figure V-27	Forme des courants (a) et des tensions (b) de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle à un réseau en situation d'un défaut temporaire et sévère de sur-fréquence (100Hz).....	91
Figure V-28	Système de dix onduleurs connectés à un réseau complet.....	93
Figure V-29	Forme du courant d'entrée total pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	94
Figure V-30	Forme de la tensions d'entrée et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	94
Figure V-31	Forme de courant d'entrée sur chaque onduleur pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	96
Figure V-32	Forme des courants et tensions de sortie sur les trois phases et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	97
Figure V-33	Forme de l' amplitude de la tension de sortie sur une phase et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	97
Figure V-34	Forme et partage des courants de sortie (modules 2, 3 et 6) pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts.....	98
Figure V-35	Forme des courants et les tensions de sortie sur les trois phases pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de perte d'un onduleur.....	99
Figure V-36	Partage du courant de sortie en temps réel pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de perte d'un onduleur.....	100
Figure V-37	Forme du courant total d'entrée pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques	100
Figure V-38	Forme de courant total d'entrée sur chaque module pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques	101
Figure V-39	Forme des courants et des tensions de sortie et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques.....	102
Figure V-40	Partage du courant en temps réel pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques	103
Figure VI-1	Distorsion de la tension d'un réseau avec et sans connexion d'un D-Statcom [56].....	107

Liste des tableaux

<i>Tableau I-1 Type de connexion de l'onduleur de tension et applications associées</i>	<i>19</i>
<i>Tableau III-1 Exemple d'application.....</i>	<i>45</i>
<i>Tableau V-1 Tableau des exigences hardware de la simulation.....</i>	<i>75</i>
<i>Tableau V-2 Tableau des paramètres de simulation pour le cas de quatre onduleurs en parallèle</i>	<i>76</i>
<i>Tableau V-3 Interprétations des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle sans la présence de défauts</i>	<i>77</i>
<i>Tableau V-4 Interprétations des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts</i>	<i>78</i>
<i>Tableau V-5 Interprétations des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux.....</i>	<i>80</i>
<i>Tableau V-6 Paramètres de la charge active.....</i>	<i>81</i>
<i>Tableau V-7 Paramètres de la charge quelconque connectée au réseau</i>	<i>82</i>
<i>Tableau V-8 Intrprétation de la réponse des régulateurs face à une bosse de tension avec présence d'un filtre antiharmonique mal paramétré</i>	<i>85</i>
<i>Tableau V-9 Solutions proposées pour de meilleurs résultats en cas de défauts de tension ..</i>	<i>85</i>
<i>Tableau V-10 Interprétation du comportement du système de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux</i>	<i>86</i>
<i>Tableau V-11 Interprétation du comportement du système des quatre onduleurs connectés en parallèle face à un creux de tension sans présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux.</i>	<i>89</i>
<i>Tableau V-12 Intréprétation des résultats de la simulation des courants en aval de la batterie d'onduleurs pour le cas de la connexion de 10 onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts auquel sont connecté des éléments non linaires</i>	<i>95</i>
<i>Tableau V-13 Intréprétation des courants et des tensions de sortie et de leur amplitude et déphasage sur la phase pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts</i>	<i>97</i>
<i>Tableau VI-1 Paramètres du filtre passif passe haut.....</i>	<i>106</i>
<i>Tableau VI-2 Calcul des paramètres des régulateurs de courant</i>	<i>108</i>
<i>Tableau VI-3 Paramètres de défauts d'harmonique de réseau pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle avec un réseau auquel lui sont connectés des charges non linaires (section V-2-5.....</i>	<i>108</i>
<i>Tableau VI-4 Paramètres généraux de simulation</i>	<i>109</i>

Introduction Générale

En cette dernière décennie, un accroissement considérable dans la production de l'énergie électrique depuis des sources d'énergie renouvelables a été constaté. Ce qui a engendré un grand développement dans la technologie d'électronique de puissance. En effet, à la sortie de chaque source d'énergie renouvelable comme le photovoltaïque et l'éolien, l'on trouvera une conversion d'énergie et ce afin de la rendre disponible au niveau du consommateur [1].

Dans le but de répondre à la demande de puissance de l'industrie qui ne cesse d'augmenter, la recherche en électronique de puissance n'arrête pas de prendre de l'ampleur pour trouver des solutions aux problèmes de la conversion de l'énergie électrique à haute puissance. Sachant que la conversion de l'énergie électrique fait appel à des composants de puissance tels que les IGBT, GTO, MCT...

Les convertisseurs à base de ces interrupteurs offrent de meilleures performances s'ils sont employés sous des hautes fréquences [2]. Néanmoins, les IGBT ne peuvent supporter que des valeurs de courant limitées (environ 2400A [1]) et plus la puissance qu'ils supportent augmente plus leur fréquences de commutation diminuent et donc leur performances se dégradent. Malheureusement, pour atteindre des fréquences de commutation supérieures à 20kHz, les onduleurs à base d'IGBT sont limités à 2MW [2]. L'un des remèdes à ce problème est la mise en parallèle ou en série des onduleurs ; et ce afin d'éviter la dégradation du facteur de puissance et d'augmenter la capacité de transfert d'énergie vers le consommateur [2].

L'objet de notre étude porte sur la mise en parallèle de plusieurs onduleurs car 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. [3; 4]

De ce fait, les systèmes parallèles sont devenus une solution souhaitable, particulièrement dans les endroits où on exige une demande d'énergie très grande avec des courants de charge très importants [5]. On en peut tirer les avantages suivants :

- La fiabilité du système ainsi obtenu ; La mise hors circuit d'un module permet toujours au reste du circuit de fonctionner tout en distribuant la puissance du module défaillant sur le reste des modules. Cela évitera ainsi toute interruption du transfert de puissance [6], cet avantage majeur de la mise en parallèle n'est pas offert par les onduleurs multiniveaux (si un module est défaillant tout le fonctionnement s'arrêtera).*
- La redondance des différents modules connectés en parallèle permet de réduire considérablement le coût de fabrication à la chaîne et rendre le circuit global plus flexible vu l'utilisation des composants standards de faible calibre [7].*
- Le coût de maintenance du système va être diminué du fait que la forte puissance transférée à la charge occasionnant de fortes contraintes sur les différents composants électroniques est ainsi divisée par un rapport égale au nombre d'onduleurs mis en parallèle.*
- Possibilité d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards de plus faible calibre et donc plus performant (durée de vie, rapidité...etc.).*

- Partage de la puissance de la charge traitée qui se traduit par une réduction des contraintes de tension et de courant au niveau des différents interrupteurs.
- Le système global est redondant car l'on pourra toujours garder un nombre de modules en réserve et ce pour parer contre toute éventuelle demande supplémentaire de puissance [8]. Ces onduleurs de réserve seront commandés de la même manière ce qui est impossible dans le cas des onduleurs multiniveaux du fait que si on connecte un nouveau module (multiniveaux) il faudrait établir une loi de commande totalement différente de celle des autres.
- Avoir une meilleure stabilité et robustesse, normalisation et réduction du cout de la fabrication à la chaîne du module ainsi que sa disponibilité.
- Une habilité de commutation à de plus hautes fréquences sans contraintes (si l'on souhaite) et ce, du fait que les différents modules ne supportent qu'une fraction de la puissance totale demandée.
- Réduction des harmoniques du courant, des pulsations harmoniques du couple et de minimiser les pertes de commutation [9]
- Amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur [7].
- Atteindre des puissances inaccessibles à des composants uniques.

De ce fait, une étude approfondie du comportement global du circuit est envisagée. Le passage par la modélisation s'avère plus que nécessaire pour prédire d'une manière rapide et méthodique le fonctionnement en régime permanent et dynamique. Plusieurs techniques de modélisation peuvent-être alors utilisées. La modélisation utilisée dans notre travail portera sur la modélisation par la moyenne dans l'espace d'état qui offre une bonne alternative pour modéliser macroscopiquement et fonctionnellement les convertisseurs statiques [10]. Le but alors, est de trouver un modèle moyen du circuit global du convertisseur. En effet, les modèles moyens prennent en compte les dynamiques macroscopiques et permettent de s'affranchir des éléments relatifs aux commutations. Ceci permet donc d'ignorer les contraintes liées à la simulation des instants de commutation et de ne conserver que les dynamiques macroscopiques de fonctionnement des convertisseurs statiques ainsi que l'étude de commande (fonctions de transfert) [10].

Dans le chapitre I de notre mémoire de projet de fin d'études, on a fait une brève introduction sur l'état d'art sur les onduleurs.

Le chapitre II introduit une technique de modélisation appelée moyenne dans l'espace d'état pour une commande donnée. Cette technique de modélisation va nous permettre de trouver un modèle mathématique de l'ensemble des « n » convertisseurs reliés en parallèle et par la suite, de trouver un schéma moyen équivalent représentant le comportement dynamique ainsi que statique de l'ensemble du circuit.

Dans le chapitre III, on verra l'application de la moyenne dans l'espace d'état à un système redondant de « n » onduleurs mis en parallèle et la simplicité qu'elle apporte à la résolution du système d'équations d'état. L'étude de stabilité du circuit global représenté par un système d'ordre $3n+2$ et ce quelque soit le nombre « n » de modules, revient à analyser les fonctions de transfert en boucle ouverte déterminées analytiquement. Les performances du circuit sont alors étudiées selon les différents paramètres du système à savoir la résistance de

synchronisme, le nombre « n » d'onduleurs et d'autres paramètres de commande. Pour des performances désirées l'on pourra alors concevoir une régulation de telle manière à positionner les différents pôles et zéros des différentes fonctions de transfert selon les exigences fixées par le cahier de charges.

Le chapitre IV est consacré à l'étude, la modélisation et l'asservissement de la chaîne : « Onduleur de tension-Ligne de transport-Réseau ». On présentera la modélisation vectorielle d'un onduleur triphasé en vue de sa commande. On citera les différents modèles d'onduleurs de tension triphasée. Ensuite on représentera l'ensemble « Onduleur de tension-Ligne de transport-Réseau » dans le référentiel de Park afin de mettre en œuvre l'asservissement du système global en boucle fermée en établissant les fonctions de transfert et les correcteurs appropriés.

Le chapitre V est dédié à la simulation de l'ensemble de la chaîne ainsi qu'à l'interprétation de quelques défauts qui peuvent surgir durant le fonctionnement ce qui pourra introduire la notion de diagnostique.

Chapitre I

L'état de l'art sur les onduleurs

Introduction

L'énergie électrique provenant des sources primaires doit nécessairement être convertie afin qu'elle soit accessible au niveau du consommateur. C'est là où l'on trouvera forcément des onduleurs pour remplir cette tâche. Ces derniers ont pour but de transformer la tension et/ou le courant continu en une tension et/ou courant alternatif et ce en commutant des interrupteurs en vue d'obtenir de bonnes performances. Dans le présent chapitre on présentera d'abord les différents types d'onduleur notamment l'onduleur de tension, ensuite on exposera les types d'interconnexions d'onduleurs, enfin on justifiera notre choix de l'onduleur de tension à un choix d'un onduleur multiniveaux.

I.1 Types d'onduleurs :

Il existe deux grandes catégories d'onduleurs : les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. On distingue aussi : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes.

I.1.1 L'état de l'art de l'onduleur de tension

I.1.1.1 Onduleur de tension triphasé :(VSI pour Voltage Source Inverter)

Dans notre étude de simulation en temps réel, on choisira $n=4$ puis plus loin $n=10$ d'onduleurs de tension VSI en parallèle connectés à un réseau. Notre choix de ce type d'onduleur n'est pas fortuit, vu que moyennant une MLI appropriée, il permet de délivrer une source de tensions triphasées contrôlables en amplitude, phases et fréquence [11] en cherchant à minimiser au maximum le control en boucle fermée tel que :

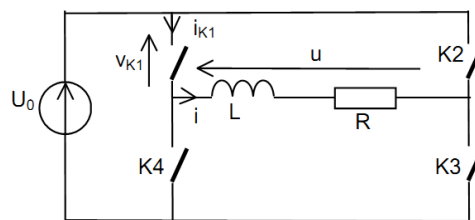
Le VSI (avec sa commande) doit réguler les courants correctement en permanent d'abord puis en dynamique,

Sa commande peut être à hystérésis, commande linéaire, MLI, MLI vectorielle [12], notre choix s'est porté sur cette dernière vu ses avantages.

Les VSI sont largement utilisés dans plusieurs applications ; énergies renouvelables, système de compensations active, améliorateurs de facteurs de qualité d'une installation [12] et système onduleurs pour les alimentations non interruptibles (en s'alimentant d'un système de batterie à hydrogène pour les installations de secours) [13].

On aura qu'à réaliser un asservissement robuste pour le courant, la tension ne dépend pas de la charge [14], le courant par contre, en dépend.

On considère le montage suivant :



FigureI-1Circuit de l'onduleur de tension [15]

Les interrupteurs sont parfaits et sont commandés par paire : tel que : [15]

- De 0 à $T/2$: K1, K3 passants
- De $T/2$ à T : K2, K4 passants

I.1.1.2 L'onduleur de tension pour le réseau

L'onduleur de tension est fortement sollicité dans les systèmes à électronique de puissance du fait que sa structure est généralement répandue pour l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels, sa capacité de changer son fonctionnement par une simple modification de sa commande pour l'utiliser soit comme un filtre de courant ou un compensateur réactif dans le cas de sa connexion shunt ou encore de compensateur de creux de tension dans le cas d'une connexion série, ou encore régulateur de l'impédance de la ligne, toutefois il est vivement conseillé de séparer entre ses application dites de compensation et celles dites d'interfaçage car l'onduleur de tension se connecte au réseau de deux manières :

- Connexion au réseau de distribution connu sous le nom D-fact
- Connexion au réseau des producteurs d'énergies décentralisées. (Interfaçage). [16; 10; 15; 17]

1.1.1.3 Onduleur de tension dans les systèmes de compensation

Tout dépend de sa connexion au réseau en shunt ou en série, l'onduleur de tension peut jouer différents rôles de compensations dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie électrique.

Tel que le tableau suivant le montre : [16]

<i>Type de connexion</i>	<i>Applications</i>
<i>Série</i>	<ul style="list-style-type: none"> • <i>réduction des creux et déséquilibres de tensions</i> • <i>compensation des harmoniques de tension</i> • <i>réglage d'impédances de lignes et de flux de puissance</i>
<i>Shunt</i>	<ul style="list-style-type: none"> • <i>filtrage actif de courant, réglage de plan de tension,</i> • <i>compensation de réactif, soutien de réseau,</i> • <i>réduction de l'effet de Flicker, équilibrage de charge.</i> • <i>injection d'énergies primaires après leur conversion à un réseau conventionnel</i>

Tableau I-1 Type de connexion de l'onduleur de tension et applications associées

Nos travaux se baseront sur l'utilisation de l'onduleur de tension dans les systèmes d'interfaçage donc la configuration Shunt qui en sera retenue.

1.1.1.4 Onduleur de tension dans le processus de l'interfaçage des puissances

Les systèmes d'interfaces permettent le raccordement d'une source d'énergie primaire¹ au réseau de distribution, entre le réseau et la source primaire on trouve fréquemment un convertisseur DC-DC pour l'adaptation de la source primaire à une entrée AC puis un deuxième convertisseur qui est de type DC-AC pour l'adaptation des grandeurs électriques (tension, courant, fréquence..) pour les injecter au réseau [16; 18].

Le tout devra être géré par des commandes solides pour une meilleure fiabilité ainsi que pour un bon rapport coût-rendement.

L'interface de puissance est impérative en cas d'un raccordement au réseau d'une source primaires isolée pour ce qui suit : [16]

- Respecter les contraintes liées à la connexion réseau : qualité des courants injectés, facteur de puissance.
 - Exploiter au mieux les possibilités du générateur ; rendement maximal avec l'extraction d'un maximum de puissance disponible de la source primaire « MPPT » (Maximum Power Point Tracking)
 - Respect des contraintes d'exploitation, compensation des faiblesses dynamiques du générateur et de son intermittence éventuelle..

Le modèle peut être présenté comme suit :

¹Les énergies primaires peuvent être : générateur éolien, micro-turbine, panneaux photovoltaïques, piles à combustible. (PAC)... [18]

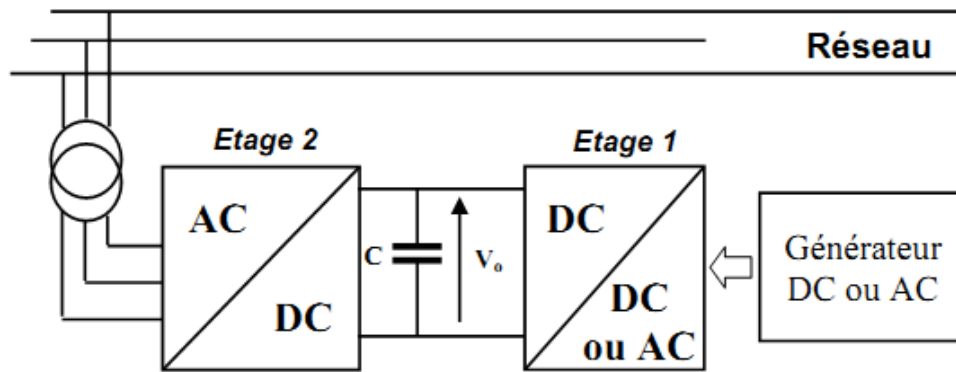


Figure I-2 Interface à base d'électronique de puissance pour la connexion d'une source primaire au réseau.

I.1.1.5 Les inconvénients notables des onduleurs de tension

Les échelons de tension provoquent des transitoires importants et des fonctionnements instables [19; 15; 14; 20].

I.1.2 L'onduleur de courant CSI (Current Source Inverter)

Dans le cas des onduleurs de courant, les diodes de récupération ne sont pas envisageables dans ce type de montages, par contre un filtre ou une capacité C est fortement recommandée [14].

L'onduleur de courant est le cas dual de celui de l'onduleur de tension tel qu'un circuit « Rp, Cp » parallèle attaqué par un courant rectangulaire est le circuit « dual » du circuit série « R, L » attaqué par une source de tension rectangulaire [4].

I.1.3 Les onduleurs autonomes

Un onduleur autonome délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur [21]. Il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur « K » électronique en générale et d'une source de tension continue « E » [22]. Il n'a pas toujours besoin de réseau électrique pour fonctionner; par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture utilise le 12 V continu du véhicule pour générer du 120 V, ou 230 V, alternatif en 50 Hz, ou 60 Hz ; ce types d'onduleurs sont notamment employés pour la réception de la TV en mode camping-car (~12 V) [21].

I.1.4 Les onduleurs non autonomes

Un onduleur non autonome est un montage redresseur tout thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur [21]. Il ne permet de fixer ni la fréquence ni la valeur efficace des tensions du réseau alternatif dans lequel il débite [22].

Ils sont en général utilisés pour : [22]

- Les alimentations de secours destinées à remplacer le réseau de distribution (monophasé ou triphasé) en cas de défaillance du réseau.
- Pour les installations qui nécessitent la continuité de l'alimentation : hôpitaux, centraux téléphoniques, circuits de sécurité,...
- Pour les appareils (ordinateurs, ...) qui exigent non seulement la continuité de leur alimentation, mais encore la protection contre les perturbations du réseau de distribution (variations de tension, parasites, coupures, ...)

- Ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO [21].

I.2 Les interrupteurs en électronique de puissance

Ils consistent à faire commuter des courants entre mailles adjacentes, ce qui nécessite l'emploi de composants permettant de réaliser la fonction interrupteur.

Idéalement, l'interrupteur fermé aura une tension pratiquement nulle à ses bornes alors que le courant sera fixé par le reste du dispositif. En revanche, l'interrupteur ouvert aura une tension imposée par le circuit externe, mais ne sera traversé par aucun courant [23].

La fonction de l'interrupteur, regroupe le composant lui même, la commande, les dispositifs de protection et de dissipation qui sont indispensables à cause des pertes, surtout à fréquence élevé [23].

I.3 La conversion de l'énergie électrique en électronique de puissance

L'énergie électrique utilisée dans l'industrie et chez les particuliers provient principalement du réseau triphasé. Or les dispositifs utilisant cette énergie ne fonctionnent que très rarement sous forme d'ondes sinusoïdales à 50 Hz.

Dans le cas de l'utilisation d'une batterie, il peut être intéressant de contrôler le niveau de tension en sortie et on aura là encore besoin d'un dispositif, entre source et charge, permettant d'effectuer cette opération.

Les convertisseurs statiques doivent donc permettre de transformer le spectre du signal en amplitudes, fréquences et phases. Cette transformation est, à l'heure actuelle, effectuée par des systèmes complexes, réalisés à partir de composants électroniques utilisés comme interrupteurs.

L'étude et la conception de ces dispositifs est souvent appelée électronique de puissance. En effet, si ces dispositifs comportent des composants qui fonctionnent à courant faible, leur fonction principale consiste à faire commuter des courants souvent importants [23].

I.4 Notions générales sur les onduleurs

L'onduleur est un convertisseur statique, qui, à partir d'une source continue permet d'obtenir un signal alternatif [15], en d'autres termes sa fonction principale est de convertir une tension d'entrée continue en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée.

C'est la fonction inverse d'un redresseur. Par abus de langage, on appelle souvent « onduleur » une alimentation sans interruption (ASI), notamment les alimentations de sécurité pour ordinateurs de bureau [21].

Les onduleurs en industrie ou en utilisation domestique sont commercialisés sous différentes formes, puissances, variétés, ou pour des rendements et usages [14].

Actuellement, on les retrouve dans ; les téléphones portables, télévisions, radios, camping-cars, navires (généralisation de l'utilisation des onduleurs en parallèle pour l'US NAVY), stations de forage offshore, puits de forage hors bases... [14].

Commercialement parlant, il y a deux types d'onduleurs, générateurs de pures sinusoïdes et variateurs de signal sinusoïdal, ils se différencient par la forme de la sinusoïde

produite en aval de l'onduleur ainsi que par le de type et le taux de distorsions engendrées par le processus de commutation [14].

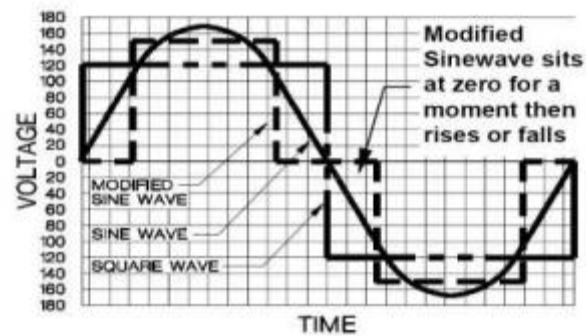


Figure I-3 Représentation des formes de tensions de sortie de quelques types d'onduleurs commerciaux (à signal carré, signal carré modifié, pure sinusoïde) [14]

I.5 Utilisation des onduleurs

Les onduleurs sont largement utilisés dans les applications industrielles par exemple : variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, les alimentations de secours, les alimentations non interrompues. L'entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux solaires, ou d'autres sources de courant continu obtenues à partir d'un redressement monophasé ou triphasé [24].

Ils sont utilisés principalement dans deux catégories d'appareils : [25]

- 1) Les alimentations sans coupures, qui sont conçues pour la stabilisation. La tension engendrée est souvent d'amplitude et de fréquence fixe. Les alimentations de secours sont constituées en général de trois parties : [22]
 - Un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi soit d'un hacheur ou d'un pont commandé,
 - Une batterie d'accumulateurs,
 - Un onduleur de fréquence 50Hz délivrant une tension parfaitement sinusoïdale.
- 2) Les variateurs de vitesse pour machine à courant alternatif. La source continue est obtenue à partir du redressement du réseau. La tension engendrée est de fréquence variable, ce qui fait varier la vitesse des machines à courant alternatif. Dans ce cas, il convient que l'amplitude de cette tension soit également variable.

I.6 Les techniques de modulation

La technique de modulation des largeurs d'impulsions ('pulse width modulation, MLI') qui est la plus répandue [5].

Il y en a plusieurs types de commande MLI [14], on peut citer :

- (a) Single-pulse modulation
- (b) Multiple-pulse modulation
- (c) Selected harmonic elimination (SHE) PWM
- (d) Minimum ripple current PWM
- (e) Sinusoidal-pulse PWM (SPWM)
- (f) Space vector-pulse PWM (SVPWM)

On ne retiendra la SVPWM vu ses avantages.

Notre model Smulink/Matlab en temps réel sera basée sur une commande SVPWM, (commande MLI vectorielle)

On note en général que les avantages communs de toutes ces technique MLI sont :

- Le control de tension qui peut être conçu sans la connexion, ajout ou utilisation d'aucun composant électrique [14].
- Elimination, ou diminution des harmoniques injectés au réseau, par conséquent, les contraintes de filtrage seront diminuées [14].

I.7 L'onde de sortie des onduleurs

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur idéal doit être sinusoïdale. Cependant, en pratique cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale et contient des harmoniques qui peuvent être traités par une technique de modulation appropriée [26].

I.8 L'interconnexion des onduleurs

De nombreux équipements d'électronique de puissance utilisent des associations série ou parrèle de semi-conducteurs ou des convertisseurs pour le transport de l'énergie en courant continu et la traction maritime [3], les équipements d'électrolyse industrielle en fournissent des exemples prestigieux (TGV, etc. ...) [7].

I.8.1 Type d'interconnexions d'onduleurs

I.8.1.1 L'interconnexion série

Les modules sont connectés en série à l'entrée en partageant équitablement la tension d'entrée comme le montre la figure suivante :

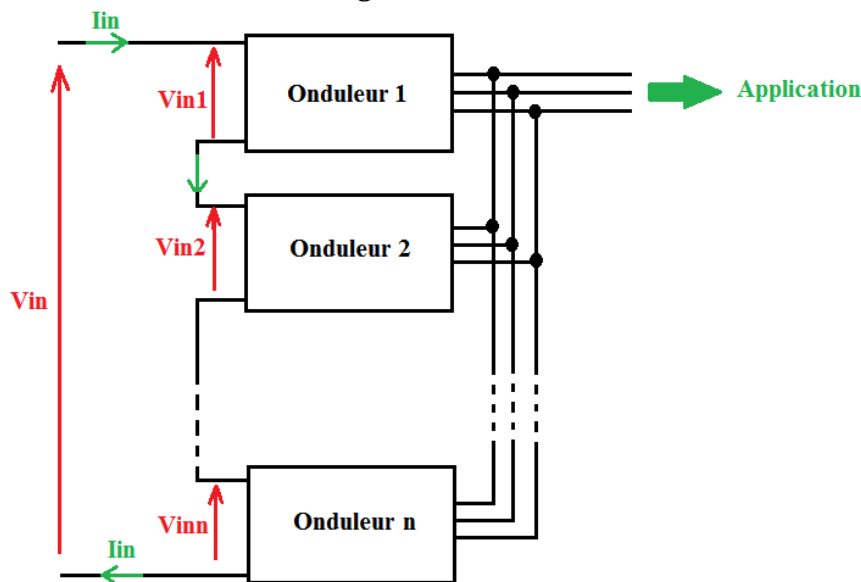


Figure I-4 Figure montrant la connexion en entrée série et en sortie parallèle de plusieurs onduleurs

$$\sum_{i=1}^n V_{in_i} = V_{in} \quad I1$$

Dans le cas idéal où la tension d'entrée est également partagée sur les n modules alors :

$$V_{in_1} = V_{in_2} = \dots = V_{in_n} = \frac{V_{in}}{n} \quad I2$$

1.8.1.2 L'interconnexion parallèle

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 d'être en mesure de le contrôler selon l'application désirée [3; 4].

De ce fait, les systèmes parallèles sont devenus une solution souhaitable, particulièrement pour les applications de haute puissance avec des courants de charge très importants [5] grâce à ses avantages :

- Une grande fiabilité et continuité de transfert de puissance même en présence d'un module défectueux.
- Coût de fabrication très faible vu la redondance des différents modules [7] et l'utilisation des composants standards de faible calibre.
- Partage de puissance, chaque module ne supporte qu'une fraction de la puissance globale.
- Meilleure stabilité et robustesse.
- Utilisation des composants à des fréquences de commutation très élevées ce qui permet l'obtention de meilleures formes d'ondes de sortie.

1.8.1.2.1 Les contraintes techniques de la mise en parallèle

- Le déséquilibre des courants, l'instabilité due à l'interaction des différents modules.
- Les courants de circulations entre modules et détérioration du facteur de forme du courant², [27]
- Problème de synchronisation des courants de sortie.
- Partage de courant, et la gérance de la synchronisation.

La question que l'on pourra éventuellement se poser est la suivante :

Pourquoi envisager une mise en parallèle de n onduleurs identiques au détriment des onduleurs multiniveaux ?

1.8.2 Les onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multiniveaux ont été introduits dès 1981 pour réduire l'amplitude des harmoniques injectés dans la charge, et ceci pour des applications de type alimentation de moteur [28]. On dit que l'onduleur multiniveaux est un cas particulier de l'onduleur standard, si les niveaux sont commandés de la même manière, on considère l'onduleur multiniveaux comme un onduleur de tension standard (U , $-U$ ou 0) [28].

Les onduleurs, comme ils étaient exposés dans la partie de « l'état de l'art des onduleurs », peuvent être soit à sortie alternative (sinusoïdale ou proche de la sinusoïde) non modifiable ou à sortie modifiable, quant au transfert de l'énergie se fait uniquement moyennant l'onduleur en question. Les onduleurs multiniveaux sont communément utilisés dans les applications industrielles, ils peuvent être soit à sortie modifiable ou non, les onduleurs multiniveaux contiennent plusieurs séries de convertisseurs au lieu d'un seul dans le cas des onduleurs standards, ce qui induit une génération de la haute tension. Pour ce, le transfert de l'énergie, contrairement aux

² Des hypothèses simplificatrices nous permettront de parer au problème de circulation de courant (ex : modules parfaitement

onduleurs standards, se fait alors via une commutation de plusieurs convertisseurs qui requièrent un circuit spécifique pour chacun d'eux. Vu l'importance du nombre des convertisseurs avec leurs circuits dans le cas des onduleurs multiniveaux, leur prix est assez souvent hors de portée même des industries les plus poussées [29]. Ils étaient développés dans le but d'atteindre la tension la plus élevée possible avec un nombre minimum de cellules, il faut construire un onduleur constitué de cellules identiques utilisant des interrupteurs de tension de blocage la plus élevée possible [30].

L'inconvénient principal des onduleurs multiniveaux est généralement la tension de sortie qui est de l'ordre de $\frac{U_{dc}}{2}$ (comme valeur max) tel que U_{dc} est la tension de entrée est ceci est du au point milieu caractérisant les niveaux de ce type d'onduleurs et ceci pour quelque soit le nombre de niveaux composant l'onduleur en question comme le montre la référence suivante : [30]

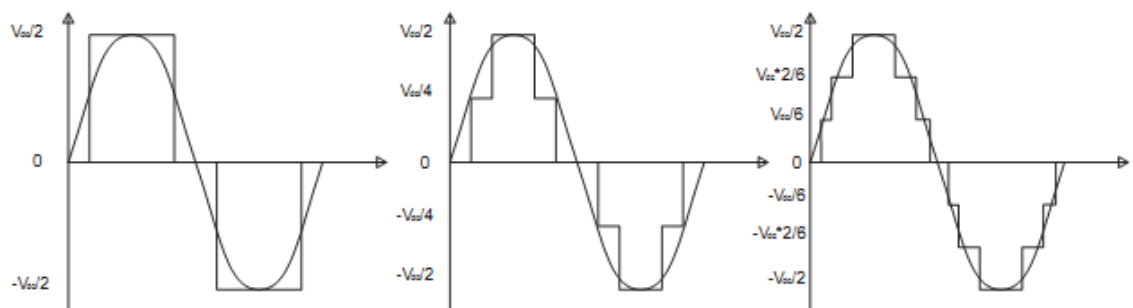


Figure I-5 Tensions de sortie des onduleurs multiniveaux respectivement à trois, cinq et sept niveaux à la fréquence industrielle [47]

L'autre inconvénient est celui du nombre de niveaux qu'il faut impérativement faire élever et ce pour : [30]

- 1) Avoir un signal de sortie lisse et plus proche de la sinusoïde.
- 2) Avoir un bas facteur de distorsion d'harmonique (THD)

Ce qui constitue (à notre niveau d'étude) un obstacle majeur pour la modélisation (vu le nombre élevé de niveau, interrupteurs et de paramètres) et les difficultés de régulation des niveaux vu le nombre de circuits qui seront mis en jeu.

Néanmoins, on peut citer quelques avantages : [30]

- Moins de distorsion des tensions de sortie.
- En augmentant le nombre de niveaux, on peut travailler avec de basses fréquences de commutation ce qui par conséquent réduit les pertes par commutation.

On note que les onduleurs multiniveaux connectés en cascades concurrencent la mise en parallèle, pour les raisons suivantes: [31]

- Chaque niveau de l'onduleur est supporté par une capacité d'entrée propre à lui.
- Une grande fiabilité dans le processus de transfert de la puissance.
- Facilité de compensation, filtrage d'harmonique et de régulation de la tension dans le cas des énergies primaires connectées à un réseau conventionnel.

Notre choix des onduleurs en parallèle, et non une montée en cascade de plusieurs onduleurs multiniveaux est justifiée par ce qui suit :

- a) La simplicité des structures des onduleurs standards,

- b) La simplicité de la commande, maintenance régulation et puis modélisation, car les différents circuits et compartiment des onduleurs multiniveaux rend leur modélisation compliquée.
- c) Le cout des onduleurs de tension utilisés dans l'industrie
- d) Uniformiser le plan de maintenance, une fois qu'on a les mêmes structures de convertisseurs opérants au sein d'un processus industriel. L'opération de maintenance, de vérification, remplacement et de modification d'un ou de plusieurs onduleurs ne va pas engendrer, d'une part l'arrêt total de tout le processus de la conversion (ce qui va être le cas pour un convertisseur multiniveaux) et de l'autre la familiarisation et la maitrise du personnel à ce type de connexion d'onduleurs. Ajoutant à cela la redondance qui rend plus facile le fonctionnement et la maintenance du circuit global.

I.9 Conclusion

L'onduleur joue un rôle très important en électronique de puissance grâce à ses nombreux avantages, la fluidité et la simplicité de commande qu'il offre. L'objet de notre étude est de mettre en parallèle plusieurs convertisseurs identiques afin d'atteindre de plus hauts niveaux de puissances. Contrairement aux onduleurs multiniveaux, la mise en parallèle d'onduleurs identiques est plus simple à analyser, à commander et à réaliser. Par conséquent, la modélisation qui est l'objet du chapitre suivant devient plus objective.

Chapitre II

Introduction à la modélisation

II.1 Les exigences de la modélisation

Introduction

Ce chapitre expose la modélisation en générale et la modélisation en électronique de puissance en particulier en passant par une description des modèles moyens.

Le chapitre est organisé comme ce qui suit :

Tout d'abord, nous allons commencer par des généralités sur la modélisation et ses exigences avec des hypothèses inspirées sur de solides travaux [10; 16; 12; 43; 18] , puis nous ferons une introduction à la modélisation en électronique de puissance, une vision sur les modèles déjà existants est à traiter, puis on passera au modèles à topologies variables afin d'extraire le modèle exacte qui est la base de notre travail concernant l'étude de stabilité en boucle ouverte ; ce qui facilitera le choix des paramètres de la chaine « Source continue-onduleurs-lignes triphasées-Réseau».

La question des rapports entre concret, formel et abstrait, celle de l'articulation entre expérimental et théorique, passe par la prise en compte des modèles, du rôle que nous voulons leur faire jouer, de la manière dont ils peuvent être appropriés [10].

La modélisation nécessite d'être accompagnée par des vérifications "in situ", et ceci en passant par la paramétrisation et le calibrage des « modèles » utilisés [32].

II.1.1 Exigence d'ordre pratique

Il s'agit de dégager la fonction technique de l'objet étudié et les conditions de son utilisation [33]. Et ce, pour mieux maîtriser son fonctionnement.

II.1.2 Exigences d'ordre théorique

Il s'agit d'expliquer par des théories (courbes, graphes...) la forme et/ou la caractéristique de l'objet étudié, ou en tout cas une de ses parties [33].

II.2 La modélisation en électronique de puissance

La modélisation d'un système est effectuée à l'aide de logiciels appropriés permettant une analyse rigoureuse, non seulement sur le plan statique, mais également dynamique (réponses transitoires, effets résonants, réponses à des perturbations externes... etc.) [34].

La simulation d'un équipement électrique passe d'abord par la mise en équation du système, puis une phase de programmation pour intégrer le modèle au simulateur informatique, enfin la simulation en question [16].

II.2.1 L'intérêt de la modélisation en électronique de puissance

- Le développement de prototypes, le dimensionnement des éléments
- Réglage et optimisation des paramètres [16].
- La spécification des contraintes électriques sur les composants d'un système.
- La validation des prototypes en fonctionnement normal et dans des modes perturbés (courts-circuits, creux de tensions ou perturbations harmoniques).
- Etudes d'interactions entre les systèmes.

II.2.2 Les méthodes de modélisation en temps réels

Pour modéliser un système de l'électronique de puissance on peut s'en approcher soit en utilisant des modèles topologiques (appelés commutants ou exacts) ou bien en utilisant des modèles moyens. D'autres représentations peuvent être déduites de ces modélisations : exemples, les modèles petits signaux et les modèles échantillonnés [16].

II.3 Hypothèses de modélisation

II.3.1 Introduction

Après plusieurs essais de simulation au dernier chapitre nous confirmons les deux hypothèses ci-dessous [16; 10] pour réduire la complexité et le temps de calcul sans nuire à la bonne représentation des phénomènes étudiés en cernant le domaine de validité ;

- 1) Les interrupteurs sont considérés parfaits et identiques comme suit : [10]
 - L'état OFF : circuit ouvert
 - L'état ON : circuit fermé.

- 2) Les cellules d'interrupteurs placées en série ou en parallèle et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait [16].

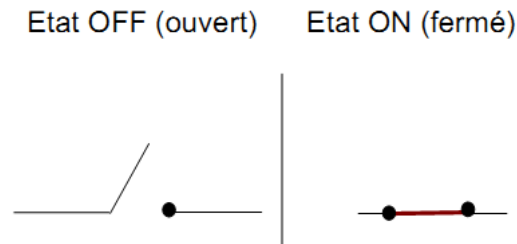


Figure II-1 Schéma d'un interrupteur parfait [10]

- 3) Les sources de tensions et celles de courant étant parfaites ; on néglige le courant qui traverse une source de tension et on néglige la tension aux bornes d'une source de courant [10].
- 4) Les sources de tensions et celle de courant sont considérées indépendantes des contraintes électriques [16].
- 5) Les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linaires [10].
- 6) Les charges présentant des caractéristiques similaires, connectées en série ou en parallèle, sont groupées et représentées par des équivalents [16].

Il est naturellement possible d'ajouter des éléments électriques passifs ou actifs pour modéliser les pertes ou traduire certains défauts. Toutefois, comme l'augmentation de la finesse de représentation va de pair avec l'augmentation du temps de calcul il faudra s'assurer que la contrainte temps-réel est bien respectée [16].

II.3.2 Les modèles existants

II.3.2.1 Les modèles petits signaux

Sont linaires mais ne sont valables qu'autour d'un point de fonctionnement [16], ils sont suffisamment petits pour que les caractéristiques des composants ne varient pas trop et pour pouvoir rester dans la linéarité [35].

II.3.2.2 Les modèles grands signaux

Ils sont considérés non linaires et indépendants du point de fonctionnement [16], les caractéristiques des composants varient et ne sont pas linaires.

II.3.2.3 Le modèle retenu est celui des grands signaux

Les modèles petits signaux dépendent du point du fonctionnement, ce qui nous oblige à réaliser des études sur le point de fonctionnement à cause de son éventuelle variation [16].

II.3.2.4 Les modèles moyens

II.3.2.4.1 Intérêt des modèles moyens

Le comportement moyen est bien évident pour une meilleure représentation du comportement dynamique et statique d'un circuit issu d'une transformation du système original en un système continu [17].

Le modèle moyen permet ce qui suit :

- Une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation
- Une précision suffisante dans son domaine de validation
- Une étape d'une importance capitale dans le processus d'élaboration de la fonction de transfert du système en boucle ouverte.
- Une vision assez intéressante pour l'étude de la stabilité et par conséquent la détermination des conditions nécessaires pour les performances désirées [17; 6].
- Enfin, une représentation simplifiée des « n » onduleurs connectés en parallèle par une source de tension en série avec une impédance.

II.3.2.4.2 Processus de moyennement

Deux étapes sont à effectuer pour obtenir la fonction de transfert en boucle ouverte :

- 1) L'application de l'équation de la moyenne glissante :

$$\langle f(p) \rangle = \frac{1}{T_d} \int_{t-T_d}^t f(\tau) d\tau \quad \text{II-1}$$

- 2) Application de la transformée de Laplace au système engendré par l'application de l'équation précédente [16].

Exemple simplifié d'un processus de moyennement

Une démonstration très intéressante de moyennement sur un système unitaire à été réalisée comme suit [16]:

- 1) Application de la transformée de Laplace directement sur l'équation du moyennement engendre la forme suivante :

$$\langle f(P) \rangle_n = f(p) \frac{(1-e^{-pT_d})}{pT_d} \quad \text{II-2}$$

Alors le schéma fonctionnel engendré sera de la forme :

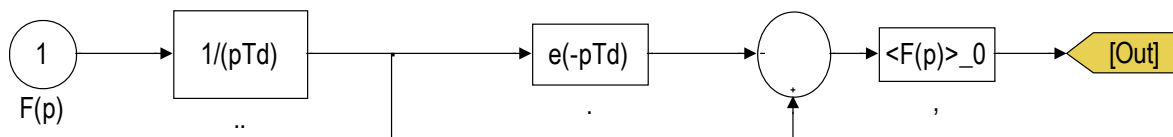


Figure II-2 Schéma fonctionnel dans le domaine fréquentiel de l'effet de l'application de la moyenne glissante

II.3.2.4.3 Le modèle moyen généralisé

Du moment où on considère le cas de la conduction continue, on ne va pas trop s'inspirer de ce modèle vu les raisons suivantes:

- Le modèle moyen classique n'est valable que dans le cas de la discontinuité des variables d'état qu'on ne va pas aborder dans notre travail.

- L'idée directrice de ce nouveau modèle moyen dit « généralisé » est de décrire les dynamiques des coefficients de Fourier complexes associés à une variable $x(t)$ considérée et ce, sur une période T donnée.
- Ce modèle est très utilisé pour l'étude lors de la prise en considération des harmoniques [17].

II.3.2.5 Le modèle topologique

Si un modèle de convertisseur d'électronique de puissance traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique [16].

La démarche de l'établissement d'un modèle à topologie variable est la suivante :

- Le choix des variables d'état qui sont les tensions dans les capacités et les courants dans les inductances ou une combinaison des deux.
- L'écriture des équations différentielles régissant le système on fonction de l'état des interrupteurs en passant par la loi des nœuds et celle des mailles.
- Mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

II.3.2.5.1 Systèmes à topologies variables des systèmes de l'électronique de puissance

Un convertisseur de l'électronique de puissance, du fait du jeu des interrupteurs, est un système à topologie variables car il change de configuration plusieurs fois durant une période de commutation [17].

Dans la vision du système dans laquelle nous nous positionnons, nous considérons les semi-conducteurs comme des interrupteurs parfaits, avec une résistance nulle à l'état passante et infini à l'état bloqué.

Un modèle à topologie variable de convertisseur statique se compose :

- D'un système d'équations (un par configuration envisagée du convertisseur).
- D'un test de changement de configuration (liés à la façon dont sont agencés les interrupteurs).

II.3.2.5.2 Choix du modèle pour l'étude de la stabilité

Dans le processus de l'étude en boucle ouverte, nous choisissons la technique du modèle moyen et « non pas » le model topologique pour ces raisons :

- C'est un modèle à entrée discontinues (alternatives) ce qui engendrera des dérivées de variables d'états discontinues [16].
- Le pas de temps doit être petit pour prendre en considération la commutation [16], or nous cherchons à ce que les temps de commutation n'apparaissent pas dans notre modèle ce qui est faisable avec la technique du modèle moyen qui est parfaitement adéquat avec les applications dont les commutations sont très fréquentes par rapport aux temps de simulation [17; 10].

En revanche, dans le processus de la modélisation en vue de la simulation en temps réel, on se servira des démarches d'établissement du modèle topologique pour en arriver aux deux modèles suivants

- 1) Modèle moyen.
- 2) Modèle moyen dans le référentiel de Park.

II.4 La méthode de la moyenne d'état : " State-Space Average Modeling SSAM"

II.4.1 La cellule de commutation

On a travaillé de sorte qu'on sépare d'une façon nette et précise les deux problématiques suivantes :

- 1) Le problème local de la commutation.
- 2) Le problème global de transfert et de la conversion de l'énergie sur lequel se basera notre approche pour résoudre la problématique posée.

II.4.1.1 Notion de la cellule de commutation

Le fonctionnement d'un convertisseur statique se décompose en une succession de séquences élémentaires dont correspond un réseau électrique maillé différemment du précédent, obtenu par la modification de l'interconnexion des différentes branches actives.

Le convertisseur utilise un ensemble d'interrupteurs qui permettent de changer le type de connexion ce qui va contrôler les transferts d'énergie entre les deux sources AC-DC [10; 16; 17].

A partir des hypothèses qu'on a posées auparavant, un commutateur électronique doit respecter les conditions suivantes :

- Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant.
- La commutation implique le changement simultané et complémentaire de deux interrupteurs et de deux seulement [10; 16].

II.4.1.2 Configurations des cellules dans un convertisseur

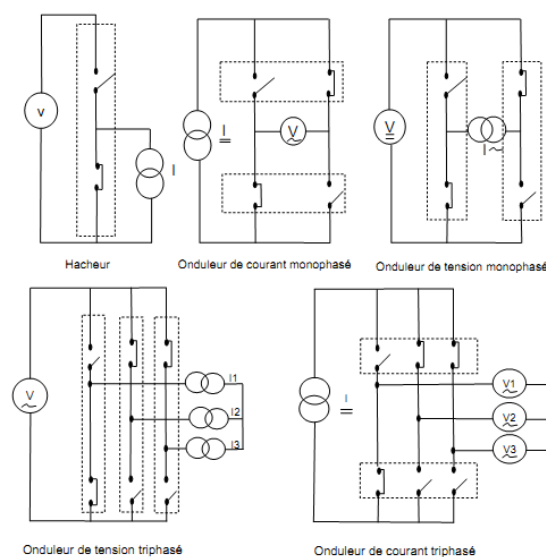


Figure II-3 Exemples de quelques circuits électriques des cellules de commutation [10]

II.4.2 La moyenne dans l'espace d'état

II.4.2.1 Introduction

La moyenne dans l'espace d'état (State-Space-Averaging (SSA)) est l'une des techniques essentielles pour l'analyse des circuits commutés en mode de conversion de puissance. Elle nous permet ce qui suit :

- Étendre les techniques standards d'analyse DC-AC en technique de circuits à commutation.
- Le passage d'une étude de cycle par cycle à une étude moyenne de tout le circuit avec des fréquences généralement en dessous de celle de Nyquist (C.à.d. : en dessous de $1/2$ la fréquence de commutation) [36].
- Trouver le point DC de fonctionnement Operating Point.
- Déterminer les critères de stabilité et temps de réponse.

II.4.2.2 La démarche de la modélisation selon la moyenne dans l'espace d'état

- Définir les hypothèses de travail
- Elaborer la représentation électrique du circuit dans chaque état
- Définir le nombre d'intervalles d'études
- Poser les équations de nœuds et de mailles.
- Déterminer la proportion du temps passé dans chaque état (par cycle).
- Multiplier chaque équation d'état par rapport au temps (le rapport cyclique) et sommer pour former une "moyenne pondérée" des équations d'état [36].

II.5 Conclusion

Vu la simplicité de l'étude qu'elle offre, la modélisation est une étape incontournable dans notre étude. Elle permettra d'une part de réduire l'ordre important du système et d'autre part d'avoir un schéma de fonctionnement assez simple pour l'étude. Ceci fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III

Systèmes redondants de « n » onduleurs mis en parallèle

III.1 Système redondant de « n » onduleurs mis en parallèle

III.1.1 Description de la mise en parallèle du système modulaire en vue d'une étude en boucle ouverte

Notre structure est composée de « n » onduleurs montés en parallèle à l'entrée et à la sortie délivrant leur puissance à un réseau infini caractérisé par une inductance L et une F.E.M 'E'. Chaque onduleur est réversible en tension et en courant et comporte trois bras chacun portant deux interrupteurs réversibles (en général des IGBT en parallèle avec des diodes de récupération). L'alimentation est assurée par une source continue connectée à un filtre d'entrée composé d'une self de lissage et d'un condensateur de stockage d'énergie continue.

La connexion entre le réseau et les onduleurs est assurée par des lignes caractérisées par un filtre passif de premier ordre (L_i, R_i).

Introduction

Actuellement, l'industrie demande un système de conversion d'énergie électrique (souvent couteux) pouvant supporter de grandes puissances. Il est donc préférable d'utiliser plusieurs convertisseurs dans l'une des combinaisons possibles (série-parallèle, parallèle-parallèle...) ce qui est connu sous le nom d'une conception modulaire redondante.

Dans le cadre de notre travail, on a opté pour la mise en parallèle des onduleurs en s'inspirant des avantages qu'elle présente :

- 1) Possibilité d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards de plus faible calibre et donc plus performants (possibilité de fonctionnement à des fréquences élevées).*
- 2) Partage équitable de la charge traitée qui se traduit par une réduction des contraintes tension et courant au niveau des différents interrupteurs.*
- 3) On pourra toujours garder un nombre de module en réserve et ce non seulement pour parer contre toute éventuelle demande supplémentaire de puissance, mais encore pour remplacer immédiatement un module défectueux sans arrêter le fonctionnement du système (augmentation de la fiabilité) [8; 6].*
- 4) Avoir une meilleure stabilité et robustesse.*
- 5) Normalisation et réduction du coût de la fabrication à la chaîne du module ainsi que sa disponibilité.*
- 6) Réduction des harmoniques de courant, des pulsations harmoniques du couple et de minimiser les pertes de commutation [9].*
- 7) Réduction du coût total du convertisseur, par l'utilisation des composants standards de faible calibre.*
- 8) Amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.*

III.1.2 Schéma du montage

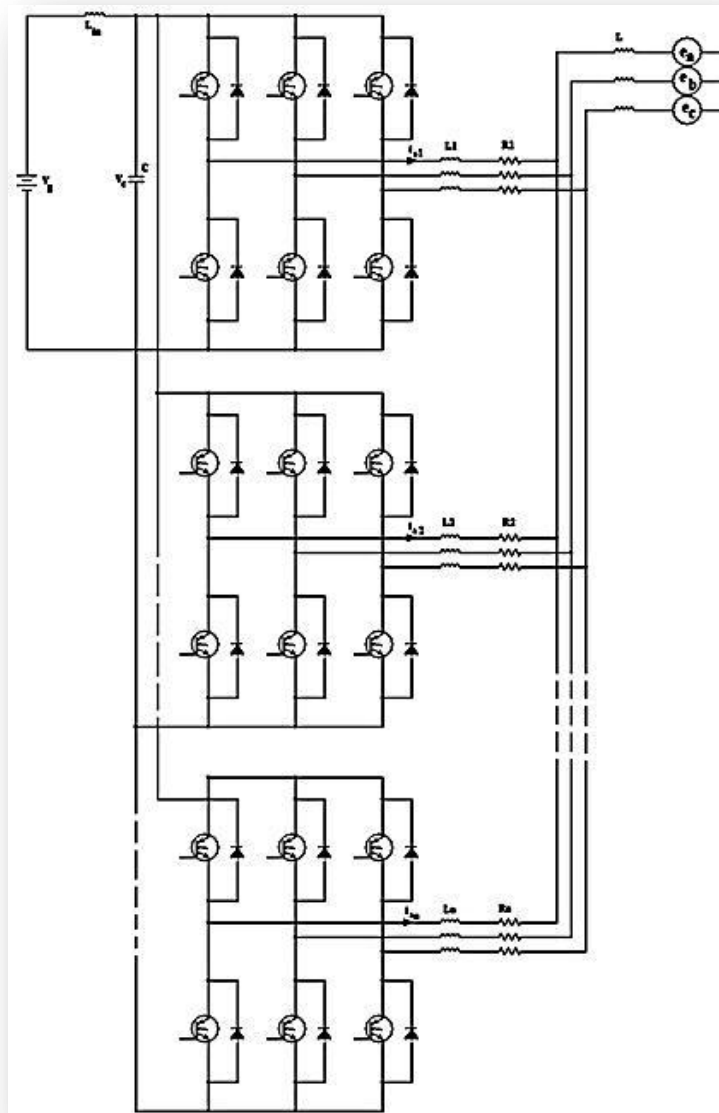


Figure III-1 Mise en parallèle de n onduleurs

III.1.3 Modèle de commutation

III.1.3.1 Equations électriques

Les équations électriques des différents mailles et nœuds du circuit de la figure III-1 durant l'intervalle de conduction « j » sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = V_g - V_c \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_{in} - \sum_{k=1}^n a_{3k-2,j} i_{ak} - \sum_{k=1}^n a_{3k-1,j} i_{bk} - \sum_{k=1}^n a_{3k,j} i_{ck} \\ L_i \frac{di_{ai}}{dt} = a_{3i-2,j} V_c - L \sum_{k=1}^n \frac{di_{ak}}{dt} - R_i i_{ai} - e_a - V_n \\ L_i \frac{di_{bi}}{dt} = a_{3i-1,j} V_c - L \sum_{k=1}^n \frac{di_{bk}}{dt} - R_i i_{bi} - e_b - V_n \\ L_i \frac{di_{ci}}{dt} = a_{3i,j} V_c - L \sum_{k=1}^n \frac{di_{ck}}{dt} - R_i i_{ci} - e_c - V_n \end{array} \right. \quad III-1$$

Comme on a supposé que le système est parfaitement équilibré alors, la tension au neutre sera nulle c.à.d. $V_n = 0$

III.1.4 Modèle d'état

Les équations III.1 peuvent-être écrites sous forme d'un système d'équation d'état ayant la forme suivante :

$$[M][\dot{X}] = [A_j][X] + [B_j]V_g - [E] \tag{III-2}$$

Avec :

$$A_j = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -a_{1,j} & -a_{2,j} & -a_{3,j} & \dots & -a_{3n-2,j} & -a_{3n-1,j} & -a_{3n,j} \\ 0 & k_1 a_{1j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 1}}^n \frac{a_{3k-2,j}}{L_k} & -R_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_1 a_{2j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 2}}^n \frac{a_{3k-1,j}}{L_k} & 0 & -R_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_1 a_{3j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 3}}^n \frac{a_{3k,j}}{L_k} & 0 & 0 & -R_1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & k_n a_{3n-2,j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 3n-2}}^n \frac{a_{3k-2,j}}{L_k} & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_n & 0 & 0 \\ 0 & k_n a_{3n-1,j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 3n-1}}^n \frac{a_{3k-1,j}}{L_k} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_n & 0 \\ 0 & k_n a_{3n,j} - L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 3n}}^n \frac{a_{3k,j}}{L_k} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -R_n \end{bmatrix} \tag{III-3}$$

$$M = \begin{bmatrix} L_{in} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & l_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & l_n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & l_n \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ e_a \\ e_b \\ e_c \\ \vdots \\ e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, B_j = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III-4}$$

Tel que :

$$l_i = L_i + L(1 + L_i \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{1}{L_k}) \tag{III-5}$$

$$k_i = 1 + L \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n \frac{1}{L_k} \tag{III-6}$$

III.1.5 Modèle moyen

En appliquant la moyenne dans l'espace d'état au système d'équations précédent tout en tenant compte des hypothèses exigées [37] par cette méthode et sachant que tous les onduleurs reçoivent une même commande, alors on peut écrire que :

$$[M][\dot{X}] = [A][X] + [B]V_g - [E] \tag{III-7}$$

En utilisant les valeurs moyennes des coefficients de connections telles qu'ils ont été définis précédemment, la matrice A peut se mettre sous la forme suivante :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -a_a & -a_b & -a_c & \dots & -a_a & -a_b & -a_c \\ 0 & a_a & -R_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_b & 0 & -R_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_c & 0 & 0 & -R_1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & a_a & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_n & 0 & 0 \\ 0 & a_b & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_n & 0 \\ 0 & a_c & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -R_n \end{bmatrix} \quad \text{III-8}$$

On a

$$[M][\dot{X}] = [A][X] + [B]V_g - [E] \quad \text{III-9}$$

Donc

$$[\dot{X}] = [M]^{-1}[A][X] + [M]^{-1}([B]V_g - [E]) \quad \text{III-10}$$

$$[\dot{X}] = [M]^{-1}[A][X] + [M]^{-1}[B][V_g[E]] \quad \text{III-11}$$

$$A = [M]^{-1}[A] = \left[\begin{array}{cc|cccccc} 0 & -\frac{1}{L_{in}} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{c} & 0 & | & -\frac{a_a}{c} & -\frac{a_b}{c} & -\frac{a_c}{c} & \dots & -\frac{a_a}{c} & -\frac{a_b}{c} & -\frac{a_c}{c} \\ \hline 0 & \frac{a_a}{l_1} & | & -\frac{R_1}{l_1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{a_b}{l_1} & | & 0 & -\frac{R_1}{l_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{a_c}{l_1} & | & 0 & 0 & -\frac{R_1}{l_1} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \frac{a_a}{l_n} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{R_n}{l_n} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{a_b}{l_n} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_n}{l_n} & 0 \\ 0 & \frac{a_c}{l_n} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -\frac{R_n}{l_n} \end{array} \right] \quad \text{III-12}$$

$$B = [M]^{-1}[B] = \left[\begin{array}{cc|cccccc} \frac{1}{L_{in}} & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & | & -\frac{1}{l_1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & -\frac{1}{l_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & -\frac{1}{l_1} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{l_n} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{l_n} & 0 \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -\frac{1}{l_n} \end{array} \right] \quad \text{III-13}$$

$$[V_g[E]]^t = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \\ \text{---} \\ e_a \\ e_b \\ e_c \\ \vdots \\ e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad \text{III-14}$$

Afin de rendre les calculs simples et de réduire l'ordre des matrices, il est souhaitable de transformer notre système triphasé en un système biphasé dans le repère dq. Pour ce faire on fait appel à la transformation de Park (voir annexe) en introduisant une variable Y telle que Y=TX, sachant que :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & | & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ - & - & | & - & - & - & - & - & - & - \\ 0 & 0 & | & \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & | & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

On peut aussi démontrer que $T^{-1} = T^T$

$$Y = TX \text{ donc } X = T^{-1}Y$$

L'équation d'état $\dot{X} = AX + BU$ devient $\dot{Y} = (TAT^{-1} - T(\dot{T}^{-1}))Y + TBU$

On pose : $A_Y = (TAT^{-1} - T(\dot{T}^{-1}))$

Puisque la matrice B est une matrice diagonale, on admet que $B_Y = B$ et que $U_Y = TU$.

On écrit alors :

$$[A_Y] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{a_d}{C} & -\frac{a_q}{C} & \dots & -\frac{a_d}{C} & -\frac{a_q}{C} \\ 0 & \frac{a_d}{l_1} & -\frac{R_1}{l_1} & \omega & \dots & 0 & \omega \\ 0 & \frac{a_q}{l_1} & -\omega & -\frac{R_1}{l_1} & \dots & -\omega & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \frac{a_d}{l_n} & 0 & \omega & \dots & -\frac{R_n}{l_n} & \omega \\ 0 & \frac{a_q}{l_n} & -\omega & 0 & \dots & -\omega & -\frac{R_n}{l_n} \end{bmatrix} \quad \text{III-16}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} a_d = \frac{D_m}{\sqrt{2}} \cos \varphi \\ a_q = \frac{D_m}{\sqrt{2}} \sin \varphi \end{cases}$$

Et ce en tenant compte du déphasage φ de la tension de sortie de l'onduleur par rapport à la tension du réseau, la matrice B devient :

$$[B_Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad \text{III-17}$$

Les tensions du réseau sont triphasées et équilibrées alors il n'en restera que la composante directe de la tension du réseau dans la matrice d'entrée.

$$[U_Y] = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \\ E_d \\ 0 \\ \vdots \\ E_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{III-18}$$

Tel que E_d est égale à $220\sqrt{3} V$ qui est la composante directe de la tension du réseau.

III.1.6 Schéma électrique équivalent dans le repère dq

En se basant sur les matrices $[A_Y]$, $[B_Y]$ calculées précédemment, on réécrit les équations électriques du système dans le repère dq :

$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = V_g - V_c \\ C \frac{dV_c}{dt} = i_{in} - a_d \sum_{k=1}^n i_{d_k} - a_q \sum_{k=1}^n i_{q_k} \\ l_i \frac{di_{d_i}}{dt} = a_d V_c - R_i i_{d_i} - \omega l_i i_{q_i} - e_d \\ l_i \frac{di_{q_i}}{dt} = a_q V_c - R_i i_{q_i} + \omega l_i i_{d_i} - e_q \end{cases} \quad \text{III-19}$$

Après avoir établi ces équations on peut déduire directement le schéma électrique moyen équivalent dans le repère dq :

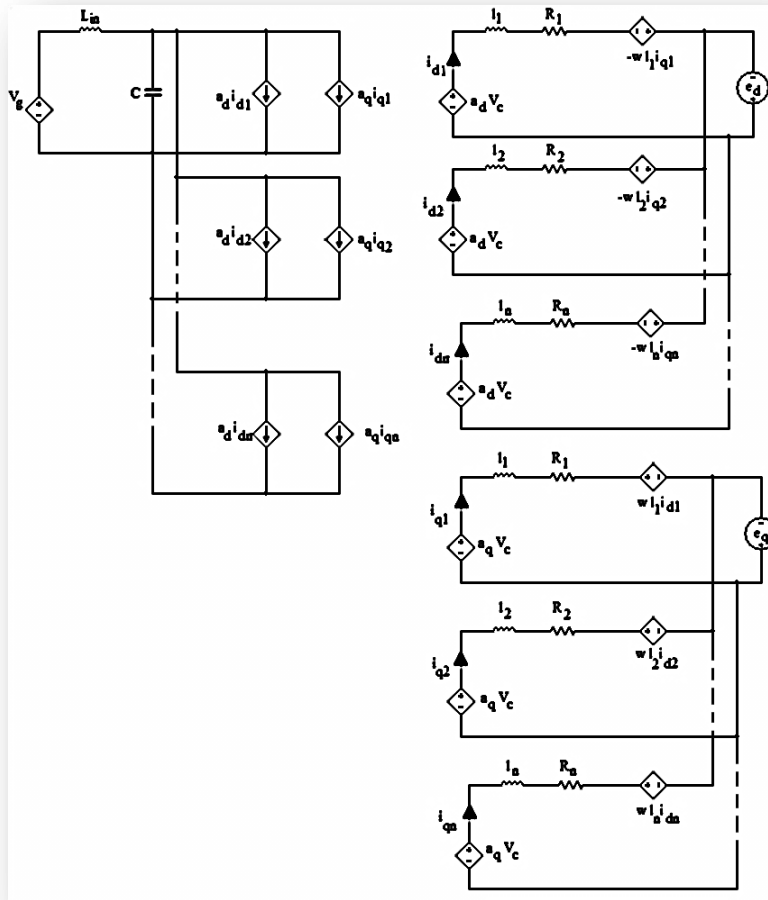


Figure III-2 Schéma équivalent moyen dans le repère dq de 'n' onduleurs mis en parallèle

Le schéma équivalent moyen de la mise en parallèle des « n » onduleurs (Figure III.2) pourrait-être simplifiée en un schéma équivalent moyen représenté par la Figure III-3.

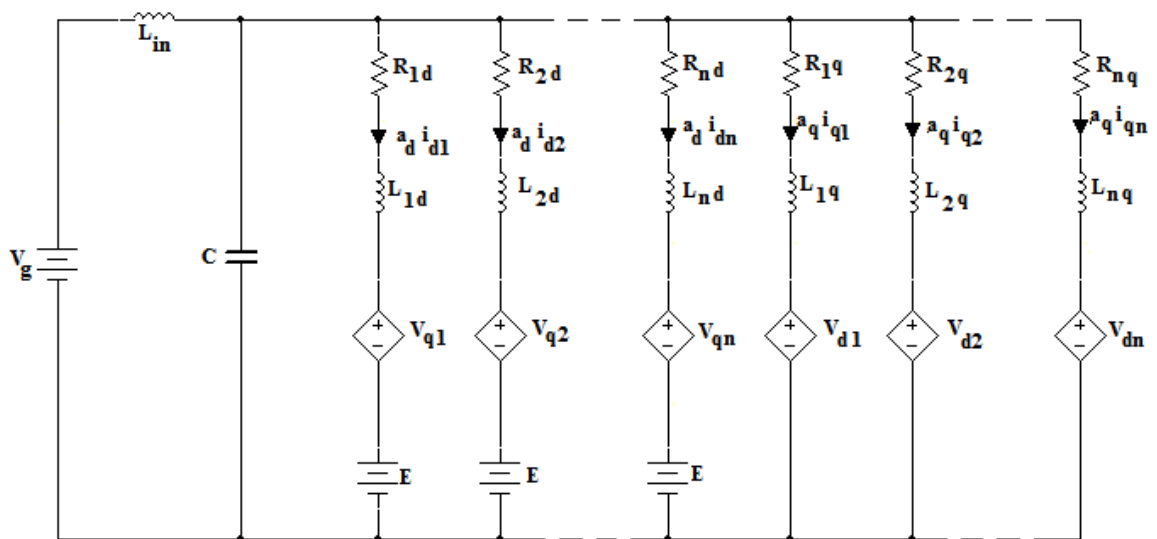


Figure III-3 Schéma équivalent moyen simplifié ramené dans le repère dq

Tel que :

$$R_{i_d} = R_i/a_d^2$$

$$L_{i_d} = L_i/a_d^2$$

$$V_{q_i} = \frac{\omega L_i i_{q_i}}{a_d}$$

$$E = \frac{E_d}{a_d}$$

De même :

$$R_{i_q} = R_i/a_q^2$$

$$L_{i_q} = L_i/a_q^2$$

$$V_{d_i} = \frac{\omega L_i i_{d_i}}{a_q}$$

Si tous les onduleurs sont parfaitement identiques : Le schéma de la Figure III-3 Devient :

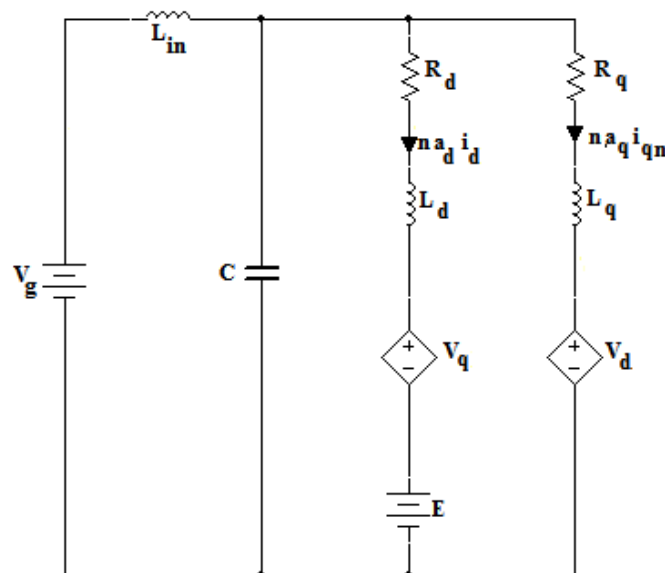


Figure III-4 Schéma équivalent moyen ramené dans le repère dq dans le cas où tous les onduleurs sont identiques

Tel que :

$$R_d = R/a_d^2$$

$$L_d = L/a_d^2$$

$$V_q = \frac{\omega L i_q}{a_d}$$

$$E = \frac{E_d}{a_d}$$

De même :

$$R_q = R/a_q^2$$

$$L_q = L/a_q^2$$

$$V_d = \frac{\omega L i_d}{\alpha_q}$$

On remarque bien qu'en procédant de la manière décrite plus haut, on est arrivé à simplifier énormément le circuit global à n onduleurs en un simple schéma équivalent moyen continu. De ce fait, son étude en régime permanent et dynamique se résume à l'analyse du circuit électrique représenté par cette figure

Vu la complexité des calculs pour des onduleurs à paramètres internes différents, on choisira pour cette mise en parallèle « n » onduleurs identiques.

De ce fait :

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n \text{ et } L_1 = L_2 = \dots = L_n$$

III.1.7 Solutions analytiques de la mise en parallèle d'un nombre donné d'onduleurs

Les différentes fonctions de transfert du système obtenues par la mise en parallèle de « n » onduleurs peuvent être alors décrites par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_{in}(s) = \frac{F_{i_{in}V_g(s)}}{D(s)}V_g(s) + \frac{F_{i_{in}E_d(s)}}{D(s)}E_d(s) \\ V_c(s) = \frac{F_{V_cV_g(s)}}{D(s)}V_g(s) + \frac{F_{V_cE_d(s)}}{D(s)}E_d(s) \\ i_{d_i}(s) = \frac{F_{i_{d_i}V_g(s)}}{D(s)}V_g(s) + \frac{F_{i_{d_i}E_d(s)}}{D(s)(R+Ls)}E_d(s) \\ i_{q_i}(s) = \frac{F_{i_{q_i}V_g(s)}}{D(s)}V_g(s) + \frac{F_{i_{q_i}E_d(s)}}{D(s)}E_d(s) \end{cases} \quad III-20$$

Avec :

$$\begin{aligned} D_n &= 2CL_{in}L^2s^4 + 4CL_{in}LRs^3 + (nL_{in}D_m^2L + 2n^2CL_{in}L^2\omega^2 + 2L^2 + 2CL_{in}R^2)s^2 + (nL_{in}D_m^2R + 4LR)s \\ &\quad + 2(R^2 + n^2L^2\omega^2) \\ F_{n_{i_{in}V_g}} &= (2CL^2s^3 + 4CLRs^2 + (nD_m^2L + 2CR^2 + 2n^2CL\omega^2)s + nD_m^2R) \\ F_{n_{i_{in}E_d}} &= -\sqrt{2}D_m(Ls \cos \varphi + R \cos \varphi - nL\omega \sin \varphi) \\ F_{n_{V_cV_g}} &= 2(L^2s^2 + 2LRs + R^2 + n^2L^2\omega^2) \\ F_{n_{V_cE_d}} &= \sqrt{2}D_mL_{in}s(Ls \cos \varphi + R \cos \varphi - nL\omega \sin \varphi) \\ F_{n_{i_{d_i}V_g}} &= \sqrt{2}D_m(Ls \cos \varphi + R \cos \varphi + nL\omega \sin \varphi) \\ F_{n_{i_{d_i}E_d}} &= -\frac{\left(4CL^2L_{in}s^4 + 8CLL_{in}Rs^3 + (4L^2 + (2n-1)D_m^2LL_{in} + 4CL_{in}R^2 \right. \\ &\quad \left. + 4n(n-1)CL^2L_{in}\omega^2 - D_m^2LL_{in} \cos 2\varphi)s^2 + (8LR + (2n-1)D_m^2L_{in}R - D_m^2L_{in}R \cos 2\varphi)s \right. \\ &\quad \left. + 4R^2 + 4n(n-1)L^2\omega^2 \right)}{2(R+Ls)} \\ F_{n_{i_{q_i}V_g}} &= \sqrt{2}D_m(Ls \sin \varphi + R \sin \varphi - nL\omega \cos \varphi) \\ F_{n_{i_{q_i}E_d}} &= \frac{1}{2}(4CLL_{in}\omega s^2 + L_{in} \sin 2\varphi D_m^2s + 4L\omega) \end{aligned}$$

On remarque bien que toutes les fonctions de transfert partagent la même équation caractéristique ($D(s)$) sauf que celle de $F_{n_{i_{d_i}E_d}}$ possède un autre zéro situé dans le plan fréquentiel à $s=-R/L$. On notera aussi que la position de ces zéros dépend des paramètres $L, R, \varphi, D_m, n, L_{in}$, et C .

À partir des équations précédentes et en utilisant le théorème de la valeur finale ($\lim_{s \rightarrow 0} sF(s) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t)$), On trouve les valeurs du régime permanent:

$$I_{in} = \frac{D_m^2 R^2 n V_g - \sqrt{2} E_d D_m ((L^2 n^3 \omega^2 \cos \varphi - L^2 n^2 \omega^2 \cos \varphi) + Rn(L\omega \sin \varphi - R \cos \varphi))}{2R(L^2 n^2 \omega^2 + R^2)}$$

$$V_c = V_g$$

$$I_d = \frac{2\sqrt{2} D_m R V_g (R \cos \varphi + Ln \omega \sin \varphi) - E_d (4n(n-1)L^2 \omega^2 + 4R^2)}{4R(L^2 n^2 \omega^2 + R^2)}$$

$$I_q = \frac{L\omega(2E_d - \sqrt{2} D_m V_g n \cos \varphi) + \sqrt{2} D_m R V_g \sin \varphi}{2(L^2 n^2 \omega^2 + R^2)}$$

Ces équations décrivent le fonctionnement des « n » onduleurs identiques mis en parallèle en régime permanent et ce quelque soit leur nombre.

Le régime permanent en boucle ouverte est atteint suivant des performances qui ne sont pas peut-être acceptables. Pour cela l'étude de la stabilité du circuit global en boucle ouverte devient plus que nécessaire.

III.2 Analyse des performances du système modulaire redondant

III.2.1 Introduction

Les équations analytiques des fonctions de transfert obtenues permettent d'analyser les performances des « n » onduleurs mis en parallèle et ce par l'utilisation des lieux des racines des pôles et des zéros des différentes fonctions de transfert.

III.2.2 Etude du système en boucle ouverte

Un système en boucle ouverte se caractérise par ses grandeurs d'entrée, sa fonction de transfert et ses grandeurs de sortie.

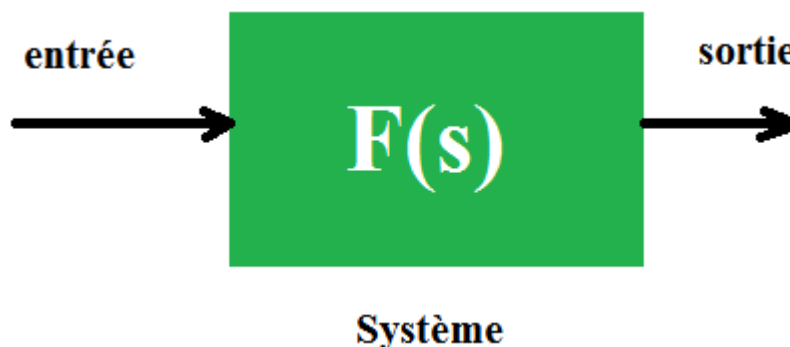


Figure III-5. Système en boucle ouverte

D'après les fonctions de transfert trouvées, l'équation caractéristique d'ordre quatre montre bien que la position des zéros dépend de « n, L, R, L_{in} ».

L'on remarque bien que pour une résistance de ligne égale à zéro, une paire de pôles des différentes fonctions de transfert va être très proche de l'axe imaginaire. Cela va contribuer à la dégradation des performances du circuit global.

Pour illustrer cela, un exemple d'application cité dans le tableau suivant sera étudié.

Tension d'entrée	$V_g = 1000 V$
Filtre d'entrée	$L_{in} = 10 mH$ $C = 10mF$
Onduleurs	nombre d'onduleurs $n = 3$ Puissance de chaque onduleurs $P = 865kW$ $\varphi = 97^\circ$
Paramètres de la ligne de sortie de chaque onduleur	$L_i = 100 \mu H$ $R_i = 64 m\Omega$
Réseau	$L = 16,67 \mu H$ $E = 220 V$ $f = 50 Hz$

Tableau III-1 Exemple d'application

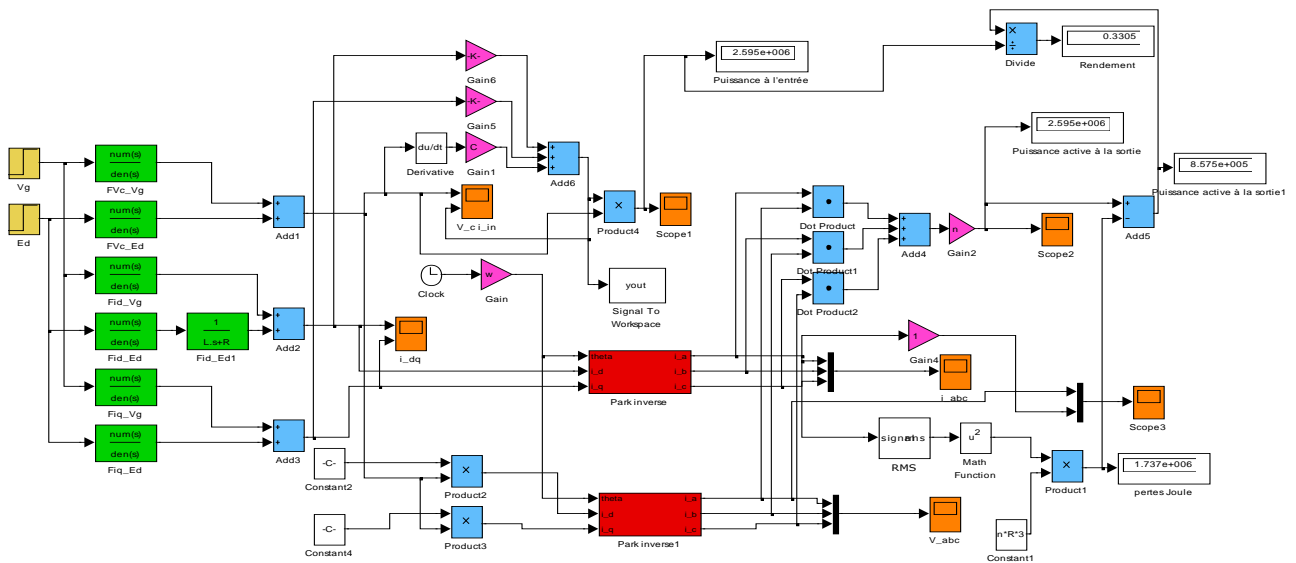


Figure III-6 Modèle de simulation sur Simulink pour l'étude en boucle ouverte

En faisant l'application numérique pour les fonctions de transfert retrouvée précédemment, on trouve

$$i_{in}(s) = \frac{100(s+96,22)(s^2 + 757,1s + 1,288 \cdot 10^6)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^6)} V_g(s) - \frac{304,5255(s-192,6)(s^2 + 619s + 4,052 \cdot 10^5)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^5)} E_d(s)$$

$$V_c(s) = \frac{10000(s^2 + 853,3s + 1,07 \cdot 10^6)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^6)} V_g(s) - \frac{30464,2243s(s + 8230)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^6)} E_d(s)$$

$$i_{d_i}(s) = \frac{-3046422,433(s - 7376)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^6)} V_g(s) - \frac{(s + 426,6)(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 723,5s + 9,714 \cdot 10^5)}{25221656,6383(s + 540,5)} E_d(s)$$

$$i_{q_i}(s) = \frac{2094255,4854(s^2 - 36,69s + 10^4)}{(s^2 + 97,93s + 8307)(s^2 + 755,3s + 1,288 \cdot 10^6)} E_d(s)$$

Dans ce cas de figure toutes les fonctions de transfert ont les mêmes pôles sauf la fonction i_{d_i}/E_d qui a un pôle réel négatif supplémentaire, il s'agit de $(-R/L)$

$$\text{Pour } R=0,064\Omega \begin{cases} p_{12} = -377,7 \pm i 1070,4 \\ p_{34} = -49 \pm i 76,9 \\ p_{sup} = -0,4266 \text{ Juste pour la fonction } i_{d_i}/E_d \end{cases}$$

III.2.3 L'effet de la résistance de synchronisme sur les performances du système

Dans le cas où la résistance de ligne (généralement appelée résistance de synchronisme) est prise égale à zéro l'équation caractéristique des différentes fonctions de transfert s'écrit :

$$D_n = 2CL_{in}L^2s^4 + (nL_{in}D_m^2L + 2n^2CL_{in}L^2\omega^2 + 2L^2)s^2 + 2n^2L^2\omega^2$$

Pour l'exemple d'application donné par le tableau 1

Les pôles des différentes fonctions de transfert deviennent :

$$\text{Pour } R=0\Omega \begin{cases} p_{12} = \pm i 1086,8 \\ p_{34} = \pm i 86,7 \\ p_{sup} = 0 \text{ Juste pour la fonction } "i_{d_i}/E_d " \end{cases}$$

On constate que les pôles sont situés sur l'axe imaginaire c.à.d. que le système est instable. De ce fait, on doit choisir une résistance non nulle (ce qui est toujours le cas) pour que le fonctionnement soit stable.

On voit bien dans la figure III.6 que la valeur de R influe beaucoup sur la position des pôles, plus elle est faible et plus les pôles s'approchent de l'axe imaginaire et vis versa.

On remarque que pour une résistance de synchronisme nulle, la présence d'une paire de pôles dans le demi-plan droit rend le système instable (Figure III-7)

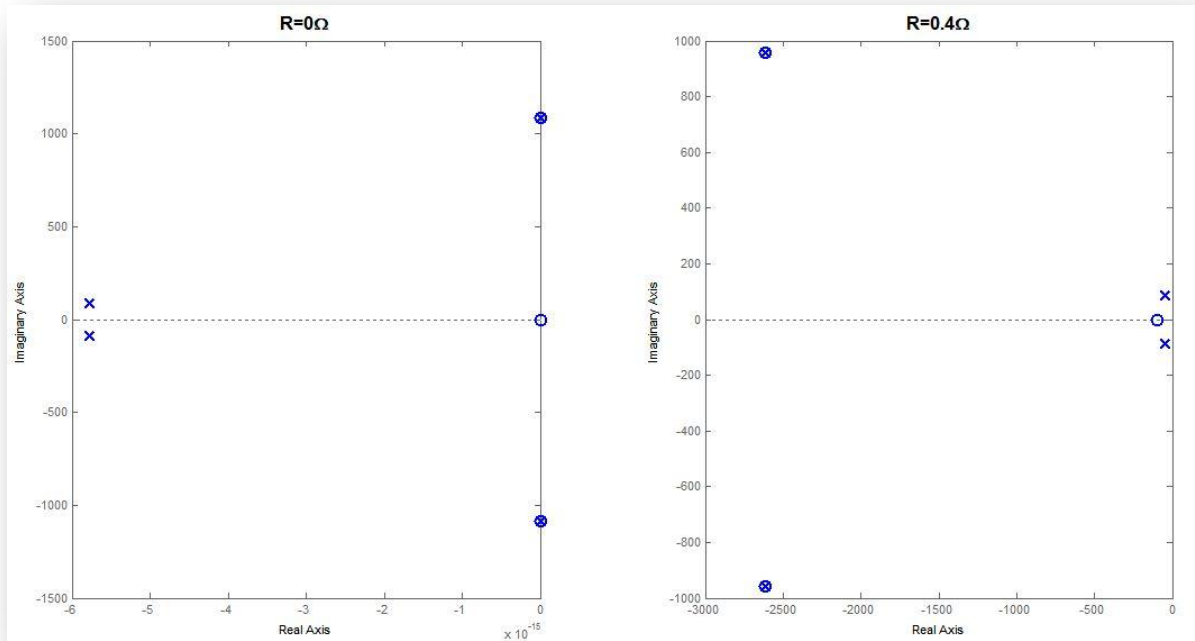


Figure III-7 Lieux des racines de la fonction de transfert i_{in}/V_g pour $R=0\Omega$ et $R=0.4\Omega$

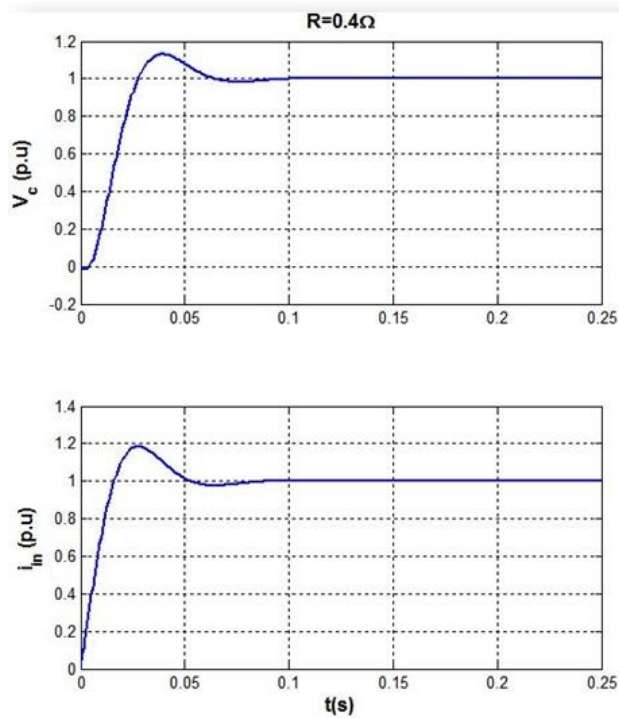


Figure III-8 Forme de courant d'entrée (a) et tension d'entrée (b) pour $R=0.4\Omega$

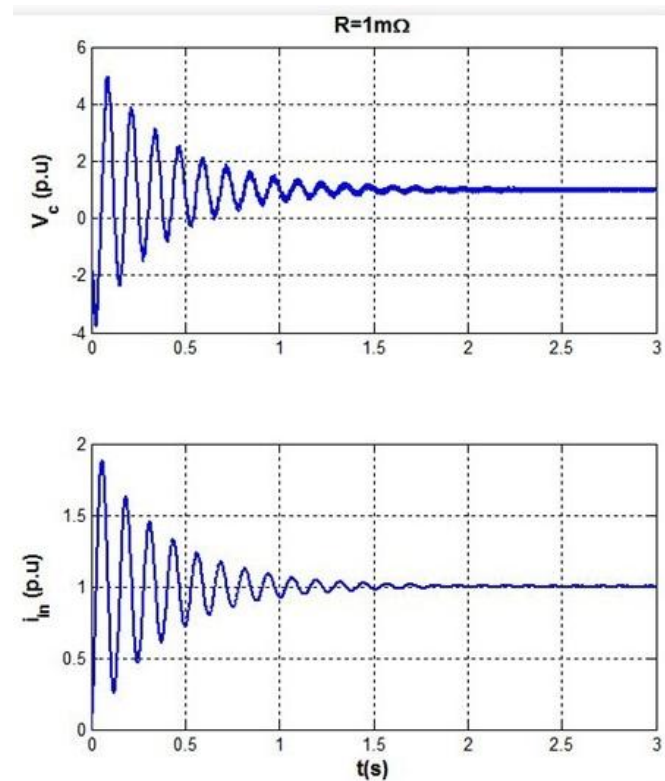


Figure III-9 Forme de courant d'entrée (a) et tension d'entrée (b) pour $R=1m\Omega$

On constate que pour une résistance de synchronisme plus grande le système est plus amorti et plus rapide (*Figure III-8 et Figure III-9*). C'est là où pourrait intervenir une bonne régulation qui jouera le rôle d'une résistance de synchronisme fictive. De ce fait, les performances exigées par un cahier de charge pourraient être atteintes.

Un système à rendement acceptable nous impose une faible résistance de synchronisme et cela va à l'encontre des performances du circuit global. Pour la commande choisie, ceci nécessitera une régulation avec un correcteur qui permettra d'atteindre les performances désirées.

La figure III.10 montre bien l'influence de la résistance de synchronisme sur la position des pôles et par suite, les performances du circuit global.

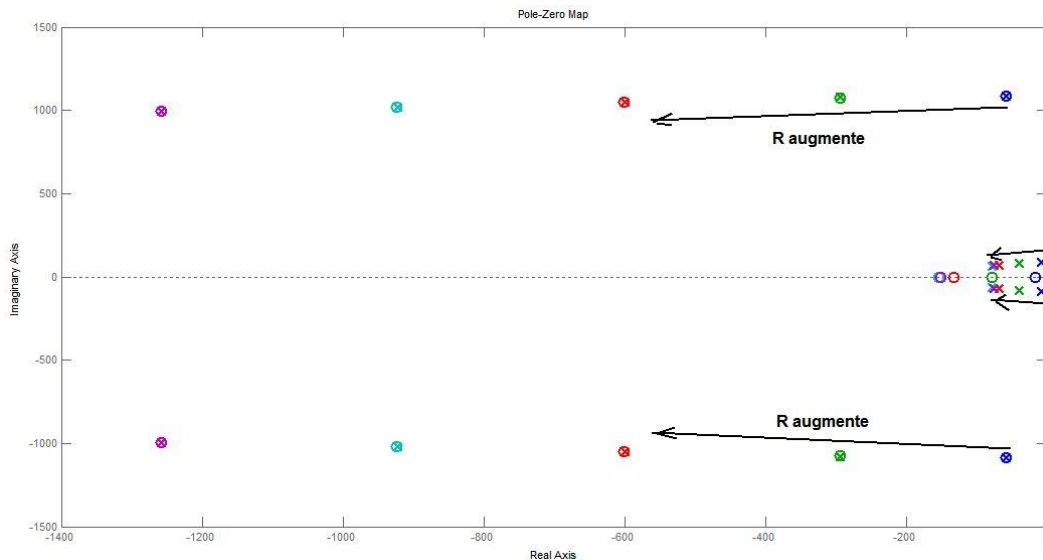


Figure III-10 Evolution de la position des pôles selon les valeurs de R

On constate bien que la position des pôles change considérablement quand R varie. On remarque qu’en augmentant R la partie réelle des pôles augmente négativement tout en s’éloignant de l’axe imaginaire. De ce fait le système sera plus stable et plus performant. Néanmoins, une grande résistance entrainera des pertes Joule considérables ce qui dégrade le rendement. Il faudra alors choisir une résistance de synchronisme appréciable pour un fonctionnement stable et plus efficient.

III.2.4 L’effet du nombre d’onduleurs sur la stabilité du système

Dans les Figures III-11 et III-12, il est bien remarquable qu’en augmentant le nombre de modules en parallèle la partie réelle des pôles du système s’éloignent de plus en plus de l’axe imaginaire. Cet éloignement est accompagné par une augmentation de la partie imaginaire, ceci va augmenter l’ondulation du courant et de la tension d’entrée et ralentir la réponse du système ce qui est bien clair sur les Figures III-13 et III-14.

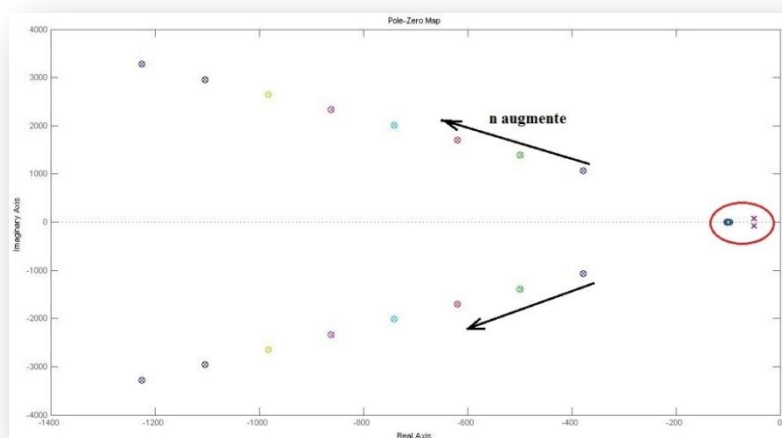


Figure III-11 Evolution des pôles et des zéros de la fonction $i_{in}(s)/V_g(s)$ selon n



Figure III-12 Zoom pris de la figure précédente

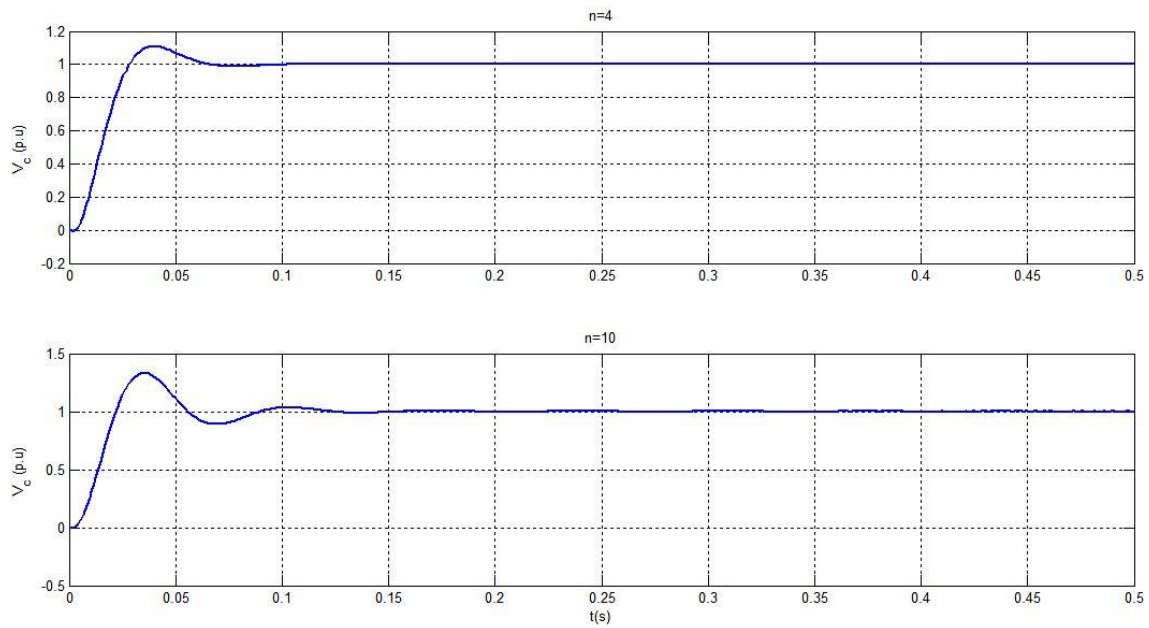


Figure III-13 Formes de la tension d'entrée pour $n=4$ et $n=10$

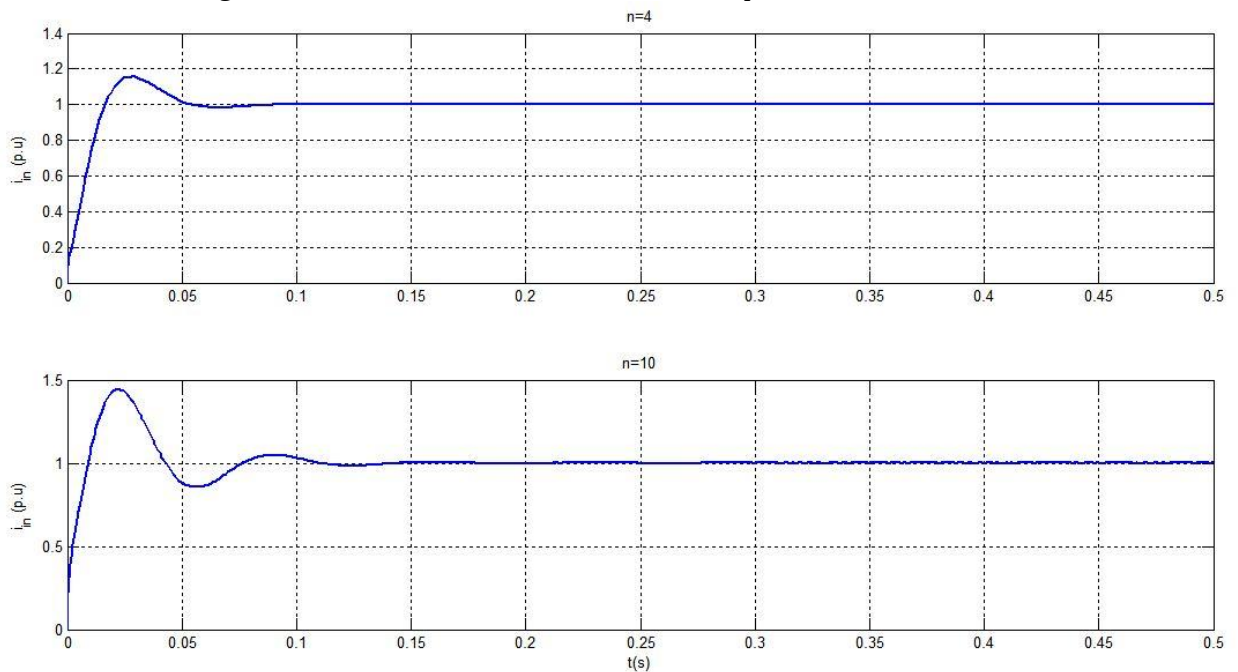


Figure III-14 Formes du courant d'entrée pour $n=4$ et $n=10$

III.2.5 Forme des courants et des tensions de sortie en boucle ouverte pour $n=3$

Après le passage du régime transitoire, le courant et la tension de sortie (Figure III-12) sont parfaitement sinusoïdaux. Le déphasage entre la tension et le courant de sortie est très faible. (Voir équations VI-6 en annexe).

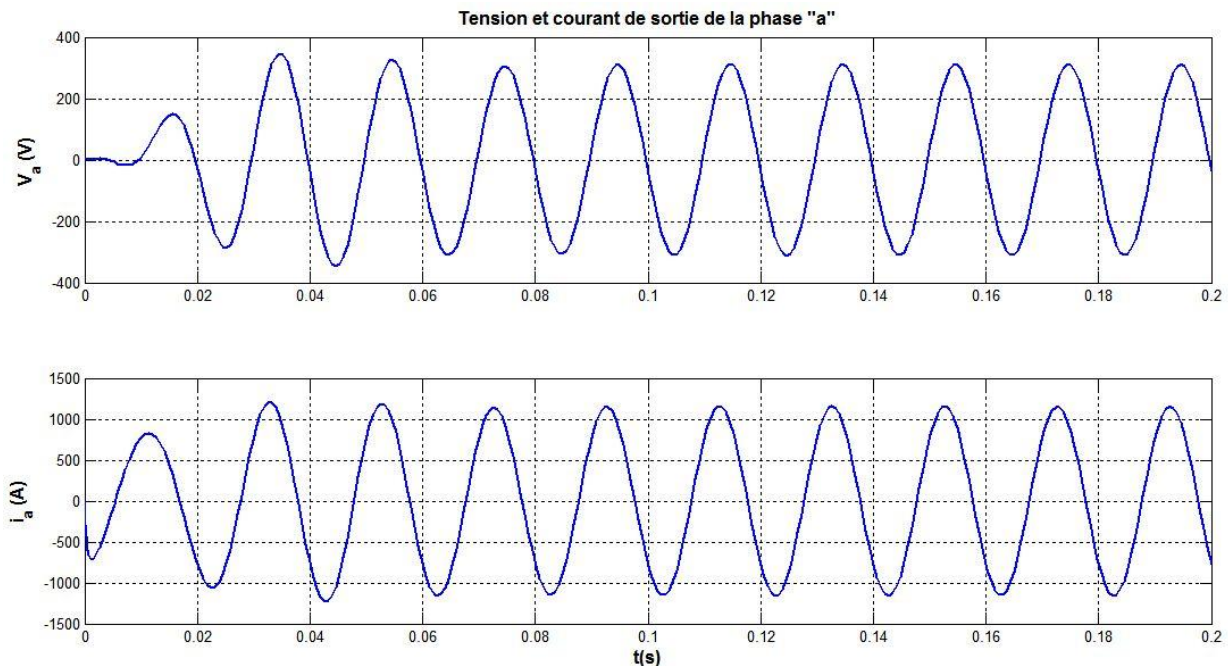


Figure III-15 Forme de la tension et du courant de sortie en boucle ouverte de la phase « A » de l'un des trois onduleurs

III.3 Conclusion

La moyenne dans l'espace d'état nous a permis d'élaborer un schéma équivalent moyen simple à étudier et de trouver les différentes fonctions de transfert. Ceci, va nous permettre d'analyser les performances du système en boucle ouverte par un calcul précis de la position des zéros des équations caractéristiques.

Leurs positions est liée étroitement à la valeur de la résistance de synchronisme, du nombre « n » d'onduleurs mis en parallèle et les différents paramètres du circuit. La valeur de la résistance de synchronisme joue un rôle important dans la stabilité du système au dépend du rendement. Pour cela, une régulation en boucle fermée sera abordée dans le chapitre IV.

Chapitre IV

*Etudes, modélisation et asservissement de la chaîne :
« Onduleur de tension-Ligne de transport-Réseau »*

Introduction

Les buts recherchés dans ce chapitre sont la modélisation en temps réel, la régulation des courants et enfin la validation de la chaîne « Source continue-Onduleur de tension-Ligne de transport-Réseau », avec ou sans défauts sous le logiciel Matlab/Simulink, Simpower.

La première partie de ce chapitre inclut la présentation vectorielle des différents états de l'onduleur de tension en vue de la commande SVPWM.

Puis, la présentation du modèle moyen, topologique et dans le repère de Park d'un onduleur de tension. Les mêmes démarches seront suivies pour en tirer le modèle moyen dans le repère de Park de l'association « VSI-Ligne de transport-Réseau ».

Enfin en s'appuyant sur un ensemble d'hypothèses, on réalise la généralisation pour « n » onduleurs en parallèle.

La phase de validation et régulation, sera présentée dans la dernière partie de ce chapitre, avec deux choix pour n :

- *n=4 pour la simulation et régulation de quatre onduleurs connectés en parallèle.*
- *n=10 pour la simulation et régulation d'un système de 10 onduleurs connectés en parallèle avec un réseau comportant des éléments non linaires.*

IV.1 La présentation vectorielle de l'onduleur triphasé en vue de sa commande

Pour une étude complète on prend en considération le régime du neutre comme le montre la figure IV-1.

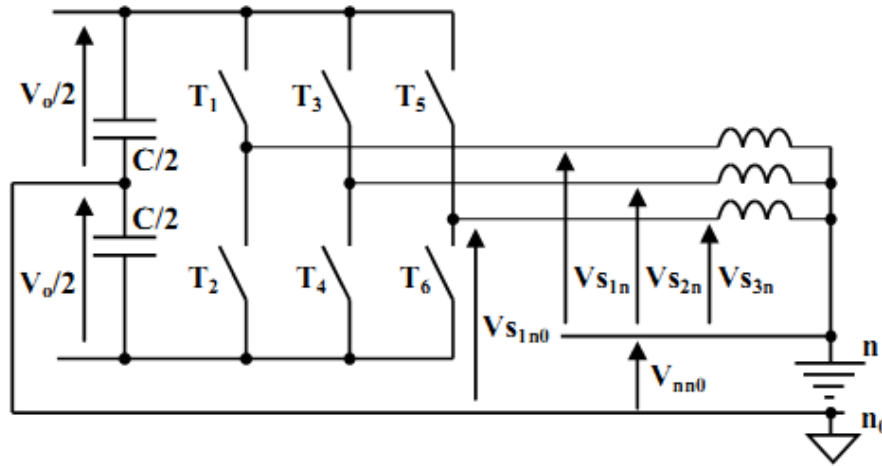


Figure IV-1 Circuit montrant les références retenues des tensions pour la modélisation de l'onduleur de tension

Le neutre fictif n_0 est défini comme référence des tensions du côté onduleur, il est créé par des condensateurs fictifs $C/2$ représentant le condensateur réel du bus continu de l'onduleur de valeur C , en d'autres termes le neutre n_0 est défini pour prendre en compte la capacité du bus continu exprimée en général par C pour le filtrage du courant d'entrée.

Le système de tension ainsi obtenu sera :

$$V_{S1n0} = V_{S1n} + V_{nn0} \tag{IV-1}$$

$$V_{S2n0} = V_{S2n} + V_{nn0} \tag{IV-2}$$

$$V_{S3n0} = V_{S3n} + V_{nn0} \tag{IV-3}$$

A partir des hypothèses tirées de [16; 10; 17; 18] , les tensions de sortie sont triphasées équilibrées. Par suite les tensions entre les deux neutres seront de la forme :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(V_{S1n0} + V_{S2n0} + V_{S3n0}) \tag{IV-4}$$

Ceci en partant de :

$$\sum_{i=1}^3 V_{S_{in}} = 0 \tag{IV-5}$$

L'onduleur de tension triphasé peut être commandé selon les huit possibilités correspondantes à l'ensemble des états possibles de l'onduleur formant ainsi les huit vecteurs d'états pour la commande de l'onduleur de tension [38]. On aura alors le tableau suivant représentant les huit états des interrupteurs :

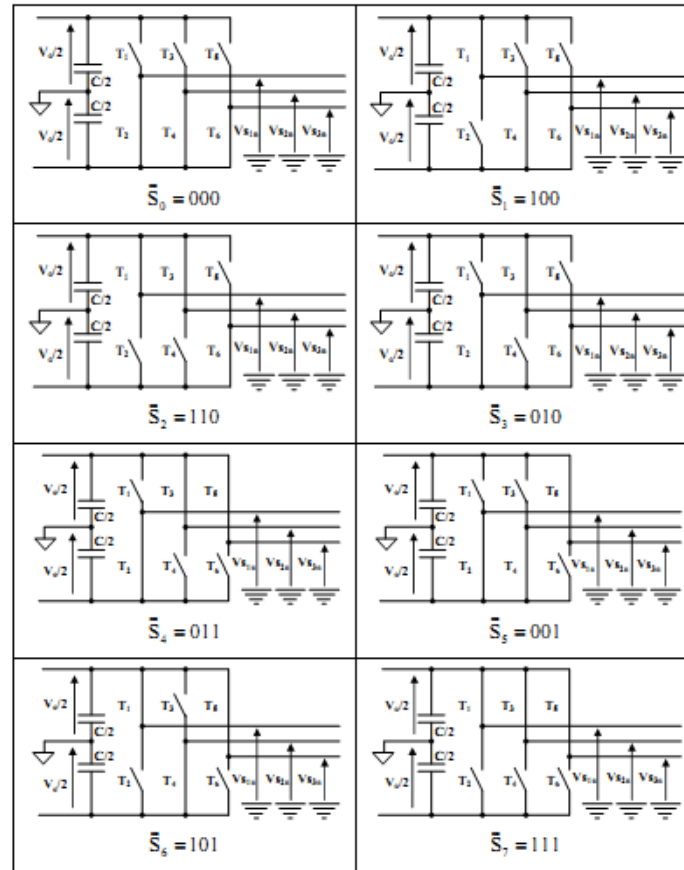


Figure IV-2 Représentation des huit états de l'onduleur de tension triphasé [16]

Exemple la position : 110

$$V_{1n0} = +V_0/2, V_{2n0} = +V_0/2, V_{3n0} = -V_0/2$$

On néglige le passage par zéro [16], et comme déjà mentionné, on prend les fonctions de commutation comme suit :

- $U_i = +1$; l'interrupteur du haut de la phase i est passant et celui du bas bloqué.
- De même, si $U_i = -1$ alors l'interrupteur du bas de la phase i est passant et celui du haut bloqué. Pour cela, on peut obtenir :

$$V_{sin0} = U_i * \frac{V_0}{2} \tag{IV-6}$$

On aura le vecteur suivant :

$$\vec{s} = \{U_1, U_2, U_3\} \tag{IV-7}$$

Le vecteur des tensions de l'onduleur peut être décrit comme :

$$\vec{V} = k \{V_{s1n0}, V_{s2n0} * e^{j\frac{2\pi}{3}}, V_{s3n0} * e^{j\frac{4\pi}{3}}\} \tag{IV-8}$$

Tel que $k = \frac{2}{3}$, [16].

Pour la conservation des grandeurs électriques. Par translation, une équation du vecteur de tension relative au neutre n , peut être ainsi définie comme suit :

$$\vec{V} = \frac{2}{3} \{V_{s1n} + V_{s2n} * e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{s3n} * e^{j\frac{4\pi}{3}}\} \tag{IV-9}$$

Pour cela, en se référant au tableau déjà donné, et selon les huit états des interrupteurs on pourra par la suite obtenir le schéma vectoriel décrivant le

fonctionnement vectoriel total de tout onduleur de tension par prise en compte du système de neutre.

Après notre minutieuse vérification des travaux de [39; 16; 40] concernant la représentation vectorielle d'un onduleur de tension nous introduisons la configuration connue d'un onduleur de tension :

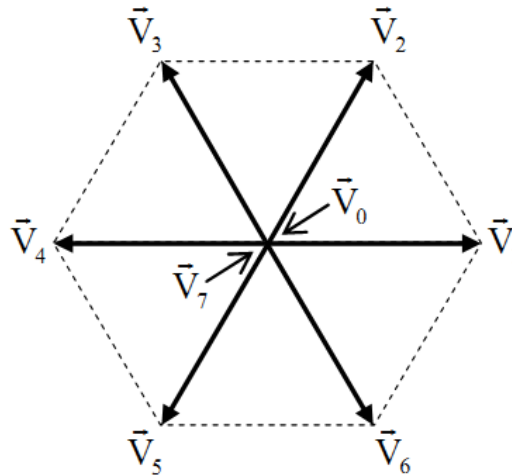


Figure IV-3 Représentation des huit états de l'onduleur sous forme vectorielle. [16; 28; 11; 41]

IV.1.1 Exemple d'exploitation de la configuration vectorielle du VSI

Nous nous sommes inspirés d'un travail fait par [16], qui a exploité l'un des systèmes vectoriels pour le cas de la commande pleine onde.

Dans le cas de la commande pleine onde, chaque interrupteur va conduire durant la moitié de la période du réseau. Vu que l'onduleur présente un système vectoriel de six vecteurs, la période total sera divisée par six donc (T/6), ce qui revient à dire que chaque interrupteur va conduire durant 3 intervalles de durée (T/6).

Sachant que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}(Vs_{1n0} + Vs_{2n0} + Vs_{3n0}) \tag{IV-10}$$

Et :

$$Vs_{in0} = Vs_{in} + V_{nn0} \tag{IV-11}$$

Alors on aura le schéma suivant :

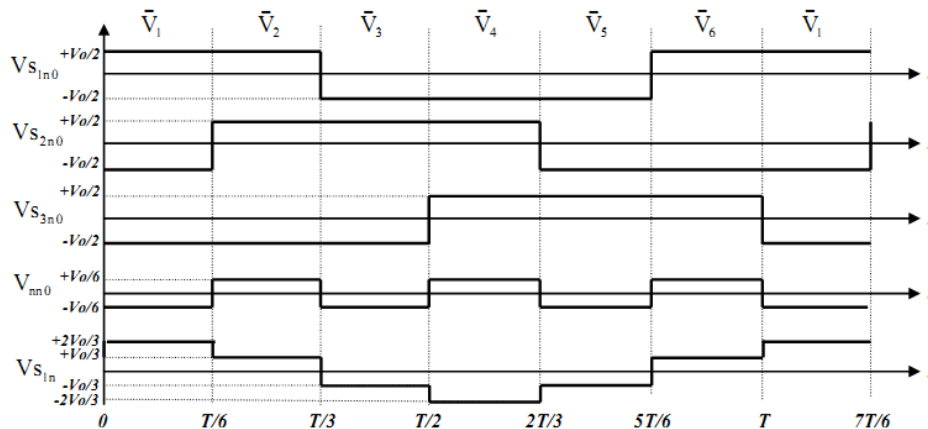


Figure IV-4 Vecteurs d'états pour la commande en pleine onde de l'onduleur de tension [16]

Finalement, l'on remarque bien que les facteurs 1/6, 2/3 et 1/2 affectés à la tension d'entrée V_0 apparaissent dans la construction des tensions de sorties de VSI.

On constate que les vecteurs des tensions passent par le sommet de l'hexagone tout les $1/6^{\text{ième}}$ de la période de l'étude.

IV.2 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Comme il a été déjà mentionné, la simulation d'un équipement électrique passe d'abord par une phase de modélisation qui consiste à la mise en équation du système, puis vient une phase de programmation pour intégrer le modèle au simulateur informatique et enfin la phase de simulation.

Cette démarche est suivie par de nombreux travaux à savoir : [16; 38; 10; 18; 17] et [37].

En général, les deux facteurs qui posent problèmes sont la finesse de représentation et le temps de calcul requis pour simuler les modèles générés.

Dans cette partie on traitera les modélisations : moyenne, topologique, et modèle moyen sous Park de :

- L'onduleur de tension
- Une chaîne onduleur-réseau électrique

Puis on traitera le problème de la régulation de courant pour un partage équitable le long des « n » onduleurs mis en parallèle.

Notre travail sera consacré uniquement à la régulation et le partage des courants selon la démarche suivante :

- 1) Modéliser « 1 » onduleur de tension (modèle moyen et modèle moyen sous Park).
- 2) Modéliser la chaîne « onduleur-réseau » avec prise en compte des modèles de l'onduleur de tension.
- 3) Asservissement de tout le système onduleur-réseau et généralisation à « n » onduleurs.
- 4) Simulation et validation des modèles sous Matlab/Simpower.
- 5) Discussion sur le comportement des régulateurs face à quelques défauts ou avaries.

IV.2.1 Le modèle topologique

On adopte les nominations suivantes : l'onduleur de tension sera commandé par les signaux U_i tel que :

- 1) $i = (1, -1)$ par [10; 18; 17].
- 2) $i \neq 0$ négligence des temps morts [16].

La commande est de type :

- Interrupteur de haut passant alors : $U_i = 1$
- Interrupteur est bloqué alors : $U_i = -1$

De plus, si $U_i = 1$ alors son complément $U_i = -1$.

Le schéma de l'onduleur de tension de notre application est le suivant :

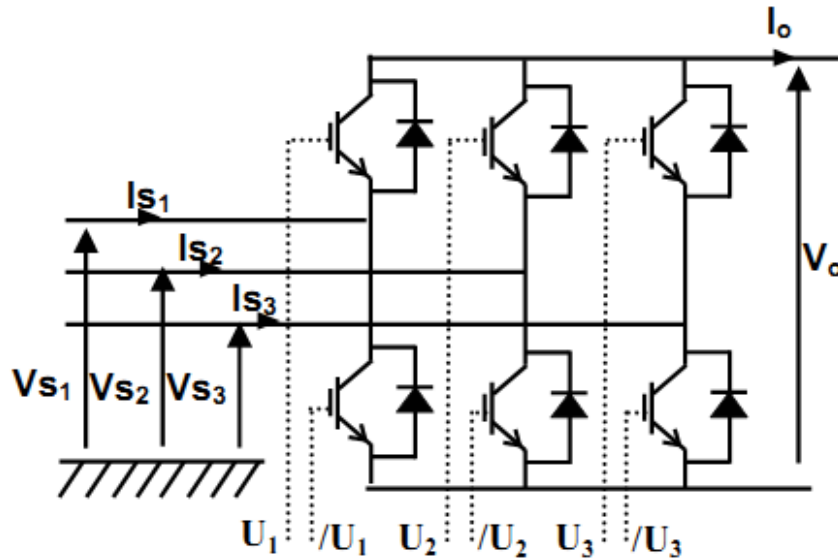


Figure IV-5 Schéma du circuit électrique de l'onduleur de tension triphasé

A partir du vecteur d'état de l'onduleur de tension et en considérant ce qui suit :

- Les tensions triphasées V_{si} obtenues sont référencées par rapport au neutre.
- La convention du sens du courant mentionné sur la *Figure IV-5*(et ce pour une simplification de calcul).
- En supposant que le neutre de l'onduleur du côté alternatif n'est pas raccordé, ($\sum_{i=1}^3 I_{si}=0$), donc pas de courant homopolaire ni de déséquilibre [16].

On aura les équations suivantes reliant la tension du bus continu V_0 et les tensions alternatives (*équation IV-12*), ainsi que la relation entre le courant du bus continu et les courants alternatifs du bus alternatif (*équation IV-13*)

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2U_1 - U_2 - U_3 \\ -U_1 + 2U_2 - U_3 \\ -U_1 - U_2 + 2U_3 \end{bmatrix} \cdot V_0 \quad IV-12$$

$$I_{s0} = \frac{1}{2} \cdot [U_1 U_2 U_3] \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad IV-13$$

Le modèle topologique en entrée sortie d' « un » onduleur sera :

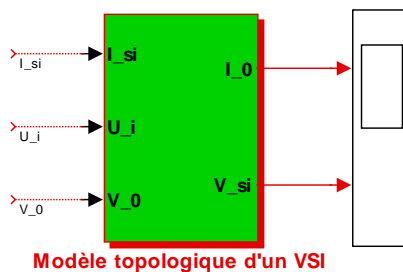


Figure IV-6 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle topologique du VSI

IV.2.2 Le modèle moyen

La moyenne glissante est appliquée aux équations (IV-12 et IV-13) pour obtenir:

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s1} \rangle \\ \langle V_{s2} \rangle \\ \langle V_{s3} \rangle \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2\langle U_1 V_0 \rangle - \langle U_2 V_0 \rangle - \langle U_3 V_0 \rangle \\ -\langle U_1 V_0 \rangle + 2\langle U_2 V_0 \rangle - \langle U_3 V_0 \rangle \\ -\langle U_1 V_0 \rangle - \langle U_3 V_0 \rangle + 2\langle U_3 V_0 \rangle \end{bmatrix} \quad IV-14$$

Et :

$$\langle I_0 \rangle = \frac{1}{2} [\langle U_1 I_{s1} \rangle \quad \langle U_2 I_{s2} \rangle \quad \langle U_3 I_{s3} \rangle] \quad IV-15$$

On remarque l'apparition de termes couplés " $\langle U_i V_0 \rangle$ et $\langle U_i I_{si} \rangle$ ".

Ceci a bien été relaté par la méthode SSAM, et le modèle moyen classique détaillé par [10],

En s'appuyant sur [16; 10]

$$\langle U_i V_0 \rangle \sim \langle U_i \rangle \langle V_0 \rangle \quad IV-16$$

$$\langle U_i I_{si} \rangle \sim \langle U_i \rangle \langle I_{si} \rangle \quad IV-17$$

Et d'après la SSAM :

$$\langle U_i V_0 \rangle = \sum_{k=-n}^n \langle U_i \rangle_k \langle V_0 \rangle_{-k} \quad IV-18$$

$$\langle U_i I_{si} \rangle = \sum_{k=-n}^n \langle U_i \rangle_k \langle I_{si} \rangle_{-k} \quad IV-19$$

IV.2.3 Le modèle moyen de l'onduleur à MLI commandé par ses modulantes

On suppose que la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI.

L'hypothèse a été validée par [16].

Donc le modèle moyen peut être commandé directement par les modulantes,

$$\langle U_i \rangle_0 \sim \beta_i IV \quad IV-20$$

Alors on aura les systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s1} \rangle \\ \langle V_{s2} \rangle \\ \langle V_{s3} \rangle \end{bmatrix} = 1/6 \begin{bmatrix} 2\beta_1 - \beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 + 2\beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 - \beta_2 + 2\beta_3 \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle_0 \quad IV-21$$

$$\langle I_0 \rangle = \frac{1}{2} \cdot [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle \\ \langle I_{s2} \rangle \\ \langle I_{s3} \rangle \end{bmatrix} \quad IV-22$$

Alors l'onduleur moyen se schématise par la Figure IV-7 :

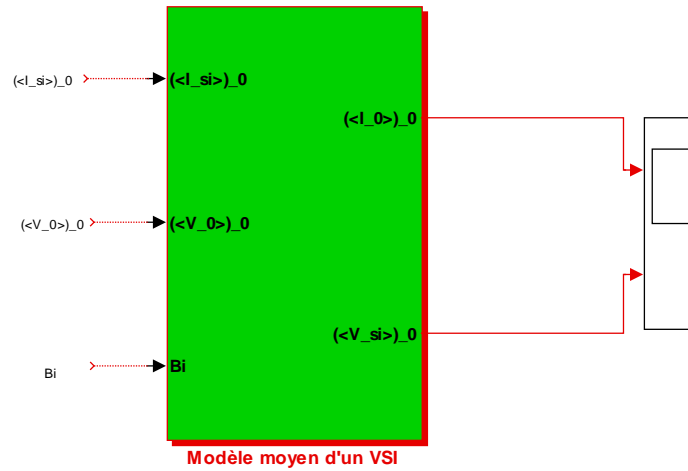


Figure IV-8 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen du VSI.

IV.2.4 Le modèle moyen de l'onduleur dans le repère de Park

En appliquant le modèle de Park, sur les équations du modèle moyen :

$$\langle I_0 \rangle = \frac{3}{4} [\beta_d \quad \beta_q] \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} \quad IV-23$$

$$\begin{bmatrix} \langle V_{sd} \rangle \\ \langle V_{sq} \rangle \end{bmatrix} = 1/2 \begin{bmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle \quad IV-24$$

Enfin, on aura un système dans le référentiel de Park tel que suit :

$$\langle I_0 \rangle = \frac{3}{4} [\beta_d \quad \beta_q] \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} \quad IV-25$$

$$\begin{bmatrix} \langle V_{sd} \rangle \\ \langle V_{sq} \rangle \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \beta_d \\ \beta_q \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle \quad IV-26$$

En fin le modèle moyen d'un onduleur de tension dans un référentiel de Park aura comme entrées et sorties ce qui suit :

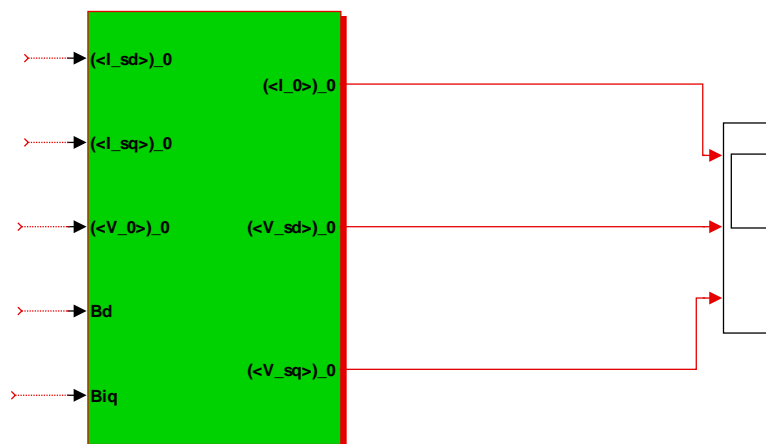


Figure IV-9 Représentation schématique du modèle moyen d'un onduleur de tension dans un référentiel de Park

IV.3 Modélisation d'un réseau avec onduleur de tension

IV.3.1 Introduction

Rappelons que l'objectif de ce chapitre est de démontrer la délicatesse d'une connexion de « n » onduleurs en parallèle à un réseau, car comme on va le montrer, le fait de connecter, modéliser, simuler « UN » onduleur au réseau s'avère délicat.

IV.3.2 Connexion de la source primaire au réseau

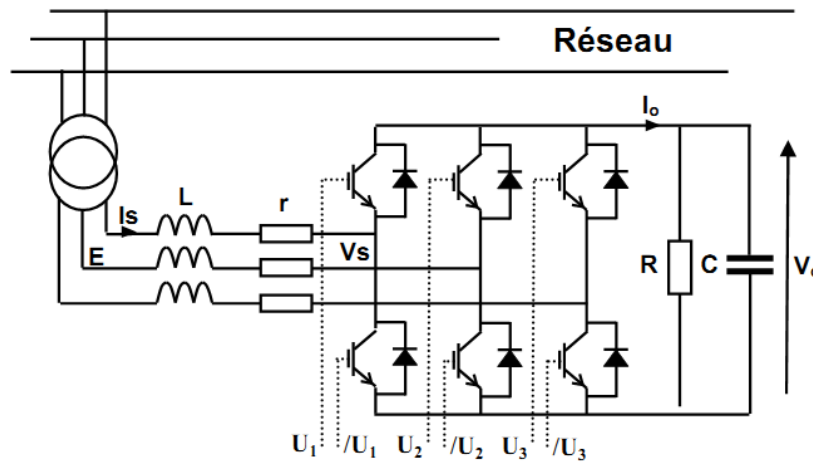


Figure IV-10 Schéma du circuit électrique de la chaîne « source primaire-onduleur-ligne-réseau »

IV.3.3 Le modèle moyen du système onduleur-ligne-réseau

Le passage du modèle topologique au modèle moyen [16; 10; 18] sera opéré de la même manière que cela a été fait pour le cas de la modélisation de l'onduleur de tension tout seul. Les équations suivantes sont obtenues :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle \\ \langle I_{s2} \rangle \\ \langle I_{s3} \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle \\ \langle I_{s2} \rangle \\ \langle I_{s3} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle E_1 \rangle \\ \langle E_2 \rangle \\ \langle E_3 \rangle \end{bmatrix} - \frac{1}{L6} \cdot \begin{bmatrix} 2\beta_1 - \beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 + 2\beta_2 - \beta_3 \\ -\beta_1 - \beta_2 + 2\beta_3 \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle \quad IV-28$$

$$\frac{d\langle V_c \rangle}{dt} = \frac{1}{2C} [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] \begin{bmatrix} \langle I_{s1} \rangle \\ \langle I_{s2} \rangle \\ \langle I_{s3} \rangle \end{bmatrix} - \frac{\langle V_0 \rangle}{RC} \quad IV-29$$

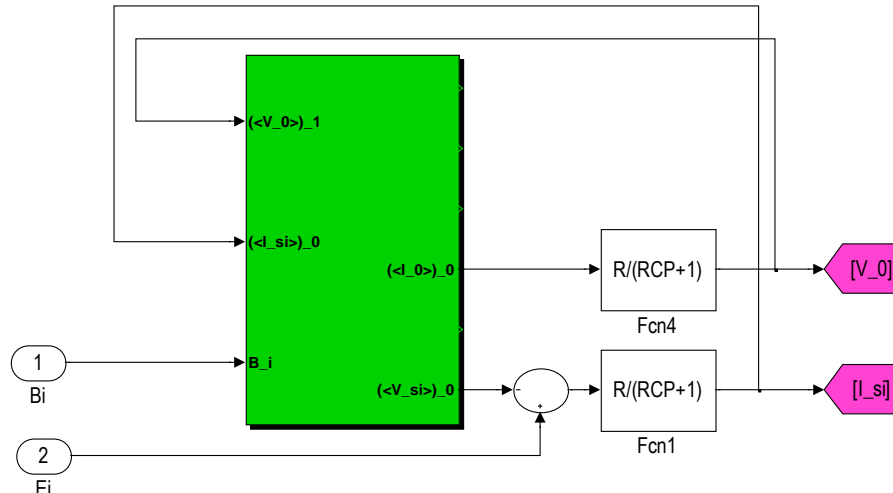


Figure IV-11 Représentation schématique du modèle moyen du système « onduleur-ligne-réseau »

IV.3.4 Le modèle dans le référentiel de Park

En négligeant le fonctionnement en homopolaire, comme cela a été déjà expliqué, Alors, le système matriciel sera:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle E_{sd} \rangle \\ \langle E_{sq} \rangle \end{bmatrix} - \left(\frac{1}{2L}\right) \begin{bmatrix} \beta_{sd} \\ \beta_{dq} \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle \quad \text{IV-30}$$

Et :

$$\frac{d\langle V_c \rangle}{dt} = \frac{1}{4C} [\beta_d \quad \beta_q] \begin{bmatrix} \langle I_{sd} \rangle \\ \langle I_{sq} \rangle \end{bmatrix} - \frac{\langle V_0 \rangle}{RC} \quad \text{IV-31}$$

Le schéma de l'onduleur connecté au réseau dans le référentiel de Park est simplement inspiré de celui du modèle moyen mais en faisant attention aux composantes des courants, car dans ce cas on n'aura pas les courants triphasés en sorties I_{si} , mais par contre, des courants I_{dq} qu'il faut absolument injecter pour le modèle en tant que les variables d'entrée. Il suffit donc juste de récupérer les courants I_{si} du modèle moyen en leur appliquant Park puis en les injectant à l'entrée du modèle.

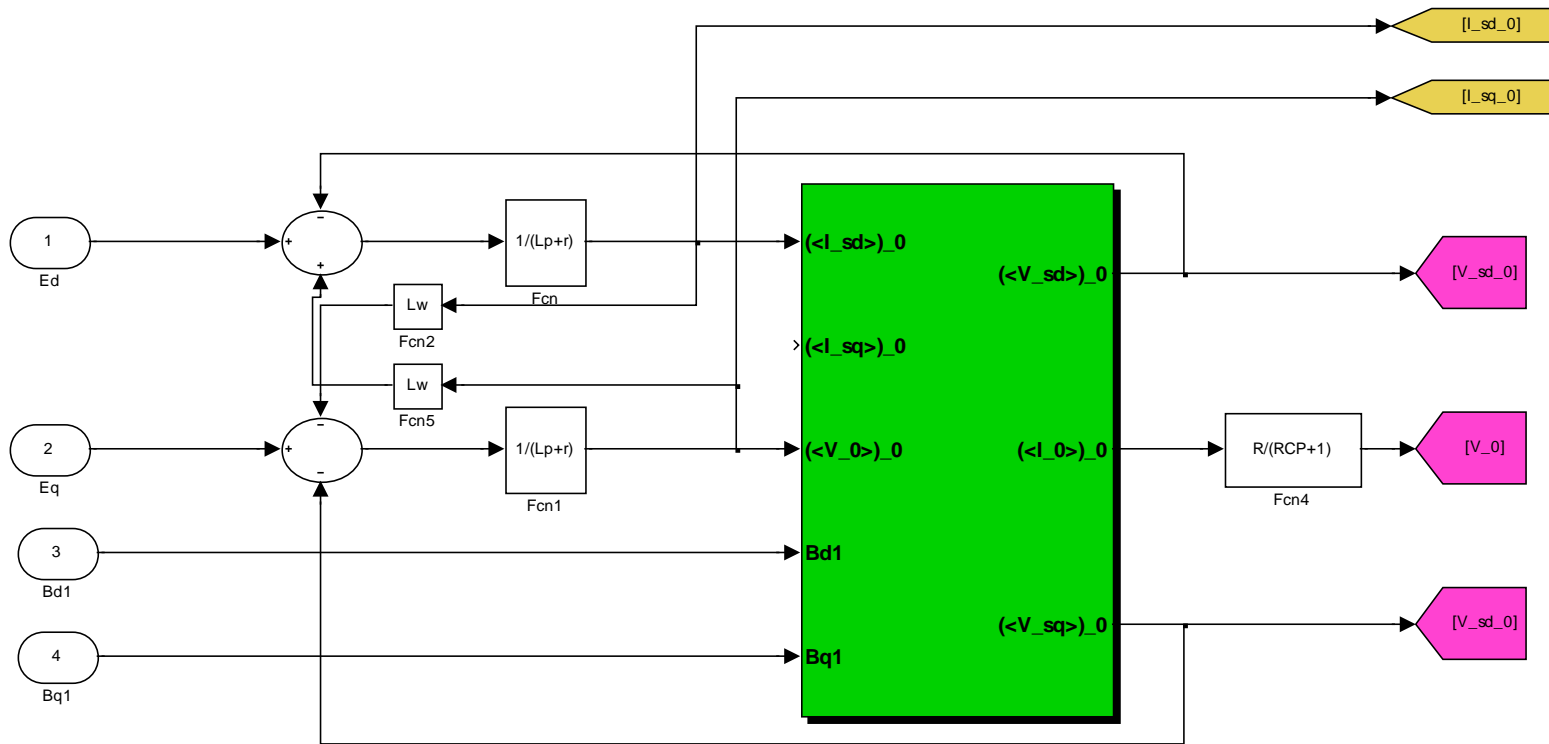


Figure IV-12 Représentation schématique des entrées et sorties du modèle moyen dans le référentiel de Park du système onduleur-réseau

Remarque : Des termes de couplage se sont apparus après l'application de la transformée de Park, ce qui est dû au fait de la différentiation des courants à triphasés, car pour une grandeur triphasée A_{abc} , on aura sous Park ;

$$A_{dq} = P(\theta) * A_{abc} \tag{IV-32}$$

Par suite,

$$\dot{A}_{dq} = P(\dot{\theta}) * A_{abc} + P(\theta) * \dot{A}_{abc} \tag{IV-33}$$

Le fait de dériver la matrice de Park fait intervenir des termes de couplage qui se traduisent par les facteurs $\omega = 2\pi f_{\text{réseau}}$

IV.3.4.1 Asservissement du modèle onduleur-réseau

Avant d'entamer la phase d'asservissement, on opte pour les simplifications suivantes :

- Si la tension de réseau supposée peu variable, le courant I_{sd} va contrôler la puissance active et le courant I_{sq} va contrôler l'énergie réactive [42].
- On réalise deux boucles de régulation ; une pour les tensions du bus continu et l'autre pour les courants échangés par le VSC avec le réseau.
- Si on considère le référentiel de Park, la référence des phases est prise selon la tension de la phase E_1 , donc

$$E_d = |E_1| \text{ et } E_q = 0, [16; 42] \text{ et } [34].$$

Alors l'expression des puissances est donnée par :

$$P = \frac{3}{2} * E_d * I_{sd} \tag{IV-34}$$

$$Q = \frac{3}{2} * E_d * I_{sq} \tag{IV-35}$$

IV.3.4.2 Etude de la boucle de la tension du bus continu du modèle onduleur-ligne-réseau

Le bilan de puissance sur l'onduleur :

$$P = \frac{3}{2} * E_d * I_{sd} = V_0 * I_0 + r \sum_{i=1}^3 I_{si}^2 \tag{IV-36}$$

En appliquant la transformée de Park, on trouvera que :

$$\frac{3}{2} * E_d * I_{sd} = V_0 * I_0 + \frac{3}{2} r (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) \tag{IV-37}$$

En se basant sur la structure Onduleur-réseau on a montré que :

$$I_0 = C \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R} \tag{IV-38}$$

D'ou :

$$\frac{3}{2} E_d I_{sd} - \frac{3}{2} r (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) = V_0 C \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0^2}{R} \tag{IV-39}$$

Pour se mettre dans une condition linéaire, on mettra :

$$Y_0 = V_0^2$$

L'équation IV-38 sera de la forme :

$$\frac{3}{2} E_d I_{sd} - \frac{3}{2} r (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) = \frac{C}{2} \frac{dY_0}{dt} + \frac{Y_0}{R} \tag{IV-40}$$

En passant par la transformée de Laplace :

$$\frac{3}{2} E_d I_{sd} - \frac{3}{2} r (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) = \left(\frac{C}{2} p + \frac{1}{R}\right) Y_0 \tag{IV-41}$$

Alors la fonction de transfert du bus continu sera de la forme

$$Y_0 = \frac{\frac{3}{2} E_d I_{sd} - \frac{3}{2} r (I_{sd}^2 + I_{sq}^2)}{\left(\frac{C}{2} p + \frac{1}{R}\right)} \tag{IV-42}$$

Le schéma bloc du bus continu sera de la forme :

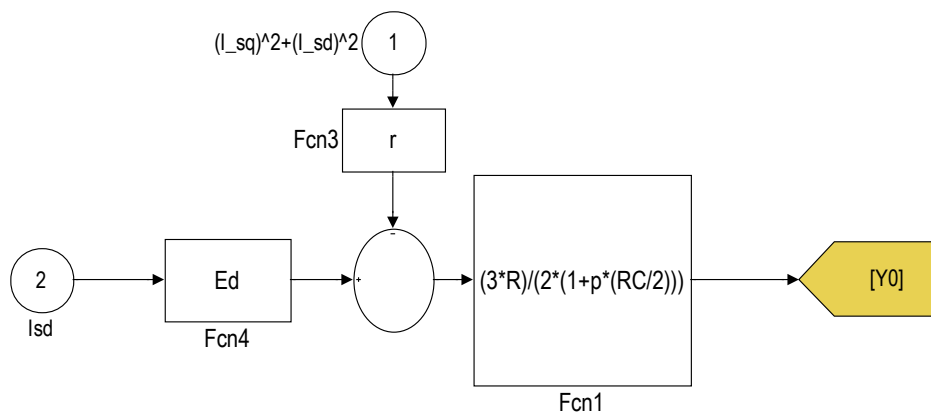


Figure IV-13 Schéma bloc du bus continu

La tension va être asservie avec le schéma bloc suivant :

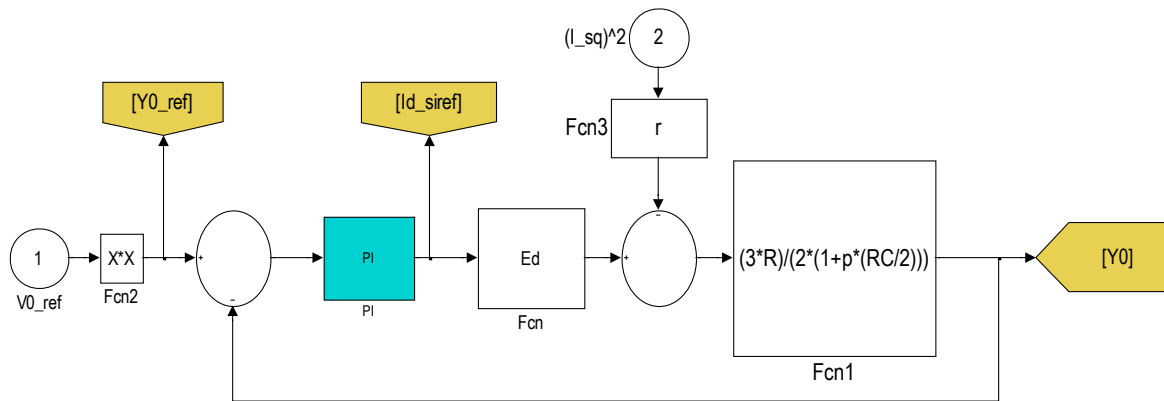


Figure IV-14 Représentation schématique de la boucle d'asservissement de la tension de la chaîne VSI-Ligne-réseau

On note bien que le terme I_{sd}^2 n'apparaît pas, est ceci revient à la composante réactive I_{sq}^2 qui intervient dans la puissance réactive qui à son tour, intervient pour la compensation de la tension du réseau, tel que $I_{sd}^2 \ll I_{sq}^2$. En plus, le terme I_{sd}^2 ne reflète que les pertes du système onduleur-réseau

$C(p)$ est un correcteur PI de fonction de transfert :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

IV-43

On passe à la simplification suivante :

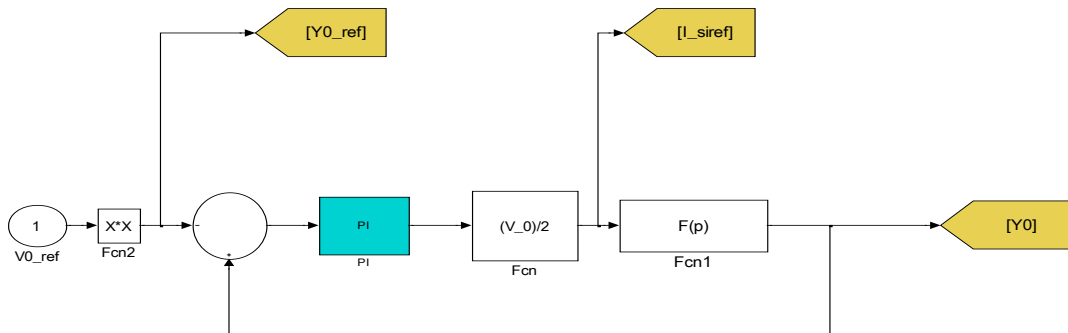


Figure IV-15 Boucle simplifiée de l'asservissement de la tension de la chaîne VSI-Ligne-D-Statcom

Tel que la fonction de transfert $F(p)$ est :

$$F(p) = \frac{\frac{3}{2}R.E_d}{\left(\frac{RC}{2}p+1\right)}$$

IV-44

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\frac{Y_0}{Y_{0ref (BO)}} = \frac{\frac{3}{2}R.E_d.K_i \left(1 + \frac{K_p}{K_i}p\right)}{\left(\frac{RC}{2}p^2+p\right)} = F(p)_{TBO}$$

IV-45

On sait que la fonction de transfert en boucle fermée est de la forme :

$$F_{TBF} = F_{TBO} / (1 + F_{TBO})$$

D'où ; la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_i} * p\right)}{\left(1 + p \left(\frac{2}{3.R.E_d.K_i} + \frac{K_p}{K_i}\right) + \frac{C}{3.R.E_d.K_i} p^2\right)} = F(p)_{TBF} \quad IV-46$$

Une méthode pour la détermination du gain proportionnel et intégrateur est de comparer entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée et le dénominateur suivant : [16]

$$Den(p) = 1 + p \left(\frac{2.z}{\omega_n}\right) + \frac{1}{\omega_n^2} p^2 \quad IV-47$$

Tel que : « tm » est un temps de montée et « z » un coefficient d'amortissement

Et pour un système de 2ème ordre, on sait que la pulsation naturelle sera de la forme $\omega_n = 3.29/tm$

On trouve :

$$K_{vi} = \frac{C.\omega_n^2}{3.E_d} \quad IV-48$$

$$K_{vp} = \frac{2.z.K_i}{\omega_n} - \frac{2}{3.R.E_d} \quad IV-49$$

IV.3.4.3 L'asservissement du courant du côté alternatif de la chaîne (VSI-SVPWM-réseau)

Dans le cas d'utilisation d'une MLI vectorielle, les harmoniques de rang 3 (150Hz) sont rajoutés aux signaux, alors la composante homopolaire des modulantes peut être exprimée par : [16]

$$\sum_{i=1}^3 \beta_i = 3 \beta_h IV50$$

Dans le modèle moyen du VCI on aura :

$$\begin{bmatrix} \langle V_{s1} \rangle \\ \langle V_{s2} \rangle \\ \langle V_{s3} \rangle \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \beta_1 - \beta_h \\ \beta_2 - \beta_h \\ \beta_3 - \beta_h \end{bmatrix} \langle V_0 \rangle_0 \quad IV-51$$

Alors on définit le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} \beta_{s1} \\ \beta_{s2} \\ \beta_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 - \beta_h \\ \beta_2 - \beta_h \\ \beta_3 - \beta_h \end{bmatrix} \quad IV-52$$

On rappelle que les β_{si} correspondent aux modulantes auxquelles les composantes homopolaires de rang 3 sont soustraites.

On a selon le modèle (1 onduleur VCS-Réseau)

$$\frac{dI_{si}}{dt} = -\frac{r}{L} I_{si} + \frac{E_i}{L} - \frac{\beta_{si}}{2L} V_0 \quad IV-53$$

En passant à Laplace :

$$I_{si} = \frac{\frac{1}{r} \beta_{si} \frac{V_0}{2}}{\frac{1}{r} p + 1} + \frac{\frac{E_i}{r}}{\frac{1}{r} p + 1} \quad IV-54$$

Alors la boucle de courant sera asservie tel que suit :

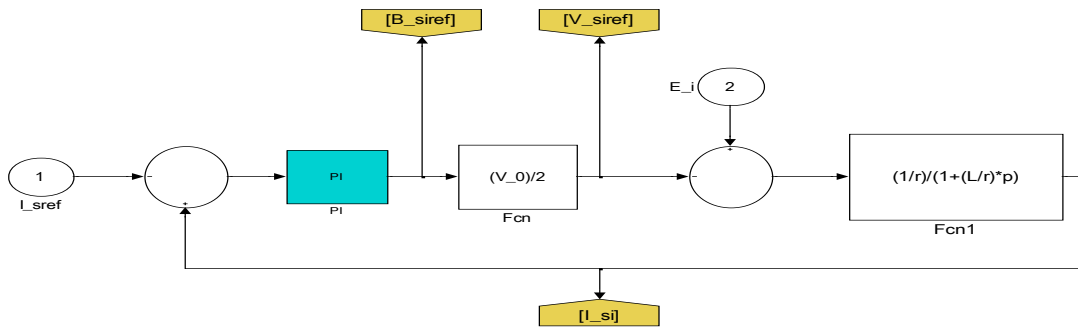


Figure IV-16 Représentation schématique de la boucle de l'asservissement du courant de la chaîne VSI-ligne-Réseau

IV.3.4.3.1 **Boucle d'asservissement du courant dans Park de la chaîne onduleur-ligne-réseau**

Vu que la régulation du courant est le centre névralgique de notre travail, il est important d'apporter le rappel suivant :

Les régulateurs sont implémentés tant dans le domaine analogique que numérique. Selon les spécificités demandées par le client, il peut s'agir de régulateurs de type P/PI/PID, de régulateurs d'états, de réglage robuste, de régulateurs adaptatifs, des régulateurs raisonnants, d'algorithme MPPT (pour les applications solaires), de réglages vectoriels (pour les machines tournantes), de logique floue, etc. [34]

Alors, on passe en boucle fermée :

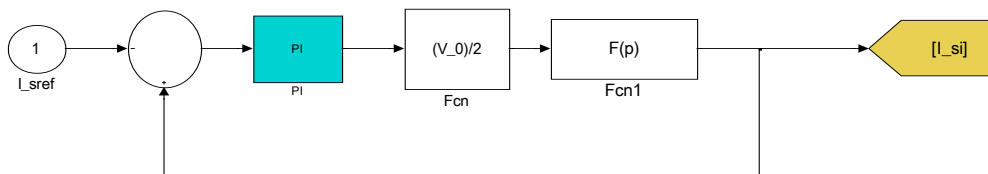


Figure IV-17 Représentation schématique de la boucle de l'asservissement du courant dans le référentiel de Park pour la chaîne VSI-Ligne-Réseau

$$\text{Tel que : } C(p) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{p} \text{ et } F(p) = \frac{1}{Lp+r} \quad \text{IV-55}$$

En boucle ouverte :

$$\frac{I_s}{I_{sref (BO)}} = \frac{K_{pi}p + K_{ii}}{p} \cdot \frac{V_0}{2} \cdot \frac{1}{Lp+r} \quad \text{IV-56}$$

En boucle fermée : $I_{sBO} / (1 + I_{sBO})$ on aura :

$$\frac{I_s}{I_{sref}} = \frac{1 + \frac{K_{ii}}{p}}{1 + \frac{2R + K_{pi}V_0}{K_{ii}V_0}p + \frac{2L}{K_{ii}V_0}p^2} \quad \text{IV-57}$$

En comparant le dénominateur avec :

$$1 + p \left(\frac{2z}{\omega_n} \right) + \frac{1}{\omega_n^2} p^2 \quad \text{IV-58}$$

Avec une simple identification:

$$K_{ii} = \frac{2L\omega_n^2}{V_0} \quad \text{IV-59}$$

$$K_{pi} = \frac{2zK_{ii}}{\omega_n} - \frac{2r}{V_0} \quad \text{IV-60}$$

IV.3.5 L'asservissement du système onduleur-ligne réseau dans le repère de Park

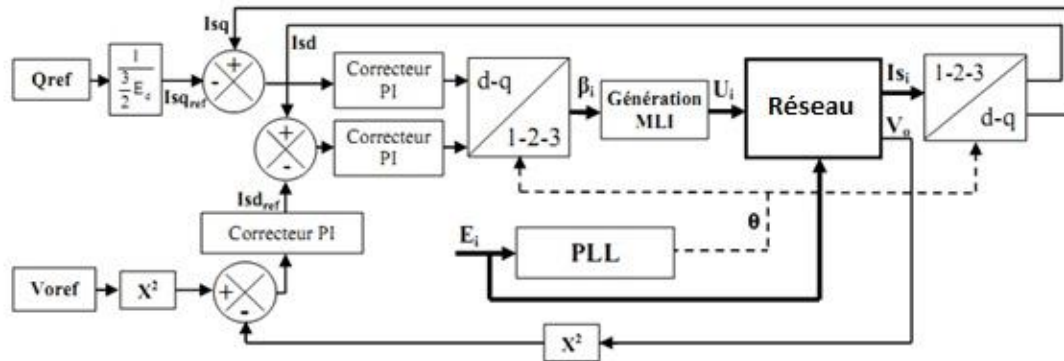


Figure IV-18 Matlab/Simulink non simplifié pour l'asservissement global de la tension et du courant de la chaîne VSI-Ligne-Réseau [16; 18; 43]

Le bloc PLL MATLAB/Simpower sera détaillé en annexe.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation nous a été plus que serviable, en vue de bien étudier le comportement du système afin d'y adapter une bonne commande et d'améliorer le fonctionnement global du circuit. Le chapitre qui suit fera l'objet de l'asservissement du courant de sortie de la chaîne d'onduleur (quatre et dix) connectés en parallèle ainsi obtenu, la stabilité du système sera testée en temps réel en simulant des défauts électriques du réseau.

Chapitre V

Simulation-Résultats et Discussions

Introduction

Ce chapitre est consacré à la simulation en temps réel de la mise en parallèle de « n » onduleurs ainsi que le comportement global du circuit face à certains défauts qui seront détaillés dans la suite de notre travail.

La première partie de ce chapitre sera consacrée pour un model à quatre onduleurs, puis la deuxième partie l'extension de la simulation est faite pour dix onduleurs, ceci prouvera que le nombre « n » d'onduleurs mis en parallèle ne posera aucune difficulté quant à leur mise en œuvre si ce n'est le temps de simulation qui devient très important et l'espace mémoire requis pour la gestion des différents compartiments du Bloc de simulation.

V.1 Simulation en temps réel de quatre onduleurs connectés en parallèle à un réseau

V.1.1 Présentation du circuit de simulation

V.1.1.1 L'alimentation

Le type de la source primaire n'est pas l'objet de notre travail. Par contre il sera intéressant, dans le cadre des travaux ultérieurs, d'envisager des sources primaires de différentes connections, avec leur éventuelle régulation ou leur programmation (hacheur élévateur ou abaisseur...). Nous avons opté pour une source de tension continue unique stable et de valeur constante.

V.1.1.2 Connexion des quatre onduleurs en parallèle

Les onduleurs sont alimentés par une source de tension continue partagée équitablement sur leur entrée. On note que les VSI sont souvent utilisés pour la régulation de la vitesse des machines à courant alternatifs et la régulation active [12; 41]. En revanche, nous optons dans le cas de notre travail pour l'exploitation des caractéristiques du VSI et la régulation des courants de sortie. On analysera alors le comportement de certains paramètres du circuit face à certains défauts, et ce, pour le cas de quatre onduleurs reliés en parallèle. L'on pourra se poser la question sur le choix du nombre maximal d'onduleurs mis en parallèle. Pour répondre à cette question on procédera à l'extension de l'analyse pour le cas de dix onduleurs connectés en parallèle. Ainsi l'on montrera que la restriction sur le nombre d'onduleurs ne posera aucune difficulté à part le temps de simulation.

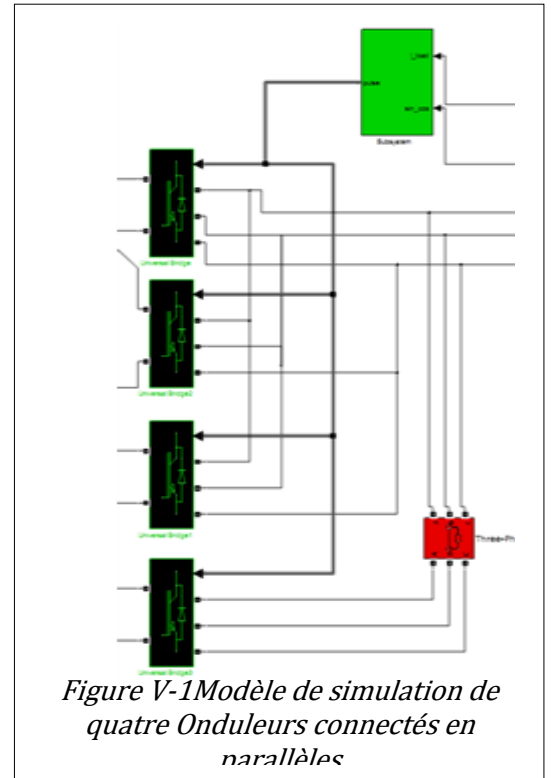


Figure V-1 Modèle de simulation de quatre Onduleurs connectés en parallèles

V.1.1.3 La défaillance d'un onduleur

Elle se résume à une déconnexion imprévisible d'un onduleur et ceci en le découplant en entrée et en sortie du bloc d'onduleurs. Ceci engendrera des contraintes sur le réajustement de la puissance de sortie et par suite la redistribution de cette même puissance sur le nombre restant (« n-1 ») des onduleurs. Ainsi, les objectifs recherchés par la perte d'un onduleur sont :

- La réponse des régulateurs.
- La ré-répartition des courants sur chaque module.
- Les appels ou contraintes de courant sur chaque module et leur influence sur les courants totaux de sortie.

La défaillance est simulée par deux sectionneurs l'un en entrée et l'autre en sortie ;

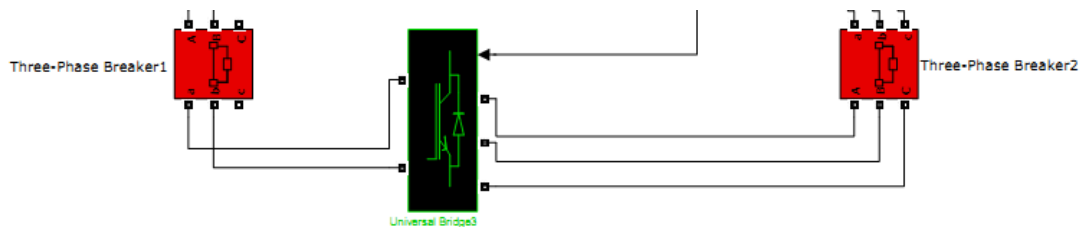


Figure V-2 Model de simulation de la perte d'un onduleur

V.1.1.4 Ligne haute tension

On prendra le cas d'une ligne à paramètres proches du cas réel ($L=0.5 \cdot 10^{-3}H$
 $R=8 \cdot 10^{-3}m\Omega$) qui relie le compartiment du bloc d'onduleurs au réseau [16].

V.1.1.5 La charge

La charge la plus dominante est un réseau triphasé. Différents types de charges peuvent être connectés au réseau. Le type, la durée et la manière de leur connexion peuvent être simulés. Néanmoins, dans cette étude une connexion de charge de type RLC puis de type moteur asynchrone seront simulés.

V.1.1.6 Connexion de quatre onduleurs en parallèle à un réseau

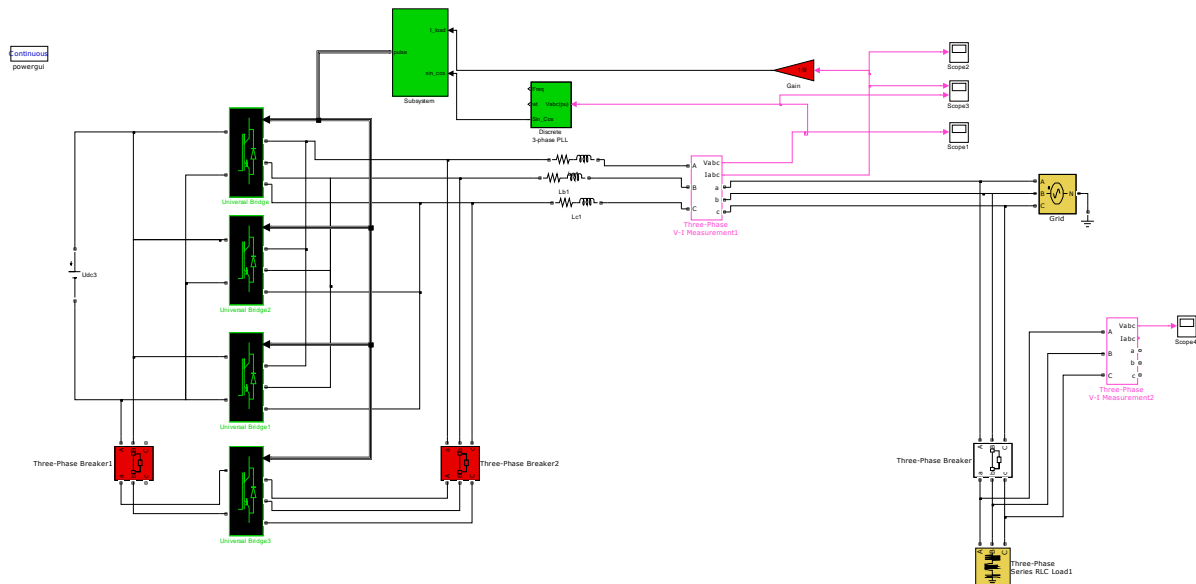


Figure V-3 Model de simulation de quatre onduleurs en parallèle régulés et connectés à un réseau

V.1.1.7 Filtrage

On note que parmi les avantages de la technique de modulation « MLI » sont :

- Repousser vers les fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. [44]
- Faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [44].
- Augmenter le rendement des onduleurs de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale classique [45].
- Une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire [45].
- Son implantation en temps réel est facile [45].

V.1.1.7.1 Introduction aux filtres communément utilisés dans les réseaux

V.1.1.7.1.1 *Le filtre antiharmoniques Simpower (utilisé pour le cas des quatre onduleurs)*

Leur principale fonction est de réduire les distorsions de tensions et de corriger le facteur de puissance. [46]

La présence d'éléments non linéaires constitue une source d'harmoniques de tension et de courant. On constatera qu'un filtre antiharmoniques mal dimensionné perturbe fortement la régulation. Par contre lors de la simulation des dix onduleurs, un filtre « High-Pas » bien dimensionné donne de bons résultats.

Les quatre types de filtres qu'on peut prévoir dans notre travail en utilisant le block « Three-Phases Harmonic Filter » du logiciel Matlab/Sim power sont les suivants : [46]

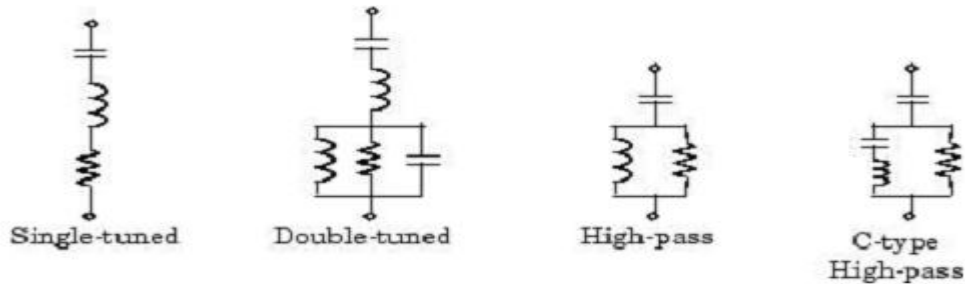


Figure V-4 Les quatre types de filtres passifs sous Matlab/Simpower [46]

V.1.1.7.1.2 *Le dimensionnement du filtre :*

Le dimensionnement du filtre se fait en se basant sur les équations suivantes : [46]

L'ordre de l'harmonique à réduire :

$$n = \frac{f_n}{f_1} = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad V-1$$

Le facteur de qualité du filtre :

$$Q = \frac{n \cdot X_L}{R} = \frac{X_C}{n \cdot R} \quad V-2$$

La bande passante du filtre :

$$B = \frac{f_n}{Q} \quad V-3$$

La puissance réactive de compensation :

$$Q_c = \frac{V^2}{X_C} = \frac{n^2}{(n^2-1)} V^2 \quad V-4$$

Les pertes joules dues à l'utilisation du filtre en question:

$$P = Q_c \cdot \frac{n^2}{(n^2-1)} \cdot \frac{1}{Q} \quad V-5$$

Tel que :

f_1 = fundamental frequency

$\omega = 2\pi f_1$ = angular frequency

f_n = tuning frequency

n = harmonic order f_n / f_1

V = nominalline – line voltage

X_L = inductor reactance at fundamental frequency

X_C = capacitor reactance at fundamental frequency

V.1.1.7.2 Le « Double-Tuned Filter » :

Il opère de la même manière que le filtre RLC série (Single-Tuned) mais ses pertes joules sans moindre. [46]

Si f_1 est la fréquence de sa borne LC série et f_2 celle du sa branche RLC parallèle alors on définit la fréquence géométrique de ce filtre comme suit : [46]

$$f_m = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad V-6$$

Alors le facteur de qualité va être de la forme:

$$Q = \frac{R}{L \cdot 2\pi f_n} \quad V-7$$

V.1.1.7.3 Le « High Pass Filter »:

C'est un filtre de large bande passante pour les hautes fréquences, il est conçu pour le filtrage d'un harmonique bien spécifique (de rang n et de fréquence f_n) [46], son facteur de qualité est donné par:

$$Q = \frac{R}{L \cdot 2\pi f_n} \quad V-8$$

V.1.1.7.4 Le « C-type high pass filter »:

C'est un cas particulier du High-Pass-Filter, il présente des pertes joules presque nulles à la fréquence industrielle du fondamental. [46].

Le bloc « Three phases harmonic filter de simpower » est généralement une constitution parallèle de Double-Tuned, High-Pass et C-Type-High-Pass Filter et ceci pour pouvoir en tirer profit des avantages des uns et des autres.

Le but de notre travail n'est pas le dimensionnement exact du filtre, mais en revanche son influence sur notre système d'onduleur-ligne-réseau en analysant son influence sur

- Les temps de réponse.
- Le partage des courants.

Et ceci en étudiant le cas avec et sans filtre.

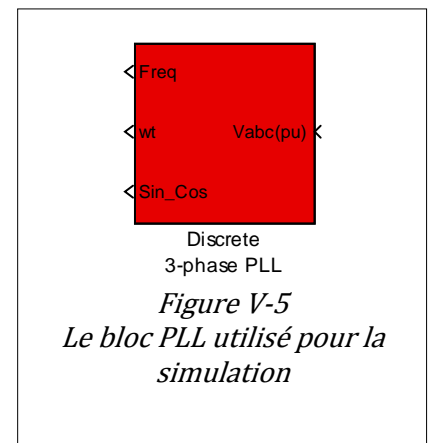
Notre choix s'est porté sur un « High-Pass-Filter » défaillant délibérément.

V.1.1.8 Blocs de régulation

V.1.1.8.1 Le bloc Discret 3-phase PLL (Phase Lock loop)

Un circuit PLL est généralement constitué de trois éléments : Un détecteur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur contrôlé en tension [44].

Le circuit PLL suit et capte la fréquence et la phase d'un signal sinusoïdal triphasé en utilisant une fréquence d'oscillation interne qui sera alors ajustée par un système interne de control permettant d'extraire le déphasage entre les phases en le remettant soit à 0 soit à une valeur qu'on introduit [47](120° pour le réglage des tensions). Cette PLL a aussi la fonction de détection de la fréquence du signal d'entrée [16].



Le diagramme interne d'une PLL standard

Le bloc de l'extraction de la fréquence du fondamental est l'ajustement du déphasage entre les phases est donné par :

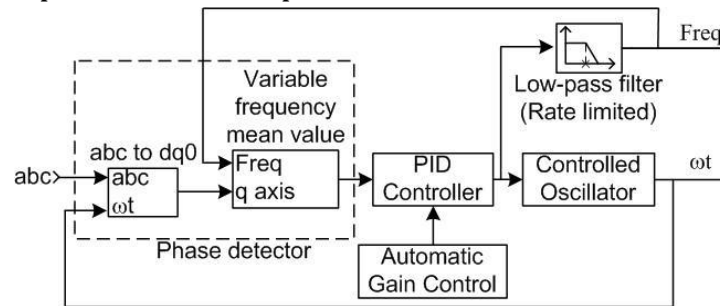


Figure V-6 Diagramme interne standard d'une PLL [47]

On note que ce bloc est très important particulièrement lors des défauts de réseau (sous-fréquence, sur-fréquence, bosse ou creux de tension...)

L'opération que nous avons conçue pour prendre en charge les défauts du réseau opère de la manière suivante :

Le signal triphasé entrant est décomposé dans un repère de Park dq0 en utilisant une oscillation angulaire ωt venant d'un oscillateur interne. L'axe quadrature qui est proportionnel à la différence entre le signal triphasé et l'oscillateur interne est filtré moyennement. Un PID avec un AGC (Automatic Gain Control) prend tout déphasage différent de 0 en agissant sur un oscillateur de contrôle qui engendre à son tour une pulsation ω ajustée.

Un filtrage du signal sortant du PID nous permet aussi d'avoir la fréquence industrielle de 50 Hz.

Le Bloc de la PLL que nous avons utilisé est paramétré de la manière suivante :

- **« Minimum frequency »** : C'est la plus toute petite fréquence probable venant du réseau.
- **« Initial inputs »** : [Phase (degrees) Frequency (Hz)] : Les conditions initiales du Bloc sont : (0°, 50 Hz)
- **« Regulator gains [Kp Ki Kd] »** : Ils permettent de contrôler le temps de réponse du PID, et améliorer la précision de la valeur moyenne. [47]

Les valeurs par défaut proposées par Matlab/Sim power sont [180 3200 1], en revanche des références récentes [47; 43; 39] ont recommandé de diviser les paramètres du PID par un facteur dont la valeur choisie est de 1000. En effet, cela donne un temps de réponse nettement meilleur que celui du cas des valeurs standards.

- **« Sample time »** : C'est le temps d'échantillonnage du bloc PLL, on peut choisir 0 pour un fonctionnement en mode continu [47].

V.1.1.8.2 La régulation en courant

Nous avons trouvé qu'en boucle ouverte que le courant de sortie par rapport au courant de référence est de la forme :

$$\frac{I_s}{I_{sref}} = \frac{1 + \frac{K_{pi}}{K_{ii}}p}{1 + \frac{2R + K_{pi}V_0}{K_{ii}V_0}p + \frac{2L}{K_{ii}V_0}p^2}$$

V-9

Le tableau suivant résume les requis de la simulation :

Nombre de modules [unités]	Intervalle de simulation [s]	Durée que prend la simulation en moyenne [minutes]	Ressources physiques nécessaires	
			Mémoire cache [en % de 2Gb)	Processeur [en % de 4 cœurs d'un Intel® i3]
4 (si r.n.c) ³	[0,0.1]	26	53	16
10 (si r.c) ⁴	[0,0.1]	45	73	30
18 (si r.c)	[0,0.1]	126	93 !	59 !

Tableau V-1 Tableau des exigences hardware de la simulation

V.1.1.8.2.2 Le bloc de la commande vectorielle

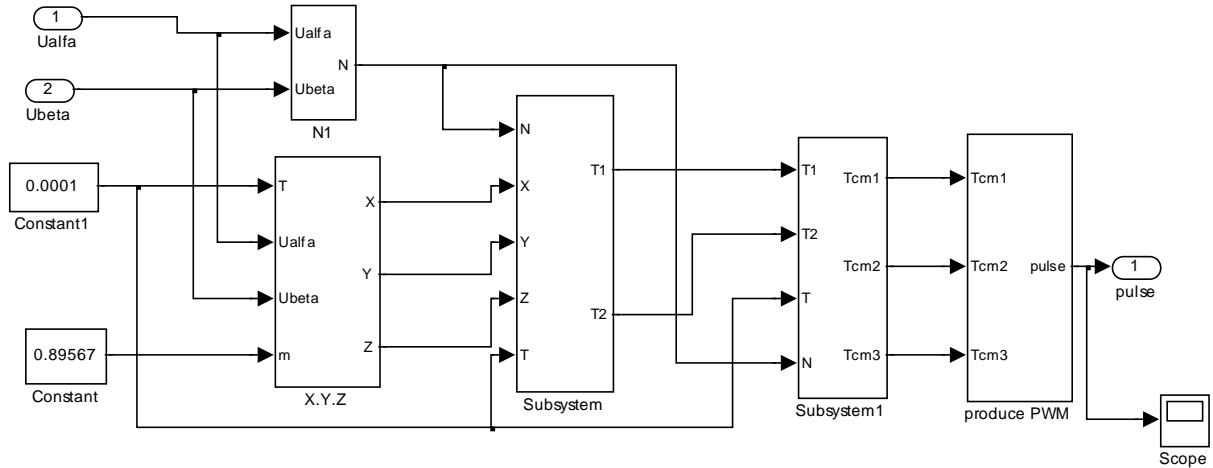


Figure V-8 Bloc Matlab/Simulink de la SVPWM utilisé pour la commande des onduleurs

V.1.1.8.2.3 Bloc « subsystem 1 »

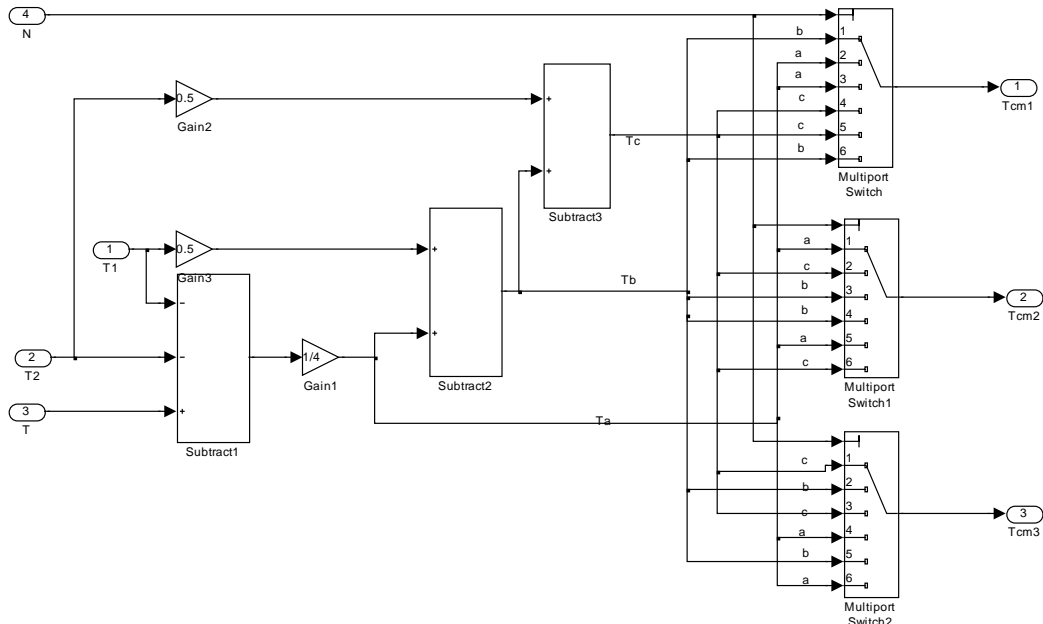


Figure V-9 Bloc subsystem de la SVPWM pour la commande des trois bras de chaque onduleur

³r.n.c : réseau non complet
⁴r.c : réseau complet

Le bloc « subsystem » et « subsystem 1 » gèrent les huit états de modulation d'un VSI, et pour en arriver à un signal gâchette, les trois sorties de ce bloc vont être introduites dans un repère avec modulante tel que suit :

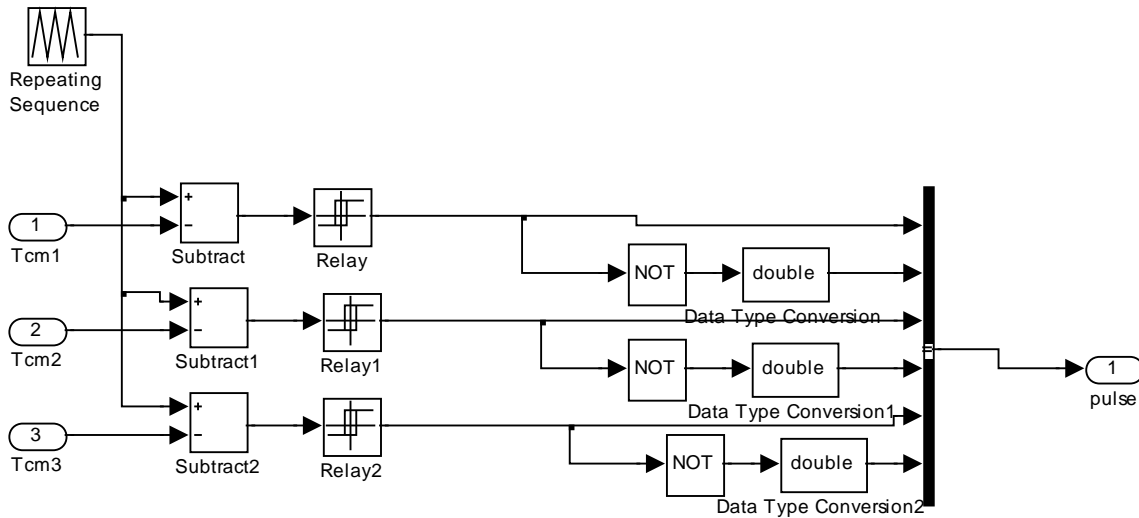


Figure V-10 Bloc de la génération de l'impulsion de commande de la MLI vectorielle

V.1.2 Simulation en situation sans défauts

Tout au long de cette partie, on garde les paramètres généraux exposés en annexe. On précise que les éléments non linaires (machines) ne sont connectés que dans le cas de l'étude des dix onduleurs mis en parallèle.

Le filtre utilisé dans cette partie est délibérément mal choisi et très mal paramétré.

V.1.2.1 Paramètres

Tension d'alimentation	1500V	Fréquence	50Hz sans défaut
Durée de la simulation	0.1 s	Neutre	Relié sans défaut
Courants de référence ($I_{qref}=0$)	$I_d=(150,0)$ A	Amplitude phase to phase	155.56 V_{eff}
Mesures	en MKSA	Défaut de Déphasage	0°

Tableau V-2 Tableau des paramètres de simulation pour le cas de quatre onduleurs en parallèle

V.1.2.1.1 Tensions de sortie

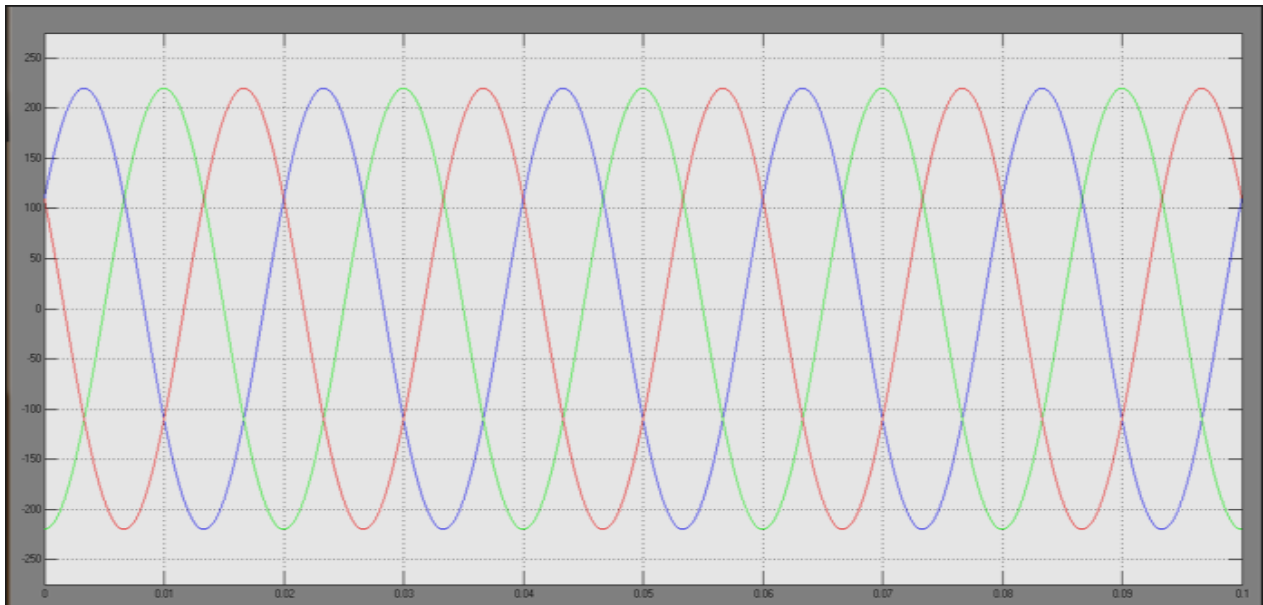


Figure V-11 Forme des Tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts

Discussions et interprétations (Figure V-11)

Analyse	Interprétation
<ul style="list-style-type: none"> Tensions parfaitement sinusoïdales triphasées avec de 120° Amplitude de tension ligne neutre comme prévu (220V) 	<ul style="list-style-type: none"> Pas de fonction de compensation. Par conséquent, comme il a été montré par les équations (voir chapitre IV) la tension ne sera qu'une fonction des courants (I_d) qui sont régulés en boucle fermée, alors si les courants sont plus au moins régulés, la tension le sera aussi. L'effet de l'hypothèse simplificatrice (tension supposée équilibrées dès le début de l'étude de la modélisation) est apparu en simulation en temps réel. Une fois l'interconnexion s'est faite avec succès, le bloc des « n » onduleurs suit la tension du réseau.
<ul style="list-style-type: none"> Un court régime transitoire Pas de surtensions 	<p>Vu le choix du temps de montée (0.02s) pour le calcul des paramètres des PI.</p>

Tableau V-3 Interprétations des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en prallèle sans la présence de défauts

V.1.2.1.2 **Courants de sortie total**

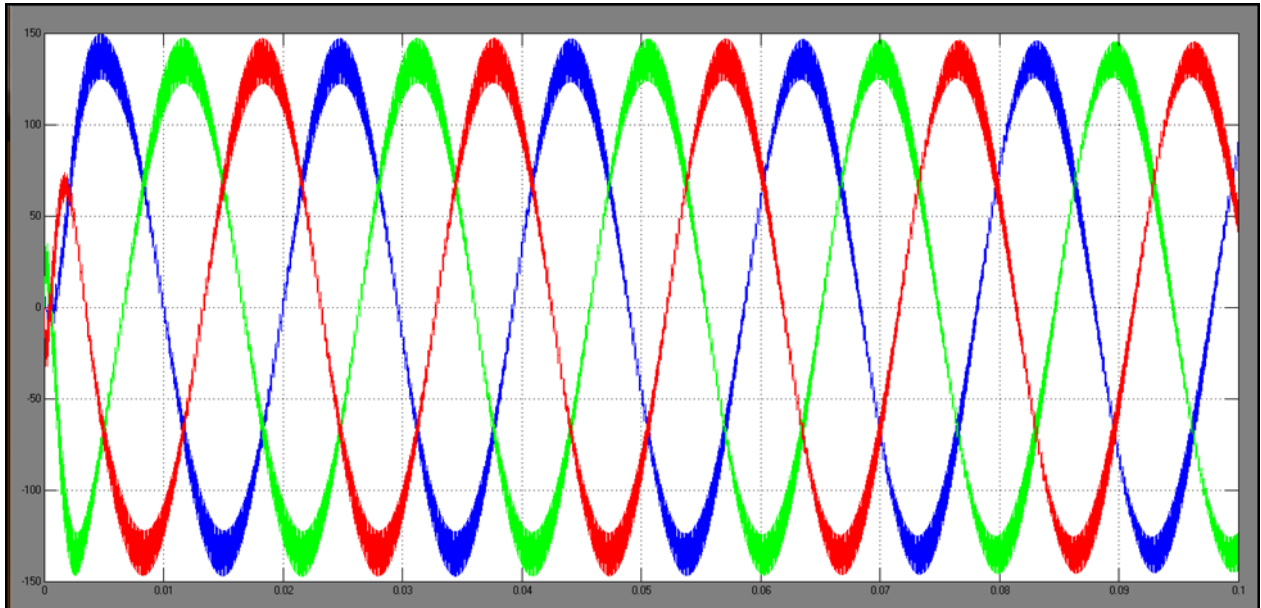


Figure V-12 Forme des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts

Discussion et interprétation (Figure V-12)

Analyse	Interprétation
<ul style="list-style-type: none"> Courants parfaitement sinusoïdaux triphasés avec de 120° Amplitude atteinte par la valeur fixée de la référence ($I_{dref}=150A$). 	<ul style="list-style-type: none"> Le choix du type des régulateurs est correct Le calcul des paramètres des PI répond parfaitement à nos exigences... Le choix de la modélisation de la chaîne « commande-onduleurs-ligne-réseau » est bien approprié.
<ul style="list-style-type: none"> Un court régime transitoire Pas de forts appels de courant 	<p>Vu le choix du temps de montée (0.02s) pour le calcul des paramètres des PI. Pas un déséquilibre de puissances sur l'une des phases reliant le réseau au bloc d'onduleurs.</p>

Tableau V-4 Interprétations des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts

Conclusion

En régime permanent, non perturbé ; on peut dire que le modèle ainsi étudié est valide et que la partie mathématique est concordante avec la simulation en temps réel.

V.1.2.2 Cas d'un filtre RLC présentant un défaut

V.1.2.2.1 Bloc Matlab/Sim power des quatre onduleurs mis en parallèle en présence d'un filtre défaillant

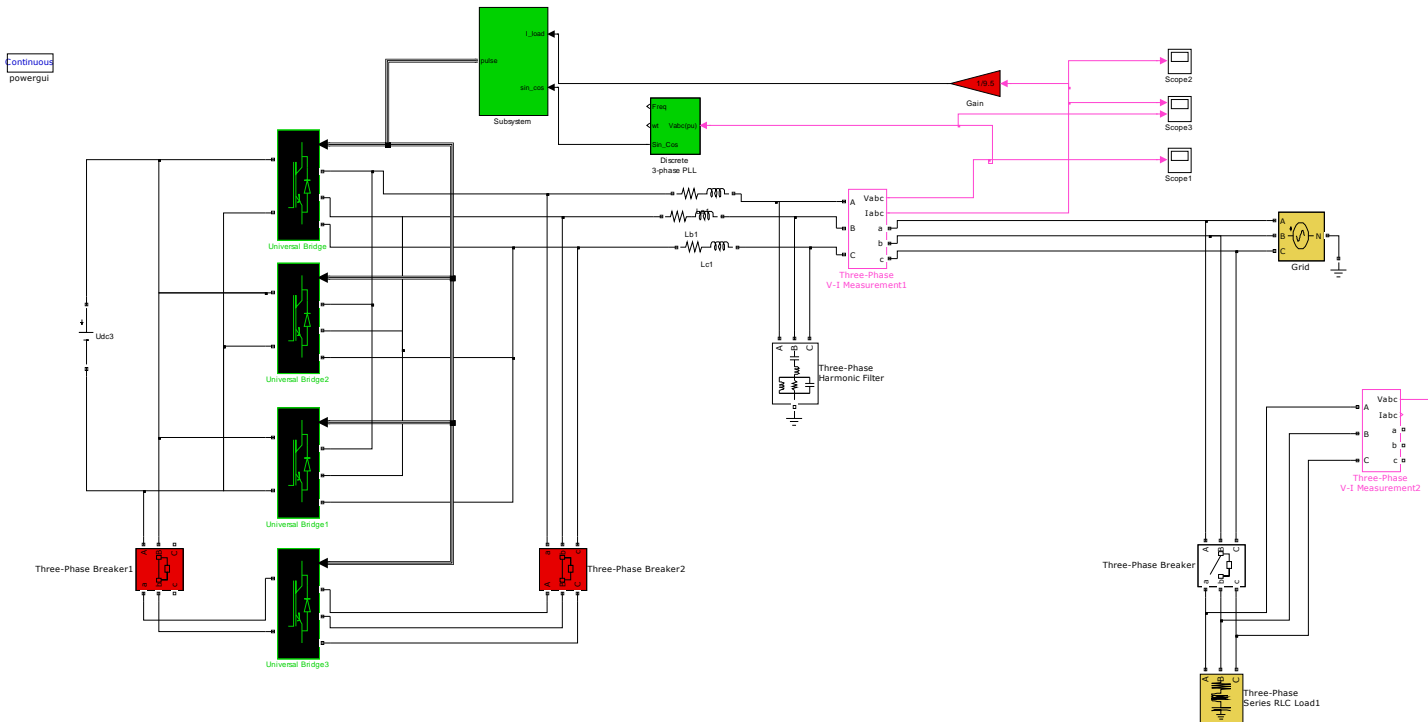


Figure V-13 Bloc Matlab/Simpower pour quatre onduleurs en parallèle avec filtre anti-harmonique défaillant

Par simulation on confirme les résultats de [48] qui conclut que même avec un filtre bien dimensionné, la régulation échouera lorsque les conditions qui lui sont environnantes changent. On sous-entend par ‘filtre défaillant’ que le filtre est mal paramétré.

Les effets constatés par plusieurs auteurs notamment [48] sont généralement :

- Augmentation des harmoniques de courant (si le filtre est dimensionné pour éliminer l’harmonique 2 l’augmentation affectera l’harmonique 2, si pour 11 elle effectuera grandement la 11 puis viennent les autres harmoniques par action d’avalanche)
- Une perturbation de la fréquence industrielle à cause des fréquences de résonances caractérisée par l’augmentation du courant.

Nos hypothèses sur la tension nous ont évité les harmoniques de tension (Figure V-14) qui pourront atteindre un THD critique de plus de 9.9% constaté par [48].

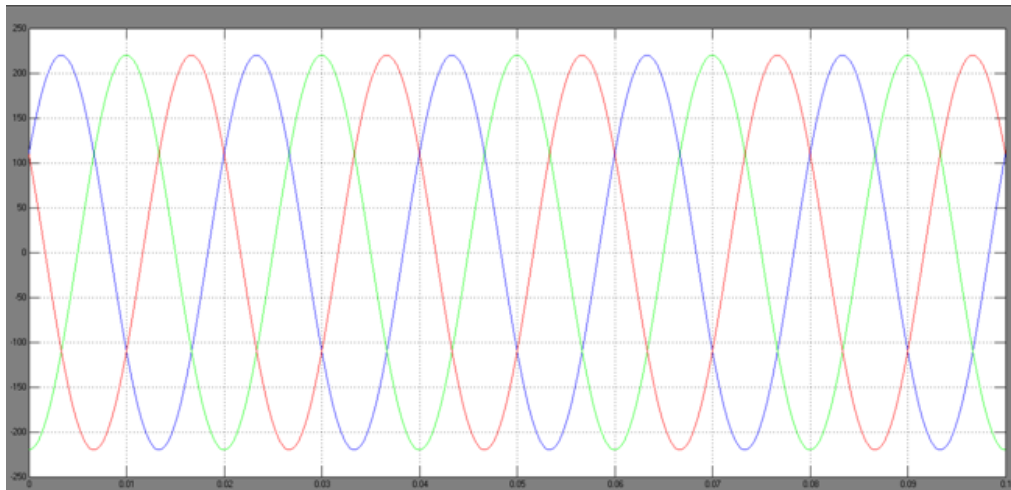


Figure V-14 Forme des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux

V.1.2.2.1.2 Interprétations des courants de sortie coté réseau

Analyse	Interprétation
<p>De la figure (Figure V-15) on tire :</p> <ul style="list-style-type: none"> Courants parfaitement sinusoïdaux triphasés de 120° en régime permanent. Amplitude atteinte par la valeur fixée de la référence ($I_{ndre} = 150A$) 	<ul style="list-style-type: none"> Le choix du type des régulateurs est correct Le calcul des paramètres des PI répond parfaitement à nos exigences. Le choix de la modélisation de la chaîne « commande-onduleurs-ligne-réseau » est bien approprié.
<p>De la figure (Figure V-16) on tire :</p> <ul style="list-style-type: none"> Un court régime transitoire (<0.04s). Des appels de courants sur les trois phases atteignant les 1.7 fois le courant nominal durant un temps inférieur à 1ms 	<p>Le filtre mal paramétré a engendré un fort appel de courant et le temps de réponse a doublé.</p>

Tableau V-5 Interprétations des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux

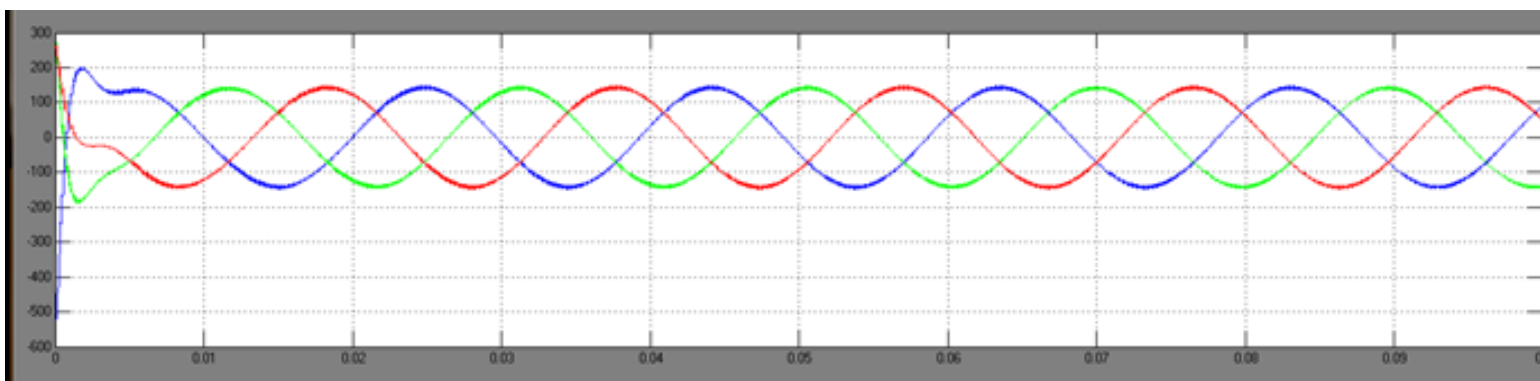


Figure V-15 Forme des courants de sortie globaux pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté un filtre antiharmoniques défectueux

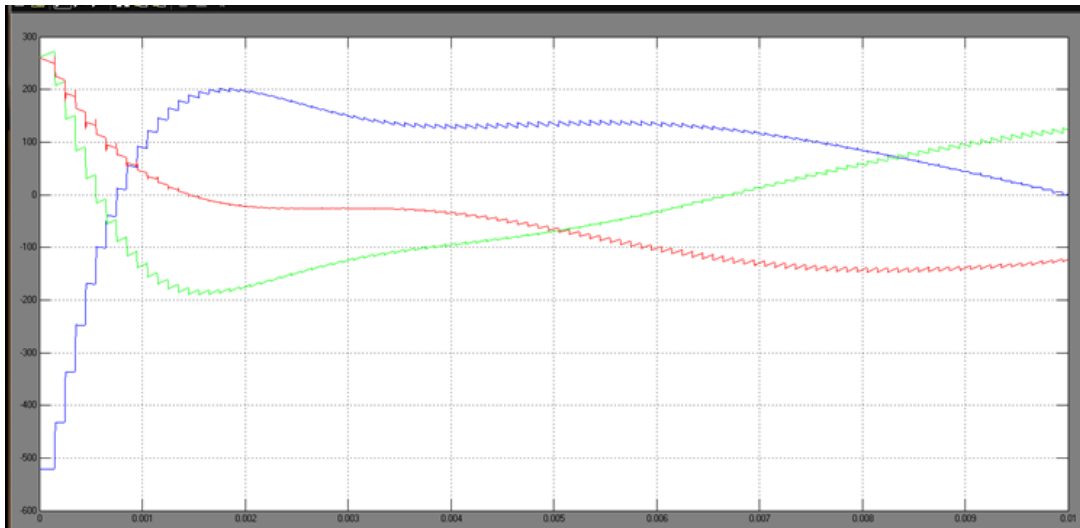


Figure V-16 Régime transitoire des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel est connecté un filtre antiharmoniques défectueux

V.1.3 Simulation de connexion d'une charge RL série

V.1.3.1 Paramètres de la charge

On garde les paramètres généraux en annexe et ceux de la section VI.2.4.1

Active power P	1000 W
Inductive réactive power Q_L	10 (positive var)
Capacitive réactive power Q_C	0 (négative var)
Connexion de la charge	Entre 0.01s et 0.075s

Tableau V-6 Paramètres de la charge active

V.1.3.2 Influence de la charge

Pour la régulation choisie, on remarquera que le type de la charge n'a presque aucune influence, à part le temps de simulation, sur le régime permanent et transitoire de la tension et du courant de sortie du bloc onduleurs (Figure V-17, et Figure V-18)

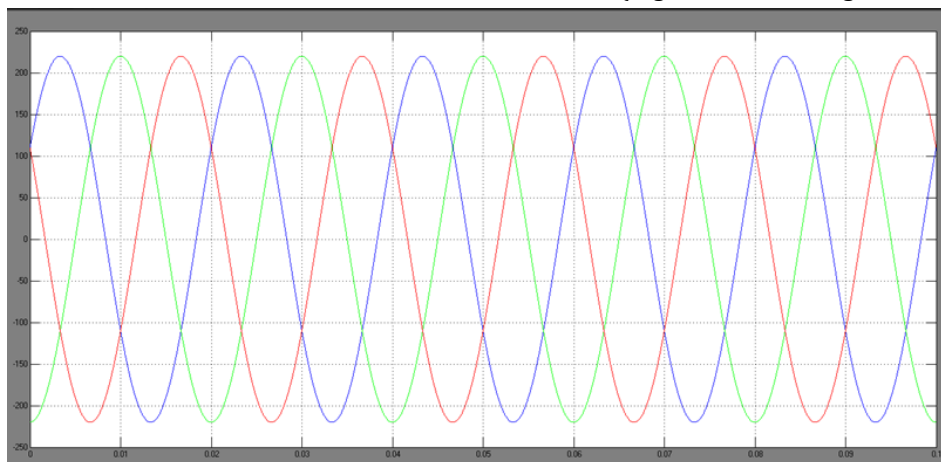


Figure V-17 Forme des tensions de sortie V_{abc} pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel est connecté une charge linéaire active à l'intervalle [0.01, 0.075] s

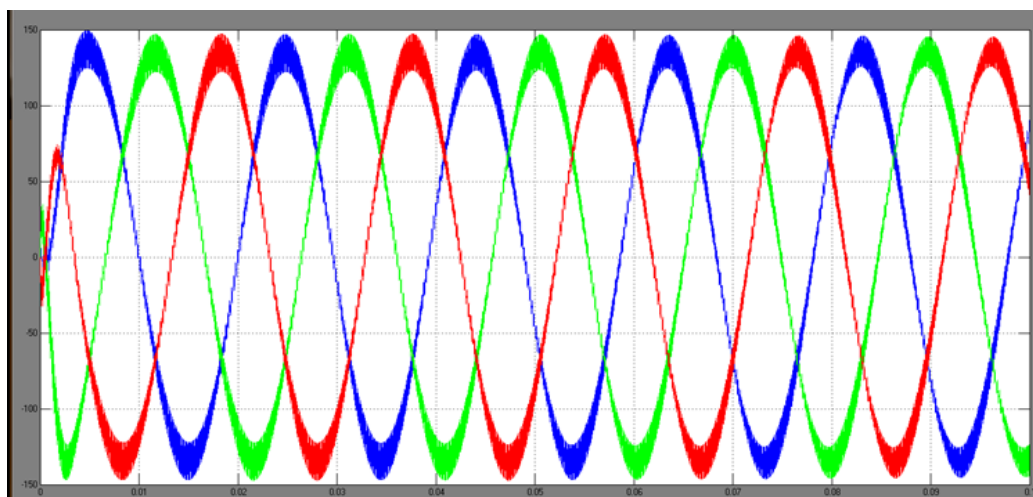


Figure V-18 Forme des courants de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté une charge linéaire active à l'intervalle $[0.01, 0.075]$ s

V.1.4 Simulation d'une charge quelconque (RLC série sur chaque phase en étoile)

V.1.4.1 Paramètres

Active power P	100 W
Inductive réactive power Q_L	100 (positive var)
Capacitive réactive power Q_C	100 (négative var)
Connexion de la charge	Entre 0.01s et 0.075s

Tableau V-7 Paramètres de la charge quelconque connectée au réseau

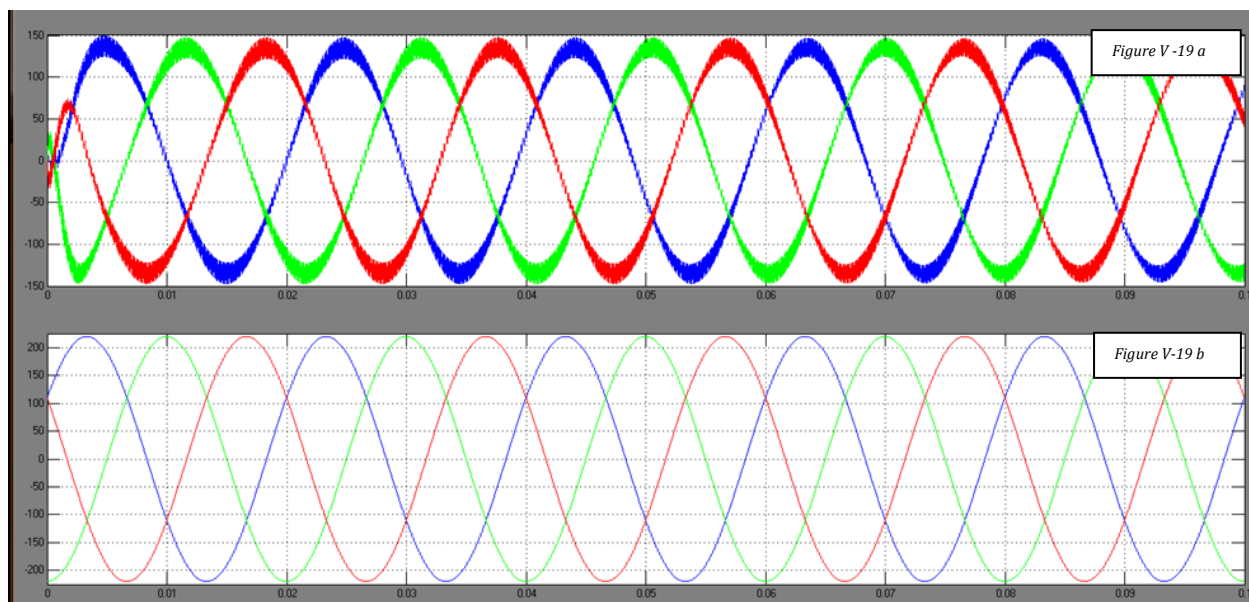


Figure V-19 Forme des tensions (b) et courants de sortie (a) pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau auquel connecté une charge linéaire capacitive à l'intervalle $[0.01, 0.075]$ s

Comme on l'a déjà mentionné, le nature, la valeur de la charge connectée en parallèle avec le réseau n'influe pas (ou tout de moins dans nos résultats) sur le plan de tension (Figure V-19 b) et la régulation du courant (Figure V-19 a). Néanmoins, on constate leur effets connus sur n'importe quel dispositif électrique à savoir le déphasage entre le courant et la tension.

V.1.5 Comportement du système face a certains défauts

Dans cette partie on essayera de traiter quelques cas de défauts parmi les sept défauts possibles pour une mise en parallèle de « n » onduleurs parfaitement identiques avec la même commande.

Les sept types de défauts existants sont : [49]

- Les régimes transitoires.
- Les interruptions.
- Creux de tension.
- Bosses (sur tension).
- Distorsion de la sinusoïde.
- Fluctuations de tension.
- Avaries de fréquence.

V.1.5.1 Variation d'amplitude du réseau

Tout au long de l'étude on a pris comme hypothèse le fait que le réseau est stable, avec des tensions équilibrées et sans aucune perturbation.

Dans cette partie on essayera de voir l'effet du non respect des hypothèses simplificatrices, notamment celle relative aux tensions qui sont supposées équilibrées.

V.1.5.2 Bosse de tension

C'est l'inverse d'un creux de tension, c'est une augmentation inopinée de la tension, due généralement aux : [49]

- Connexions neutres à hautes impédance.
- Réduction brusque de charges.
- Défaillance sur une phase d'un système triphasé.
- Piquage transformateur non réglé.

V.1.5.2.1 Les conséquences de la sur tension [49]

- Erreurs de données ou simplement leur perte, à cause de la chaleur engendrée par l'avarie en question.
- Scintillement des lumières
- Dégradation des contacts électriques
- Dommages aux semi-conducteurs
- Dégradation de l'isolation
- Forte consommation de courant et déclenchement intempestif de disjoncteurs ainsi une surchauffe dans les équipements en aval de la perturbation.

V.1.5.2.2 Echelon de 1p.u entre [0.03s, 0.05s] avec présence d'un défaut de filtre anti-harmoniques

On simule un échelon de tension de « un Pu » à l'intervalle de temps [0.03, 0.05] s (cas extrême de bosse de tensions) et l'on obtient les formes de tensions (Figure V-20) et celles de courant (Figure-21).

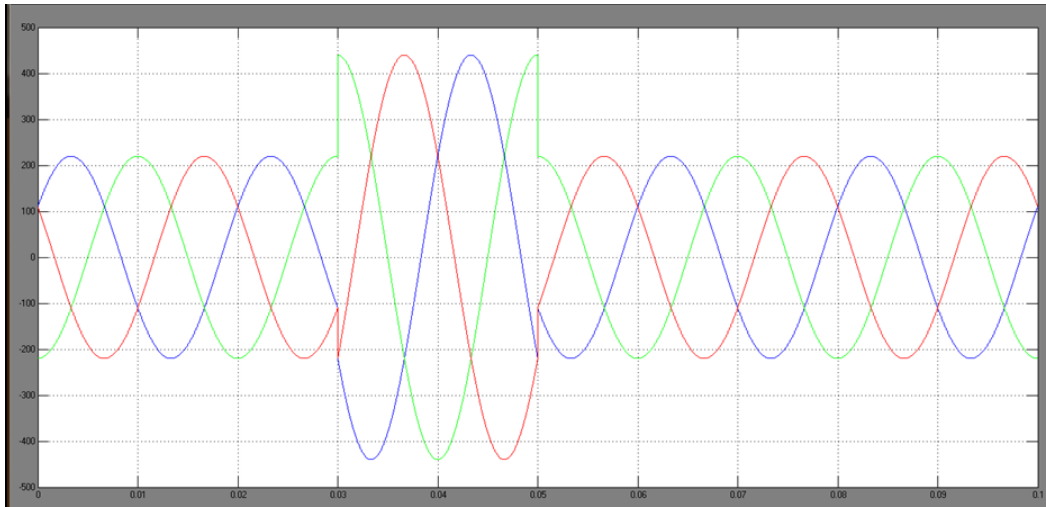


Figure V-20 Forme des tensions pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension avec la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

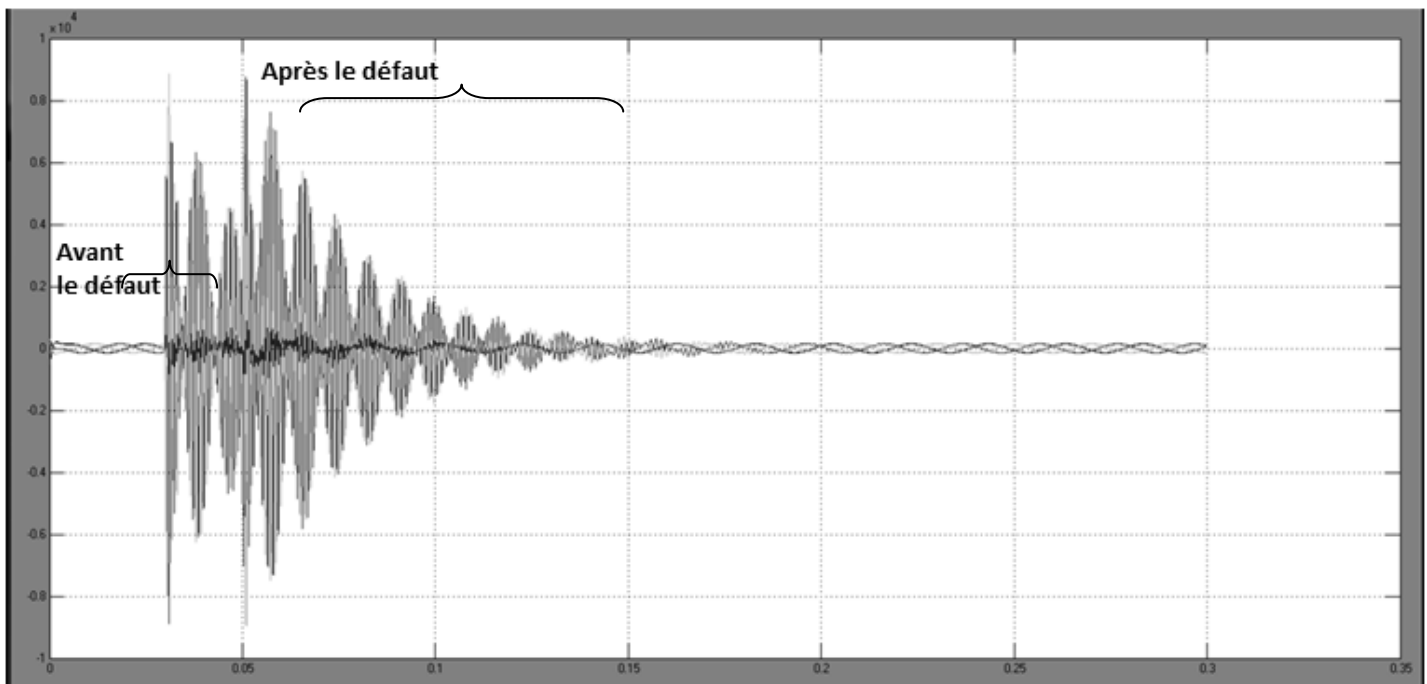


Figure V-21 Forme des courants de sortie avant et après la perturbation pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension avec la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

Après perturbation $t > 0.03s$: (Figure V-21)

La régulation ne répond pas aux performances exigées au système, un autre type de commande pourra en être préconisé dans le cadre de travaux futurs.

Le système ne reprend pas son fonctionnement normal qu'après un moment relativement long par rapport au temps de simulation, et on constate un appel de courant important.

V.1.5.2.2.1 *Interprétations*

	<i>Analyse</i>	<i>Interprétation</i>
<i>Courant (Figure VI-21)</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Perte du control du plan de la régulation des courants. • Des appels de courant importants • Les régulateurs ne répondent pas aux exigences voulues et le régime permanent ne reprend qu'après 0.17s. 	<ul style="list-style-type: none"> • Malgré la sévérité du défaut simulé, le système revient à son régime permanent.
<i>Tension (Figure VI-20)</i>	<p>La tension dans le réseau subit une avarie constatable de 1pu (440V) durant une durée de 0.02s</p>	<ul style="list-style-type: none"> • La régulation de tension est réussie vu qu'après le passage de l'avarie on constate la reprise immédiate du plan de tension.

Tableau V-8 *Intrprétation de la réponse des régulateurs face à une bosse de tension avec présence d'un filtre antiharmonique mal paramétré*

V.1.5.2.2.2 *Proposition de solutions*

Des solutions pour ce cas de problème peuvent être alors répertoriées dans le Tableau V-9.

<i>Solutions</i>	<i>Effets</i>	<i>couts</i>
<i>Réduire l'appel de courant du système en changeant le courant de référence de régulation.</i>	<i>Fiable mais nécessite un remplacement de la totalité des régulateurs.</i>	<i>Couteuse [48]</i>
<i>Correction du problème de résonance en modifiant l'impédance de la ligne (inductance).</i>	<i>Modifier les fréquences de résonance.</i>	<i>Moins couteuse [48]</i>
<i>Réduire la tension d'opération de la capacité du filtre.</i>	<i>Réduire les courants pour l'harmonique désigné mais ne recoud pas le problème de résonance.</i>	<i>Pas du tout [48]</i>
<i>Pratiquement, procéder à la maintenance des lignes de transmission, ainsi que les câbles de régulation.</i>	<i>Réduire relativement l'impédance, par suite la fréquence de résonance, Prend du temps et nécessite l'interruption d'alimentation.</i>	<i>Couteuse [48]</i>

Tableau V-9 *Solutions proposées pour de meilleurs résultats en cas de défauts de tension*

V.1.5.2.3 Echelon de 1 pu entre [0.03, 0.05] s sans présence de filtre anti-harmoniques

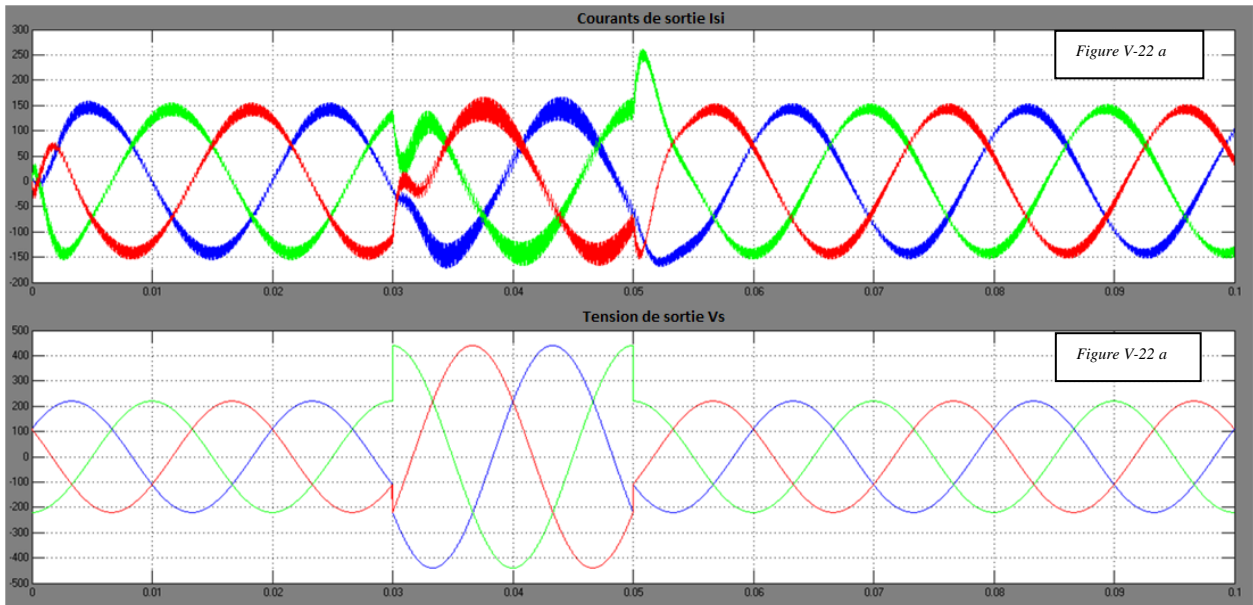


Figure V-22 Forme des courants et des tensions pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

Interprétation

	Analyse		Interprétation
Courant (Figure V-22 a)	Durant la perturbation	<ul style="list-style-type: none"> • Au début de la perturbation les courants dans les trois phases tendent à s'annuler. • Une augmentation de l'amplitude du fondamental qui est sensée rester à 150A passe à 160A. • Durant la perturbation le partage de courant est parfaitement atteint. • A la fin de la perturbation, on remarque un appel de courant sur la phase B de l'ordre de 1.7 fois le courant nominal de référence. 	Lors du début de défaut l'on remarque une diminution du courant qui devrait être pratiquement une augmentation.
Tension (Figure-22 b)	Durant la perturbation	La simulation du défaut est réussie	

Tableau V-10 Interprétation du comportement du système de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

V.1.5.2.4 Modulation d'une bosse de tension sans la présence du filtre anti-harmoniques défaillant

Pour des surtensions non équilibrées (*Figure V-23 b*) qui surgissent avec des amplitudes totalement différentes les unes des autres, notre système de régulation a bien répondu (*Figure V-23 a*). Vu que c'est une simulation, on pourra se permettre les scénarios les plus sévères!, ce scénario est très rare avec les réseaux actuels [50]. Même les systèmes les plus performants peuvent se planter dans ces conditions qualifiées d'extrêmes.

Par ailleurs, les régulateurs reprennent le processus de régulation juste après le passage de défaut et avec de bonnes performances (*Figure V-23 a*).

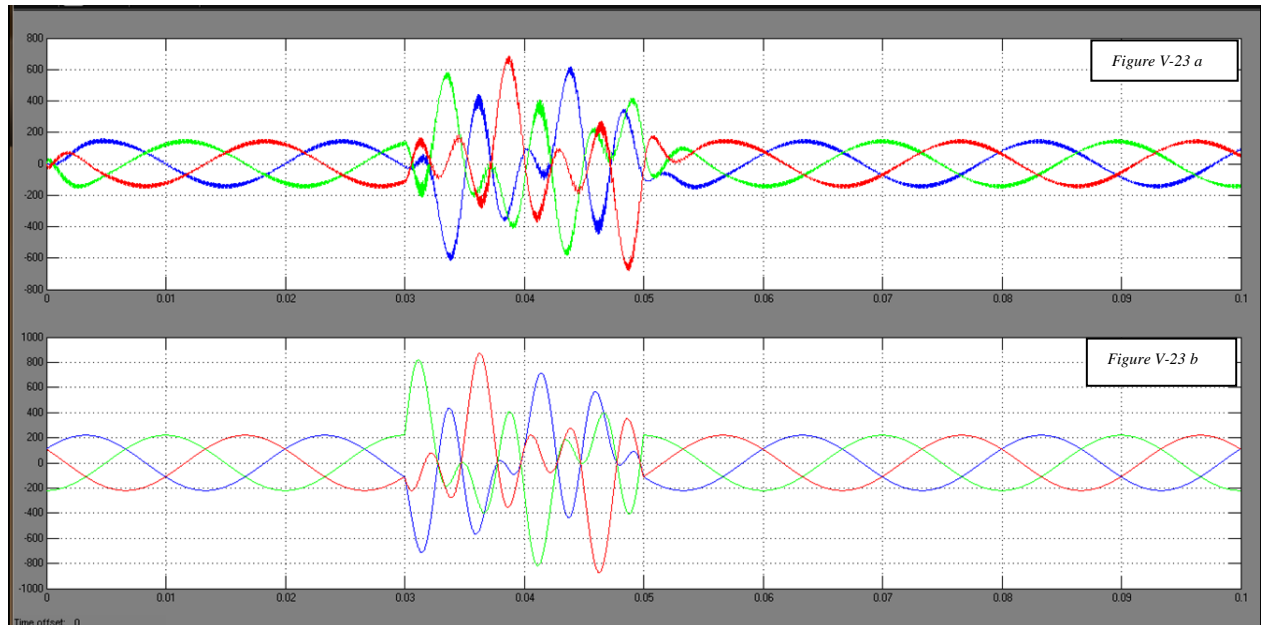


Figure V-23 Forme des courants (a) et des tensions (b) de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une modulation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

V.1.5.2.5 Cas déconnexion successives de très grandes charges avec une rampe de 15 pu/s sans la présence d'un filtre défaillant

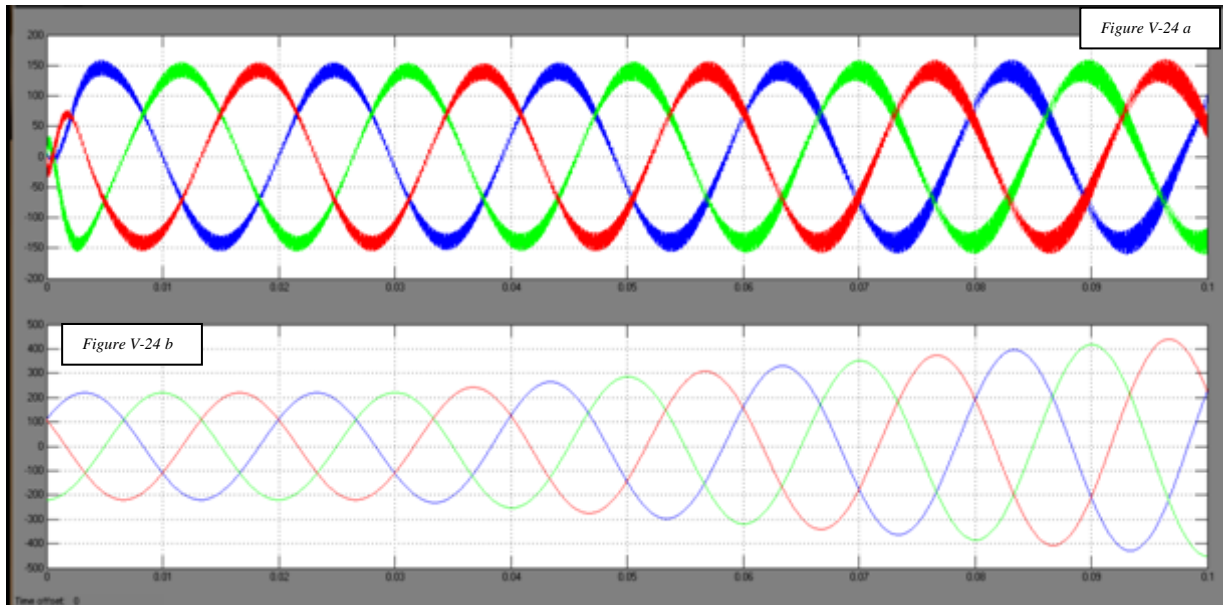


Figure V-24 Forme des courants pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle avec un réseau en situation d'une modulation d'une bosse de tension sans la présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

L'augmentation graduelle de la tension engendre une augmentation graduelle du courant et des harmoniques. (Figure V-24 a)

V.1.5.3 Creux de tension (sous tension)

V.1.5.3.1 Le creux de tension

C'est une réduction de la tension à une fréquence donnée. [49]

V.1.5.3.1.1 *Les causes de creux de tension [49]*

- Défaillance du système (onduleurs-réseau).
- Commutation de charges utilisant des forts courants de démarrage.
- Reprises à distance effectuée par l'équipement secteur.

V.1.5.3.1.2 *Conséquences des creux de tensions*

- Surchauffe dans les moteurs.
- Défaillance de charges non linéaires (alimentation d'ordinateurs).

V.1.5.3.2 **Scénario d'un effondrement du plan de tension de réseau en 0.03s jusqu'à la fin de la simulation**

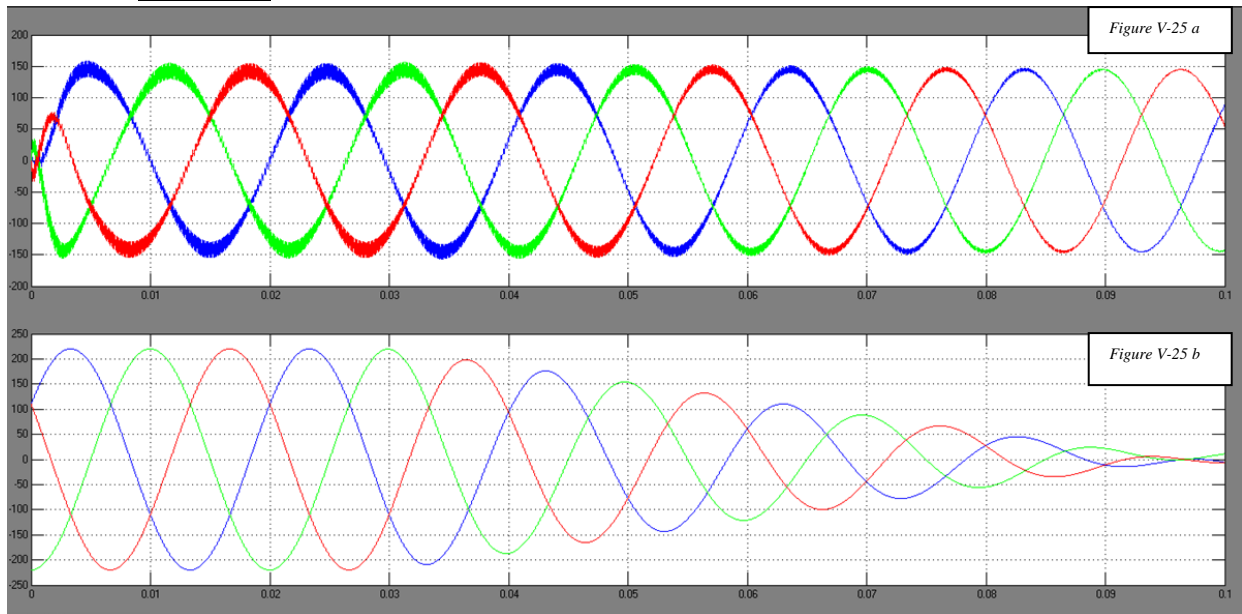


Figure V-25 Forme des courants et des tensions pour le cas de quatre onduleurs connectés en parallèle dans le cas d'un creux de tension sévère

L'interprétation du creux de tension est résumée dans le tableau V-11 suivant :

	Analyse	Interprétation
Courant de sortie Figure V-25 a	<ul style="list-style-type: none"> On ne constate pas les pics de courants comme fut le cas avec la bosse de tension. Le courant n'a pas suivi la baisse de tension. 	<p>Les correcteurs répondent bien lors d'un creux de tension car les courants injectés par la source primaire n'ont pas suivi l'effondrement du plan de la tension.</p> <p>Pratiquement, le problème se posera lors de la reprise du plan de tension; les conditions d'interconnexion doivent être revérifiées.</p>

Tableau V-11 Interprétation du comportement du système des quatre onduleurs connectés en parallèle face à un creux de tension sans présence d'un filtre anti-harmoniques défectueux

V.1.5.3.3 Echelon permanent (impulsion) de -1Pu de la tension

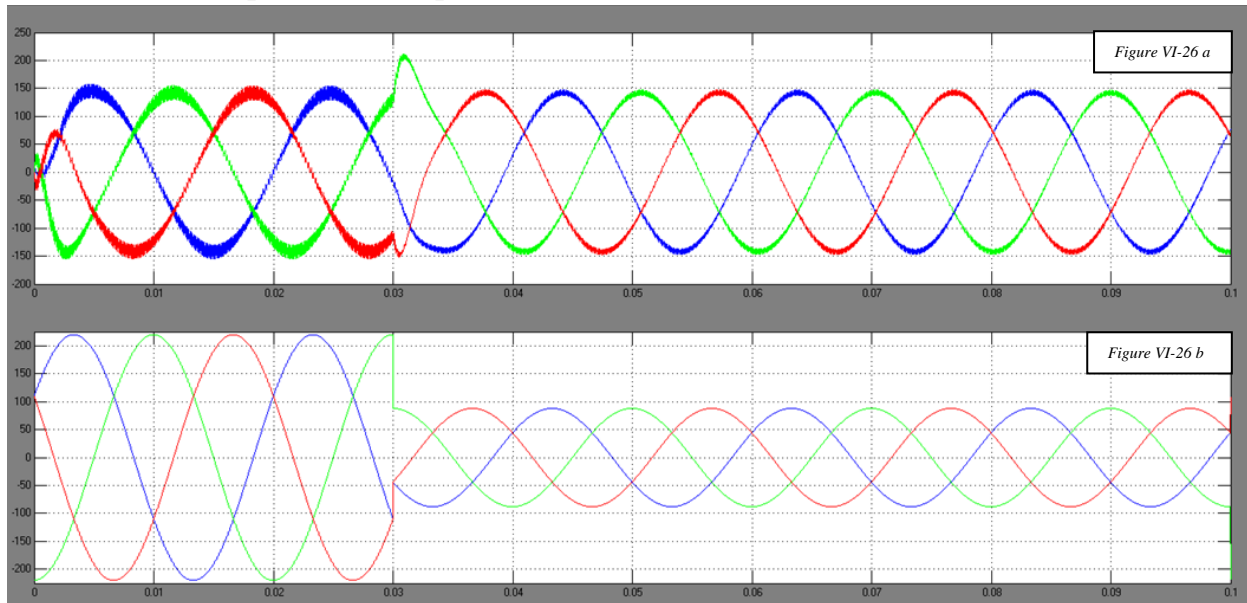


Figure V-26 Forme des courants et des tensions de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle à un réseau en situation de creux de tension permanent

Mêmes synthèses que le tableau V-11 en rajoutant la note suivante :

En cas d'échelon permanent, même avec un creux de tension on constate un régime transitoire des courants qui se résume par un appel de courant aléatoire sur les phases (la phase B et C). (Figure V-26 a)

On conclue que dans ce cas de figure « La régulation du courant s'est effectuée avec succès. »

V.1.5.4 Variation de la fréquence du réseau

V.1.5.4.1 Introduction

C'est une fluctuation plutôt rare dans les systèmes électriques stables, en particulier les systèmes interconnectés via un réseau électrique. [49]

V.1.5.4.2 Causes de la variation de la fréquence [49]

- Existences des générateurs de secours ou un générateur de secours mal paramétré ou opérant sur une forte charge.
- Perte d'une ou plusieurs centrales de production.

V.1.5.4.3 Conséquences de la variation de la fréquence [49]

- Les appareils informatiques ne seront pas affectés vue qu'ils tolèrent une avarie de fréquence.
- Affecter les appareils à moteur ou les équipements sensibles ayant besoin d'un cycle permanent et régulier du courant dans le temps.
- Accélérer ou ralentissent les moteurs ce qui va engendrer d'avantage de chaleurs, une survitesses et par conséquent une surconsommation inutile de courant.
- Le dysfonctionnement des horloges fonctionnant avec la fréquence du réseau.

V.1.5.4.4 Echelon de Fréquence >50Hz (ex : $f=100\text{Hz}$ entre [0.03, 0.05] s)

Le choix de ce cas extrême de défaut est motivé pour la bonne visibilité de ses effets sur les formes des courants de sortie.

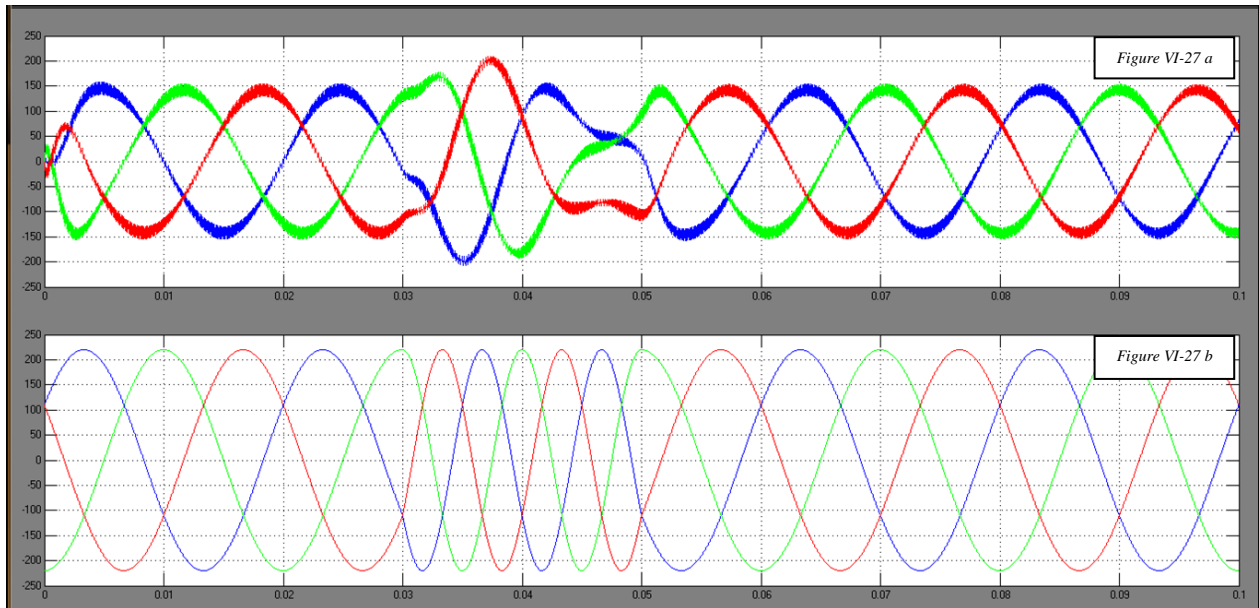


Figure V-27 Forme des courants (a) et des tensions (b) de sortie pour le cas de la connexion de quatre onduleurs en parallèle à un réseau en situation d'un défaut temporaire et sévère de sur-fréquence (100Hz)

La régulation des courants durant l'avarie ne répond pas parfaitement à nos exigences (Figure V-27 a), mais une fois le défaut disparaît, les régulateurs jouent pleinement leur rôle et le régime établi est atteint avec des performances acceptables.

V.2 Simulation en temps réel de « dix onduleurs » connectés en parallèle à un réseau:

V.2.1 Introduction

Pour l'étude faite dans la section précédente, le nombre d'onduleurs mis en parallèle était égal à quatre. Pour montrer que le nombre « n » ne poserait aucune restriction sur la simulation de défauts de la mise en parallèle des onduleurs (si ce n'est que le temps de simulation), on choisira un nombre assez conséquent (dix) d'onduleurs connectés en parallèle constituant un modèle formé de :

- 1 centrale de conversion « Source primaire-Dix onduleurs en parallèle ».
- Une ligne de transport aérien.
- Un utilisateur BT simulé en moteur asynchrone.
- Une génératrice synchrone entraînée par un moteur diesel régulée en vitesse.
- Un réseau donnant la main pour générer différents défauts.
- Un kit complet de toutes les instrumentations nécessaires allant d'un simple ampèremètre à l'estimateur d'amplitudes et de phases.

Les objectifs recherchés sont :

- Le comportement de la régulation dans un milieu agressif.
- Les temps de réponse.
- Répartitions des courants sur la batterie d'onduleurs.

Les régulateurs seront testés en présence de défauts suivants :

- Surtension
- Présence d'harmoniques aléatoires d'amplitude différentes
- Défaillance d'un onduleur

On rappelle qu'initialement les PI ont été dimensionnés pour le régime permanent avec un réseau parfaitement équilibré. Selon [43; 51; 49], une distorsion de la tension du côté réseau peut engendrer de sérieuses distorsions d'harmonique de courant. Nous avons introduit cette partie qui consiste à analyser une chaîne proche du cas d'une centrale « Source primaire-Réseau » innovante et innovatrice qui pourra faire l'objet de réalisation.

V.2.2 Présentation du bloc de simulation :

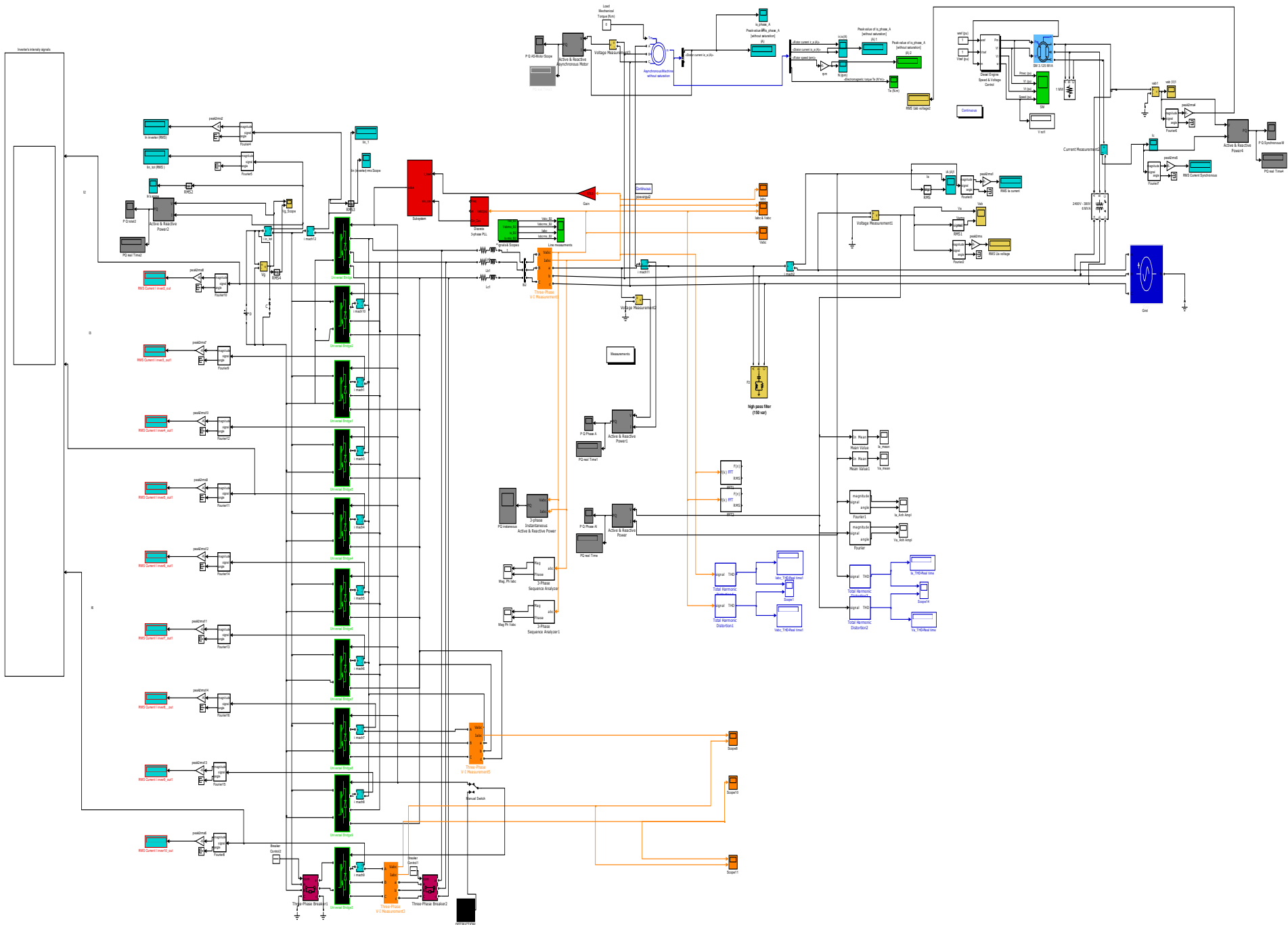


Figure V-28 Système de dix onduleurs connectés à un réseau complet

V.2.3 Simulation en temps réel sans anomalies sur le réseau

V.2.3.1 Le régime permanent

V.2.3.1.1 Forme des courants et des tensions à l'entrée du circuit

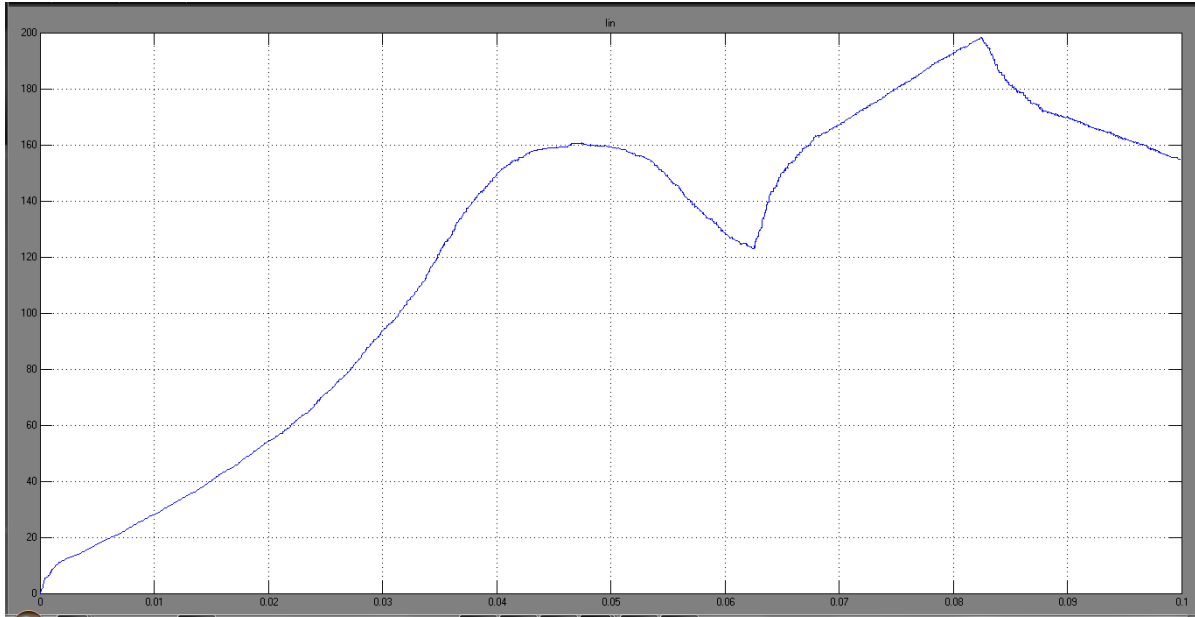


Figure V-29 Forme du courant d'entrée total pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

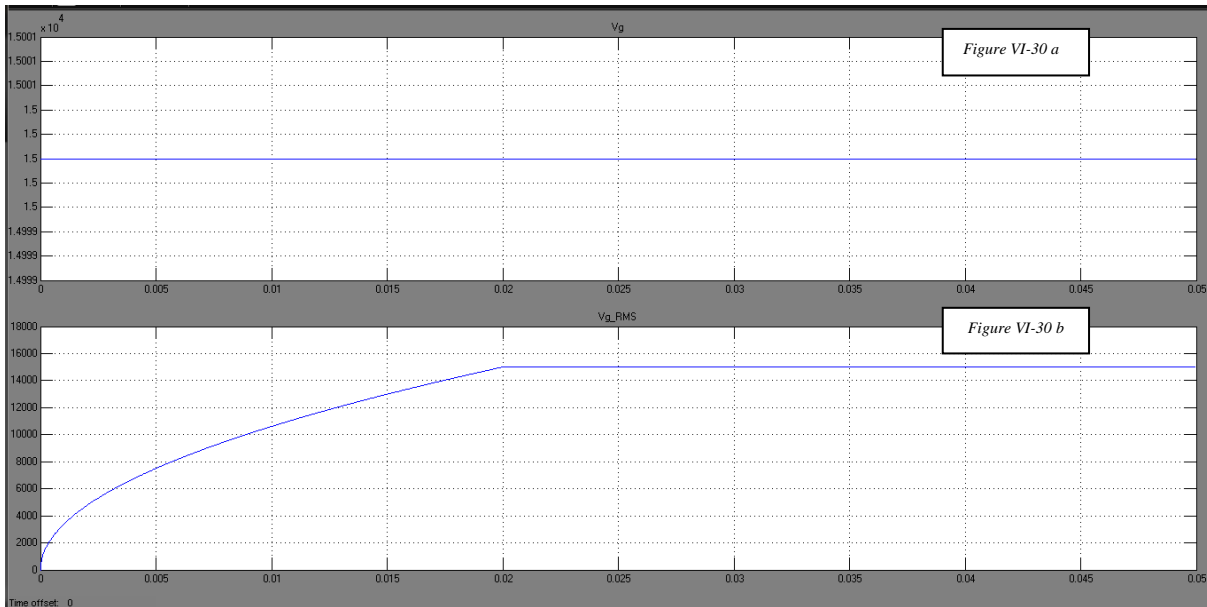


Figure V-30 Forme de la tensions d'entrée et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

Interprétation

	Analyses	Interprétations
Courant d'entrée Total (Figure V-29)	<p>Avant que le courant n'atteigne son régime permanent, il passe par les régimes transitoires suivants:</p> <p>1) Au lancement de la simulation; une augmentation progressive du courant jusqu'à atteindre un courant d'entrée de 160A à l'instant 0.045s.</p>	<p>L'augmentation progressive du courant est un processus naturel pour amorcer la chaîne : « Onduleurs-Ligne-Réseau-Eléments non linéaire »</p>
	<p>2) Une fois le système est amorcé, le courant tend à atteindre un régime permanent.</p>	<p>Le régime permanent sous entend l'établissement du courant tout au long de la chaîne étudiée à l'instant 0.06s pour un courant d'entrée de 120A</p>
	<p>3) A l'instant 0.062s le courant augmente jusqu'à atteindre une valeur de 200A.</p>	<p>Une ré-augmentation du courant est essentiellement due au démarrage du moteur asynchrone à l'instant 0.045s engendrant l'appel de courant connu lors de démarrage des machines alternatives pour contrer la force d'inertie.</p>
	<p>4) Enfin, le courant tend à atteindre un autre niveau de régime permanent</p>	<p>Une fois le moteur asynchrone a démarré et la génératrice synchrone a atteint son régime permanent, le courant tend à atteindre un nouveau régime permanent difficilement visualisable et ce à cause des cas des « Out Of Memory ». En revanche on peut l'estimer à 140A.</p>
Tension d'entrée totale (Figure V-30)	<p>La tension d'entrée est une source continue. On constate que le régime permanent des tensions de la chaîne s'établit à partir de l'instant 0.02s comme prévu lors de la programmation des régulateurs PI.</p>	<p>Le temps de montée (0.02s) choisit lors de la construction du système de régulation apparaît bel et bien lors de l'établissement du régime permanent.</p>

Tableau V-12 Interprétation des résultats de la simulation des courants en aval de la batterie d'onduleurs pour le cas de la connexion de 10 onduleurs en parallèle avec un réseau sans défauts auquel sont connectés des éléments non linéaires

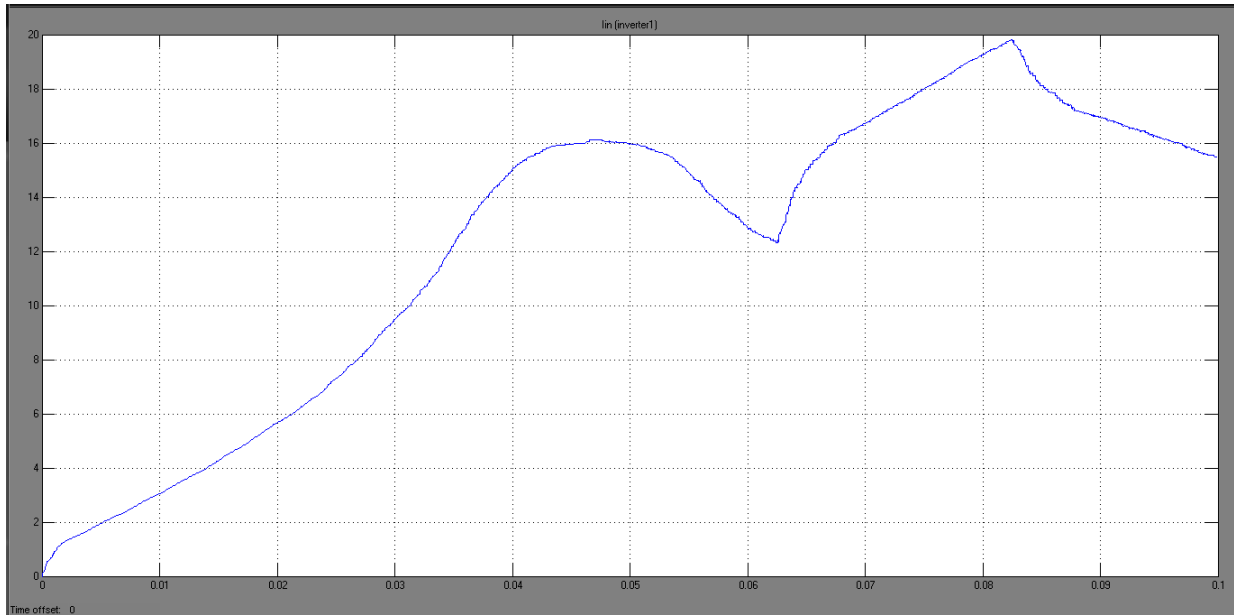


Figure V-31 Forme de courant d'entréesur chaque onduleur pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

Un résultat d'une importance capital surgit à partir des deux figures (Figure V-29 et Figure V-31) :

On voit bien que les courant d'entrée sont bel et bien partagés équitablement sur l'ensemble des dix modules car la forme de courant d'entrée de la Figure V-31est la même que celle de la Figure V-29 à un facteur égale à 1/10.

V.2.3.1.2 **Forme des courants de sortie**

L'interprétation concernant les courants de sortie de la mise en parallèle de dix onduleurs est résumée dans le Tableau V-13

	Analyses	Conclusions
Courant de sortie i_{abc}	1) Courants de sortie parfaitement sinusoïdaux de fréquence 50Hz. (Figure V-32c) 2) Courants triphasés régulés selon le courant de référence 300A. (Figure V-32 c) 3) Régime permanent atteint à 0.02s. (Figure V-32 d)	La régulation des courants de sortie des dix onduleurs est bien réussie en fonctionnement normal sans défauts.
Tension de sortie V_{abc}	Tensions de ligne triphasées équilibrées d'amplitude $380V_{max}$ comme prévu. (Figure V-32 a)	La régulation de la tension est bien réussie.
	Pas d'harmoniques ni distorsion.	Le filtre est bien paramétré
	Il est bien clair que l'amplitude de la tension s'établit d'une façon permanente à l'instant 0.02s avec une amplitude de 220V ligne à neutre avec une phase de 120° . (Figure V-33)	La PLL à bien fonctionné, par conséquent on peut dire qu'on a réussi à bien la paramétrer.

Tableau V-13 Intréprétation des courants et des tensions de sortie et de leur amplitude et déphasage sur la phase pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

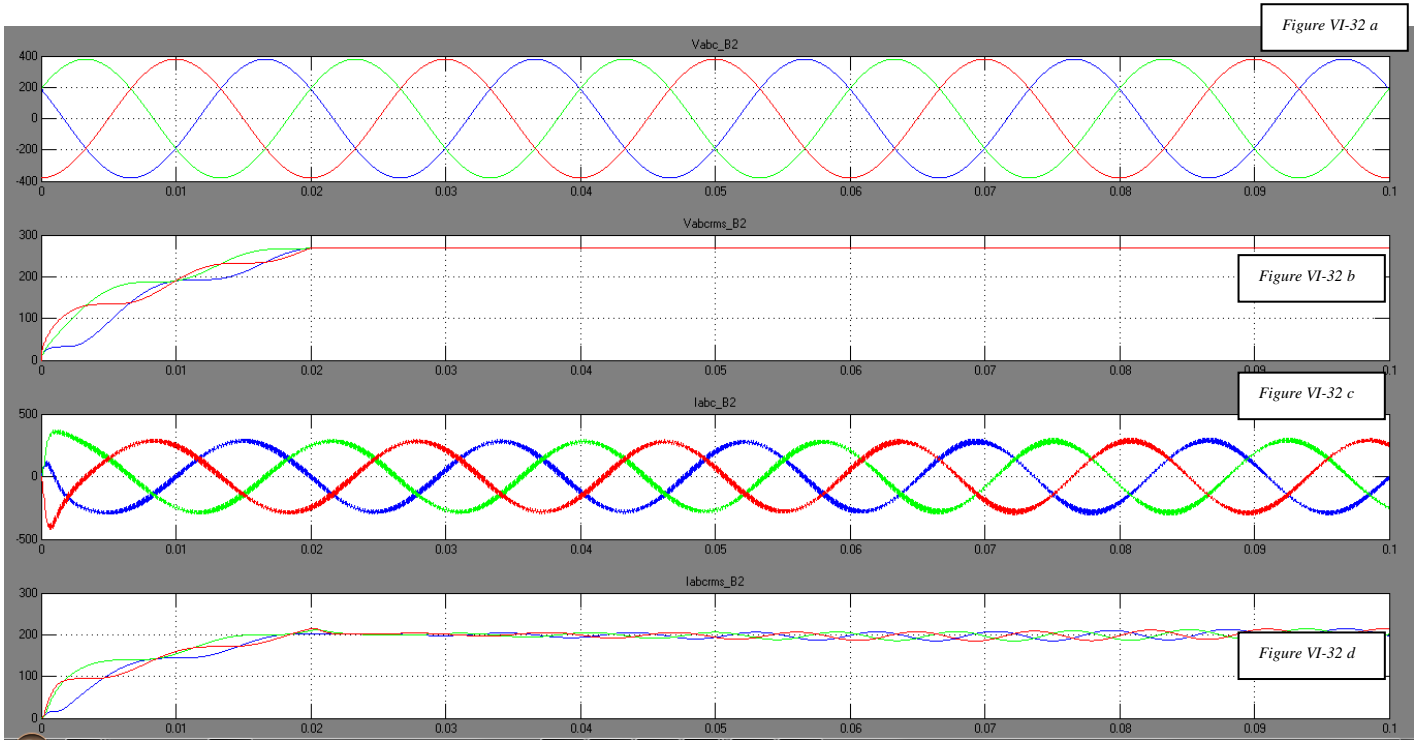


Figure V-32 Forme des courants et tensions de sortie sur les trois phases et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

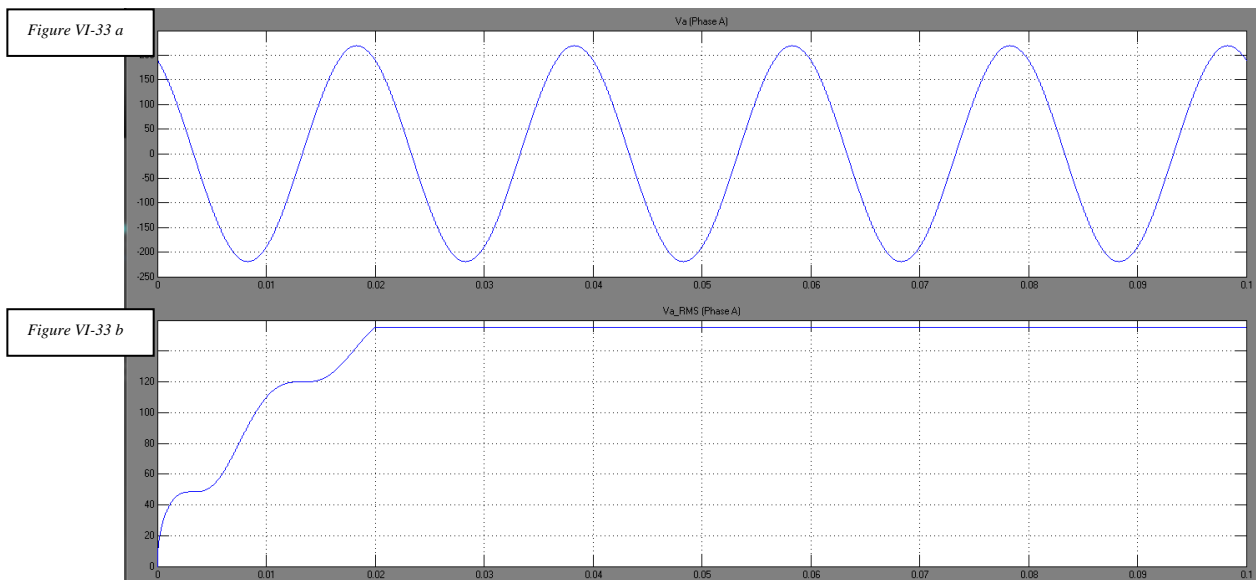


Figure V-33 Forme de l'amplitude de la tension de sortie sur une phase et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

Un autre résultat très important concernant la mise en parallèle des dix onduleurs est le partage de courant de sortie. Sans cela, un courant de circulation [52] va être généré le long des dix onduleurs.

Dans notre cas, l'on remarque bien que le courant de sortie (300A) est bel et bien partagé (30A) le long des dix onduleurs (*Figure V-34*). Ceci nous permettra de vérifier que le partage de la puissance de sortie le long des dix onduleurs est parfaitement garanti.

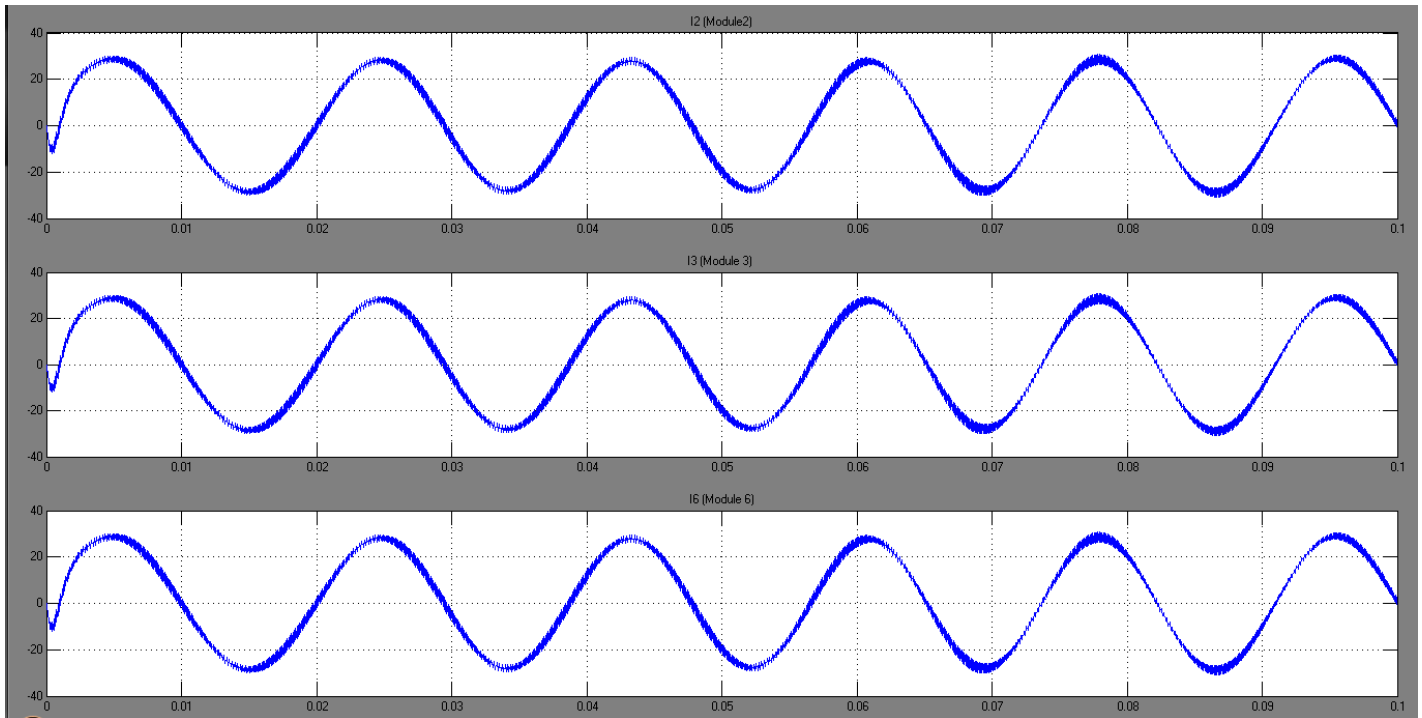


Figure V-34 Forme et partage des courants de sortie (modules 2, 3 et 6) pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de fonctionnement sans défauts

V.2.4 Simulation en temps réel en présence de défauts

V.2.4.1 Cas d'une perte d'un onduleur à l'instant 2.5ms

Coté alternatif

Après la perte d'un module et avant que le système n'atteigne son régime permanent (conditions sévères), le système conçu initialement avec un nombre de dix modules en parallèle se résume à un système de neuf onduleurs mis en parallèle.

On voit bien que la régulation agit correctement (*Figure V-35*)

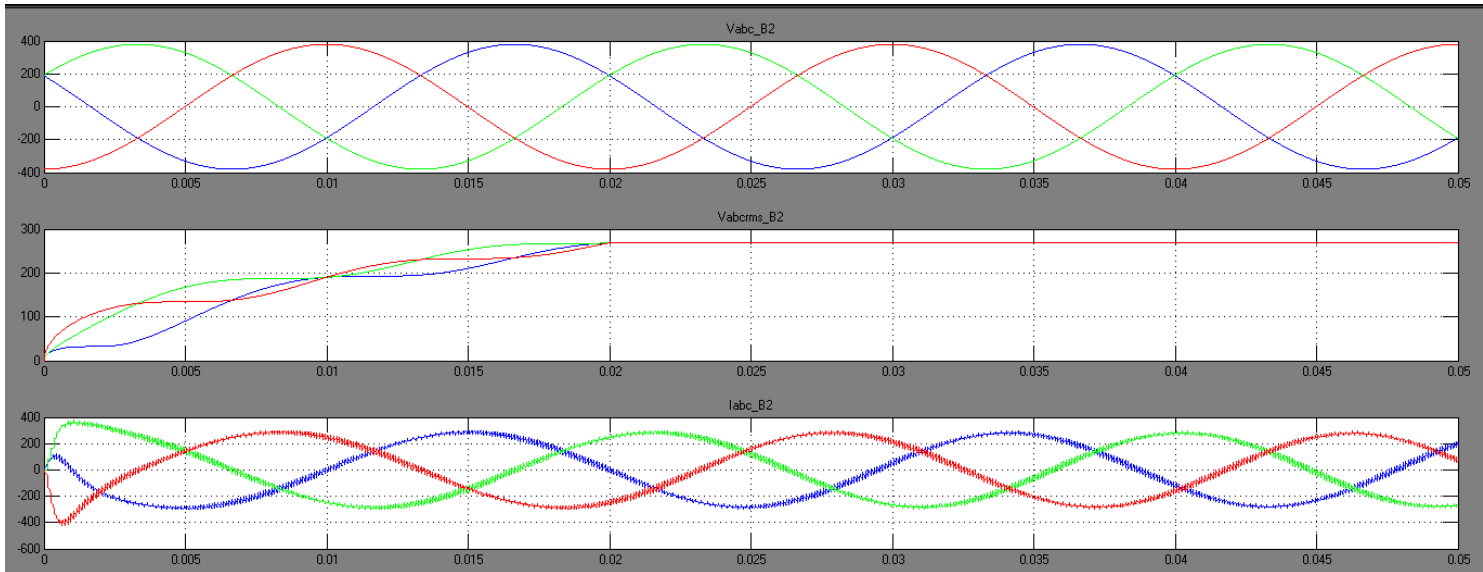


Figure V-35 Forme des courants et les tensions de sortie sur les trois phases pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de perte d'un onduleur

D'autre part, un résultat très important concerne le partage de courant de sortie et par la suite la puissance fournie au réseau. Le courant maximal de sortie pour chaque module qui était initialement égale à 30A ($n=10$), se voit maintenant augmenté à la valeur maximale de 33.33A (*Figure V-36*). Chaque onduleur devra supporter une augmentation de seulement 3.33A. Pour le cas de quatre onduleurs, cette augmentation serait de 25A sur chaque module. L'on notera bien l'intérêt de la mise en parallèle d'un nombre judicieux d'onduleurs.

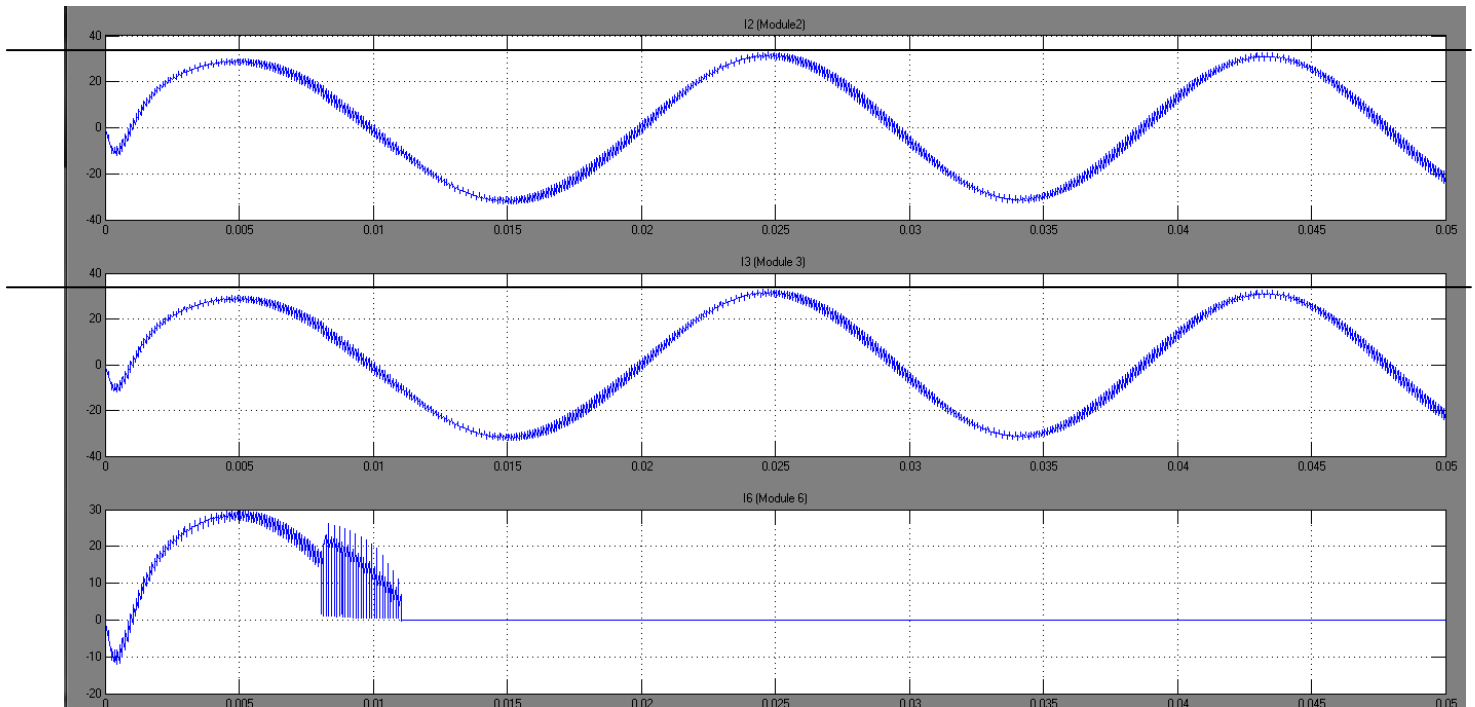


Figure V-36 Partage du courant de sortie en temps réel pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de perte d'un onduleur

V.2.5 Simulation de défauts d'harmoniques venants du réseau

V.2.5.1.1 Paramètres du défaut d'harmoniques

Les harmoniques injectées du côté réseau sont d'ordre trois et cinq avec des paramètres résumés dans le *Tableau VI-3* présenté en annexe.

L'on remarque bien que les harmoniques influent légèrement sur la forme des courants d'entrée en amont de la batterie d'onduleurs (*Figure V-37*) et ce comparativement au formes de courants d'entrée obtenues dans le cas de la connexion des dix onduleurs dans le cas de la non présence de défauts (*Figure V-29*).

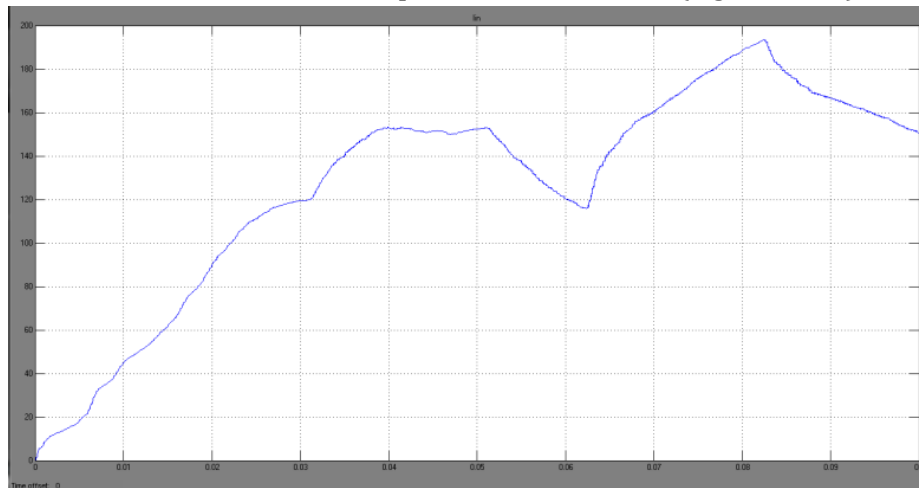


Figure V-37 Forme du courant total d'entrée pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques

La Figure V-38 montre bien la fraction 1/10 du courant d'entrée sur chaque module par rapport au courant total d'entrée mais avec une légère influence des harmoniques.

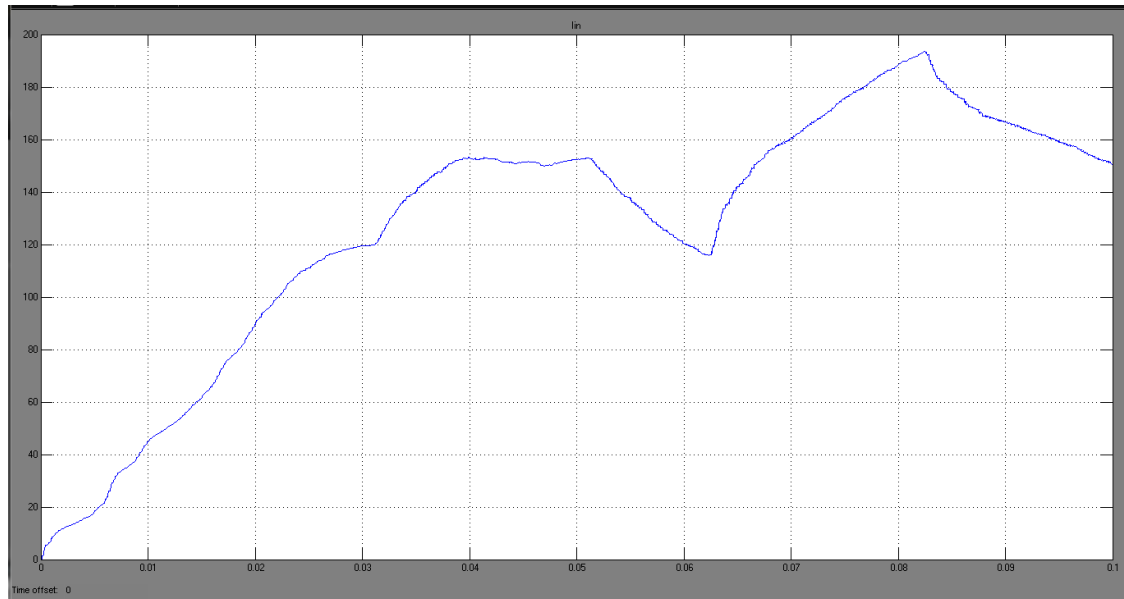


Figure V-38 Forme de courant total d'entrée sur chaque module pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques

Lors de la présence de ces harmoniques de tension, un comportement presque identique est obtenu pour le courant de sortie total.

Une fois ces harmoniques disparaissent, le système revient vers son état d'équilibre. (*Figure V-39*)

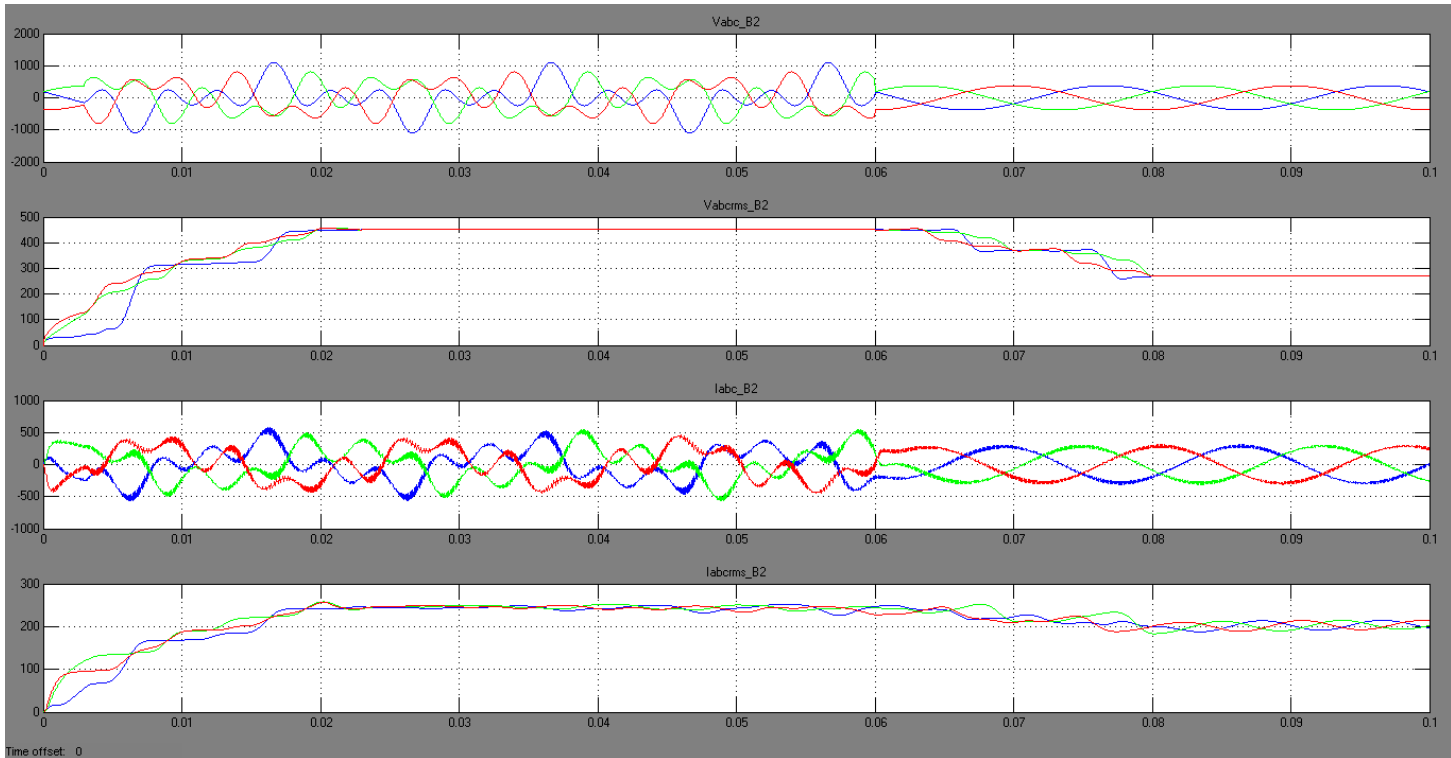


Figure V-39 Forme des courants et des tensions de sortie et établissement du régime permanent pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques

Un résultat que nous jugeons très important est validé par la figure V-40 : On constate bien qu'après disparition des harmoniques, le système retrouve sa condition de fonctionnalité à savoir partage des courants de sortie (l'amplitude maximale du courant de sortie par onduleurs égale à l'amplitude maximale de courant de sortie total 300A divisé par dix).

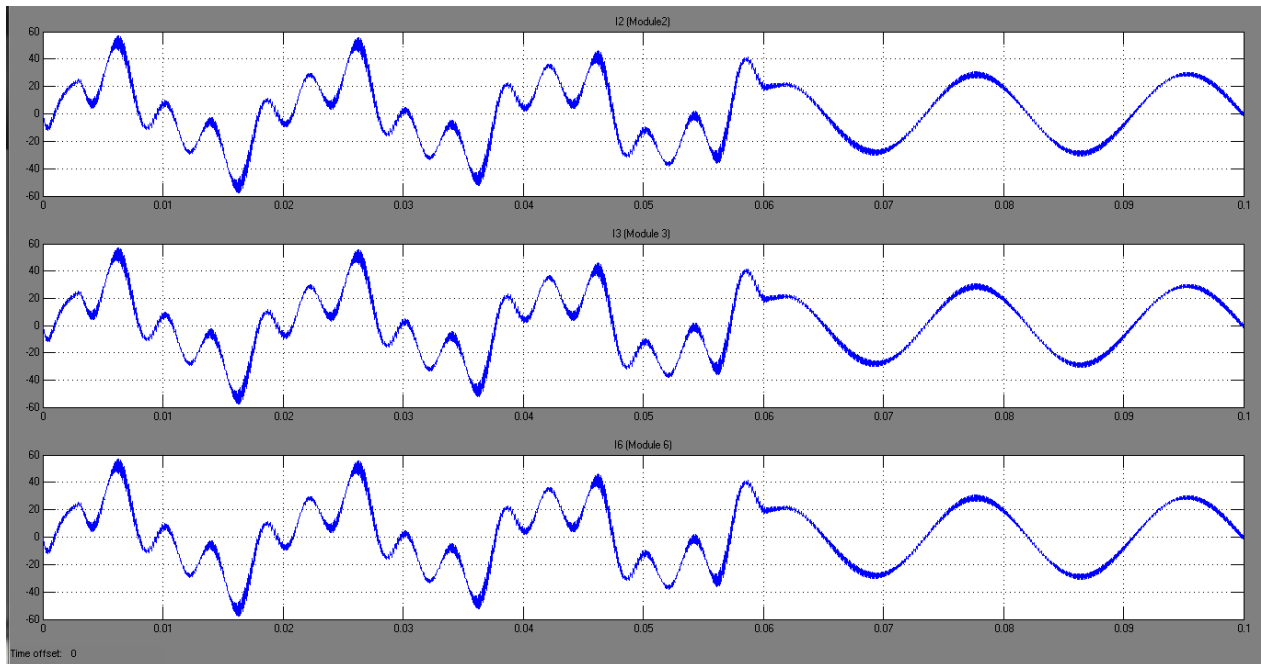


Figure V-40 Partage du courant en temps réel pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle à un réseau en situation de présence d'harmoniques

V.3 Conclusion

La simulation des différents défauts qui peuvent surgir pendant le fonctionnement du système a donné des résultats très satisfaisants vu que le système retrouve toujours son état d'équilibre après le passage des avaries. Néanmoins, la présence d'un filtre défectueux perturbe la régulation des quatre onduleurs connectés en parallèle.

Conclusion générale

Les méthodes développées pour l'étude en boucle ouverte et les démarches suivies pour la réalisation et la régulation des courants de sorties de « n » onduleurs connectés en parallèle ont été validées en temps réel (Cf. Chapitre V). Les simulations temps-réel ont été réalisées en traitant le plus grand nombre possible de cas avec ou sans défauts. L'objectif a été de pouvoir juger la validité des méthodes théoriques adoptées et suivies soit en boucle ouverte ou en boucle fermée.

Dans le Chapitre I, on a montré l'importance des onduleurs en électronique de puissance et l'intérêt particulier de la mise en parallèle des blocs d'onduleurs par rapport aux onduleurs multiniveaux. On a bien effectivement mis en exergue les avantages de la mise en parallèle des onduleurs notamment le partage de puissance, la redondance, l'amélioration de la fiabilité et la continuité du transfert de puissance, l'habilité de commutation à hautes fréquences, l'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur et la simplicité de la modélisation de leur commande.

Ensuite au chapitre II et III on a traité les avantages d'une modélisation et l'intérêt qu'offre la technique de la moyenne dans l'espace d'état pour l'étude de la stabilité de « n » onduleurs identiques connectés en parallèle. Cela nous a permis d'obtenir un modèle moyen simplifié représentant un système assez complexe de « n » onduleurs connectés en parallèle. On a montré aussi que pour une modulation donnée, l'influence des différents paramètres sur la stabilité du système global tout en soulignant l'importance de la résistance de synchronisme.

Au chapitre IV et V et après avoir obtenu le modèle moyen dans le référentiel de Park de la chaîne « onduleur-ligne-réseau » de « n » (quatre et dix) onduleurs connectés en parallèle à un réseau, une simulation de la fonctionnalité de toute la structure est vérifiée pour quelques défauts de réseau dont on a bien remarqué que la régulation choisie garantit le retour du système à son état d'équilibre après disparition du défaut. Autre résultat important obtenu est le partage du courant de sortie et par la suite le partage de la puissance fournie au réseau le long des « n » onduleurs. Par contre, un mauvais paramétrage du filtre de sortie dégrade fortement les performances du système.

Au bout des raisonnements adoptés et démarches suivies, on estime que les résultats obtenus sont encourageants et montrent clairement l'intérêt de la simulation en temps-réel. Pour ce, d'éventuels travaux peuvent être envisagés dans le cadre de la mise en parallèle d'onduleurs, on peut citer :

- 1) Choisir une autre technique appropriée de commande pour le contrôle des onduleurs.
- 2) Envisager des sources primaires (photovoltaïque ou éolienne) de différentes connections, avec leur éventuelle régulation ou leur programmation (hacheur élévateur ou abaisseur...).
- 3) Etudier d'autres types de défauts et leur influence sur le circuit total et par la suite élaborer une base de données fiable pour un bon diagnostic.
- 4) Envisager la connexion de toute une batterie de filtres (filtrage complet) et étudier leurs influences sur le système malgré la présence de la MLI connue pour son bon filtrage d'harmonique.

- 5) Etude de la fonction compensation du VSI qui sera désormais par abus de langage un VSC ou SVC (Static Var Compensator) et la chaine global onduleurs-réseau sera appelée D-Statcom, d'où l'étude d'un double fonctionnement de l'onduleur : la conversion et la compensation réactive.
- 6) Envisager la même étude mais pour des onduleurs à paramètres internes différents.

Annexe A

VI.1 Résumé des hypothèses

- 1) Les intercepteurs sont considérés parfaits et identiques (Donc une résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutations instantanées)
- 2) Les cellules d'interrupteurs placées en série ou en parallèle et commandées par les mêmes signaux sont considérées comme un seul interrupteur parfait
- 3) Les sources étant parfaites
- 4) Les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linaires et ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer
- 5) Toutes charges présentant des caractéristiques similaires, connectées en série ou en parallèle, sont groupées et représentées par des équivalents
- 6) Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant
- 7) La commutation implique le changement simultané et complémentaire de deux interrupteurs et de deux seulement.
- 8) Tout les onduleurs reçoivent une même commande.
- 9) La non circulation du courant, en d'autre termes un régime de neutre complètement absent. [16].
- 10) Les tensions de sortie sont triphasées équilibrées sauf cas de défauts ou c'est nous qui générerons le déséquilibre voulu
- 11) Si le coefficient de connexion $U_i=1$ alors son complément $/U_i=-1$.
- 12) La fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI.

VI.2 Paramètres de filtrage

Tuningfréquence $f_n=11*50$, avec un facteur de qualité : $Q = 19$, alors de la section VI.2.1.9.1, on tire le tableau suivant :

Le taux de réduction des harmoniques	11	Réactance capacitive X_c	3.09m Ω
Puissance active(P)	7.96 W	Réactance inductive X_L	0.002m Ω
Puissance réactive de compensation Q_c	150 Var	Bande passante (β)	0.57

Tableau VI-1 Paramètres du filtre passif passe haut

VI.3 Le D-statcom

VI.3.1 Le Statcom

C'est un système de compensation utilisé pour les courants alternatifs dans les réseaux électriques de transmission. Généralement il se base sur des VSC, et ceci pour la consommation ou l'injection du réactif dans le réseau. C'est une source de puissance (machine synchrone dans notre cas) se connecte à se type de réseau, il pourra en effet produire de la puissance active. [53] On choisit juste d'étudier la fonction conversion.

Fonctionnement : Si la tension de sortie des VSC est plus grande que la tension du réseau au point de connexion, le Statcom génère un courant réactif, vice versa si la tension à la sortie du VSC est plus petite que celle au point de la connexion, il absorbe de la puissance réactive. .

Caractéristiques :

- Une très bonne et stable tension
- Amélioration du facteur de puissance pour les réseaux en ayant un mauvais. [53]
- Stabilise le réseau électrique et favorise l'intégration du renouvelable [54]

VI.3.2 Le D-Statcom

« « On définit un réseau de distribution D-Statcom comme : (Distribution STATic COMPensator), c'est une application d'un onduleur de tension couplé en shunt à un réseau dans le but de le compenser et pour l'interfaçage des puissances, cela dit » » »

C'est la connexion du réseau Statcom à un réseau de distribution d'où la naissance d'un réseau D-statcom, réseau de distribution amélioré pour en sortir avec les avantages suivants : [55]

- 1) Une compensation du réactif assez rapide
- 2) Une grande stabilité de la tension
- 3) La suppression des Flickers (oscillations)
- 4) Limiter les surchauffes des charges qui lui sont connectées durant les régimes transitoires.
- 5) Le réseau idéal pour les charges dynamiquement non linéaires sans même l'utilisation des batteries de condensateurs ou tout de moins limiter leur volumes
- 6) Connue pour son court temps de réponse et sa capacité de supporté jusqu'à 32,5% de la charge nominale pendant 1 à 3 secondes et puis sa stabilité, ce qui extrêmement intéressant lors de la connexion des sources primaires aux réseaux conventionnels puissant offrant ainsi une meilleure performance.
- 7) L'amélioration de la tension est tellement impressionnant que nous avons jugé de le montrer si dessous :

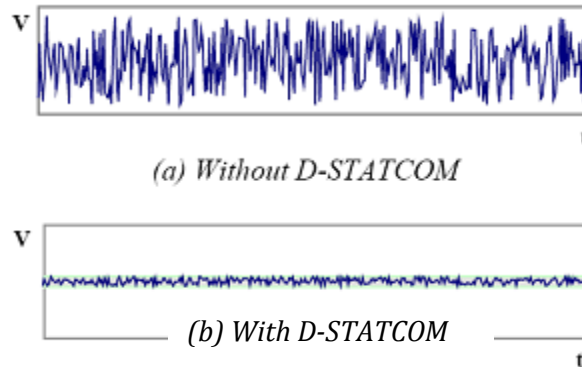


Figure VI-1 Distorsion de la tension d'un réseau avec et sans connexion d'un D-Statcom [55]

- 8) Diminuer le besoin d'en rajouter de nouvelles lignes de transmission ou même de besoins de génération. [50]

Donc

La transformée de utilisée dans la modélisation du l'onduleur

VI.3.3 Le bloc de la transformation de Park associé à celle de Park :

Le bloc est géré par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad VI1$$

Pas du homopolaire car on n'a pas connecté le neutre du coté alternatif de l'onduleur, alors la matrice inverse sera la suivante :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad VI2$$

VI.3.4 La transformée de Clark :

Le principe est simple, un système triphasé de bobines parcouru par des courants déphasés de $(2\pi/3)$ créera un champ tournant de vitesse ω , et puis un système diphasé constitué de 2 bobines perpendiculaires l'une par rapport à l'autre et parcourues par des courants permettent de créer un champ tournant de vitesse ω .

VI.4 Régulation

VI.4.1 PI de la boucle de courant

D'après les paramètres des PI suivants :

$$K_{ii} = \frac{2L\omega_n^2}{V_0}$$

IV-59

$$K_{pi} = \frac{2zK_{ii}}{\omega_n} - \frac{2r}{V_0}$$

IV-60

Et en prenant en considération les hypothèses simplificatrices de simulation suivantes :

- 1) On néglige les inductances de sortie des onduleurs en choisissant une injection directe sur un jeu de barre juste à la sortie de chaque onduleur
- 2) On considère que le caractère inductif du réseau l'emporte sur celui résistif.
- 3) En choisant des paramètres les plus proches des cas réels et qui prennent en considération.
- 4) En prenant les valeurs d'asservissement suivantes.

temps de montée (t_m) (s)	$2 \cdot 10^{-2}$	Coefficient d'amortissement (z)	0.7
Tension d'entrée V_0 (V)= E_d	1500	Inductance de la ligne (H)	$0.5 \cdot 10^{-3}$
Résistance de la ligne (Ω)	$8 \cdot 10^{-3}$	Oscillations propre (après calculs) rad/s	1096.66
K_{ii}	0.801	K_{pi}	$1.101 \cdot 10^{-3}$

Tableau VI-2 Calcul des paramètres des régulateurs de courant

Annexe B

Paramètres de défauts d'harmoniques (section V-2-5)

	Ordre de l'harmonique	Amplitude de l'harmonique de la tension (pu)	Phase de l'harmonique de tension(°)	Temps de l'application de l'harmonique
Harmonique I	3	0.9	60	[0.03, 0.06]s
Harmonique II	5	1	-120	[0.03, 0.06]s

Tableau VII-1 Paramètres de défauts d'harmonique de réseau pour le cas de la connexion de dix onduleurs en parallèle avec un réseau auquel lui sont connectés des charges non linaires (section V-2-5)

Paramètres de simulation

Tension d'alimentation	15000 V									
Onduleurs	Résistance de décharge(Ω)	Capacité interne(F)	Nombre de phases	Résistance interne (Ω)	Temps de commutation	Type				
	10^5	Inf	3	10^{-3}	$[10^{-6}, 2.10^{-6}]$	IGBT à diodes de récupération				
ligne	Resistance/phase (Ω)				Inductance/phase(H)					
	8.10^{-3}				$0.5.10^{-3}$					
Réseau	U_{max}	Déphasage entre phases	Types de défauts possibles à générer (en rampe, en échelon, en rampe, en modulation défauts équilibrés et non équilibrés)							
	380	120°	Creux de tension- Bosses de tension-Baisse de fréquence-Sur fréquence-Déphasage-Génération d'harmoniques et défauts déséquilibrés							
Machine synchrone	Moteur diesel d'entraînement			Génératrice synchrone non saturée en rotor à pôles saillants						
	Module Matlab/Simulink, avec régulateur de couple			V_s (V)	P_n (W)	R_s (Ω)	J (kgm. ²)	Pôles	Conditions initiales	Saturation
				2400	$3,125.10^6$	0.0036	1.07	2	Mise à 0	Non
Transformateur Machine synchrone/réseau	$U1/U2$ (V)	P_n (W)	$R1$ (Ω)	$L1$ (H)	$R2$ (Ω)	$L2$ (H)		Inductance magnétisante(H)	Résistance magnétisante (Ω)	
	2400/380	6.10^6	0.00144	$9,1679.10^{-6}$	0.0001083	$6.8946 10^{-6}$		0.61	192	
Machine Asynchrone (laboratoire de machine département Electrotechnique à P=2 cage d'écureuil	P_n (W)	V/U (V)	R_s (Ω)		L_s (H)	R_r (Ω)		L_r (H)	L_m (H)	J (kgm. ²)
	3500	220/380	0.76		0.076	0.74		0.077	0.074	0.02

Tableau VII-2 Paramètres généraux de simulation

Lexiques

AC	Alternative Current
DC	Direct Current
D-FACTS	Flexible AC Transmission Systems for Distribution power system
D-STATCOM	STATic COMPensator for Distribution power system
FACTS	Flexible AC Transmission Systems
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI (Correcteur)	Correcteur Proportionnel Intégral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
RL	Résistance et Inductance placés en série
STATCOM	STATic COMPensator
SVC	Static Var Compensator
VSC	Voltage Source Converter
VSI	Voltage Source Inverter

Bibliographies

1. **Miłosz Mi'skiewicz, Arnstein Johannesen.** *Control of parallel inverters.* [PDF, CD-ROM]. SPRING SEMESTER 2009. pp. 1-6. PED4 - 1034.
2. **John G. Ciezki, Robert W. Ashton.** *The Control of Parallel-Connected Inverters for U.S. Navy Shipboard Applications.* [PDF]. April 18 2001 . pp. 1-6. NPS-EGO 1 -003 .
3. **F. Labrique, G. Seguiet, and R. Bausiere,.** *La conversion continu-alternatif.* Paris : TEC and DOC, - Lavoisier, 1995. pp. 55-58. Vol. 4.
4. **N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins.** *Power electronics - Converters, Applications and Design.* Power Electronics Product line, John Wiley and Sons Inc. New York, USA : s.n., 1995. Industrial intern's paper , 2nd ed.
5. **H.Rachid, Muhammad.** *Power Electronics, circuits, devices, and applications.* [ed.] Prentice Hall. Englewood Cliffs, New Jersey. USA : s.n., 1993.
6. **P.R.K, Chetty.** Current injected equivalent circuit approach to modelling and analysis of current programmed switching DC-to-DC converters (discontinuous inductor conduction mode) [PDF]. [ed.] IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS. MAY/JUNE 1982, Vol. NO. 3, p. 295.
7. **Lee.et, Fred.C.** *Modeling, Analysis, and Design of Distributed Power Electronics System Based on Building Block Concept.* Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University. Blacksburg, Virginia, USA : s.n., May 1999. Thèse .
8. **S. Luo, Z. Ye, R. Lin, F. Lee.** A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules Proceedings. PESC 1999. : s.n.
9. **K. Matsui, Y. Murai, M. Watanabe, M. Kaneko, F. Ueda,.** *A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors, on Power Electronics.* IEEE Transactions,. April 1993. pp. vol. 8, no. 2, pp. 186-191, IEEE conference.
10. **MERDASSI, Asma.** *Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs et Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques.* Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble . Grenoble, France : s.n., 11 Novembre 2009. THESE de Doctorat.
11. **Anupam Mishra, Sunil Panda, B. Srinivas.** *Control of Voltage Source Inverters using PWM/SVPWM or Adjustable Speed Drive Applications.* Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology Rourkela. Orissa_India : s.n., 2009. pp. 14-49.
12. **Holger Wrede, SEG GmbH & Co. KG.** *High dynamic control of a voltage source inverter in grid parallel operation with minimised current distortion even under harsh voltage conditions.* Krefelder Weg 47 47906 Kempen Germany : s.n. PhD Thesis.
13. **Hocine, Daou.** *Introduction aux systèmes de commandes ESD, DCS.* Station de Pompage du Petrol Brut Beni Mansour SBM. Bejaia : s.n., 2011. pp. 15-17, Rapport de Stage Pratique. <http://www.slideshare.net/enphoucine>.
14. **International Journal of Engineering and Technology, Google, Wikipedia, Power electronics- P. S. Bhimra.** inverters. Octobre 2011.
15. **Mahmoudi.M.** *Les onduleurs.* Département du Génie Electrique, Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique. Alger, ALGERIE : s.n., 2010. pp. 4-7, Cours.

16. **GOMBERT, Christophe.** *Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique.* Laboratoire de l'"Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du signal", Ecole Doctorale de de Grenoble. Grenoble : s.n., le 29 Septembre 2005. Thèse de Doctorat.

17. **BAIUO Azzeddinne, BELALI Mohammed.** *Analyse de la mise en parallèle de « n » onduleurs selon la moyenne dans l'espace d'état.* Ecole Nationale polytechnique d'ALger. Alger, ALGERIE : s.n., 2011/2012. Projet de fin d'études.

18. **Yu Zhang, Zhenhua Jiang, and Xunwei Yu.** *Small-Signal Modeling and Analysis of Parallel-Connected Voltage Source Inverters.* Department of Electrical and Computer Engineering, University of Miami. Coral Gables, FL 33146 USA : s.n., 2009. PhD Thesis. 978-4244-3557-9/09/\$25.00.

19. **Wikipédia.** Onduleur. *Onduleur.* [Online] Wikipédia. [Cited: avril 02, 2013.] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur.](http://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur)

20. **Etxeberria-Otadui.** *les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique - Application à la qualité de l'énergie.* INPG. France : s.n., 2003. Thèse.

21. **Wikipédia.** les onduleurs. [Online] [Cited: Avril 02, 2013.] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur.](http://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur)

22. **Université de Savoie.** *Énergie et convertisseurs d'énergie, Onduleurs Autonomes.* Université de Savoie. 2003. Cours EEA.

23. **Mahmoudi.M.** *Convertisseurs statiques.* Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Alger,Algérie : s.n. pp. 01-07, Cours.

24. **M.Kéïta.** *Technique de commande des convertisseurs. Maitrise en technologie des systèmes.* Québec, Montrial : Ecole de technologie supérieure université du Québec, 26 Aout 1999.

25. **Département de Génie Electrique et Informatique Industrielle de Grenoble.** *Polycopié DUT Génie électrique et informatique industrielle.* Electrotechnique & Electronique de Puissance, Université de Grenoble. 2005. Cours.

26. **Ortmeyer, A. M. Kamel and T. H.** *Harmonic reduction in singlephase inverter using a parallel operation technique.* 1989. IEEE Applied Power Electronics Conference and exposition, pp :101-108.

27. **Shah, Shahil.** *Design et Implementation of Parallel Operation of Inverters with Instantaneous Current Sharing Scheme Using Multiloop Control Strategy on FPGA Platform.* Kanpur : s.n., Juillet 2008. Thèse.

28. **MARIÉTHOZ, Jean-Sébastien.** *ÉTUDE FORMELLE POUR LA SYNTHÈSE DE CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASYMÉTRIQUES: TOPOLOGIES, MODULATION ET COMMANDE.* LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR, Institut des sciences de l'énergie, SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE. ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE : s.n., 2005. Thèse de Doctorat. 3188 (2005).

29. **Mulch, Lawn & Garden Compost &.** *Difference Between Compost The Differences Between an Inverter and Multilevel Inverter.* eHow. [Online] 2013. [Cited: mai 10, 2013.] [http://www.ehow.com/.](http://www.ehow.com/)

30. **NORDVALL, ANDREAS.** *Multilevel Inverter Topology Survey*. Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY. Göteborg, Sweden : s.n., 2011. Master of Science, Thesis in Electric Power Engineering.
31. **College of Electrical Engineering, Zhejiang University.** Applications of cascade multilevel inverters. *US National Library of Medicine National Institutes of Health*. [Online] Hangzhou 310027, China., 2003. [Cited: mai 4, 2013.] http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed?term=Peng%20FZ%5BAuthor%5D&cauthor=true&cauthor_uid=14566981.
32. **Wikipédia.** *La modélisation*. [Online] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Mod%C3%A9lisation>.
33. **Martinand, Jean-Louis.** INTRODUCTION À LA MODÉLISATION. *LA MODÉLISATION*. 2005.
34. **Systems, Power Electronics.** Modélisation, simulation et réglage de systèmes d'électronique de puissance. *DEP Sys*. [Online] Power Electronics Systems. [Cited: avril 02, 2013.] <http://www.depsys.ch/services/modeling/>.
35. **futura-sciences.com.** Petits et Grands signaux, variables rapides et lentes. *forums.futura-sciences.com*. [Online] Mars 2008. [Cited: Avril 03, 2013.] <http://forums.futura-sciences.com/physique/295823-signifient-termes-petits-signaux-grands-signaux.html>.
36. **Suppanz, Brad.** State-Space Averaging. *geocities.com*. [Online] 7 20, 2004 . [Cited: Avril 6, 2013.] <http://www.geocities.com/capecanaveral/lab/9643/ssa.htm>.
37. **Iftikhar A. Khan, Member, Robert W. Erickson, Member.** *Synthesis and Analysis of Harmonic-Free Three-phase Inverters*. NOVEMBER 1994. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. volume 6 of 9.
38. **D. Roye, C.Canudas.** *Le moteur asynchrone et son alimentation", Contribution à l'ouvrage collectif "Commande des moteurs asynchrones, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC"*. s.l. : Hermès Science, Mai 2000. pp. 53-54.
39. **Atif Iqbal, Adoum Lamine, Imtiaz Ashraf, Mohibullah.** *MATLAB/SIMULINK MODEL OF SPACE VECTOR PWM FOR THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE INVERTER*. Aligarh Muslim University, India, Liverpool John Moores University, UK. India, Liverpool and UK : s.n., 2005. PhD Thesis.
40. **Pierre Giroux, Gilbert Sybille, Hoang Le-Huy.** *Modeling and simulation of Distribution Statcom using Matlab/Simulink's Power System*. Industrial Electronics Society. Canada : s.n., 2005. pp. 13-15, The 27th Annual conference of IEEE Industrial Electronics Society.
41. **T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane, T. Benslimane.** *Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle*. Revue des Energies Renouvelables. s.l. : Revue des Energies Renouvelables, 2011. p. Vol. 14 . N°2 (2011) 211 – 217.
42. **P.PETITCLAIR, S.BACHA, J.P.ROGNON.** *AVERAGED MODELING AND NONLINEAR CONTROL OF AN ASVC (Advanced Static VAR Compensator)*. Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Saint Martin d'Herès : s.n., 2008. Phd Thesis.

43. **Holmes, Erika Twining & Donald Grahame.** *MODELLING GRID-CONNECTED VOLTAGE SOURCE INVERTER OPERATION.* Power Electronics Group, Department of Electrical and Computer Systems Engineering, Monash University. Clayton, USA : s.n. pp. 2-6, IEEE publication.
44. **BISKER Asma, CHIRI Meriem.** *Commande d'un Système Photovoltaïque en mode Isolé et en mode Connecté au Réseau.* Département de Génie Electrique, Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique. Alger, ALGERIE : s.n., Juin 2012. p. 45, Projet de fin d'études.
45. **M.Khalfallah, A.EL Afia A.Saad.** *Etude comparative des performances de la modulation sinusoidale et la modulation vetorielle d'un onduleur à MLI.* Mai 2005. IEEE transactions on Power Electronics .
46. **Matlab, Blocks (SimPowerSystems™).** Three-Phase Harmonic Filter. *Matlab Help.* 2009.
47. **MathWorks.** PLL (3ph). *MathWorks help.* [Online] Matlab Documentation center, 2013. [Cited: Mai 12, 2013.] http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/ref/rmvd_matlablink_89004941f089c93e44df7e10cf4444e3.html.
48. **Electric Power Systems Research.** *A fault analysis of DC electric arc furnaces with SVC harmonic filters in a mini-mill plant.* 2010. pp. 2-4, Contents lists available at ScienceDirect. journal homepage: www.elsevier.com/locate/epsr. 80-807-814.
49. **Joseph Seymoure, Terry Horsley.** *Les sept types de problèmes d'alimentation.* APC, Shneider Electric. France : s.n., 2011. Livre Blanc 18 (Révision 1).
50. **ALSTOM Grid Worldwide Contact Centre .** FACTS, Solutions to optimise network performance. *Grid Alstom.* [Online] Aout 2010. [Cited: Avril 17, 2013.] www.grid.alstom.com/contactcentre. Tel: +44 (0) 1785 250 070.
51. **Schneider-Electric.** Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement. [book auth.] J.M. Lupin, J. Schonek C. Collombet. [ed.] - 100 FF - Imprimerie du Pont de Claix - Claix - France - 1500. AXESS - Saint-Péray (07) : s.n., Vol. Cahier technique n° 152.
52. **Itkonen, Toni.** *PARALLEL-OPERATING THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE INVERTERS – CIRCULATING CURRENT MODELING, ANALYSIS AND MITIGATION.* [PDF]. 389.
53. **Wikipédia.** STATCOM. *Wikipédia, the free Encyclopedia.* [Online] April 10, 2013 at 16:22. [Cited: Avril 20, 2013.] <http://en.wikipedia.org/wiki/STATCOM>.
54. **Actualités technologiques du Groupe ABB.** Les réseaux électriques de futurs. [ed.] ABB. France : ABB revue, 2011, Vol. 1, 2, pp. 16-25.
55. **VIGO SPAIN.** STATCOM APPLICATIONS AND THE D-STATCOM. Barcelona : VIGO REVIEW, 24/08/2007.
56. **Matlab/help.** *VSC Control System.* s.l. : Matlab, 2007. Help section of Matlab software.