

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Ing.

PAR
ROBERT THIBAUT

CONTRÔLE DE L'ÉNERGIE INJECTÉE DANS UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE PAR
UN CONVERTISSEUR TRIPHASÉ UTILISANT UN RÉGULATEUR BASÉ SUR
UN MODÈLE INTERNE SINUSOÏDAL

MONTREAL, LE 8 SEPTEMBRE 2006

© droits réservés de Robert Thibault

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Louis-A. Dessaint, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Salem Rahmani, membre du jury
Institut Supérieur des Technologies Médicales de Tunis, Tunisie

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 29 AOÛT 2006

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONTRÔLE DE L'ÉNERGIE INJECTÉE DANS UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE PAR UN CONVERTISSEUR TRIPHASÉ UTILISANT UN RÉGULATEUR BASÉ SUR UN MODÈLE INTERNE SINUSOÏDAL

ROBERT THIBAUT

SOMMAIRE

Ce mémoire traite de la commande du convertisseur en source de tension à MLI triphasé connecté au réseau. La structure de commande est basée sur une boucle interne et une boucle externe. La boucle interne commande le transfert de la puissance entre le lien du bus continu et le réseau. La boucle externe fournit le courant de référence à la boucle interne et est conçue pour maintenir la tension du bus continu constante.

Avec la commande vectorielle, il est possible de fournir des courants quasi-sinusoïdaux au réseau avec un facteur de puissance unitaire. Les tensions et les courants sont transformés dans un système de référence en rotation d-q, où la commande devient beaucoup plus aisée. Puisque le vecteur spatial de courant dans le système de coordonnées synchrone d-q est fixe, les contrôleurs PI opèrent sur des signaux continus, plutôt que sur des signaux sinusoïdaux. En régime permanent, les vecteurs de courant c.a. apparaissent comme des constantes dans le système de référence synchrone donc, les erreurs statiques peuvent être annulées par l'utilisation de contrôleurs PI conventionnels.

L'inconvénient des structures classiques de contrôle est la difficulté de commander des variables avec des références sinusoïdales en raison des capacités limitées des contrôleurs PI à suivre exactement des entrées variables dans le temps.

Ce mémoire propose une stratégie de commande plus simple, mais d'autre part équivalente, qui résout ce problème sans la difficulté de transformer des quantités triphasées dépendantes du temps dans le système de référence d-q invariant dans le temps et vice versa. Cette nouvelle structure de commande est basée sur un contrôleur complexe (c'est-à-dire avec parties réelles et imaginaires) qui réalise une erreur nulle en régime permanent en commandant le vecteur spatial de courant directement dans le système de référence stationnaire d-q.

L'équivalence mathématique avec la commande vectorielle est entièrement démontrée. Il s'avère que les gains du nouveau régulateur complexe sont exactement identiques à ceux du contrôleur PI conventionnel. On présente des résultats de simulation qui montrent clairement l'équivalence des deux systèmes de commande. Des résultats expérimentaux en régime permanent et en régime transitoire sont également présentés.

CONTROL OF THE ENERGY INJECTED INTO THE ELECTRICAL SUPPLY NETWORK BY A THREE PHASE CONVERTER USING A REGULATOR BASED ON A SINUSOIDAL INTERNAL MODEL

ROBERT THIBAUT

ABSTRACT

This project deals with the control of three-phase PWM voltage source converters connected to the grid. The control structure is based on an inner loop and an outer loop. The inner loop controls the transfer of power between the dc link and the grid. The outer loop provides the reference current to the inner loop and is designed to maintain a constant dc link voltage.

With “field-oriented control” it is possible to deliver near-sinusoidal currents to the grid at unity power factor. Voltages and currents are transformed to the rotating d-q reference frame, where control becomes quite straightforward. Because the current space vector in the rotating d-q reference frame is fixed, the PI controllers operate on dc, rather than sinusoidal signals. In steady state, vectors of ac current appear as constants in the synchronous reference frame; therefore, static errors can be nullified by the use of conventional PI controllers.

The disadvantage of classical control structures is the difficulty in controlling variables with sinusoidal references because of the limited ability of PI controllers to accurately track time varying inputs.

This project describes a simpler, but otherwise equivalent control technique which solves this problem without the burden of transforming time-dependent three-phase quantities into the time-invariant d-q reference frame and vice versa. This new control structure is based on a complex controller (i.e. with real and imaginary parts), which achieves zero steady-state error by controlling the current space vector directly in the stationary d-q reference frame.

The mathematical equivalence with field-oriented control is fully demonstrated. It turns out that the gains of the new complex regulator are exactly identical to those of the conventional PI controller. Simulation results are also presented which clearly show the indistinguishability of the two control systems. Experimental results for both steady state and transient operating modes are also presented and show the efficiency and superiority of the proposed control technique.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre du programme de maîtrise en Génie Électrique, au sein du GRÉPCI.

Je tiens à remercier mon directeur de mémoire Monsieur Kamal Al-Haddad, Professeur à l'École de technologie supérieure, titulaire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance, pour son aide, et pour m'avoir offert la possibilité de réaliser mon projet au sein du laboratoire GRÉPCI.

Ce travail est supporté par la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance CRC-CÉÉÉP.

Je tiens à remercier chaleureusement Monsieur Salem Rahmani, pour sa disponibilité, ses conseils, et pour tous les efforts qu'il a consacrés à la revue de ce document.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xiii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 GÉNÉRALITÉS	3
1.1 Introduction	3
1.2 Revue de la littérature sur les topologies des convertisseurs électronique de puissance	10
1.2.1 Système redresseur-onduleur de tension à MLI	10
1.2.1.1 Avantages du système redresseur-onduleur de tension à MLI	11
1.2.1.2 Inconvénients du système redresseur-onduleur de tension à MLI	11
1.2.2 Convertisseur tandem	11
1.2.2.1 Avantages du convertisseur tandem	13
1.2.2.2 Inconvénients du convertisseur tandem	14
1.2.3 Convertisseur matriciel	14
1.2.3.1 Avantages du convertisseur matriciel	15
1.2.3.2 Inconvénients du convertisseur matriciel	15
1.2.4 Convertisseur multi-niveaux	16
1.2.4.1 Avantages du convertisseur multi-niveaux	17
1.2.4.2 Inconvénients du convertisseur multi-niveaux	18
1.2.5 Convertisseur à résonance	18
1.2.5.1 Convertisseur à liaison c.c. résonante	20
1.2.5.2 Convertisseur à pole de commutation résonant auxiliaire (ARCP)	22
1.2.5.3 Convertisseur à liaison a.c. résonante	23
1.2.6 Comparaison des cinq convertisseurs ac-ac	24
1.3 Convertisseur en source de tension à MLI triphasé	24
1.4 Vecteurs spatiaux	25
1.4.1 Modulation vectorielle	26
1.4.2 Schèmes de modulation SVPWM	32
1.4.3 Transformation de Park	35
1.4.4 Définition des puissances instantanées actives et réactives	37
1.4.5 Puissance instantanée exprimée dans les repères $0\alpha\beta$ et $0dq$	39

1.5	Conclusion	41
CHAPITRE 2 COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION À MLI TRIPHASÉ –		
PARTIE 1		42
2.1	Introduction	42
2.2	Techniques numériques de commande de courant	43
2.2.1	Commande à réponse 'pile'	43
2.2.2	Commande par hystérésis	44
2.2.3	Commande linéaire de type PI	44
2.3	Commande vectorielle	45
2.4	Onduleur en source de tension triphasé	46
2.4.1	Modèle mathématique dans le système de coordonnées abc et modèle dans le repère dq	46
2.4.2	Compensation pour le couplage des axes q-d et pour la tension du réseau	52
2.5	Représentation grands signaux à un seul axe	53
2.6	Conclusion	54
CHAPITRE 3 COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION À MLI TRIPHASÉ –		
PARTIE 2		55
3.1	Introduction	55
3.2	Représentation simplifiée 'équivalente'	55
3.3	Linéarisation au point de fonctionnement	57
3.4	Calcul des paramètres des régulateurs	60
3.4.1	Boucle de courant	65
3.4.2	Boucle de tension	67
3.4.3	Réglage des paramètres des régulateurs	68
3.5	Réponse indicielle à une perturbation de courant	69
3.6	Analyse de la stabilité	71
3.6.1	Tracé des réponses fréquentielles dans le plan de Black-Nichols	71
3.6.2	Valeurs propres	74
3.7	Modèle grands signaux à contrôle indépendant des courants q et d	76
3.7.1	Modèle moyen et modèle instantané	77
3.7.2	Fonctionnement en régime permanent	79
3.7.3	Fonctionnement en régime transitoire	81
3.8	Conclusion	83
CHAPITRE 4 RÉGULATEUR DE COURANT COMPLEXE BASÉ SUR UN		
MODÈLE INTERNE SINUSOÏDAL		84
4.1	Introduction	84
4.2	Structure de commande	85
4.3	Résumé de la méthode proposée	86
4.4	Commande du courant dans le plan complexe	87
4.5	Réponse de l'erreur en régime transitoire	88
4.6	Régulateur complexe exprimé dans le référentiel ABC	90

4.7	Schéma de contrôle de l'onduleur dans le référentiel ABC.....	91
4.8	Schéma de contrôle de l'onduleur dans le référentiel D-Q synchrone	92
4.9	Équivalence des fonctions de transfert dans le référentiel stationnaire ABC et le référentiel synchrone D-Q.....	93
4.10	Équivalence des références de courant dans le référentiel stationnaire ABC et le référentiel synchrone D-Q.....	94
4.11	Passage du système de référence synchrone D-Q au système ABC incluant la matrice de découplage.....	95
4.12	Conclusion	95
CHAPITRE 5 MONTAGES ET MESURES		96
5.1	Introduction.....	96
5.2	Filtrage anti-aliasing et largeur de bande.....	96
5.3	Résultats expérimentaux	97
5.3.1	Fonctionnement en régime permanent.....	100
5.3.2	Fonctionnement en régime transitoire	105
5.3.3	Application: Qualité de l'énergie	108
5.3.3.1	Régulation de la tension du réseau.....	108
5.3.3.2	Filtrage actif des harmoniques de courant	110
5.4	Conclusion	114
CONCLUSION.....		115
ANNEXE 1 Implantation de la commande.....		117
ANNEXE 2 Capteurs de tension et de courant.....		134
ANNEXE 3 Mesure des marges de gain et de phase.....		136
BIBLIOGRAPHIE.....		139

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1	Systèmes de conversion d'énergie.....	4
Figure 2	(a) lien de tension (b) lien de courant.....	5
Figure 3	Onduleur représenté par son modèle instantané.....	7
Figure 4	Onduleur représenté par son modèle moyen	7
Figure 5	Schéma d'onduleur avec commande de tension de lien c.c. constante	8
Figure 6	Système redresseur-onduleur de tension à MLI	10
Figure 7	Convertisseur tandem	12
Figure 8	Forme d'onde du courant du convertisseur principal I_p , du convertisseur secondaire I_s et du courant de charge total I_l	13
Figure 9	Convertisseur matriciel.....	14
Figure 10	Topologies multi-niveaux.....	17
Figure 11	Topologie à liaison a.c. résonante	18
Figure 12	Topologies ACRDCL et ARCP.....	19
Figure 13	Convertisseur en source de tension triphasé.....	25
Figure 14	Bras d'onduleur en source de tension.....	26
Figure 15	Orientation spatiales des trois phases abc	27
Figure 16	Vecteurs de base instantanés et synthèse de V_s	29
Figure 17	Tensions moyennes V_{aN}, V_{bN}, V_{ab} où $V_s = 0.9 V_s \max.$	31
Figure 18	Les huit états d'un onduleur en source de tension	33
Figure 19	Schéme de modulation SVM1	33
Figure 20	Schéme de modulation SVM2.....	34
Figure 21	Schéme de modulation SVM3	34
Figure 22	Schéme de modulation SVM4.....	35
Figure 23	Repères fixes abc , $\alpha\beta$ et repère synchrone dq	36

Figure 24	Modèle de l'onduleur en source de tension triphasé dans le repère synchrone d-q.....	50
Figure 25	Alignement de l'axe 'q' du repère synchrone avec la tension du réseau	51
Figure 26	Schéma du contrôle du VSI en fonctionnement à facteur de puissance unitaire	52
Figure 27	Schéma de contrôle du VSI grands signaux à un seul axe (compensé et avec la composante i_d^e supposée régulée à zéro).....	54
Figure 28	Schéma de contrôle du VSI équivalent simplifié (composante i_d^e supposée régulée à zéro, équivalence au voisinage du point d'équilibre, bilan simplifié des puissances).....	56
Figure 29	Modèle grands signaux à un seul axe	57
Figure 30	Modèle 'équivalent' simplifié	57
Figure 31	Modèle petits signaux du VSI découplé et dont la composante i_d^e est supposée régulée à zéro dans le repère synchrone d-q.....	59
Figure 32	Réponses à une perturbation échelon de courant ΔI_{dc} (du mode redresseur au mode régénérateur)	62
Figure 33	Réponses à une perturbation échelon de courant ΔI_{dc} (du mode régénérateur au mode redresseur)	63
Figure 34	Boucle de courant (modèle linéaire).....	65
Figure 35	Boucle de tension (modèle linéaire)	67
Figure 36	Tracé de $H_{ou}(s)$ dans le plan de Black-Nichols	72
Figure 37	Tracé de $H_{oi}(s)$ dans le plan de Black-Nichols	73
Figure 38	Tracé de $H_{oi}(s)$ dans le plan de Black-Nichols	74
Figure 39	Emplacement des zéros et des pôles de $H_{ci}(s)$	75
Figure 40	Emplacement des zéros et des pôles de $H_{cu}(s)$ pour 3 points d'opération différents	75
Figure 41	Modèle VSI abc non-linéaire.....	76

Figure 42	Modèle instantané grands signaux à contrôleurs indépendants q et d.....	77
Figure 43	Modèle moyen grands signaux à contrôleurs indépendants q et d	78
Figure 44	Contenu du bloc intitulé ‘Injection de la composante homopolaire’	78
Figure 45	Tension du réseau (modèle instantané à contrôleurs q et d).....	79
Figure 46	Courant de ligne (modèle instantané à contrôleurs q et d)	79
Figure 47	Tension instantanée e_{aN} de la phase A par rapport à la borne négative du lien c.c. (modèle instantané à contrôleurs q et d).....	80
Figure 48	Tension instantanée e_{an} de la phase A par rapport au neutre du réseau (modèle instantané à contrôleurs q et d)	80
Figure 49	Tension instantanée e_{ab} de la phase A par rapport à la phase B (modèle instantané à contrôleurs q et d)	80
Figure 50	Comparaison entre les modèles grands signaux à un seul axe et à axes q et d.....	81
Figure 51	Réponse transitoire en modulation vectorielle SVPWM (modèle instantané à contrôleurs q et d)	82
Figure 52	Réponse transitoire en modulation sinusoïdale SPWM (modèle instantané à contrôleurs q et d).....	82
Figure 53	Topologie système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé.....	86
Figure 54	Représentation de la boucle de régulation interne.....	87
Figure 55	Régulateur complexe dans le système de coordonnées ABC.....	90
Figure 56	Schéma de commande de l'onduleur dans le système de coordonnées ABC	91
Figure 57	Contrôleurs de l'onduleur dans le repère d-q synchrone	92
Figure 58	Montage expérimental	98
Figure 59	Photographie du montage	99
Figure 60	Courant de charge et tension du bus continu en mode de régénération	101
Figure 61	Tension de la phase A et courant de ligne en mode de régénération.....	101
Figure 62	dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de régénération	102

Figure 63	Courant de charge et tension du bus continu en mode de redressement	102
Figure 64	Tension de la phase A et courant de ligne en mode de redressement ...	103
Figure 65	dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de redressement	103
Figure 66	Courant de charge et tension du bus continu en mode de régénération (modulation sinusoïdale).....	104
Figure 67	Tension de la phase A et courant de ligne en mode de régénération (modulation sinusoïdale).....	104
Figure 68	dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de régénération (modulation sinusoïdale).....	105
Figure 69	Échelon de courant de charge de -7A à +7A et réponse de la tension du bus continu	106
Figure 70	Phase A de la tension d'alimentation et réponse du courant I_a à l'inversion du courant de charge	107
Figure 71	Réponse de la tension du lien c.c. à la transition du courant de charge de +7A à -7A	107
Figure 72	Phase A de la tension d'alimentation et réponse du courant I_a à l'inversion du courant de charge	108
Figure 73	Onduleur en source de tension triphasé agissant comme un compensateur statique	109
Figure 74	Mesure de la variation de la tension phase crête \hat{e}_{an} du réseau en fonction de l'amplitude du courant en quadrature i_d^e (onduleur en mode redressement)	110
Figure 75	Onduleur en source de tension triphasé agissant comme filtre harmonique	111
Figure 76	Courant fourni par le réseau, courant absorbé par la charge locale et tension du réseau (phase A)	112
Figure 77	Courant fourni par le réseau (phase A).....	113
Figure 78	Courant absorbé par l'onduleur (phase A)	113

Figure 79	Diagramme des capteurs de tension et de courant (U_{dc} , E_{ab} , I_a , I_c) ...	118
Figure 80	Bloc 'PLL'	119
Figure 81	Bloc 'COUNT'	119
Figure 82	Bloc 'AB_to_A'	120
Figure 83	Bloc ' $I_a + I_b + I_c = 0$ '	120
Figure 84	Bloc 'LPF'	120
Figure 85	Bloc 'FILTRAGE'	120
Figure 86	Schéma du montage avec régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la technique SVPWM	121
Figure 87	Bloc 'Division par $U_{dc}/2$ '	122
Figure 88	Bloc 'PHASE'	122
Figure 89	Bloc 'SVPWM'	122
Figure 90	Bloc 'theta-m_to_svpwm'	123
Figure 91	Bloc 'theta_to_a-s'	123
Figure 92	Bloc 'PICS & FF'	124
Figure 93	Bloc 'Compensateur sinusoïdal'	124
Figure 94	Bloc 'Compensateur intégral'	125
Figure 95	Bloc 'From Xabc to space vector'	125
Figure 96	Bloc 'From space vector to Xabc'	125
Figure 97	Bloc ' $1 / (s - j \cdot \omega)$ '	125
Figure 98	Bloc 'Intégrateur discret'	126
Figure 99	Bloc 'PRÉFILTRE'	126
Figure 100	Bloc 'PI1'	126
Figure 101	Bloc 'Source Unitaire triphasée'	127
Figure 102	Bloc 'Park'	128
Figure 103	Schéma du montage avec régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la technique SPWM	128
Figure 104	Bloc 'Division par $U_{dc}/2$ & $U_{unitaire}$ '	129
Figure 105	Bloc 'Sinus_PWM'	129

Figure 106	Schéma du montage avec régulateurs synchrones.....	130
Figure 107	Bloc 'm & U_unit'	130
Figure 108	Bloc 'PI & feed-forward'	131
Figure 109	Bloc 'PI2'	131
Figure 110	Bloc 'abc_to_qde'	131
Figure 111	Bloc 'qde_to_abc'	132
Figure 112	Bloc 'Park'	132
Figure 113	Bloc 'Inv_Park'	133
Figure 114	Bloc 'Clarke'	133
Figure 115	Bloc 'Inv_Clarke'	133
Figure 116	Carte des capteurs de tension et de courant.....	135
Figure 117	Diagramme de l'insert pour la mesure des marges de gain et de phase	137
Figure 118	Bloc 'INSERT'	138

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

c.a.	courant alternatif.
c.c.	courant continu.
csc	convertisseur en source de courant.
csi	onduleur en source de courant.
dB	décibel.
dpm	'direct pulse modulation'.
dsp	processeur numérique de signal.
emi	interférence électromagnétique.
fft	transformée rapide de Fourier.
igbt	transistor bipolaire à grille isolée.
mosfet	transistor à effet de champ (à grille) métal-oxyde.
mli	modulation de largeur d'impulsions.
nci	'natural clamped inverter'.
npc	'neutral point clamped'
p	proportionnel.
pi	proportionnel intégral.
pll	boucle à verrouillage de phase.
p _v	matrice photovoltaïque
rd	ressource distribuée.
rms	valeur efficace.
rpi	'pole commutated resonant converter'
spwm	modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale.
svpwm	modulation de largeur d'impulsions vectorielle.
thd	distorsion harmonique totale.
vsc	convertisseur en source de tension.
vsi	onduleur en source de tension.

INTRODUCTION

Dans ce projet de recherche, nous avons présenté les avantages et inconvénients des différents types de convertisseurs courant alternatif-courant alternatif (ac/ac) pouvant être destinés à la génération distribuée d'énergie. Par la suite, nous avons étudié le modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé qui est le plus couramment utilisé pour cette application. Nous nous sommes intéressés à la partie conversion DC/AC qui constitue l'étage nécessaire pour adapter et contrôler l'énergie fournie par la ressource distribuée et l'injecter dans le réseau. À cet effet, différents modèles de l'onduleur commandé (grands signaux, linéarisé, représentation simplifiée, à contrôleurs indépendants, à un seul axe, modèle moyen, modèle instantané) du type source de tension (VSI) ont été présentés. En se basant sur un modèle mathématique linéarisé, nous avons pu déterminer les hypothèses qui permettent de faire le calcul des paramètres des contrôleurs indépendamment du point de fonctionnement. On constate que l'une de ces conditions requiert que les commandes de tension de la MLI ne soient pas saturées.

Dans ce mémoire, un compensateur basé sur un modèle interne sinusoïdal a été proposé. Il a été démontré que ce compensateur complexe donne des performances identiques aux contrôleurs PI synchrones généralement utilisés.

Nous avons implanté le nouvel algorithme sur la plateforme dSpace en utilisant la technique de modulation vectorielle ainsi que la modulation sinusoïdale et nous avons comparé son efficacité avec l'algorithme basé sur la commande classique. La performance du nouvel algorithme a été observée, tant dans le mode de redressement que dans le mode de régénération, ainsi que la réponse à des perturbations du courant de charge. Les résultats expérimentaux ont montré, pour un convertisseur de 5 kVA, les performances et l'efficacité de l'algorithme de commande proposé.

Ce mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre commence par une introduction à la production distribuée, puis présente une revue de la littérature

concernant les convertisseurs électronique de puissance adaptés à la conversion d'énergie des ressources distribuées et en particulier des éoliennes. On y présente aussi différents concepts et outils mathématiques.

Les trois chapitres qui suivent traitent des aspects théoriques du convertisseur de type source de tension à MLI. Le chapitre deux montre, entre-autres, comment on obtient les équations de l'onduleur triphasé dans le référentiel synchrone. Le chapitre trois constitue l'étude approfondie et originale de l'onduleur de tension commandé, notamment en considérant les perturbations du courant de charge. Le chapitre quatre propose un algorithme de commande original et plus simple que la commande vectorielle classique.

Le cinquième chapitre renvoie à une description des modèles MATLAB/Simulink qui ont été développés en laboratoire au cours de ce travail. On y présente la plateforme 'dSpace' permettant en conjonction avec le logiciel Simulink de Matlab des essais 'hardware-in-the-loop'. On montre aussi les différents résultats de mesure tant en régime permanent qu'en régime dynamique.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS

1.1 Introduction

Beaucoup de ressources distribuées (RD) d'énergie produisent de l'énergie électrique avec des tensions incompatibles ou non synchronisées avec le réseau d'électricité auxquelles elles doivent être raccordées.

Le système de conversion d'énergie sert à découpler la ressource distribuée au réseau de distribution en convertissant l'électricité de la ressource distribuée sous une forme permettant le raccordement adéquat au réseau.

Souvent le système de conversion est un système électronique de puissance complexe dont la structure dépend des caractéristiques de la ressource distribuée comme représenté à la figure 1. Comme on peut le constater, le système global de conversion comporte deux parties : l'onduleur (du côté réseau) et la partie de conversion côté source génératrice.

Si la ressource est une machine rotative fonctionnant à vitesse variable, comme celles trouvées dans les éoliennes, les microturbines et quelques génératrices à moteur, la tension alternative aux bornes de sortie de la génératrice est à fréquence variable et donc doit d'abord être convertie en c.c. par un redresseur puis régulée avant d'être reconvertie en un courant c.a. de fréquence et de tension fixes qui sert à alimenter le réseau de distribution.

Si la ressource distribuée possède une sortie de tension c.c. variable, telle une matrice solaire (PV) ou une cellule à combustible, la tension c.c. peut d'abord être relevée ou

abaissée et puis pré-régulée par un convertisseur c.c./c.c., ou bien elle peut alimenter directement le convertisseur c.c./c.a.

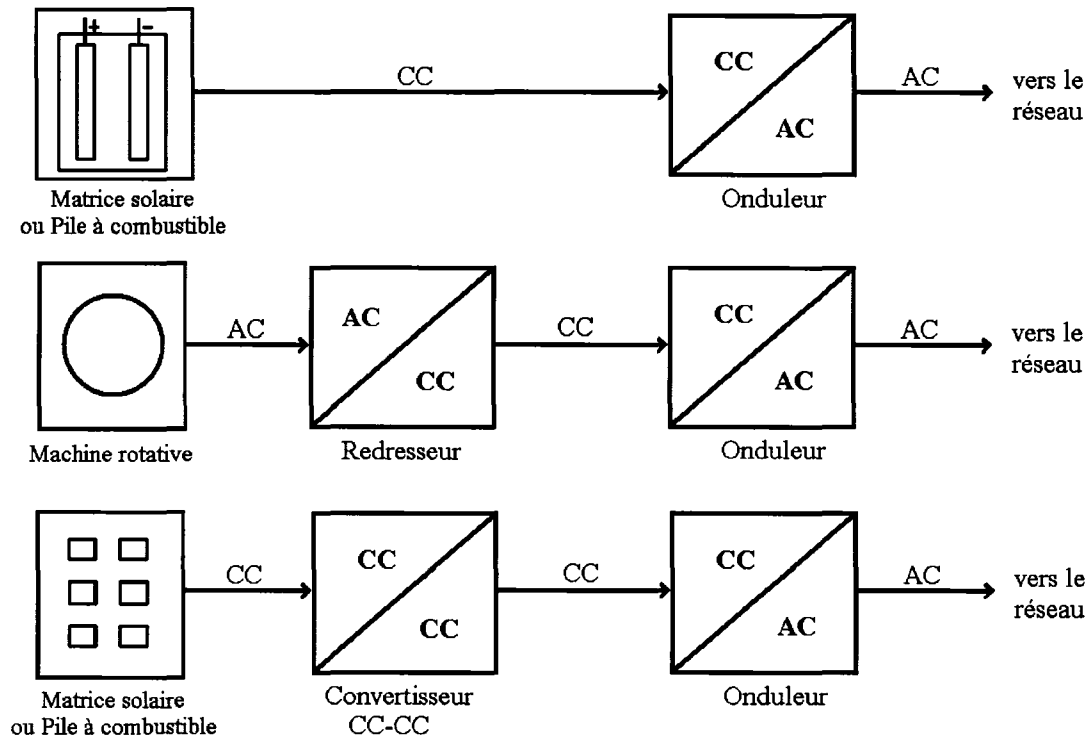


Figure 1 Systèmes de conversion d'énergie

Dans l'un ou l'autre cas, un procédé de conversion à la sortie de la ressource distribuée est employé pour l'adapter à la tension du lien c.c. de l'onduleur. Dans nos modèles, le convertisseur du côté de la ressource distribuée sera simplifié comme étant une simple source de courant. La pièce maîtresse du système de conversion d'énergie global est l'onduleur du côté réseau qui convertit la tension continue en courant alternatif.

Dispositifs d'électronique de puissance

Les convertisseurs auto-commutés utilisent des dispositifs de commutation commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que l'IGBT et les transistors MOSFET. L'onduleur auto-commuté peut commander avec précision la forme d'onde de la tension et du courant du côté c.a., lui permettant de contrôler le facteur de puissance et

de limiter les courants harmoniques avec des filtres de dimensions modérées. La plupart des interfaces d'onduleur pour la génération distribuée utilisent des composants auto-commutés.

Les convertisseurs de très grande puissance utilisent des dispositifs commandables à la fermeture seulement (thyristors).

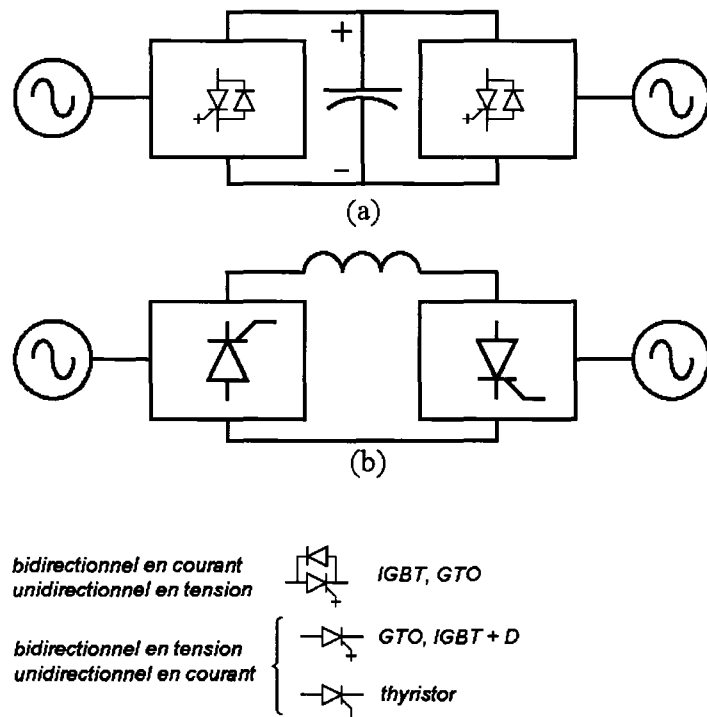


Figure 2 (a) lien de tension (b) lien de courant

Convertisseur en source de tension (VSC)

Les différents types de transistors et les diodes pouvant bloquer la tension de seulement une polarité, ont mené à la structure montrée dans fig. 2(a). Cette structure peut se composer de deux convertisseurs séparés, un du côté réseau et l'autre du côté ressource. Les ports c.c. de ces deux convertisseurs sont reliés entre eux par un condensateur parallèle formant un lien à tension constante, par conséquent le système est appelé lien

de tension (ou en source de tension). La polarité de tension aux bornes de ce lien c.c. ne s'inverse pas, ainsi des transistors à tenue unipolaire en tension peuvent être employés tels des IGBT. Du côté a.c., on retrouve des tensions hachées en morceaux. Dans certaines applications, la puissance traversant ces convertisseurs peut être inversée par inversion de la direction du courant. Les commutateurs du convertisseur doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Cette structure est employée dans une gamme de puissance très étendue, de quelques dizaines de watts aux centaines de mégawatts.

Convertisseur en source de courant (CSC)

Pour les puissances importantes, se prolongeant jusqu'aux milliers de mégawatts, il devient avantageux d'employer une structure à lien de courant (ou en source de courant) pour exploiter les capacités de puissance plus élevées et les possibilités de blocage bipolaire des thyristors (on pourrait aussi avoir des IGBT avec des diodes en série ou des GTO). Dans de tels systèmes, comme montré dans la fig. 2(b), une inductance en série entre les deux convertisseurs agit comme un lien de courant constant. Le transfert de puissance peut être renversé en renversant la polarité de la tension, tandis que le courant ne peut circuler seulement que dans une direction. Les commutateurs dans le pont du convertisseur doivent être unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension. Les courants qu'on retrouve du côté a.c. sont hachés en morceaux.

Modèle instantané

La figure 3 montre le schéma bloc de l'onduleur, de la charge et du réseau où l'onduleur est remplacé par son modèle instantané. Les dispositifs de commutation utilisés pour l'onduleur sont les transistors IGBT. Les IGBT peuvent être modélisés en tant que commutateurs idéaux qui reproduisent les comportements discrets de commutation de

l'onduleur. Le modèle instantané tient compte des ondulations de la tension et du courant.

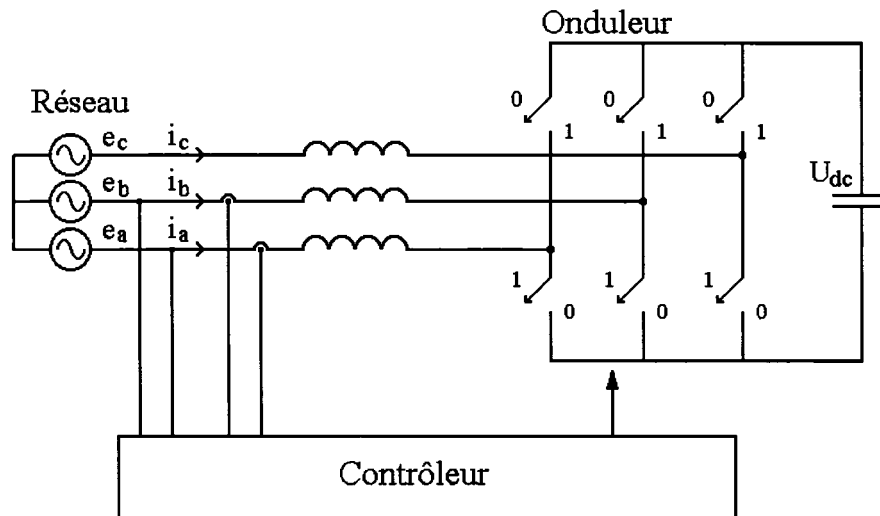


Figure 3 Onduleur représenté par son modèle instantané

Modèle Moyen

Le schéma de la figure 4 montre le diagramme de l'onduleur, de la charge et du réseau où l'onduleur est remplacé par son modèle moyen.

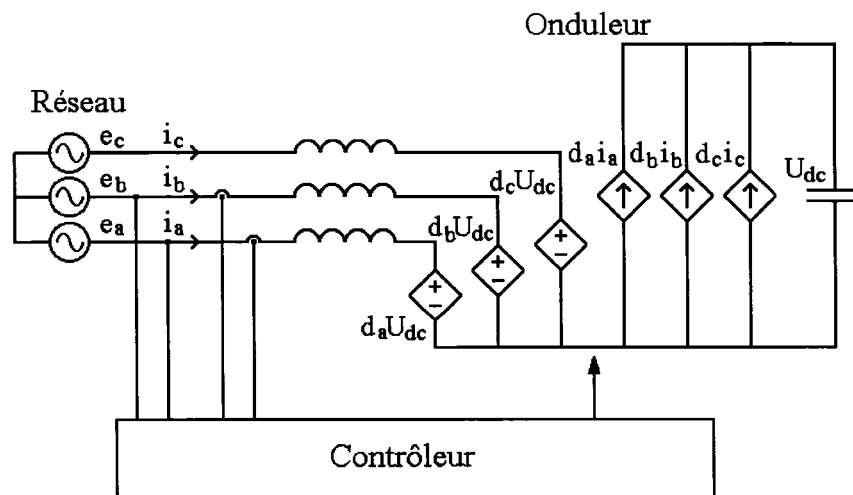


Figure 4 Onduleur représenté par son modèle moyen

Le contrôleur est représenté par des blocs fonctionnels importants comme la transformation abc/dq, la boucle à verrouillage de phase (PLL), les régulateurs linéaires (proportionnel-intégral), la transformation dq/abc, etc.

Le schéma de la figure 5 montre l'onduleur avec une commande de tension constante. La tension du lien c.c. est régulée, alors que la boucle interne commande le courant fourni au réseau.

La référence d'onde sinusoïdale de courant interne est exempte de distorsion et est synchronisée aux passages par zéro de la tension de sortie avec une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Modulation de largeur d'impulsions

L'interface de l'électronique de puissance comporte habituellement un onduleur en source de tension basé sur des IGBT, qui peut être commandé avec les techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisant des fréquences élevées de commutation pour réaliser une qualité élevée de contrôlabilité et de puissance.

Les commutateurs d'onduleur sont déclenchés en utilisant une stratégie de commutation à modulation de largeur d'impulsions (MLI) pour commander directement la tension moyenne de sortie du pont de l'onduleur. La fréquence de commutation d'onduleur est normalement beaucoup de fois plus élevée que la fréquence du réseau, ainsi une inductance relativement petite, peut être utilisée pour filtrer les composantes de fréquence de la porteuse de la MLI à la sortie de l'onduleur.

La fréquence élevée de commutation autorise également une largeur de bande suffisante de commande pour permettre à l'onduleur de produire une forme d'onde c.a. de haute qualité avec une faible distorsion.

1.2 Revue de la littérature sur les topologies des convertisseurs électronique de puissance

Cette section passe en revue les topologies de convertisseurs électronique de puissance c.a.-c.a. les plus couramment utilisées pour la génération distribuée. Elle est en partie basée sur un rapport présentant la situation actuelle sur les génératrices et convertisseurs électronique de puissance pour éoliennes : Hansen et al. [1].

1.2.1 Système redresseur-onduleur de tension à MLI

Le système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé est un convertisseur de puissance bidirectionnel comportant deux convertisseurs en source de tension à MLI conventionnels connectés en opposition. Cette topologie est montrée à la figure 6. L'écoulement de puissance du convertisseur du côté réseau est commandé de manière à maintenir constante la tension du bus continu, alors que la commande du côté de la génératrice est réglée de façon à répondre au besoin en magnétisation et à maintenir la vitesse de référence ou le couple. La commande du système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé dans des applications d'éoliennes est décrite dans plusieurs articles : Bogalecka [2], Knowles-Spittle et al. [3], Pena et al. [4], Tang et Xu [5].

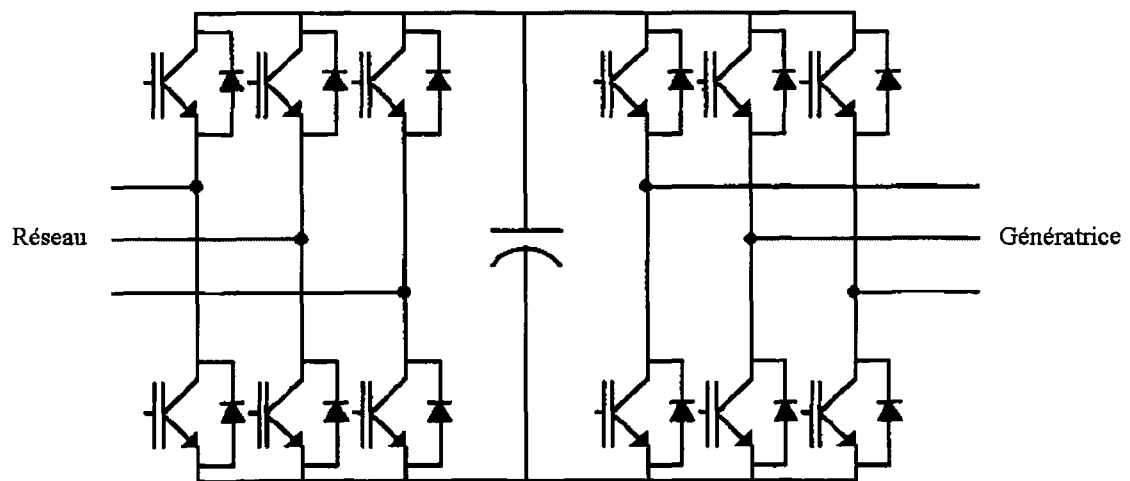


Figure 6 Système redresseur-onduleur de tension à MLI

1.2.1.1 Avantages du système redresseur-onduleur de tension à MLI

Le convertisseur en source de tension à MLI est le convertisseur triphasé le plus fréquemment utilisé. Beaucoup de fabricants produisent des composants particulièrement conçus pour être utilisés dans ce type de convertisseur (par exemple, un module comportant six transistors connectés en pont et munis des diodes anti parallèle). À cause de cela, les coûts des composants peuvent être peu élevés comparativement aux convertisseurs exigeant des composants conçus pour une production spécialisée.

Un avantage technique du convertisseur de tension à MLI provient du condensateur de découplage entre l'onduleur du côté réseau et le redresseur du côté génératrice : En plus d'offrir une certaine protection, ce découplage permet des contrôles séparés des deux convertisseurs.

1.2.1.2 Inconvénients du système redresseur-onduleur de tension à MLI

L'inconvénient majeur du système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé provient de la présence du condensateur de lien c.c. Un autre inconvénient important du système redresseur-onduleur de tension à MLI provient des pertes par commutation. Son encombrement et son poids augmentent les coûts et réduisent la vie globale du système selon Wen-Song et Ying-Yu [6], Kim et Sul [7], Kim et al.[8].

1.2.2 Convertisseur tandem

Le convertisseur tandem est une topologie tout à fait nouvelle. La topologie du convertisseur tandem est montrée à la figure 7. Le convertisseur tandem se compose de deux convertisseurs complémentaires : un convertisseur de type source de courant (CSI) appelé convertisseur primaire, et un système redresseur-onduleur de tension à MLI, appelé convertisseur secondaire. La commande la plus avantageuse des convertisseurs

est de commander le convertisseur primaire pour le faire fonctionner en mode onde carrée de courant. L'idée derrière le convertisseur tandem est d'utiliser un convertisseur en source de tension à MLI comme un filtre actif pour compenser la distorsion harmonique introduite par le convertisseur en source de courant. Dans ce cas, le VSI fournit la différence entre les courants sinusoïdaux de sortie et les courants du CSI. À la différence du convertisseur primaire, le convertisseur secondaire doit fonctionner à une fréquence de commutation élevée, par contre, le courant du CSC ne représente seulement qu'une petite partie du courant total.

La figure 8 illustre la forme d'onde du courant pour le convertisseur primaire, i_p , pour le convertisseur secondaire, i_s , et le courant de charge total i_l .

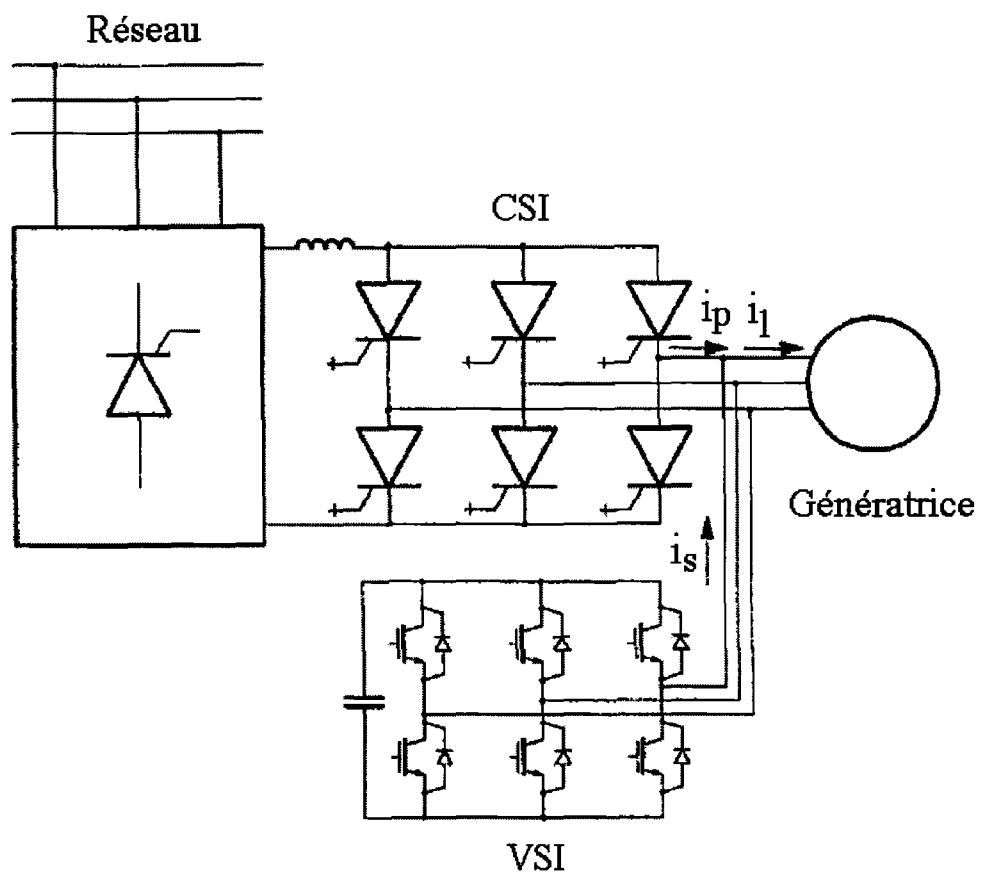


Figure 7 Convertisseur tandem

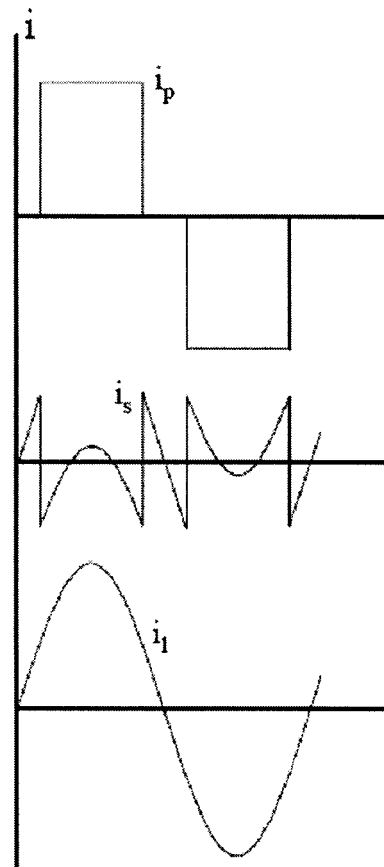


Figure 8 Forme d'onde du courant du convertisseur principal i_p , du convertisseur secondaire i_s et du courant de charge total i_l

Trzynadlowski et al. [9], Zhang et al. [10] traitent de ce type de convertisseur.

1.2.2.1 Avantages du convertisseur tandem

Les avantages du convertisseur tandem sont la basse fréquence de commutation du convertisseur primaire, et le faible niveau du courant commuté dans le convertisseur secondaire.

La performance dynamique globale du convertisseur tandem serait supérieure au CSI et au VSI : Trzynadlowski et al. [9].

1.2.2.2 Inconvénients du convertisseur tandem

Un obstacle inhérent à l'utilisation du convertisseur tandem provient du nombre élevé de composants et de capteurs exigés. Ceci augmente les coûts et la complexité de la partie matérielle et de la partie logicielle.

1.2.3 Convertisseur matriciel

La topologie de convertisseur matriciel est montrée à la figure 9.

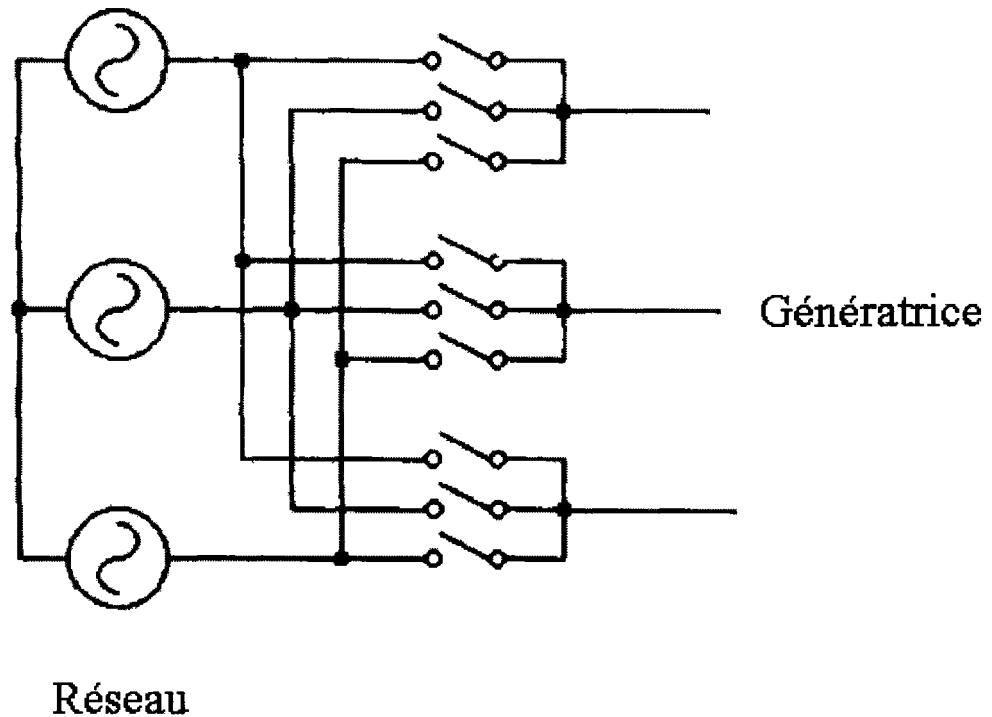


Figure 9 Convertisseur matriciel

L'idée fondamentale du convertisseur matriciel est la suivante : Considérant le réseau (entrée) comme une source de tension et la sortie comme une source de courant triphasée. En reliant correctement les bornes de sortie du convertisseur aux bornes d'entrée, on peut imposer le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie à la fréquence

désirée. Afin de protéger le convertisseur, les deux règles suivantes de commande doivent être satisfaites: on ne doit jamais permettre à deux (ou trois) commutateurs dans un bras de sortie d'être fermés en même temps. Toutes les trois phases de sortie doivent être reliées en tout temps à l'une des phases d'entrée.

La commutation du courant entre deux phases d'entrée consistant à transférer un courant inductif d'une source de tension à l'autre, on est pris entre deux mondes impossibles: ou bien court-circuiter deux phases d'entrée, ou bien interrompre un courant de sortie inductif.

1.2.3.1 Avantages du convertisseur matriciel

Bien que le convertisseur matriciel inclue six commutateurs de puissance additionnels comparé au système redresseur-onduleur de tension à MLI, l'absence du condensateur de bus continu peut augmenter l'efficacité et la durée de vie du convertisseur : Schuster [11].

1.2.3.2 Inconvénients du convertisseur matriciel

Plusieurs articles ont traité des problèmes du convertisseur matriciel et diverses solutions ont été proposées : Wheeler et Grant [12], Neft et Schauder [13], Beasant et al. [14], Burany [15], Hey et al. [16], Kwon et al. [17], Casadei et al. [18], Casadei et al. [19], Enjeti et Wang [20], Nielsen et al. [21], Oyama et al. [22], Zhang et al. [23].

Dans plusieurs articles traitant du convertisseur matriciel, on signale que l'absence d'un véritable commutateur bidirectionnel est un des obstacles principaux à l'essor du convertisseur matriciel. En raison de l'absence de lien c.c., il n'y a aucun découplage entre l'entrée et la sortie du convertisseur et ceci pourrait entraîner des problèmes de stabilité. En outre, la protection du convertisseur matriciel dans une situation de défaut présente un problème.

1.2.4 Convertisseur multi-niveaux

Depuis le développement de l'onduleur de tension à trois niveaux NPC (Neutral-Point-Clamped), proposé la première fois en 1981 par Nabae, plusieurs autres topologies multi-niveaux de convertisseur ont été rapportées dans la littérature. Le principe des cinq topologies est illustré à la figure 10.

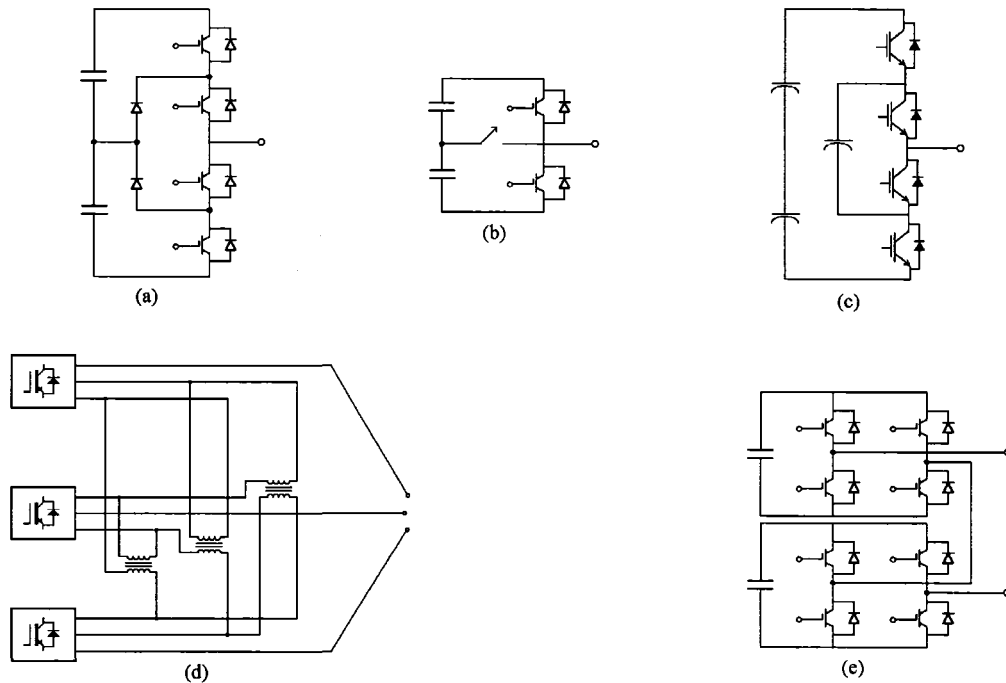


Figure 10 Topologies multi-niveaux

- a) Configuration à diodes de bouclage (diode clamps).
- b) Configuration à commutateurs d'interconnexion bidirectionnels.
- c) Configuration à condensateur flotteur (flying capacitor).
- d) Configuration à onduleurs triphasés multiples.
- e) Configuration à onduleurs monophasés en pont cascades.

L'idée générale derrière la technologie de convertisseur multi-niveaux est de créer une tension sinusoïdale (en forme d'escalier) à partir de plusieurs niveaux de tension. Les

différentes topologies de convertisseurs multi-niveaux proposées peuvent être classifiées selon cinq catégories :

Lai et Peng [24], Lai et Peng [25], Manjrekar et Venkataramanan [26], Marchesoni et Mazzucchelli [27], Lim et al. [28], Wei et al. [29], Brumsickle et al. [30], Yuan et al. [31], Cengelci et al. [32], Peng et al. [33].

Steigerwald [34] fournit l'exemple d'un convertisseur à trois niveaux : chaque phase est capable de produire trois niveaux ($-U_{dc}$, 0, U_{dc}) à la sortie, ce qui permet des schèmes de modulation très sophistiqués souvent basés sur la modulation SVPWM. Un avantage majeur pour les applications à haut voltage est que la tension maximale c.c. appliquée aux commutateurs est la moitié de la tension du lien c.c. Ceci provient des diodes connectées à la prise milieu du lien c.c. Rien ne garantissant que la tension des condensateurs ne conserve sa valeur à la demie de la tension du lien c.c., plusieurs solutions ont été proposées pour maintenir la tension du point milieu. Un contrôle actif par la commande appropriée des durées de commutation tout en produisant une forme d'onde de sortie correcte semble être une solution attrayante.

1.2.4.1 Avantages du convertisseur multi-niveaux

Au début, le but principal du convertisseur multi-niveaux était la possibilité de réaliser des convertisseurs ayant des capacités de tension plus élevées. À mesure que la dimension des composants augmente et que les propriétés de commutation et de conduction s'améliorent, les avantages à utiliser des convertisseurs multiniveaux deviennent de plus en plus évidents.

Des articles récents soulignent les avantages des convertisseurs multi-niveaux : Tolbert et al. [35], Rodriguez et al. [36]. Selon Marchesoni et Mazzucchelli [27], pour obtenir la même performance harmonique, la fréquence de commutation d'un convertisseur multiniveaux peut être réduite à 25% de la fréquence de commutation d'un convertisseur à deux niveaux, ce qui entraîne une réduction des pertes par commutation.

1.2.4.2 Inconvénients du convertisseur multi-niveaux

L'inconvénient le plus généralement rapporté des convertisseurs multiniveaux avec un lien c.c. à prises multiples provient du déséquilibre de tension entre les condensateurs qu'il contient.

De nombreuses solutions matérielles et logicielles ont été proposées : Shen et Butterworth [37], Newton et Sumner [38], Peng et al.[39].

1.2.5 Convertisseur à résonance

On retient trois topologies de convertisseurs ac-ac résonants ayant une capacité d'écoulement bidirectionnel de puissance. Le facteur de puissance du côté réseau peut être contrôlé pour qu'il soit en avance, en retard, ou unitaire.

Ces topologies sont : le convertisseur à liaison c.c. résonante (resonant dc-link), le convertisseur à pôle de commutation résonant auxiliaire (ARCP), et le convertisseur à liaison a.c. résonante. On peut citer parmi les principaux critères d'évaluation, la performance spectrale, les pertes par commutation et le nombre de composants additionnels.

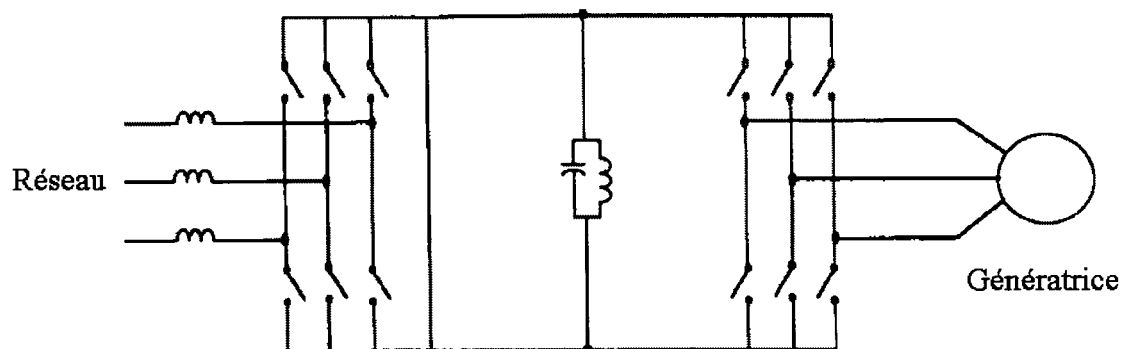
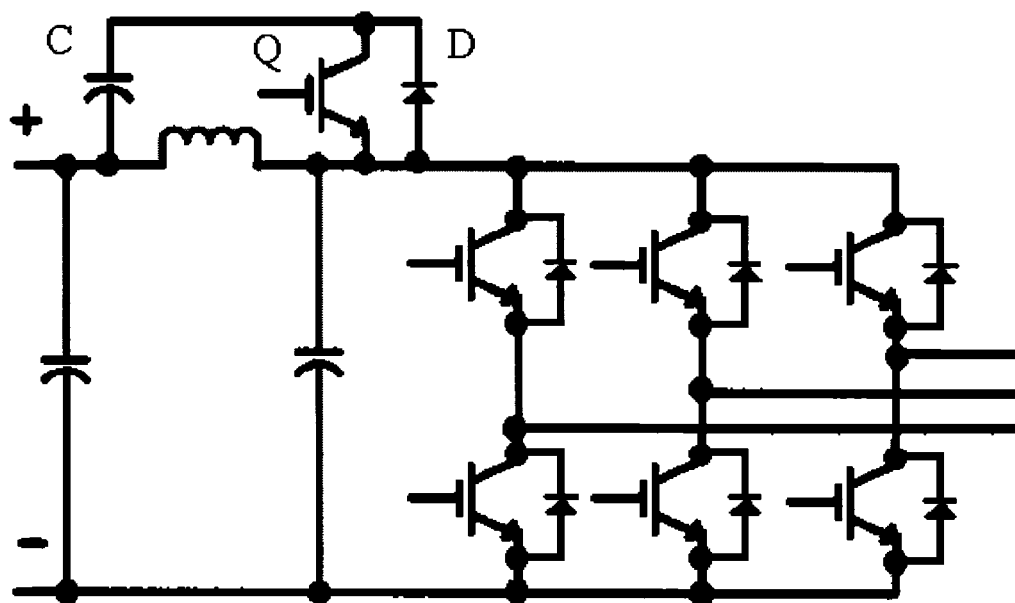
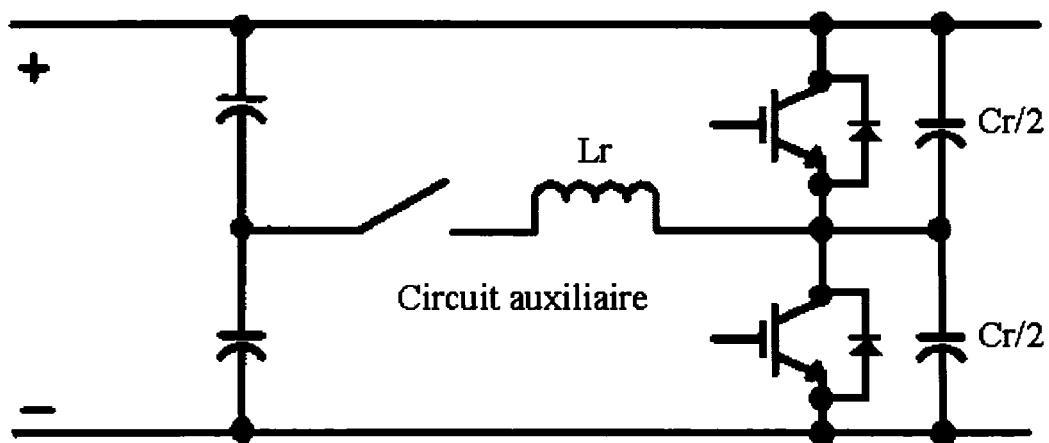


Figure 11 Topologie à liaison a.c. résonante



a) Topologie ACRDCL



b) Topologie ARCP

Figure 12 Topologies ACRDCL et ARCP

1.2.5.1 Convertisseur à liaison c.c. résonante

Le concept de liaison c.c. résonante a été développé par Divan. Le ACRDCL (actively clamped resonant dc-link) est un exemple de convertisseur à liaison c.c. résonante.

Comme le montre Steigerwald [34], dans le convertisseur à liaison c.c. résonante, la liaison c.c. est forcée de résonner à tension nulle de telle sorte que les commutateurs en état passant puissent être bloqués à zéro voltage. Pour initier un cycle de résonance, tous les commutateurs sont allumés en même temps, établissant un courant inductif initial. Quand le courant désiré est atteint, seuls les commutateurs sélectionnés, selon la technique de modulation PDM (pulse density modulation), sont bloqués pour obtenir la tension de sortie voulue. Selon [40], la fréquence de résonance étant de l'ordre des dizaines de kHz, la sortie du convertisseur est constituée d'impulsions discrètes qui, une fois intégrées, peuvent reconstituer n'importe quel signal a.c. avec une précision raisonnable. Dans le ACRDCL un circuit constitué d'un condensateur en série avec un transistor et une diode anti-parallèle agit comme une 'clamp' pour bloquer la tension du bus continu à 1.4 pu

Les avantages pourraient être nombreux, d'après [40] :

- Les pertes par commutation au blocage et à l'allumage des commutateurs sont minimales, donnant un rendement élevé de conversion d'énergie.
- L'échauffement des semi-conducteurs est faible car il est seulement causé par les pertes par conduction, ainsi, ils requièrent moins de refroidissement.
- L'onduleur peut fonctionner sans amortisseurs de surtension (snubbers)
- Tous ces facteurs réduisent l'encombrement du convertisseur et contribuent à réduire son coût.

- La fiabilité des dispositifs est accrue parce qu'il n'y a pas de contraintes dues à des excursions dans la zone de fonctionnement active du semi-conducteur.
- Les problèmes d'EMI sont moins sévères parce que les impulsions résonantes de tension ont un dv/dt plus bas comparativement aux convertisseurs à commutation dure.
- Pour un entraînement de moteur, le bruit acoustique sera moindre à cause de la fréquence élevée de commutation.
- Les contraintes sur l'isolation électrique de la machine sont moins sévères parce que les impulsions résonantes ont un dv/dt qui est moindre.

D'après West et al. [41], la diminution des pertes par commutation autorise des fréquences de commutation plus élevées. Le circuit original de Divan présentait le désavantage d'un dimensionnement plus élevé qu'un circuit à commutation dure pour la tension ou le courant parce que les commutateurs devaient porter des composantes résonantes de courant ou de tension. D'autres limitations étaient dues à la complexité du contrôle et à l'absence de possibilité de MLI véritable. Depuis, des recherches dans ce domaine ont levé la limitation concernant le dimensionnement plus élevé des composants et des schèmes de commande ont été inventés qui se rapprochent de la MLI véritable.

La commutation dure est simple et moins dispendieuse que la commutation douce. L'avantage réel de la commutation douce serait une réduction considérable des pertes par commutation et des taux de variation des tensions (dv/dt) et des courants (di/dt) significativement réduits. Les pertes par commutation seraient d'une importance critique pour la fiabilité du convertisseur, parce qu'elles conduisent à l'échauffement des semi-conducteurs et précipitent leur détérioration. Les convertisseurs utilisant la commutation douce requièrent un plus grand nombre de composants et leur contrôle est plus complexe et, donc, ils seraient plus coûteux et aussi moins fiables que les convertisseurs utilisant la commutation dure.

1.2.5.2 Convertisseur à pole de commutation résonant auxiliaire (ARCP)

Steigerwald [34] explique que la commutation douce est difficile à réaliser dans les convertisseurs à MLI car le courant dans un pole ne s'inverse pas nécessairement à chaque cycle de modulation de telle sorte que le courant ne circule pas toujours dans la bonne direction au moment où doit s'effectuer la commutation. Le ARCP utilise un circuit auxiliaire afin de permettre de changer l'état des commutateurs principaux à n'importe quel moment. Dans la topologie ARCP, les courants des commutateurs principaux peuvent être inversés par le circuit auxiliaire et, par un contrôle approprié de l'instant exact, la commutation douce peut être obtenue. Notons que la commutation douce est obtenue même quand le courant est dans la "mauvaise" direction (c'est-à-dire dans la diode de roue libre). L'usage des convertisseurs à résonance est limité à cause du coût additionnel des composantes auxiliaires et des circuits d'interface (gate drivers)

D'après De Doncker et Lyons [42], le ARCP est une topologie qui réalise la commutation douce sans nécessiter un dimensionnement plus élevé des composants principaux. En plus le convertisseur ARCP est capable de modulation PWM véritable pour chacune des phases. Les commutateurs principaux commutent à zéro voltage et les commutateurs auxiliaires à zéro courant.

Les avantages du ARCP peuvent se résumer ainsi:

- performance spectrale équivalente à celle des convertisseurs à commutation dure.
- contraintes réduites comparativement au convertisseurs à commutation dure et au ACRDCL (di/dt et dv/dt contrôlé).
- possibilité de fréquence de commutation élevée avec des pertes par commutation faibles.
- haut rendement.

- circuit auxiliaire de dimension réduite.

Les désavantages seraient le coût du circuit auxiliaire et des circuits d'interface associés.

D. Perrault du MIT, affirme que ce convertisseur à résonance permet un contrôle total mais que sa commande est compliquée et qu'il requiert des capteurs très complexes.

1.2.5.3 Convertisseur à liaison a.c. résonante

Selon Sul et Lipo [43], un facteur important de la popularité du système redresseur-onduleur est la facilité et l'efficacité du stockage d'énergie, essentiel au découplage de la source et de la charge, qui peut être réalisé avec des condensateurs électrolytiques. Ceux-ci fournissent, à bas prix, un stockage d'énergie à haute densité. Cependant ce type de système de conversion d'énergie basé sur un lien c.c. a plusieurs limitations qui lui sont inhérentes.

Un désavantage important sont les pertes par commutation et les contraintes qui se produisent durant la commutation, ce qui impose une limite à la fréquence de commutation.

Dans le convertisseur résonant à liaison a.c., la fréquence typique est de 20 kHz. Le système utilise des commutateurs auto-commutés bidirectionnels en tension et en courant. Les convertisseurs d'entrée et de sortie commutent à zéro voltage.

Le coût élevé des commutateurs bidirectionnels peut constituer un obstacle à l'utilisation du convertisseur résonant à liaison a.c. Les techniques de modulation employées sont le (pulse density modulation) PDM ou la modulation delta.

1.2.6 Comparaison des cinq convertisseurs ac-ac

Les cinq convertisseurs présentés plus haut: (le système redresseur-onduleur à MLI triphasé, le convertisseur tandem, le convertisseur matriciel, le convertisseur multi-niveaux et le convertisseur à résonance) peuvent être évalués en termes de leur application pour des éoliennes.

Pour chaque convertisseur, un résumé de la topologie et des principes de fonctionnement a été présenté.

Dans les éoliennes d'aujourd'hui, le convertisseur qui est le plus utilisé est le système redresseur-onduleur. Son utilisation est la moins problématique parce qu'elle est la plus répandue.

En guise de récapitulation, on conclut que le système redresseur-onduleur de tension à MLI est la configuration la plus appropriée pour des convertisseurs destinés à la génération distribuée d'énergie.

1.3 Convertisseur en source de tension à MLI triphasé

Un convertisseur en source de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI) a des caractéristiques utiles des deux côtés c.c. et c.a. Les convertisseurs à MLI de type 'boost' fournissent une interface c.c.-c.a. bidirectionnelle avec des courants de haute qualité du côté à c.a. et un facteur de déplacement contrôlable. Un VSI commandé en courant peut produire un courant c.a. qui suit une forme d'onde de référence désirée et ainsi peut transférer la puissance active capturée avec de la puissance réactive contrôlable et cela avec le minimum de pollution harmonique.

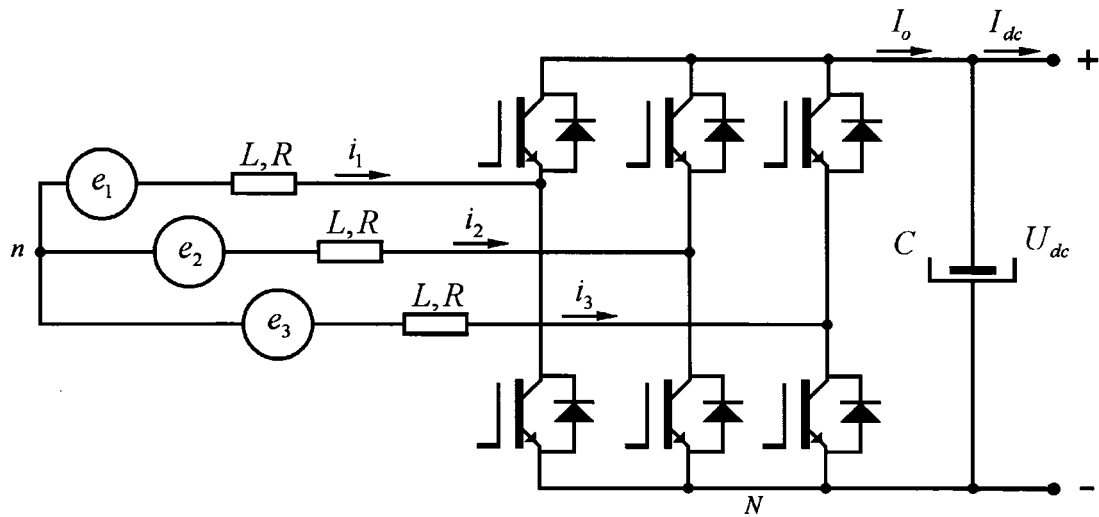


Figure 13 Convertisseur en source de tension triphasé

Parmi les avantages de l'onduleur de type source de tension à MLI triphasé, mentionnons :

- a) Le contrôle du facteur de puissance.
- b) L'écoulement bidirectionnel de la puissance, c'est-à-dire, la régénération (transfert de puissance active à partir du côté c.c. vers le côté c.a.) et la redressement (transfert de puissance active à partir du c.a. vers le côté c.c.).
- c) Fréquence de commutation constante (conception facile du filtre d'EMI).
- d) La forme d'onde de courant presque parfaitement sinusoïdale c'est-à-dire une faible distorsion harmonique du courant de ligne (THD plus petite que 5%)
- e) Tension du lien c.c. unidirectionnelle.

1.4 Vecteurs spatiaux

Le vecteur spatial permet, d'une manière compacte, d'exprimer des quantités triphasées par une variable d'espace-temps complexe.

1.4.1 Modulation vectorielle

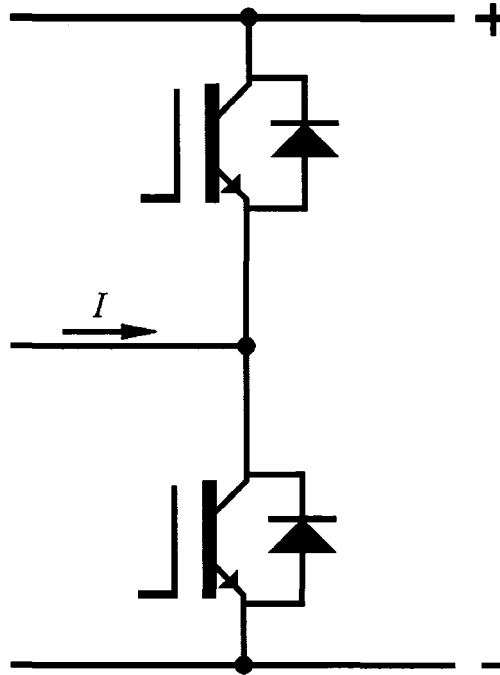


Figure 14 Bras d'onduleur en source de tension

Chaque bras se compose de deux IGBT et de ses diodes antiparallèles. Comme l'explique N. Mohan, les deux IGBT dans chaque bras sont commandés de telle manière que quand l'un d'eux est bloqué, l'autre est passant. Par conséquent, les deux IGBT ne sont jamais bloqués simultanément. Dans le pratique, ils sont bloqués tous les deux pendant une courte période de temps, appelé temps mort, afin d'éviter de court-circuiter l'entrée c.c. Notons que si les IGBT du convertisseur sont commutés de telle manière que les deux IGBT d'un bras ne soient jamais bloqués en même temps, alors le courant I s'écoulera sans interruption.

Un circuit contient toujours une certaine inductance. L'interruption instantanée du courant aurait comme conséquence l'apparition de surtensions. Ainsi, pratiquement, toutes les fois qu'un IGBT est ouvert, les diodes antiparallèles constituent une voie de

dérivation qui permet de maintenir l'écoulement du courant dans les inducteurs du circuit.

Quand l'IGBT du haut est à l'état passant, le courant I le traversera (puisque la diode antiparallèle du bas est polarisée en inverse) si I est négatif, ou il traversera la diode antiparallèle du haut si I est positif. Des circuits amortisseurs (snubbers) qui assurent la protection contre la montée rapide de la tension et du courant, ne sont pas montrés sur nos schémas.

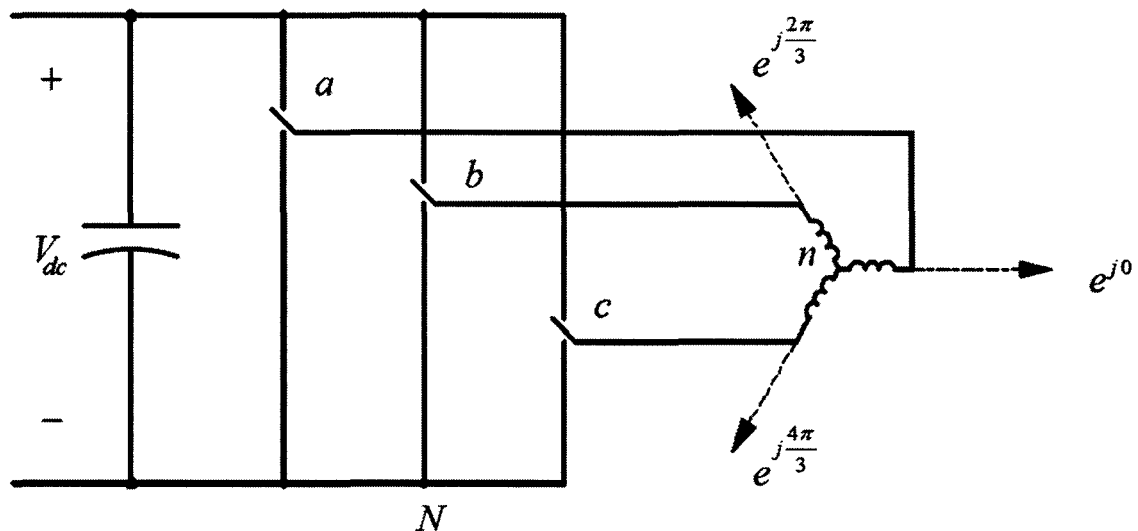


Figure 15 Orientation spatiales des trois phases abc

L'onduleur triphasé peut donc être considéré comme étant constitué de six commutateurs bidirectionnels où il y a huit configurations possibles : six états actifs et deux états nuls. Avec 3 bits, un pour chaque bras d'onduleur, on peut identifier toutes les configurations possibles. Nous pouvons dire que pour chaque bras le bit vaut 1 quand le commutateur sur le dessus est fermé et vaut 0 quand il est ouvert.

Les vecteurs non-nuls forment un hexagone tel que montré plus bas. L'angle entre deux vecteurs non-nuls adjacents est de 60 degrés. Les 7 vecteurs sont appelés vecteurs spatiaux de base.

Les deux états nuls ont même vecteur de base c'est-à-dire 0.

Selon Mohan et al. [44], le vecteur spatial de tension de phase peut être écrit en multipliant les tensions de phase par leurs orientations spatiales comme dans la fig. 15:

$$\vec{v}_S(t) = c \cdot \left[\vec{v}_{an}(t)e^{j0} + \vec{v}_{bn}(t)e^{j2\pi/3} + \vec{v}_{cn}(t)e^{-j2\pi/3} \right] \quad (1.1)$$

Posons $c = 2/3$

Certains auteurs préfèrent utiliser $c = 2/3$ afin que dans le cas où la composante homopolaire est nulle, les valeurs crête des phases qui sont associées au vecteur-spatial soient obtenues par les projections orthogonales du vecteur-spatial sur les axes respectifs a,b,c.

C'est-à-dire :

$$v_a(t) = \text{Re}\{\vec{v}_S\}, \quad v_b(t) = \text{Re}\{\vec{v}_S \cdot e^{-j2\pi/3}\}, \quad v_c(t) = \text{Re}\{\vec{v}_S \cdot e^{j2\pi/3}\}$$

$$\vec{v}_{an} = \vec{v}_{aN} + \vec{v}_{Nn}; \quad \vec{v}_{bn} = \vec{v}_{bN} + \vec{v}_{Nn}; \quad \vec{v}_{cn} = \vec{v}_{cN} + \vec{v}_{Nn} \quad (1.2)$$

$$\text{Sachant que : } e^{j0} + e^{j2\pi/3} + e^{-j2\pi/3} = 0 \quad (1.3)$$

Donc :

$$\vec{v}_S(t) = \frac{2}{3} \cdot \left[\vec{v}_{aN}(t)e^{j0} + \vec{v}_{bN}(t)e^{j2\pi/3} + \vec{v}_{cN}(t)e^{-j2\pi/3} \right] \quad (1.4)$$

Le mode commun des tensions de phase est donc perdu dans la représentation par vecteur-spatial.

Tableau I
Configurations possibles

c	b	a	État	Vecteur de base
0	0	1	État 1 (001)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$
0	1	1	État 2 (011)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi/3}$
0	1	0	État 3 (010)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j2\pi/3}$
1	1	0	État 4 (110)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi}$
1	0	0	État 5 (100)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{-j2\pi/3}$
1	0	1	État 6 (101)	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{-j\pi/3}$
1	1	1	État 7 (111)	0
0	0	0	État 8 (000)	0

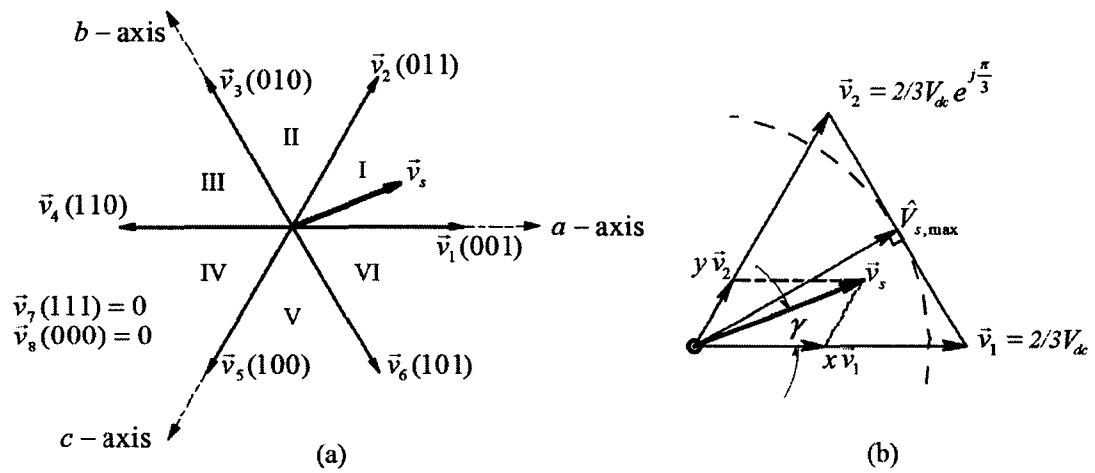


Figure 16 Vecteurs de base instantanés et synthèse de V_s

Synthèse d'un vecteur de tension

N'importe quel vecteur de tension V_s peut être réalisé, dans un sens moyen.

Un vecteur de tension moyen peut être synthétisé en prenant la moyenne temporelle pondérée des deux vecteurs de base adjacents (qui forment le secteur dans lequel le vecteur V_s se situe) et du vecteur de base nul. Il reste à partager T_0 entre les 2 états nuls, en général de façon égale.

Par exemple, si \vec{v}_s se situe sous un angle γ dans le secteur I, où $x + y + z = 1$ (somme des rapports cycliques) et T_s la période de commutation.

$$x = \frac{T_1}{T_s}, y = \frac{T_2}{T_s}, z = \frac{T_0}{T_s} \quad (1.5)$$

$$\vec{V}_s = x \cdot \vec{V}_1 + y \cdot \vec{V}_2 + z \cdot 0 \quad (1.6)$$

$$V_s e^{j\gamma} = \frac{T_1}{T_s} \left[\frac{2}{3} V_{dc} \right] + \frac{T_2}{T_s} \left[\frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi/3} \right] + \frac{T_0}{T_s} [0] \quad (1.7)$$

Par extraction des parties réelles et imaginaires :

$$T_1 = a \frac{\sin(60^\circ - \gamma)}{\sin(60^\circ)} T_s \quad (1.8)$$

$$T_2 = a \frac{\sin(\gamma)}{\sin(60^\circ)} T_s \quad (1.9)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (1.10)$$

Où $a = \frac{V_s}{\frac{2}{3}V_{dc}}$

L'amplitude maximale qui puisse être synthétisée s'obtient en considérant le vecteur en milieu de secteur obtenu en pondérant à 50% les deux vecteurs de base adjacents.

$$V_s e^{j\pi/6} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{3} V_{dc} \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi/3} \right] \quad (1.11)$$

On en conclut que : $a \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$

Sur la Fig. 16 on a : $V_s \max = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$

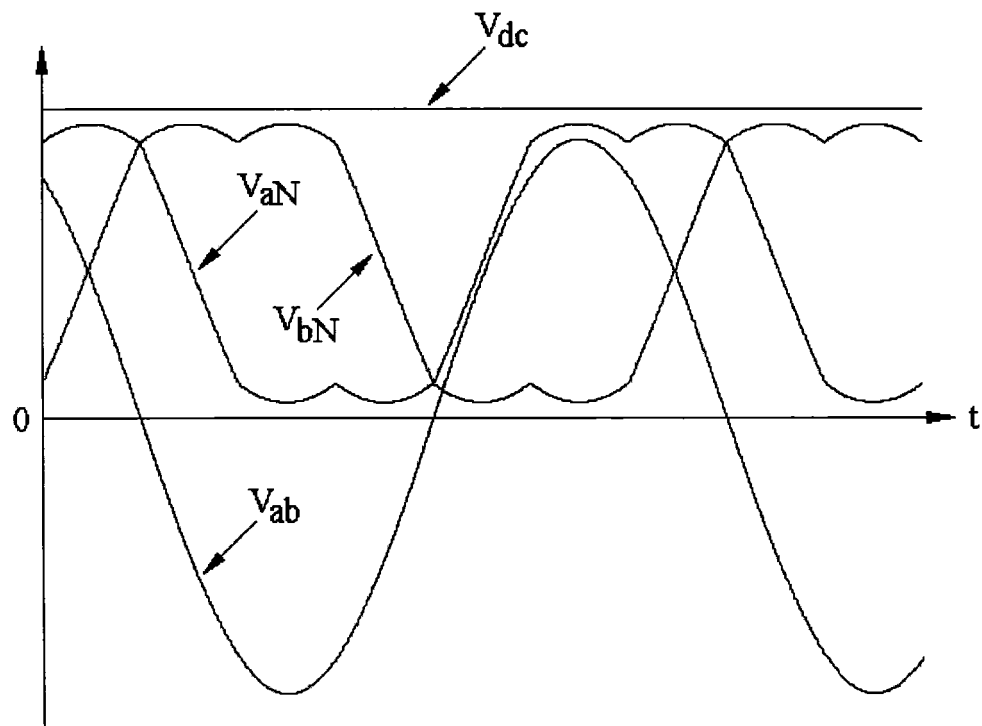


Figure 17 Tensions moyennes V_{aN}, V_{bN}, V_{ab} où $V_s = 0.9 V_s \max$.

La tension entre phase et N n'est pas sinusoïdale, cependant la tension ligne-à-ligne qui seule est vue par le réseau est de forme sinusoïdale. En modulation vectorielle, la valeur crête de la tension ligne à ligne maximale est égale à V_{dc} .

Comparaison avec la modulation sinusoïdale

L'indice de modulation m est défini comme $m = \frac{V_{phase-crête}}{\frac{V_{dc}}{2}}$ et ne peut pas dépasser la

valeur 1 en modulation sinusoïdale.

La modulation vectorielle fournit une utilisation plus efficace (de 15%) de la tension d'alimentation en comparaison de la méthode de modulation sinusoïdale où la valeur crête de la tension de phase maximale est égale à $\frac{V_{dc}}{2}$.

La modulation vectorielle autorise donc un indice de modulation m maximal de 1.155

1.4.2 Schèmes de modulation SVPWM

La seule différence entre les différents schèmes de SVPWM est le choix de l'état nul (000 ou 111 ou tous les deux) et de l'ordre dans lequel les vecteurs sont placés à l'intérieur de la période de commutation.

Ici, quatre algorithmes de SVPWM sont illustrés, voir Prasad [45] :

- 1) la séquence alignée à droite (SVM1)
- 2) la séquence symétrique (SVM2)
- 3) la séquence à vecteur zéro alterné (SVM3)
- 4) la séquence à courant le plus élevé non commuté (SVM4)

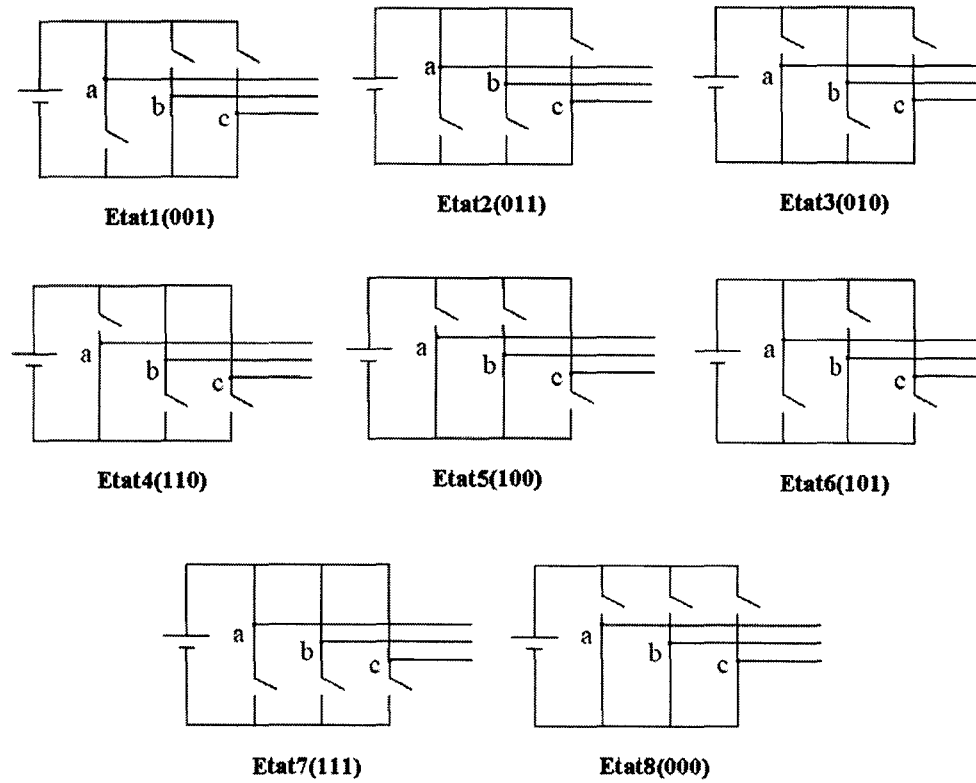


Figure 18 Les huit états d'un onduleur en source de tension

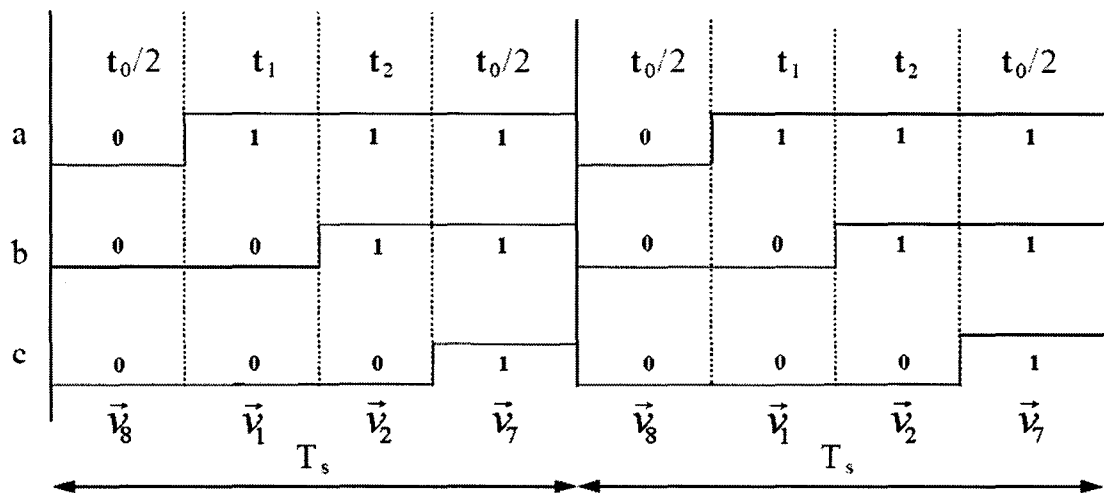


Figure 19 Schème de modulation SVM1

La séquence de commutation SVM1 est particulièrement utile en commutation douce parce que tous les trois bras sont commutés en même temps.

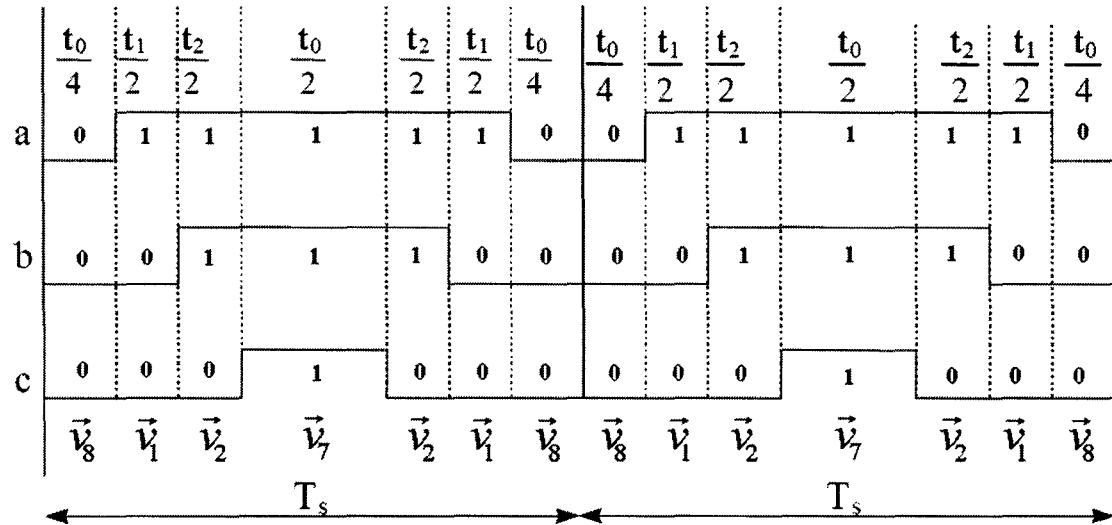


Figure 20 Schème de modulation SVM2

La séquence SVM2 présente le THD de courant le plus bas ; elle est avantageuse aux fréquences de commutation basses.

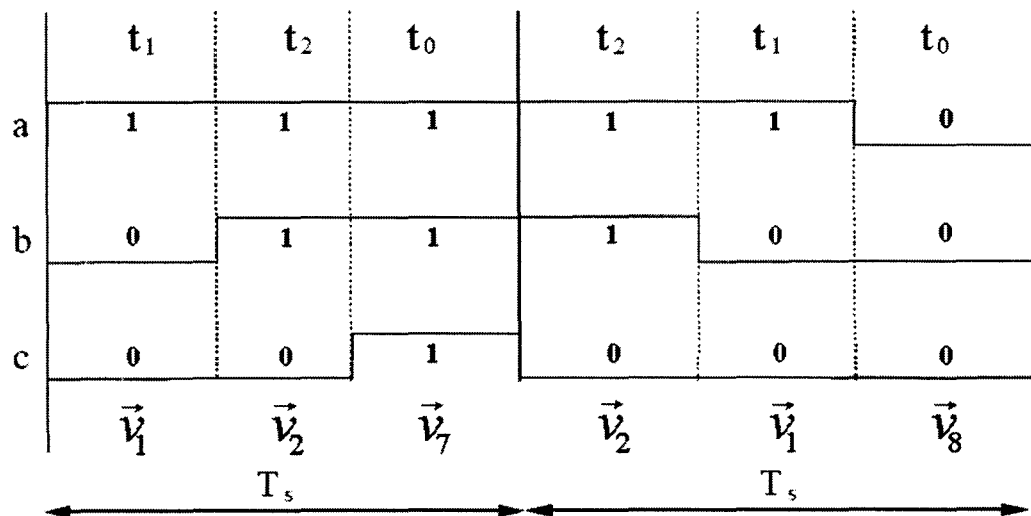


Figure 21 Schème de modulation SVM3

Les pertes de commutation de la séquence SVM3 sont la moitié de celles des deux séquences précédentes.

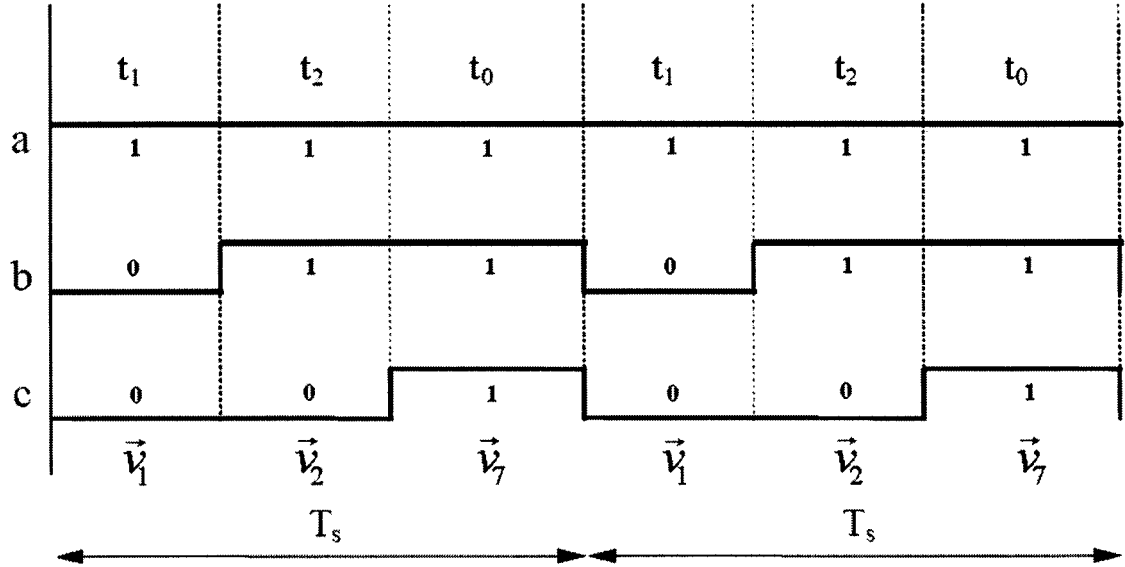


Figure 22 Schème de modulation SVM4

La séquence SVM4 est préférée aux fréquences élevées de commutation ; elle réduit le nombre de commutations.

1.4.3 Transformation de Park

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$P = c \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$x_{0dq} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad x_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad x_{0dq} = P \cdot x_{abc} \quad (1.14)$$

La transformation de Park renvoie des systèmes équilibrés de courants à des courants constants dans le repère d-q.

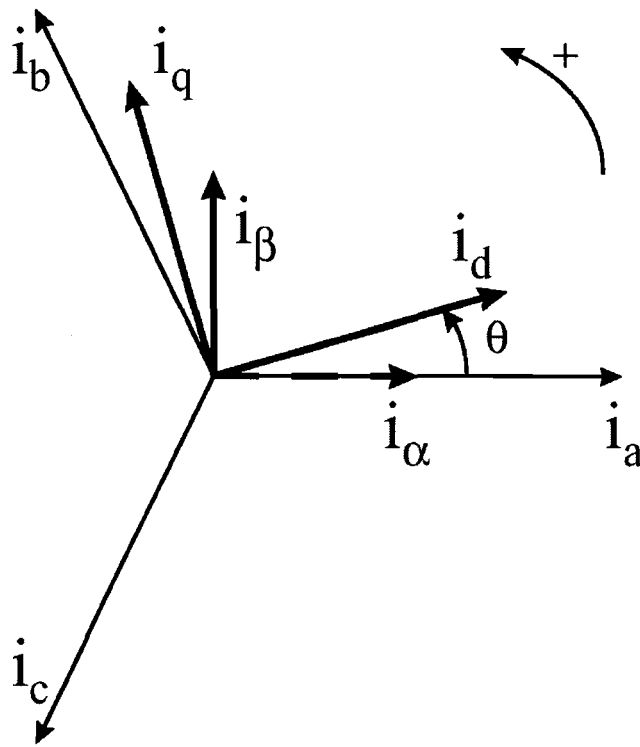


Figure 23 Repères fixes abc , $\alpha\beta$ et repère synchrone dq

Parfois il est plus commode de séparer la transformation de Park en deux opérations. Un changement de trois phases a, b, c à deux phases α, β (transformation de Clarke), suivie du passage du système de coordonnées fixe à un repère synchrone d, q .

$$\mathbf{P} = \mathbf{O} \cdot \mathbf{T} \quad x_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\mathbf{T} = c \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

'c' est une constante qui peut prendre la valeur 2/3 ou 1 pour la forme dite non-invariante en puissance ou la valeur $\sqrt{2/3}$ pour la forme invariante en puissance. Le facteur 2/3 rend la longueur du vecteur-spatial, qui représente un système équilibré triphasé, égale à la valeur crête d'une phase. Le facteur $\sqrt{2/3}$ peut également être employé pour obtenir l'invariance de puissance entre un système triphasé et son système biphasé équivalent.

$$x_{0\alpha\beta} = \mathbf{T} \cdot x_{abc} \quad (1.17)$$

$$x_{0dq} = \mathbf{O} \cdot x_{0\alpha\beta} \quad (1.18)$$

1.4.4 Définition des puissances instantanées actives et réactives

La transformation en vecteur-spatial mène à une représentation concise parce que dans les systèmes à alimentation équilibrée ($v_a + v_b + v_c = 0$) ou dans les systèmes sans retour du neutre ($i_a + i_b + i_c = 0$), la composante homopolaire est nulle. La transformation en vecteur-spatial peut être employée avantageusement pour modéliser les convertisseurs électronique de puissance. Voir l'article de Aller et al. [46].

On arrive ainsi à représenter trois quantités variables dans le temps avec une seule variable complexe d'espace-temps.

La commande des vecteurs spatiaux est plus simple que d'autres techniques de commande, et elle simplifie l'analyse des convertisseurs c.c.-c.a.

La transformation en vecteur-spatial est définie comme :

$$\vec{x} = c \cdot \begin{bmatrix} 1, e^{j2\pi/3}, e^{-j2\pi/3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = x_\alpha(t) + j \cdot x_\beta(t) = X(t) \cdot e^{j\theta(t)} \quad (1.19)$$

où la longueur $X(t)$ du vecteur spatial peut varier dans le temps non seulement en régime transitoire mais aussi en régime établi.

Le coefficient c doit être posé égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour conserver la puissance entre les deux systèmes de coordonnées.

Puisque la puissance instantanée doit égaler la définition complexe conventionnelle de puissance en régime permanent équilibré, il est nécessaire de l'exprimer comme :

$$\vec{s}(t) = \vec{v}(t) \cdot \vec{i}^*(t) = p(t) + j \cdot q(t) \quad (1.20)$$

où $\vec{v}(t)$ et $\vec{i}^*(t)$ sont des vecteurs spatiaux définis comme :

$$\vec{v}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1, e^{j2\pi/3}, e^{-j2\pi/3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \text{ et } \vec{i}^*(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1, e^{-j2\pi/3}, e^{j2\pi/3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Remplaçant les vecteurs spatiaux de tension et de courant, et posant $i_a + i_b + i_c = 0$ ou $v_a + v_b + v_c = 0$, les concepts de puissance active et réactive instantanées peuvent être généralisés, en variables abc comme suit :

$$\begin{aligned}\vec{s}(t) &= p(t) + j \cdot q(t) \\ &= [v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c] + j \frac{\sqrt{3}}{3} [i_a \cdot v_{bc} + i_b \cdot v_{ca} + i_c \cdot v_{ab}]\end{aligned}\quad (1.22)$$

Cette expression demeure vraie pour toutes les conditions de fonctionnement, avec ou sans retour du neutre, en régime permanent ou transitoire, que les systèmes soient équilibrés ou déséquilibrés, et que les formes d'onde soient sinusoïdales ou non-sinusoïdales.

1.4.5 Puissance instantanée exprimée dans les repères $0\alpha\beta$ et $0dq$

Reprenons la définition de la puissance instantanée dans le système abc :

$$\vec{s}(t) = [v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c] + j \frac{\sqrt{3}}{3} [i_a \cdot v_{bc} + i_b \cdot v_{ca} + i_c \cdot v_{ab}] \quad (1.23)$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} v_{bc} \\ v_{ca} \\ v_{ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$\vec{s}(t) = [v_{abc}^T \cdot i_{abc}] + j \frac{\sqrt{3}}{3} [i_{abc}^T \cdot N \cdot v_{abc}] \quad (1.24)$$

$$\vec{s}(t) = \left[(T^{-1} v_{0\alpha\beta})^T \cdot (T^{-1} i_{0\alpha\beta}) \right] + j \frac{\sqrt{3}}{3} \left[(T^{-1} i_{0\alpha\beta})^T \cdot N \cdot (T^{-1} v_{0\alpha\beta}) \right] \quad (1.25)$$

$$\vec{s}(t) = \left[v_{0\alpha\beta}^T \left(T^{-1T} T^{-1} \right) i_{0\alpha\beta} \right] + j \frac{\sqrt{3}}{3} \left[i_{0\alpha\beta}^T \left(T^{-1T} N T^{-1} \right) v_{0\alpha\beta} \right] \quad (1.26)$$

Choisissant $c = \sqrt{2/3}$

$$\vec{s}(t) = \left[v_{0\alpha\beta}^T i_{0\alpha\beta} \right] + j \frac{\sqrt{3}}{3} \left[i_{0\alpha\beta}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot v_{0\alpha\beta} \right] \quad (1.27)$$

$$\vec{s}(t) = \left[v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \right] + j \left[i_0 (v_\alpha - v_\beta) + i_\alpha (v_\beta - v_0) + i_\beta (v_0 - v_\alpha) \right] \quad (1.28)$$

Si on prend $c = 2/3$, on obtient une expression similaire à celle obtenue dans le repère abc :

$$\vec{s}(t) = \frac{3}{2} \left[v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \right] + j \frac{3}{2} \left[i_0 (v_\alpha - v_\beta) + i_\alpha (v_\beta - v_0) + i_\beta (v_0 - v_\alpha) \right] \quad (1.29)$$

Et dans le cas où les tensions et les courants ont tous deux une composante homopolaire nulle $v_0 = 0$ et $i_0 = 0$,

$$\vec{s}(t) = \frac{3}{2} \left[v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \right] + j \frac{3}{2} \left[i_\alpha v_\beta - i_\beta v_\alpha \right] \quad (1.30)$$

$$\text{Ou encore : } \begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

On obtient de la même façon les puissances exprimées dans le repère synchrone :

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

1.5 Conclusion

Après avoir passé en revue les convertisseurs c.a-c.a. destinés à la génération distribuée d'énergie, nous avons conclu que le système redresseur-onduleur de tension à MLI était la configuration la plus appropriée. En général, un système de conversion d'énergie pourra comporter un onduleur du côté réseau dont le rôle est d'adapter et de contrôler l'énergie fournie par la ressource distribuée et l'injecter dans le réseau. Dans les chapitres qui suivent nous nous intéresserons à cet étage de conversion DC-AC.

CHAPITRE 2

COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION À MLI TRIPHASÉ – PARTIE 1

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on discute brièvement des différentes techniques de commande numériques les plus importantes. Puis, on explique ce qu'est la commande vectorielle. On y explique en détail comment s'effectue le passage du référentiel stationnaire au référentiel synchrone. On voit, en particulier, comment la composante homopolaire est exclue du modèle. On montre comment peut s'effectuer la compensation pour le découplage des axes q et d et pour la tension du réseau. On montre également comment obtenir les équations à facteur de puissance unitaire et sa représentation à un seul axe.

Avertissement.

À partir de ce chapitre, un changement de notation devient nécessaire afin de se conformer avec les articles déjà publiés sur le sujet : Kim et Sul [6], Blasko et Kaura [45], Choi et Sul [46], Zargari et Joos [47], Koh et al. [48], Song et al. [49].

Les vecteurs x_{qd}^s et x_{qd}^e remplacent respectivement les vecteurs $x_{\alpha\beta}$ et x_{dq} . L'indice 's' désigne le système de coordonnées stationnaire tandis que l'indice 'e' représente le repère synchrone. Dans la littérature l'indice 's' est omis.

Notation du chapitre 1 :

$$x_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} ; \quad x_{0dq} = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

Nouvelle notation :

$$x_{0qd}^s = \begin{bmatrix} x_0^s \\ x_q^s \\ x_d^s \end{bmatrix} ; \quad x_{0qd}^e = \begin{bmatrix} x_0^e \\ x_q^e \\ x_d^e \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad x_{qd}^s = \begin{bmatrix} x_q^s \\ x_d^s \end{bmatrix} ; \quad x_{qd}^e = \begin{bmatrix} x_q^e \\ x_d^e \end{bmatrix}$$

Relations entre les deux notations :

$$x_{0\alpha\beta} = Q \cdot x_{0qd}^s ; \quad x_{0dq} = Q \cdot x_{0qd}^e ; \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

C'est-à-dire :

$$x_\alpha = x_q^s \quad x_\beta = -x_d^s$$

$$x_d = x_q^e \quad x_q = -x_d^e$$

2.2 Techniques numériques de commande de courant

Parmi les techniques numériques majeures utilisées pour réguler le courant d'un VSI, on peut citer la commande à réponse 'pile', le contrôle par hystérésis, et la modulation de largeur d'impulsions utilisant un régulateur pi.

2.2.1 Commande à réponse 'pile'

La technique de commande prédictive de courant appelée 'dead-beat control' ou commande à réponse 'pile' est la stratégie de commande linéaire la plus rapide qui peut être adoptée. Avec la commande 'dead-beat', en principe, le courant mesuré reproduit exactement la référence de courant avec un retard de deux périodes d'échantillonnage.

La commande est basée sur un modèle interne du convertisseur et de sa charge, qui est employé pour prévoir le comportement dynamique du système. Le contrôleur est donc particulièrement sensible à l'identification correcte du modèle et de ses paramètres.

L'application de la commande du courant par hystérésis aux systèmes triphasés avec neutre isolé est un peu plus compliquée à cause de l'interférence inévitable entre les phases du courant.

2.2.2 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est une commande de type bande-morte. Cette sorte de contrôleur reconnaît que les convertisseurs en source de tension triphasés ne peuvent seulement avoir que sept tensions différentes de sortie. Ceci mène naturellement à une oscillation de type cycle-limite du vecteur spatial de courant de ligne, qui grâce au contrôleur est gardé à l'intérieur d'une petite région d'une certaine forme dans l'espace vectoriel du courant. L'avantage est une déviation connue par rapport à la référence de courant, mais la commutation suit une allure plus ou moins aléatoire, rendant difficile de prévoir les pertes du convertisseur.

2.2.3 Commande linéaire de type PI

La manière la plus commode de réaliser la régulation du courant dans un convertisseur de puissance c.c./c.a. ou c.a./c.c. est d'utiliser les régulateurs linéaires (habituellement du type PI).

L'emploi de contrôleurs synchrones PI est une des méthodes de contrôle les plus populaires. L'idée est de transformer les courants et les tensions dans un système de référence en rotation, où les courants apparaissent comme des constantes (en régime permanent), puis de traiter les valeurs transformées avec des contrôleurs PI ordinaires, avant de transformer à nouveau les sorties du contrôleur dans le système de référence fixe. La régulation par PI synchrone présente de nombreux avantages : réponse dynamique rapide, bonne précision, fréquence fixe de modulation et moindre sensibilité aux variations des paramètres.

Dans ce chapitre, le contrôleur du courant de ligne choisi est un contrôleur synchrone PI. En choisissant ce type de contrôleur, le convertisseur triphasé peut être modélisé en tant que deux convertisseurs à quatre quadrants séparés. Un pour la puissance active et un autre pour la puissance réactive. On suppose que la puissance réactive est bien régulée à zéro, ce qui permet d'utiliser un modèle fonctionnant à facteur de puissance unitaire.

2.3 Commande vectorielle

Dans la commande vectorielle, les courants et les tensions sont transformés dans le système de référence en rotation d-q. Ceci signifie que les courants mesurés doivent être mathématiquement transformés du repère triphasé fixe au système de coordonnées synchrone d-q à deux axes, avant d'être traités par les contrôleurs PI. De même, les tensions à appliquer par le VSI sont mathématiquement transformées du repère tournant d-q au système de référence fixe triphasé avant qu'elles ne puissent être employées comme sortie à MLI. Ce sont ces transformations, qui exigent généralement les capacités de calcul rapide d'un DSP ou d'un processeur performant, qui sont au cœur de la commande vectorielle. Une fois que les courants sont transformés dans le système de référence tournant d-q, la commande devient plutôt simple.

En passant au système de référence synchrone d-q, la commande se trouve simplifiée parce que le vecteur de courant est fixe dans l'espace de référence en rotation d-q. Les contrôleurs de type P/PI agissent sur des signaux continus plutôt que sur des signaux sinusoïdaux. La composante i_q^e représente l'amplitude du courant en phase avec la tension du réseau. La composante i_d^e représente l'amplitude du courant en quadrature. Deux contrôleurs de courant vont permettre de contrôler indépendamment la puissance active et réactive fournie au réseau.

Deux contrôleurs PI sont employés; un pour la composante synchrone 'q' de courant (c'est-à-dire en phase avec la tension du réseau), et un autre pour la composante

synchrone 'd'. L'entrée du contrôleur pour la composante 'd' est imposée à zéro. Ceci régule à zéro la composante 'd' de courant et oblige donc le vecteur spatial de courant à être exclusivement dans la direction 'q'. Puisque seulement la composante 'q' du courant transporte de la puissance active, ceci maximise le facteur de puissance. Le contrôleur PI qui opère sur la composante de courant 'q' prend comme entrée le courant de référence. Ceci oblige la composante 'q' à suivre le courant sinusoïdal de référence.

2.4 Onduleur en source de tension triphasé

La figure 13 du chapitre I illustre l'onduleur en source de tension triphasé où, comme dans Blasko et Kaura [47], on a :

i_{abc} ou i_k	courant de ligne
e_{abc} ou e_k	tension phase du réseau
u_{abc} ou u_k	tension de l'onduleur par rapport au neutre du réseau
d_{abc} ou d_k	fonction de commutation
i_{dc}	courant de charge du côté c.c.
u_{dc}	tension du lien c.c.
L	inductance de ligne
R	résistance de l'inductance de ligne
C	capacité du condensateur de lien c.c.

2.4.1 Modèle mathématique dans le système de coordonnées abc et modèle dans le repère dq

Du côté c.c. on obtient l'équation différentielle pour la tension (u_{dc}) du lien c.c. :

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{abc}^T \cdot d_{abc} - i_{dc} \quad (2.1)$$

L'indice abc indique le système de coordonnées abc tel $x_{abc} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$ et $x_{abc}^T = [x_1, x_2, x_3]$

Les tensions par rapport au point n de l'onduleur sont données par :

$$u_{abc/n} = f_{abc} \cdot u_{dc} \quad (2.2)$$

(par la suite nous n'indiquerons pas l'indice n)

Du côté c.a. on retrouve l'équation différentielle pour les courants (i_{abc}):

$$L \frac{di_{abc}}{dt} + Ri_{abc} = e_{abc} - u_{dc} f_{abc} \quad (2.3)$$

$$f_{abc} = S \cdot d_{abc} ; d_{abc} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} ; S = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les d_k représentent les bits de commutation : $d_k = \{0,1\}$ pour $k = 1,2,3$ c'est-à-dire que chacun des d_k peut prendre la valeur 0 ou 1 selon que le commutateur du haut du bras correspondant de l'onduleur est ouvert ou fermé.

Notons que : $\sum_1^3 i_k = 0$; $\sum_1^3 e_k = 0$; $\sum_1^3 u_k = 0$

Exprimons l'équation pour la tension du lien c.c. dans le repère stationnaire dq .

$$x_{0qd}^s = T \cdot x_{abc} ; T = c \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} ; c = 2/3 \quad (2.5)$$

Notons avec la nouvelle notation, le changement de signe pour la dernière ligne de la matrice T .

L'indice T , en italique, désigne l'opération de transposition matricielle.

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \left(i_{0qd}^{sT} \cdot T^{-1T} \right) \cdot \left(T^{-1} d_{0qd}^s \right) - i_{dc} \quad (2.6)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} i_{0qd}^{sT} \cdot d_{0qd}^s - i_{dc} \quad (2.7)$$

Puisque $i_0 = 0$, nous pouvons écrire :

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_q^s d_q^s + i_d^s d_d^s) - i_{dc} \quad (2.8)$$

Exprimons l'équation pour la tension du lien c.c. dans le repère synchrone dq .

$$O = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ 0 & +\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} ; \quad x_{0qd}^e = O \cdot x_{0qd}^s \quad (2.9)$$

Notons le changement de signe dans la matrice O par rapport à la notation du chapitre 1.

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_{0qd}^{e^T} \cdot O^{-1T}) \cdot (O^{-1} d_{0qd}^e) - i_{dc} \quad (2.10)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} i_{0qd}^e d_{0qd}^e - i_{dc} \quad (2.11)$$

Finalement :

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_q^e d_q^e + i_d^e d_d^e) - i_{dc} \quad (2.12)$$

Exprimons l'équation différentielle pour les courants dans le repère stationnaire dq .

$$L \frac{d(T^{-1} i_{0qd}^s)}{dt} + R(T^{-1} i_{0qd}^s) = (T^{-1} e_{0qd}^s) - u_{dc} \cdot (T^{-1} f_{0qd}^s) \quad (2.13)$$

Puis :

$$T \left\{ L \frac{d(T^{-1} i_{0qd}^s)}{dt} + R(T^{-1} i_{0qd}^s) \right\} = T \left\{ (T^{-1} e_{0qd}^s) - u_{dc} \cdot (T^{-1} f_{0qd}^s) \right\} \quad (2.14)$$

On obtient :

$$L \frac{di_{0qd}^s}{dt} + R i_{0qd}^s = e_{0qd}^s - u_{dc} f_{0qd}^s \quad (2.15)$$

$$\text{Où } f_{0qd}^s = \begin{bmatrix} 0 \\ d_q^s \\ d_d^s \end{bmatrix}$$

En effet : $f_{abc} = S \cdot d_{abc} \rightarrow T\{T^{-1}f_{0qd}^s\} = T\{S \cdot T^{-1}d_{0qd}^s\}$ (2.16)

$$f_{0qd}^s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot d_{0qd}^s = \begin{bmatrix} 0 \\ d_q^s \\ d_d^s \end{bmatrix}$$

C'est-à-dire que $f_0 = 0$

On peut donc écrire :

$$L \frac{di_q^s}{dt} + Ri_q^s = e_q^s - u_{dc} d_q^s \quad (2.17)$$

$$L \frac{di_d^s}{dt} + Ri_d^s = e_d^s - u_{dc} d_d^s \quad (2.18)$$

Exprimons l'équation différentielle pour les courants dans le repère synchrone dq .

$$O \left\{ L \frac{d(O^{-1}i_{0qd}^e)}{dt} + R(O^{-1}i_{0qd}^e) \right\} = O \left\{ (O^{-1}e_{0qd}^e) - u_{dc} \cdot (O^{-1}f_{0qd}^e) \right\} \quad (2.19)$$

$\theta = \theta_0 + \omega t \rightarrow$ le premier terme s'exprime comme :

$$O \left\{ L \frac{d(O^{-1}i_{0qd}^e)}{dt} \right\} = LO \left\{ \frac{d(O^{-1})}{dt} i_{0qd}^e + O^{-1} \frac{di_{0qd}^e}{dt} \right\} = \omega L \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} i_{0qd}^e + L \frac{di_{0qd}^e}{dt} \quad (2.20)$$

$$\omega L \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} i_{0qd}^e + L \frac{di_{0qd}^e}{dt} + Ri_{0qd}^e = e_{0qd}^e - u_{dc} f_{0qd}^e \quad (2.21)$$

On peut donc écrire :

$$\omega Li_d^e + L \frac{di_q^e}{dt} + Ri_q^e = e_q^e - u_{dc} d_q^e \quad (2.22)$$

$$-\omega L i_q^e + L \frac{di_d^e}{dt} + R i_d^e = e_d^e - u_{dc} d_d^e \quad (2.23)$$

Notons que $d_0 \neq 0$ et qu'il est immatériel c'est-à-dire sans effet sur nos équations.

C'est un mode commun des rapports cycliques qui est injecté par le modulateur de la MLI. (par exemple, d_0 est constant en modulation sinusoïdale et est égal à $\frac{1}{2}$).

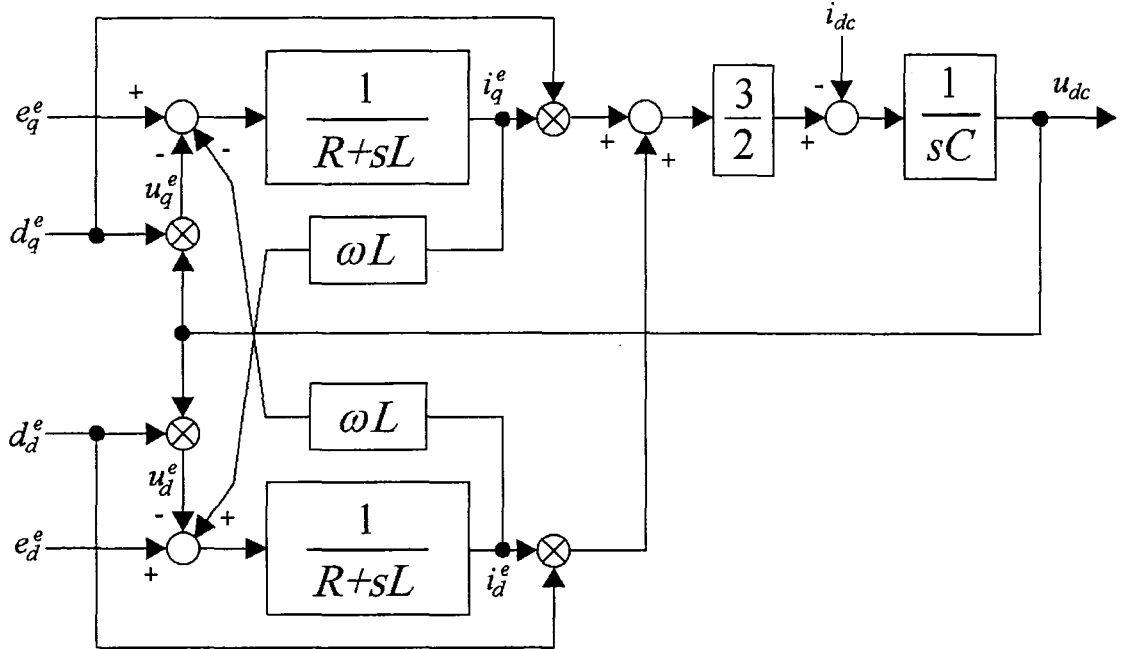


Figure 24 Modèle de l'onduleur en source de tension triphasé dans le repère synchrone d-q

Adoptons la notation suivante : $x_{qd}^s = \begin{bmatrix} x_q^s \\ x_d^s \end{bmatrix}$; $x_{qd}^e = \begin{bmatrix} x_q^e \\ x_d^e \end{bmatrix}$

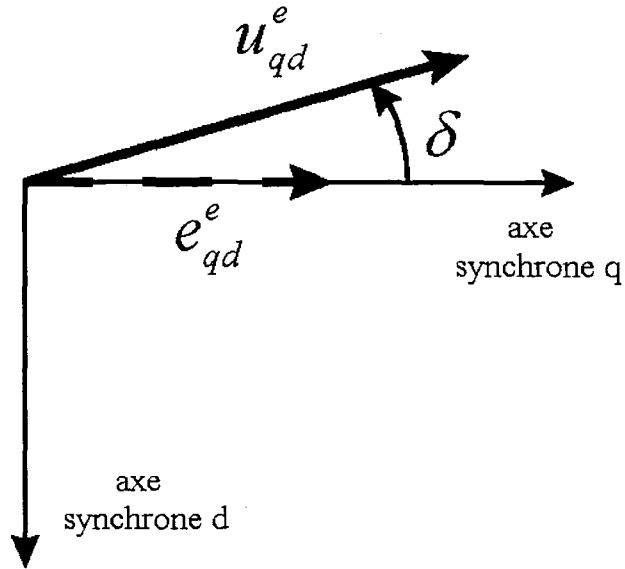


Figure 25 Alignement de l'axe 'q' du repère synchrone avec la tension du réseau

En choisissant d'aligner l'axe 'q' en rotation avec la tension du réseau, nous avons :

$e_q^e = E$; $e_d^e = 0$ où E est la valeur crête de la tension phase du réseau.

Ainsi, par exemple, la phase δ de la tension de l'onduleur (u_{qd}^e) par rapport à la tension

du réseau s'écrira : $\delta = \tan^{-1} \left(\frac{-u_d^e}{u_q^e} \right)$

(2.24)

Les équations différentielles pour les composantes du courant dans le repère synchrone d-q s'écrivent donc :

$$\omega L i_d^e + L \frac{di_q^e}{dt} + R i_q^e = E - u_q^e \quad (2.25)$$

$$-\omega L i_q^e + L \frac{di_d^e}{dt} + R i_d^e = -u_d^e \quad (2.26)$$

2.4.2 Compensation pour le couplage des axes q-d et pour la tension du réseau

Les équations différentielles pour le courant dans le repère dq sont couplées. La figure 26 a) montre comment est réalisé la compensation pour le couplage des axes q et d ainsi que pour la tension du réseau (E).

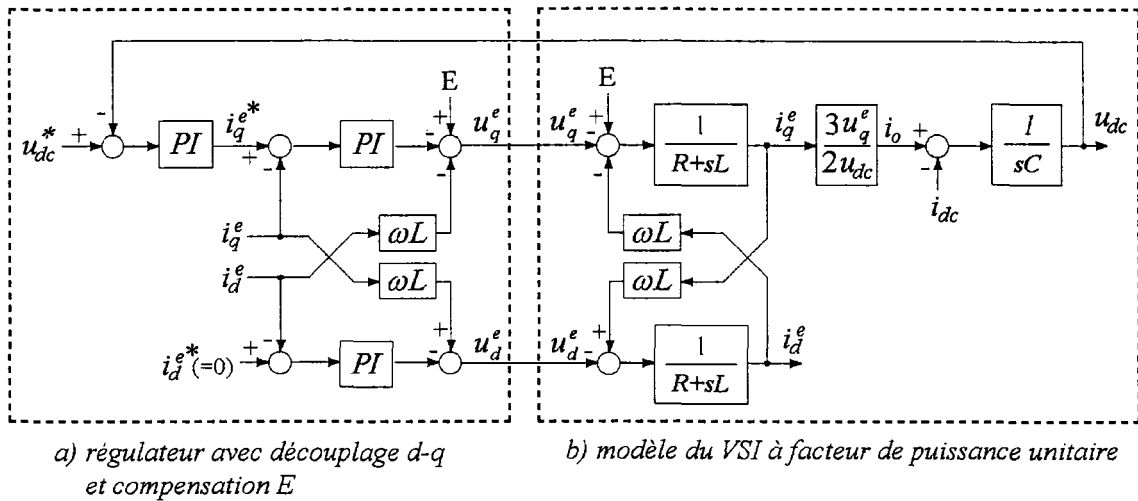


Figure 26 Schéma du contrôle du VSI en fonctionnement à facteur de puissance unitaire

En effet, si nous écrivons comme $K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right)$ la fonction de transfert des régulateurs PI de courant, selon le schéma on peut voir comment sont obtenues les tensions d'entrée au bloc MLI :

$$u_q^e = E - \omega L i_d^e - K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \cdot (i_q^{e*} - i_q^e) \quad (2.27)$$

$$u_d^e = \omega L i_q^e - K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \cdot (i_d^{e*} - i_d^e) \quad (2.28)$$

À partir des équations différentielles pour les composantes du courant dans le repère synchrone d-q, on obtient ainsi les équations différentielles découplées suivantes :

$$i_q^e = \frac{1}{R + sL} (E - u_q^e - \omega L i_d^e) = \frac{1}{R + sL} K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \cdot (i_q^{e*} - i_q^e) \quad (2.29)$$

$$i_d^e = \frac{1}{R + sL} (-u_d^e + \omega L i_q^e) = \frac{1}{R + sL} K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \cdot (i_d^{e*} - i_d^e) \quad (2.30)$$

2.5 Représentation grands signaux à un seul axe

On la vu, la puissance complexe fournie par le réseau est donnée par :

$$\bar{s}(t) = \frac{3}{2} [e_q^e \cdot i_q^e + e_d^e \cdot i_d^e] + j \frac{3}{2} [-i_q^e e_d^e + i_d^e e_q^e] = \frac{3}{2} [E i_q^e] + j \frac{3}{2} [i_d^e E] \quad (2.31)$$

Les puissances active et réactive peuvent être contrôlées indépendamment : le composant i_q^e établit la puissance active, tandis que i_d^e détermine la puissance réactive.

Ainsi, pour obtenir un facteur de puissance unitaire, le courant i_d^e est imposé à zéro.

Supposant que le courant i_d^e est bien régulé à zéro, les équations pour les composantes d et q du courant à facteur de puissance unitaire s'écrivent comme dans Choi et Sul [48] :

$$L \frac{di_q^e}{dt} + R i_q^e = E - u_q^e \quad (2.32)$$

$$\omega L i_q^e = u_d^e \quad (2.33)$$

Note : Le courant de référence i_q^{e*} sera donné par le contrôleur de tension de lien c.c.

L'équation différentielle pour la tension du lien c.c. à facteur de puissance unitaire s'écrit :

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_q^e d_q^e) - i_{dc} \quad \text{où} \quad u_{qd}^e = f_{qd}^e u_{dc} = \begin{bmatrix} d_q^e \\ d_d^e \end{bmatrix} \cdot u_{dc} \quad (2.34)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \left(\frac{3u_q^e}{2u_{dc}} \right) i_q^e - i_{dc} \quad (2.35)$$

La figure 27 montre le schéma du contrôle du VSI compensé et dont la composante d de courant est supposée régulée à zéro. On trouve une représentation semblable dans Song et al. [51].

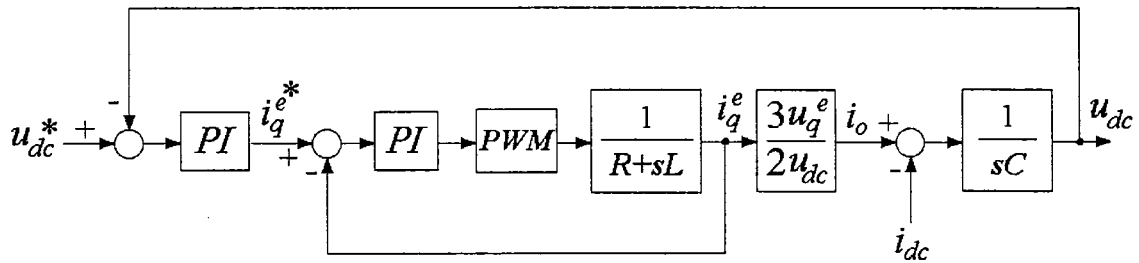


Figure 27 Schéma de contrôle du VSI grands signaux à un seul axe (compensé et avec la composante i_d^e supposée régulée à zéro)

2.6 Conclusion

Nous avons montré comment sont obtenues les équations différentielles non linéaires de l'onduleur triphasé dans le référentiel synchrone pour les courants d et q ainsi que pour la tension du bus continu. Nous avons ensuite montré comment ces équations s'écrivent à facteur de puissance unitaire. Nous avons montré comment effectuer la compensation pour le couplage des axes d et q et pour la tension du réseau.

CHAPITRE 3

COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION À MLI TRIPHASÉ – PARTIE 2

3.1 Introduction

Le chapitre 3 constitue l'étude approfondie et originale de l'onduleur triphasé de tension à MLI commandé. D'abord, à partir d'une représentation à un seul axe, on introduit un modèle simplifié équivalent qui permet de représenter l'effet des hypothèses simplificatrices. Un seul bloc de délai (Te) sert à représenter le retard équivalent des courants et des tensions. En linéarisant autour du point de fonctionnement et en effectuant le choix des hypothèses simplificatrices, on retrouve les formules de gain des compensateurs et, d'égale importance, le domaine de validité de ces formules, indépendamment du point de fonctionnement. Ces hypothèses sont notamment: que L/R puisse être considéré grand par rapport à Te , que la déviation en tension du bus continu soit relativement petite par rapport à sa valeur nominale, et que les commandes de tension de la MLI ne soient pas saturées. Nous avons mené une étude quantitative de l'effet des perturbations du courant de charge sur les tensions de la MLI et sur la tension du bus continu. Une analyse de stabilité dans le plan de Black a permis de vérifier le domaine de validité des hypothèses simplificatrices. Ces assumptions permettent le dimensionnement de C et de L en fonction de l'amplitude de la perturbation du courant de charge et de la valeur du délai équivalent (Te). Nous avons ensuite montré la similitude des réponses à une perturbation du courant de charge dans les différents modèles : modèle moyen vs modèle instantané, modèle à un seul axe vs modèle à contrôleurs indépendants q et d .

3.2 Représentation simplifiée 'équivalente'

En faisant une étude en 'petits signaux', on obtient une équation 'équivalente' pour la tension du lien c.c. (c'est-à-dire qui a le même point d'équilibre et qui possède

exactement le même développement de Taylor d'ordre 1 au voisinage du point d'équilibre):

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \left(\frac{3u_q^e}{2u_{dc}^*} \right) i_q^e - \left(\frac{u_{dc}}{u_{dc}^*} \right) i_{dc} \quad (3.1)$$

Note : on peut vérifier que le point d'équilibre est donné par : $\frac{3}{2} u_q^{e*} i_q^{e*} = u_{dc}^* i_{dc}^*$ et que le développement de Taylor d'ordre 1 au voisinage de ce point est :

$$C \frac{d}{dt} \Delta u_{dc} = \frac{3}{2} \frac{u_q^{e*}}{u_{dc}^*} \Delta i_q^e + \frac{3}{2} \frac{i_q^{e*}}{u_{dc}^*} \Delta u_q^e - \frac{i_{dc}^*}{u_{dc}^*} \Delta u_{dc} - \Delta i_{dc} \quad (3.2)$$

Où l'astérisque dénote en même temps la référence et le point d'équilibre.

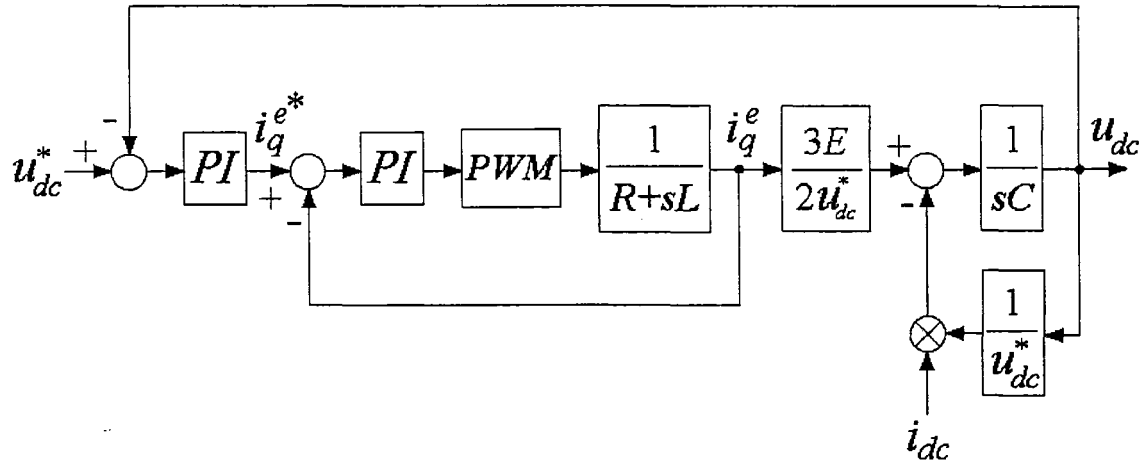


Figure 28 Schéma de contrôle du VSI équivalent simplifié (composante i_q^e supposée régulée à zéro, équivalence au voisinage du point d'équilibre, bilan simplifié des puissances)

Si, dans l'équation 'équivalente', nous négligeons l'énergie stockée dans l'inductance

($i_q^e L \frac{di_q^e}{dt}$) ainsi que les pertes dans la résistance ($R \cdot i_q^{e2}$), alors $u_q^e = E$ et nous obtenons

une équation simplifiée pour la tension du lien c.c. :

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = k i_q^e - \left(\frac{u_{dc}}{u_{dc}^*} \right) i_{dc} \quad \text{où} \quad k = \frac{3E}{2u_{dc}^*} \quad (3.3)$$

3.3 Linéarisation au point de fonctionnement

Les figures 29 et 30 illustrent de façon plus détaillée, en incluant le bloc de délai T_e , les représentations non-linéaires développées précédemment.

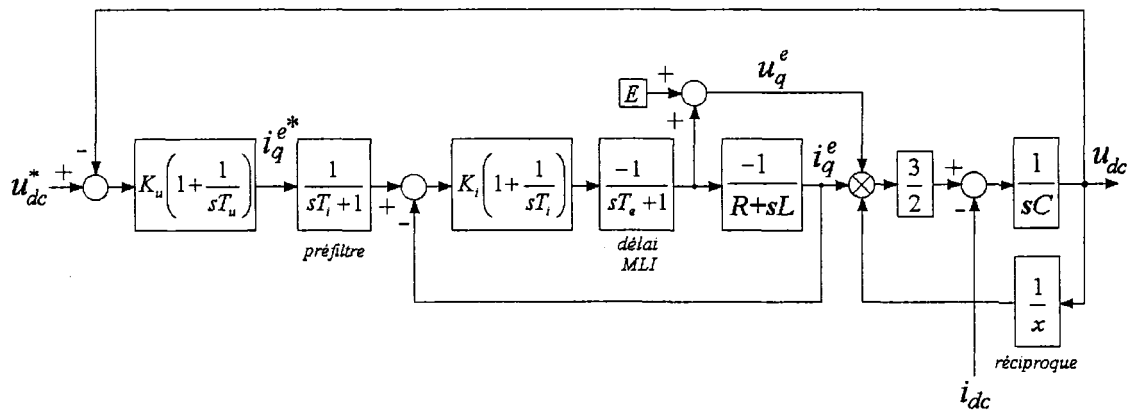


Figure 29 Modèle grands signaux à un seul axe

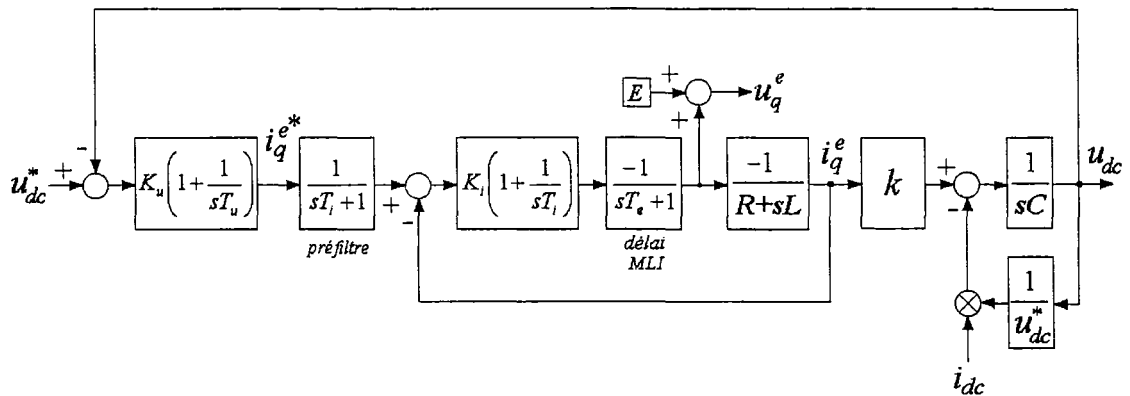


Figure 30 Modèle 'équivalent' simplifié

Pour réduire l'ondulation dans la référence de courant, un filtrage additionnel a été réalisé par l'introduction d'un préfiltre dans la boucle d'asservissement de la tension du bus continu : Malinowski et Kazmierkowski [52].

Soit le système d'équations différentielles non linéaires qui représente l'onduleur triphasé en fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec découplage des axes q et d dans le repère synchrone d-q.

$$L \frac{di_q^e}{dt} + Ri_q^e = E - u_q^e \quad (3.4)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \left(\frac{3u_q^e}{2u_{dc}} \right) i_q^e - i_{dc} \quad (3.5)$$

Afin d'obtenir des solutions explicites de ce système il est nécessaire de l'approximer au voisinage du point d'opération.

Soit le vecteur d'état $\bar{X} = \begin{bmatrix} i_q^e \\ u_{dc} \end{bmatrix}$ et le vecteur d'entrée $\bar{U} = \begin{bmatrix} u_q^e \\ i_{dc} \end{bmatrix}$

L'équation d'état non linéaire du système peut être écrite comme : $\frac{d\bar{X}}{dt} = \bar{\Gamma}(\bar{X}, \bar{U})$ où

$\bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix}$. Supposons le point d'équilibre (i_q^{e*}, u_{dc}^*) qui est en même temps la référence

et une entrée nominale (u_q^{e*}, i_{dc}^*) :

$$i_q^e = i_q^{e*} + \Delta i_q^e \quad ; \quad u_{dc} = u_{dc}^* + \Delta u_{dc} \quad (3.6)$$

$$u_q^e = u_q^{e*} + \Delta u_q^e \quad ; \quad i_{dc} = i_{dc}^* + \Delta i_{dc} \quad (3.7)$$

Les variables d'état du modèle linéaire sont la composante q de courant Δi_q^e et la tension du lien c.c. Δu_{dc} ; les variables d'entrée sont la perturbation Δi_{dc} et la tension de l'onduleur Δu_q^e .

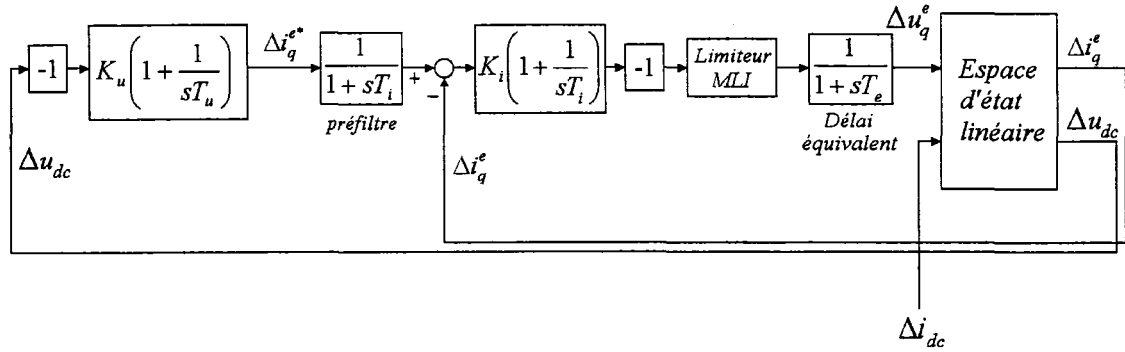


Figure 31 Modèle petits signaux du VSI découplé et dont la composante i_d^e est supposée régulée à zéro dans le repère synchrone d-q

Au voisinage du point d'équilibre, le système non linéaire peut être remplacé par son approximation linéaire :

$$\frac{d\Delta\bar{X}}{dt} = \left[\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{X}} \right]_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} \Delta\bar{X} + \left[\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{U}} \right]_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} \Delta\bar{U} \quad (3.8)$$

Les matrices $\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{X}}$ et $\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{U}}$ sont les jacobiens de $\bar{\Gamma}$ par rapport à \bar{X} et à \bar{U} respectivement

$$\text{où } \Delta\bar{X} = \begin{bmatrix} \Delta i_q^e \\ \Delta u_{dc} \end{bmatrix} ; \Delta\bar{U} = \begin{bmatrix} \Delta u_q^e \\ \Delta i_{dc} \end{bmatrix} ; \bar{X}_0 = \begin{bmatrix} i_q^{e*} \\ u_{dc}^* \end{bmatrix} ; \bar{U}_0 = \begin{bmatrix} u_q^{e*} \\ i_{dc}^* \end{bmatrix}$$

$$\left[\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{X}} \right]_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Gamma_1}{\partial i_q^e} & \frac{\partial \Gamma_1}{\partial u_{dc}} \\ \frac{\partial \Gamma_2}{\partial i_q^e} & \frac{\partial \Gamma_2}{\partial u_{dc}} \end{bmatrix}_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ \frac{3u_q^{e*}}{2Cu_{dc}^*} & -\frac{i_{dc}^*}{Cu_{dc}^*} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\left[\frac{\partial \bar{\Gamma}}{\partial \bar{U}} \right]_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Gamma_1}{\partial u_q^e} & \frac{\partial \Gamma_1}{\partial i_{dc}} \\ \frac{\partial \Gamma_2}{\partial u_q^e} & \frac{\partial \Gamma_2}{\partial i_{dc}} \end{bmatrix}_{(\bar{X}_0, \bar{U}_0)} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{3i_q^{e*}}{2Cu_{dc}^*} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Le modèle petits signaux du VSI découplé est illustré à la figure 31. Notes : Dans la figure 31, un limiteur est montré à cause de son importance, pour un fonctionnement linéaire de la modulation MLI on suppose que les commandes de tension ne sont pas saturées. La tension finie du lien c.c. impose une limitation à l'amplitude des signaux de tension qui peuvent être produits par l'onduleur : Par exemple, à un indice de modulation maximal de 1.155 (sans entrer dans la zone de sur-modulation en SVPWM) correspond une amplitude maximale $u_q^e = 1.155 \frac{u_{dc}}{2}$.

Le bloc de délai T_e représente le délai équivalent à la somme des temps d'échantillonnage ou de filtrage, plus le temps de traitement par micro-processeur, plus le retard inhérent à l'emploi de la technique de modulation MLI. Un seul bloc de délai est nécessaire car on suppose que les retards sont identiques pour la tension comme pour les courants.

Puisque $\frac{3u_q^e i_q^{e*}}{2u_{dc}} = i_{dc}$ et $Ri_q^{e*} = E - u_q^{e*}$, les valeurs de i_{dc}^* et u_{dc}^* déterminent le point d'opération :

$$u_q^{e*} = \frac{E}{2} + \sqrt{\left(\frac{E}{2}\right)^2 - \frac{2}{3}u_{dc}^* i_{dc}^* R} \quad (3.11)$$

$$i_q^{e*} = \frac{2u_{dc}^* i_{dc}^*}{3u_q^{e*}} \quad (3.12)$$

3.4 Calcul des paramètres des régulateurs

Exprimons les équations linéaires d'état sous forme de fonctions de transfert :

Soit l'équation d'état $\Delta \dot{\bar{X}} = A \cdot \Delta \bar{X} + B \cdot \Delta \bar{U}$ et l'équation de sortie $\Delta \bar{Y} = C \cdot \Delta \bar{X} + D \cdot \Delta \bar{U}$. La description du système par fonction de transfert en fonction

des matrices A, B, C et D, en supposant des conditions initiales nulles, s'écrit :

$$\Delta \bar{Y} = \bar{H}(s) \cdot \Delta \bar{U} \quad \text{où} \quad \bar{H}(s) = C(sI - A)^{-1} B + D = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

L'espace d'état linéaire étant représenté par:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ \frac{3u_q^{e*}}{2Cu_{dc}^*} & -\frac{i_{dc}^*}{Cu_{dc}^*} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{3i_q^{e*}}{2Cu_{dc}^*} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On obtient les fonctions de transfert qui décrivent le système linéaire :

$$H_{11}(s) = -\frac{1}{Ls + R} \quad (3.14)$$

$$H_{12}(s) = 0 \quad (3.15)$$

$$H_{21}(s) = \frac{\frac{3}{2} \left(i_q^{e*} - \frac{u_q^{e*}}{Ls + R} \right)}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*} \quad (3.17)$$

$$H_{22}(s) = \frac{-u_{dc}^*}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*} \quad (3.16)$$

$$\Delta i_q^e = H_{11}(s) \Delta u_q^e + H_{12}(s) \Delta i_{dc} \quad (3.18)$$

$$\Delta u_{dc} = H_{21}(s) \Delta u_q^e + H_{22}(s) \Delta i_{dc} \quad (3.19)$$

La fonction de transfert entre le courant Δi_q^e et la tension Δu_{dc} sera utile par la suite :

$$\frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e} = H_{21}(s) / H_{11}(s) = \frac{\frac{3}{2} (u_q^{e*} - i_q^{e*} (Ls + R))}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*} \quad (3.20)$$

Si on considère Δi_q^e et Δi_{dc} comme les variables indépendantes, on peut écrire :

$$\Delta u_{dc} = \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e} \cdot \Delta i_q^e + \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_{dc}} \cdot \Delta i_{dc} = \frac{\frac{3}{2} (u_q^{e*} - i_q^{e*} (Ls + R))}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*} \cdot \Delta i_q^e - \frac{u_{dc}^*}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*} \cdot \Delta i_{dc} \quad (3.21)$$

Hypothèses de calcul

Le système doit pouvoir maintenir la sortie Δu_{dc} à son niveau indépendamment de la perturbation de courant Δi_{dc} . Soit ΔI_{dc} la grandeur de la perturbation de courant en échelon. Si on ne considère que les cas d'inversion totale d'écoulement de puissance, cela signifie un point d'opération i_{dc}^* tel que $i_{dc}^* = -\frac{\Delta I_{dc}}{2}$.

La réponse transitoire à un échelon de courant en entrée a la forme d'une impulsion triangulaire de tension tant pour Δu_q^e que pour Δu_{dc} .

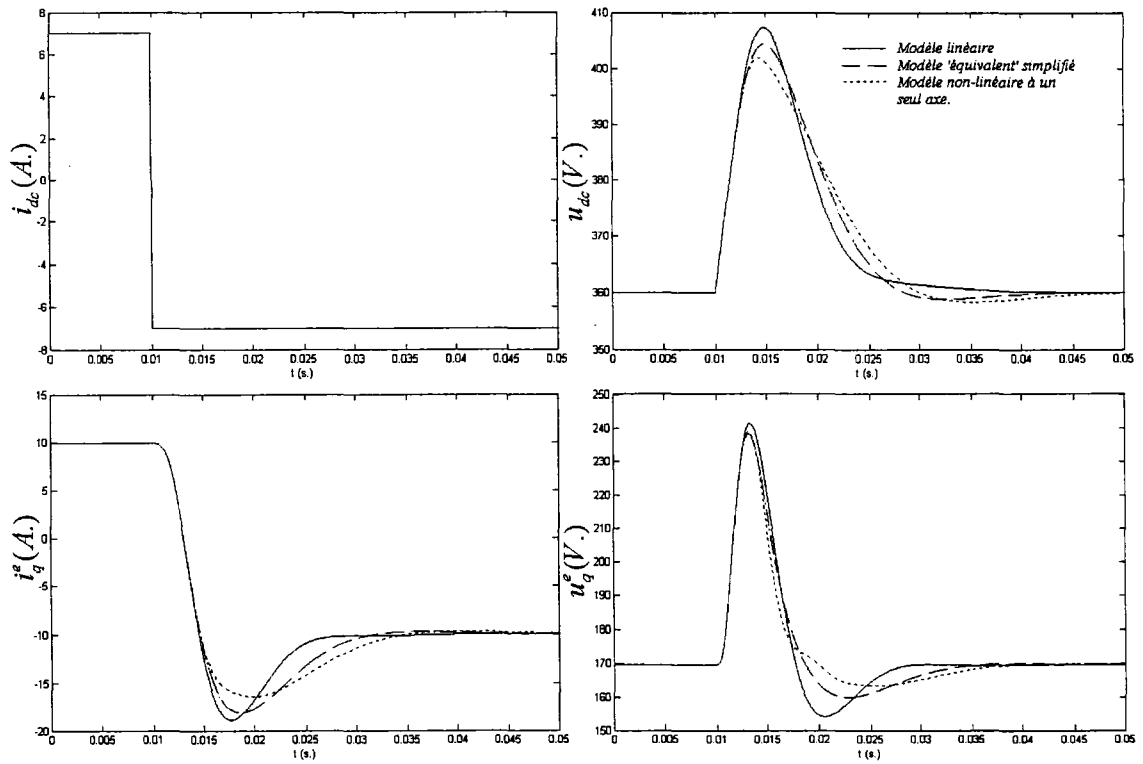


Figure 32 Réponses à une perturbation échelon de courant ΔI_{dc} (du mode redresseur au mode régénérateur)

Les figures 32 et 33 comparent les réponses du système à une perturbation de courant Δi_{dc} dans les 3 cas qui suivent, où on a représenté i_{dc} , u_{dc} , i_q^e et u_q^e :

- a) Modèle grands signaux à un seul axe (courant de l'axe 'd' supposé régulé à zéro).
- b) Modèle 'équivalent' simplifié.
- c) Modèle linéaire.

Les valeurs des paramètres utilisés dans les simulations sont : $R = 0, C = 1000\mu F, L = 10mH, E = 169.7V, u_{dc}^* = 360V, T_e = 350\mu s$. La valeur de repos et la grandeur de la perturbation de courant sont respectivement $i_{dc}^* = +7A, \Delta I_{dc} = -14A$ et $i_{dc}^* = -7A, \Delta I_{dc} = 14A$ pour les figures 32 et 33. Le réglage des paramètres des régulateurs est réalisé selon la méthode de calcul donnée plus bas.

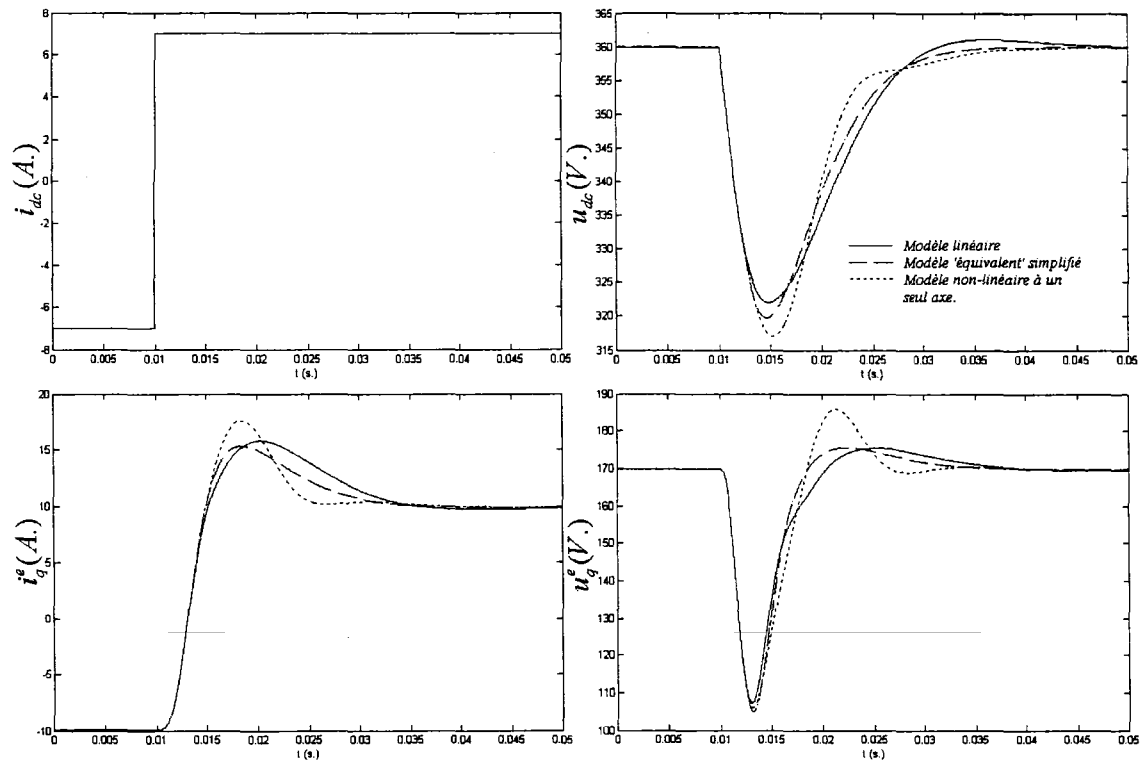


Figure 33 Réponses à une perturbation échelon de courant ΔI_{dc} (du mode régénérateur au mode redresseur)

Trois hypothèses sont nécessaires pour le calcul des paramètres des contrôleurs :

- 1) On néglige les pertes ohmiques dans R : on va supposer que $\frac{L}{R} \gg T_e$.
- 2) On démontre plus loin que la hauteur de l'impulsion de tension Δu_{dc} pour une perturbation en échelon de grandeur ΔI_{dc} du courant est approximativement égale à $-2 \frac{T_i}{C} \Delta I_{dc}$: on va supposer que la hauteur de l'impulsion de sortie Δu_{dc} est petite par rapport à u_{dc} .
- 3) On démontre aussi que la hauteur de l'impulsion de tension Δu_q^e pour une perturbation en échelon de grandeur ΔI_{dc} du courant est approximativement égale à $-0.5 \frac{L}{T_i} \Delta I_{dc}$: on va donc supposer que la hauteur de l'impulsion Δu_q^e est suffisamment petite pour ne pas provoquer la saturation des commandes de tension de la MLI. Par exemple, l'indice de modulation ne peut dépasser 1.155 en SVPWM. Cette supposition revient à négliger l'énergie qui transite momentanément dans L.

Ces trois hypothèses de calcul s'écrivent :

$$R \approx 0 \quad (3.22)$$

$$2 \frac{T_i}{C} |\Delta I_{dc}| \ll u_{dc}^* \quad (3.23)$$

$$0.5 \frac{L}{T_i} |\Delta I_{dc}| \ll E \quad (3.24)$$

La deuxième hypothèse peut s'exprimer de façon plus commode : une hauteur relative de l'impulsion de 10% de la sortie Δu_{dc} impose une limite supérieure à l'amplitude de

l'échelon de courant : $|\Delta I_{dc}| \leq \frac{C}{T_i} \frac{u_{dc}^*}{20}$ ou encore une limitation au courant i_{dc}^* :

$$|i_{dc}^*| \leq \frac{C}{T_i} \frac{u_{dc}^*}{40} \quad (3.25)$$

La troisième condition peut s'exprimer autrement : puisque $\Delta I_{dc} = -2i_{dc}^*$ et que $i_{dc}^* \approx ki_q^{e*}$ donc : $\Delta I_{dc} \approx -2ki_q^{e*}$

Et étant donné que k est de l'ordre de 1 et que $u_q^{e*} \approx E$

On peut donc traduire la troisième condition par :

$$L \ll \left| \frac{u_q^{e*}}{i_q^{e*}} \right| T_i \quad (3.26)$$

3.4.1 Boucle de courant

Le modèle linéaire de la boucle de courant est représenté à la figure 34.

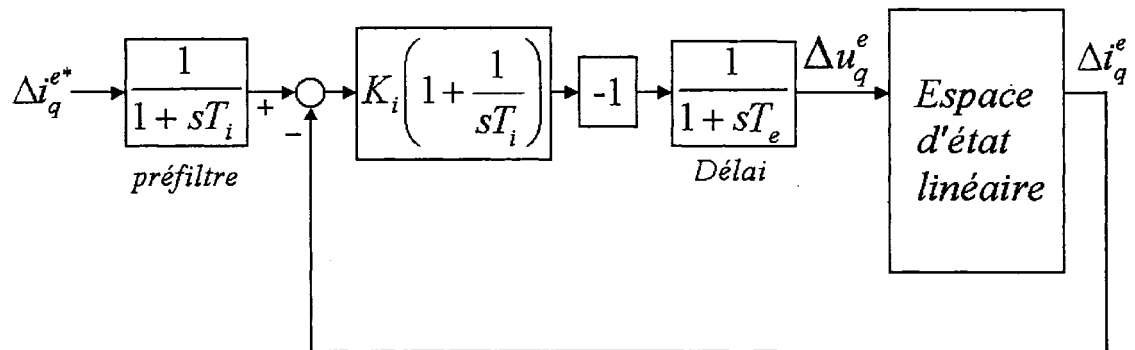


Figure 34 Boucle de courant (modèle linéaire)

Tel qu'on peut le constater sur la figure 34, la fonction de transfert $H_{oi}(s)$ en 'boucle ouverte' de la boucle de courant est égal à :

$$H_{oi}(s) = K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \cdot (-1) \cdot \frac{1}{1+sT_e} \cdot H_{11}(s) \quad (3.27)$$

où $H_{11}(s) = \frac{\Delta i_q^e}{\Delta u_q^e} = -\frac{1}{Ls + R}$

Négligeant R (c'est-à-dire : $L/R \gg T_e$), si on pose $K_i = \frac{L}{\sqrt{T_i T_e}}$ alors $H_{oi}(j\omega)$ est symétrique en gain et en phase autour de la fréquence de 'crossover' $\omega_{ci} = \frac{1}{\sqrt{T_i T_e}}$. En effet $|H_{oi}(j\omega_{ci})| = 1$ et $\angle H_{oi}(j\omega)$ présente un maximum autour de la fréquence de coupure.

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle $\frac{H_{oi}(s)}{1 + H_{oi}(s)}$ devient alors égale à

$$\frac{1 + sT_i}{s^3 \sqrt{T_i^3 T_e^3} + s^2 \sqrt{T_i^3 T_e} + sT_i + 1}. \text{ Si on pose } T_i = 4T_e \text{ alors on obtient une expression qui}$$

$$\text{est un produit de fonctions de transfert : } \frac{4sT_e + 1}{(2sT_e + 1)(4s^2 T_e^2 + 2sT_e + 1)}.$$

Le coefficient d'amortissement de la fonction du deuxième ordre est égal à $\frac{1}{2}$ et sa fréquence naturelle est $\frac{1}{2T_e}$.

La fonction de transfert en boucle fermée incluant le préfiltre peut être approximée :

$$\begin{aligned} H_{ci}(s) &= \frac{\Delta i_q^e}{\Delta i_q^{e*}} = \frac{1}{sT_i + 1} \frac{4sT_e + 1}{(2sT_e + 1)(4s^2 T_e^2 + 2sT_e + 1)} \\ &\approx \frac{1}{sT_i + 1} \frac{4sT_e + 1}{(2sT_e + 1)(sT_e + 1)^2} \approx \frac{1}{sT_i + 1} \end{aligned} \quad (3.28)$$

En posant $T_i = 4T_e$ on peut vérifier que la marge de phase alors obtenue est de 37° .

3.4.2 Boucle de tension

Le modèle linéaire de la boucle de tension est représenté à la figure 35.

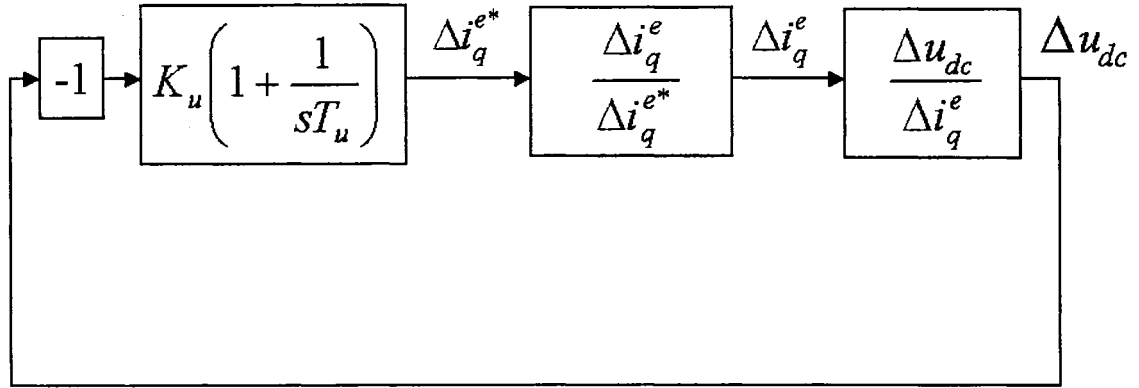


Figure 35 Boucle de tension (modèle linéaire)

Tel qu'on peut le constater sur la figure 35, la fonction de transfert $H_{ou}(s)$ en 'boucle ouverte' de la boucle de tension est égale à :

$$H_{ou} = K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) \cdot H_{ci} \cdot \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e} \text{ où la fonction de transfert en boucle fermée } H_{ci}(s) \text{ qui}$$

$$\text{inclut un préfiltre peut être approximée par : } H_{ci}(s) = \frac{\Delta i_q^e}{\Delta i_q^{e*}} \approx \frac{1}{sT_i + 1} \quad (3.29)$$

$$\text{et } \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e} = \frac{H_{21}(s)}{H_{11}(s)} = \frac{\frac{3}{2} (u_q^{e*} - i_q^{e*} (Ls + R))}{Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*}. \quad (3.30)$$

La fonction de transfert $\frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e}$ peut être grandement simplifiée en faisant les trois

suppositions citées précédemment ($R \approx 0$, $|i_{dc}^*| \leq \frac{C}{T_i} \frac{u_{dc}^*}{40}$, $L \ll \left| \frac{u_q^{e*}}{i_q^{e*}} T_i \right|$) ; elle devient

alors indépendante du point de fonctionnement i_{dc}^* . Puisque $u_q^{e*} \approx E$, on

$$\text{obtient : } \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_q^e} \approx \frac{\frac{3}{2}(E)}{C u_{dc}^* s} = \frac{k}{Cs} \text{ où } k = \frac{3E}{2u_{dc}^*} \quad (3.31)$$

$$H_{ou}(s) \approx K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) \cdot \frac{1}{sT_i + 1} \cdot \frac{k}{Cs}. \quad (3.32)$$

Soit $a = 2.4142$, $\angle H_{ou}(j\omega)$ présente un maximum à la fréquence $\omega_{cu} = \frac{1}{\sqrt{T_u T_i}}$ et posant

$T_u = a^2 T_i$ on obtient une marge de phase de 45° .

Le gain en boucle fermée de la boucle $\frac{H_{ou}(s)}{1 + H_{ou}(s)}$ est alors égal à :

$$\frac{kK_u(a^2 T_i s + 1)}{a^2 T_i^2 C s^3 + a^2 T_i C s^2 + kK_u(a^2 T_i s + 1)}. \quad (3.33)$$

Cette dernière expression devient un produit de fonctions de transfert si on pose

$$K_u = \frac{C}{kaT_i} \text{ et devient égale à : } \frac{1 + a^2 T_i s}{(1 + aT_i s)(a^2 T_i^2 s^2 + a(a-1)T_i s + 1)}. \quad (3.34)$$

Le coefficient d'amortissement de la fonction du deuxième ordre est égal à $\frac{\sqrt{2}}{2}$ et sa fréquence naturelle est $\frac{1}{aT_i}$.

Posant $T_u = a^2 T_i$ on obtient ainsi :

$|H_{ou}(j\omega_{cu})| = 1$ où $H_{ou}(j\omega)$ est symétrique en gain et en phase autour de la fréquence de 'crossover' ω_{cu} .

3.4.3 Réglage des paramètres des régulateurs

Il convient de récapituler les formules trouvées pour le réglage des compensateurs : les paramètres du PI de la boucle de courant doivent être réglés comme suit :

$$T_i = 4T_e \quad (3.35)$$

$$K_i = \frac{L}{2T_e} \quad (3.36)$$

Tandis que les gains du PI de la boucle de tension sont :

$$T_u = a^2 T_i \quad (3.37)$$

$$K_u = \frac{C}{kaT_i} \quad (3.38)$$

Où T_e représente le retard équivalent, $a = 2.4142$, $k = \frac{3E}{2u_{dc}^*}$;

E étant la tension phase crête du réseau.

3.5 Réponse indicielle à une perturbation de courant

On cherche à obtenir la réponse à une perturbation échelon du courant Δi_{dc}

Moyennant les trois assumptions déjà citées :

$$H_{11}(s) \approx -\frac{1}{sL} \quad ; \quad H_{22}(s) \approx -\frac{1}{s^2 LC} \quad ; \quad H_{21}(s) \approx -\frac{k}{s^2 LC}$$

$$H_{ci}(s) \approx \frac{1}{sT_i + 1}$$

Donc, à partir des relations suivantes :

$$\Delta i_q^e \approx -\frac{1}{sL} \Delta u_q^e \quad ; \quad \Delta u_{dc} \approx -\frac{k}{s^2 LC} \Delta u_q^e - \frac{1}{sC} \Delta i_{dc} \quad (3.39)$$

$$\Delta i_q^e = H_{ci}(s) \cdot \Delta i_q^{e*} \approx \frac{1}{sT_i + 1} i_q^{e*} = \frac{1}{sT_i + 1} \cdot K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) (-\Delta u_{dc}) \quad (3.40)$$

On trouve les solutions :

$$\frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_{dc}} = \frac{H_{22}(s)}{1 + \frac{H_{21}(s)}{H_{11}(s)} \cdot \frac{1}{sT_i + 1} \cdot K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right)} \approx \frac{-\frac{1}{sC}}{1 + \frac{k}{sC} \cdot \frac{1}{sT_i + 1} \cdot K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right)} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta u_q^e}{\Delta i_{dc}} &= -\frac{1}{sT_i + 1} \cdot K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) \frac{\frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_{dc}}}{H_{11}(s)} \\
&= -\frac{1}{sT_i + 1} \cdot K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) \left(\frac{\frac{-1}{sC}}{1 + \frac{k}{sC} \cdot \frac{1}{sT_i + 1} K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right)} \right) (-sL)
\end{aligned} \tag{3.42}$$

Posant : $T_u = a^2 T_i$; $K_u = \frac{C}{kaT_i}$

Nous obtenons les fonctions de transfert suivantes :

$$\frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_{dc}} = \frac{as(sT_i + 1)}{C(saT_i + 1) \left(s^2 + \frac{(a-1)}{aT_i} s + \frac{1}{a^2 T_i^2} \right)} \tag{3.43}$$

$$\frac{\Delta u_q^e}{\Delta i_{dc}} = \frac{s(a^2 T_i s + 1)L}{a^2 T_i^2 k(saT_i + 1) \left(s^2 + \frac{(a-1)}{aT_i} s + \frac{1}{a^2 T_i^2} \right)} \tag{3.44}$$

A partir de ces deux résultats, on peut facilement montrer que :

Pour un échelon de courant de hauteur ΔI_{dc} en entrée, la sortie Δu_{dc} a la forme d'une impulsion triangulaire de hauteur égale à $-2.079 \Delta I_{dc} \frac{T_i}{C}$ qui atteint son maximum en $t = 3.781 T_i$. La tension Δu_q^e a aussi la forme d'une impulsion triangulaire dont la hauteur est égale à $-0.4736 \Delta I_{dc} \frac{L}{T_i}$.

Pour empêcher que la MLI n'entre en sur-modulation, il faut donc que $E - 0.4736 \Delta I_{dc} \frac{L}{T_i} < m_{\max} \frac{\dot{u}_{dc}}{2}$ où m_{\max} est l'indice de modulation maximal de la plage de linéarité.

3.6 Analyse de la stabilité

Les formules pour le calcul des paramètres des régulateurs ont été obtenues moyennant certaines assumptions, l'analyse de la stabilité permet de vérifier la validité des hypothèses simplificatrices.

3.6.1 Tracé des réponses fréquentielles dans le plan de Black-Nichols

Le tracé des réponses fréquentielles en boucle ouverte $H_{oi}(s)$ et $H_{ou}(s)$ dans le plan de Black-Nichols permet d'évaluer les marges de stabilité des boucles fermées qu'on obtient avec la méthode de réglage donnée plus haut.

$$H_{oi}(s) = K_i \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) (-1) \cdot \frac{1}{sT_e + 1} \cdot H_{11}(s) \quad (3.45)$$

$$H_{ci}(s) = \frac{1}{sT_i + 1} \cdot \frac{H_{oi}(s)}{1 + H_{oi}(s)} \quad (3.46)$$

$$H_{ou}(s) = K_u \left(1 + \frac{1}{sT_u} \right) \cdot H_{ci}(s) \cdot \frac{H_{21}(s)}{H_{11}(s)} \quad (3.47)$$

$$H_{cu}(s) = \frac{H_{ou}(s)}{1 + H_{ou}(s)} \quad (3.48)$$

$$\text{Posant } T_i = 4T_e \ ; \ K_i = \frac{L}{2T_e} \ ; \ T_u = a^2 T_i \ ; \ K_u = \frac{C}{kaT_i}$$

$$H_{oi}(s) = \frac{(4T_e s + 1)L}{8T_e^2 s(sT_e + 1)(sL + R)} \quad (3.49)$$

$$H_{ou}(s) = \frac{3LC(4a^2 T_e s + 1)(u_q^{e*} - (sL + R)i_q^{e*})}{32ka^3 T_e^2 s(Cu_{dc}^* s + i_{dc}^*) (8T_e^3 L s^3 + 8T_e^2 (L + T_e R)s^2 + 4T_e (L + 2T_e R)s + L)} \quad (3.50)$$

La figure 38 montre les tracés (superposés) de $H_{oi}(s)$ et les fréquences de crossover ω_{ci}

pour différentes valeurs des paramètres. La valeur calculée de ω_{ci} est $\frac{1}{2T_e}$.

Les figure 36 et 37 démontrent, selon les valeurs des différents paramètres, qu'il existe une plage de valeurs de i_{dc}^* pour lesquelles la marge de phase demeure centrée autour de 45 degrés. La tension u_{dc}^* est de 360 V, et la tension E vaut 169.7 V. La fréquence ω_{cu} peut être approximée par : $\frac{1}{4aT_e} \approx \frac{1}{10T_e}$.

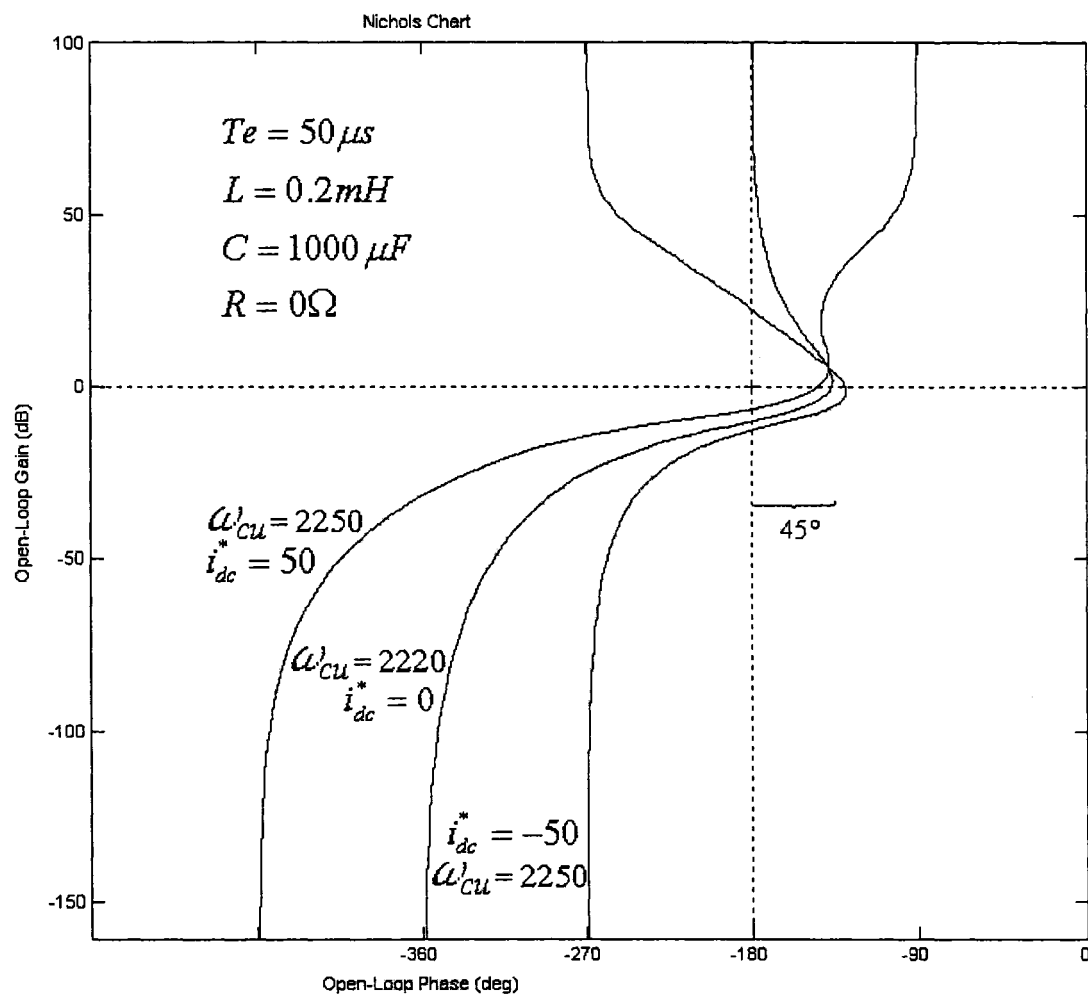


Figure 36 Tracé de $H_{ou}(s)$ dans le plan de Black-Nichols

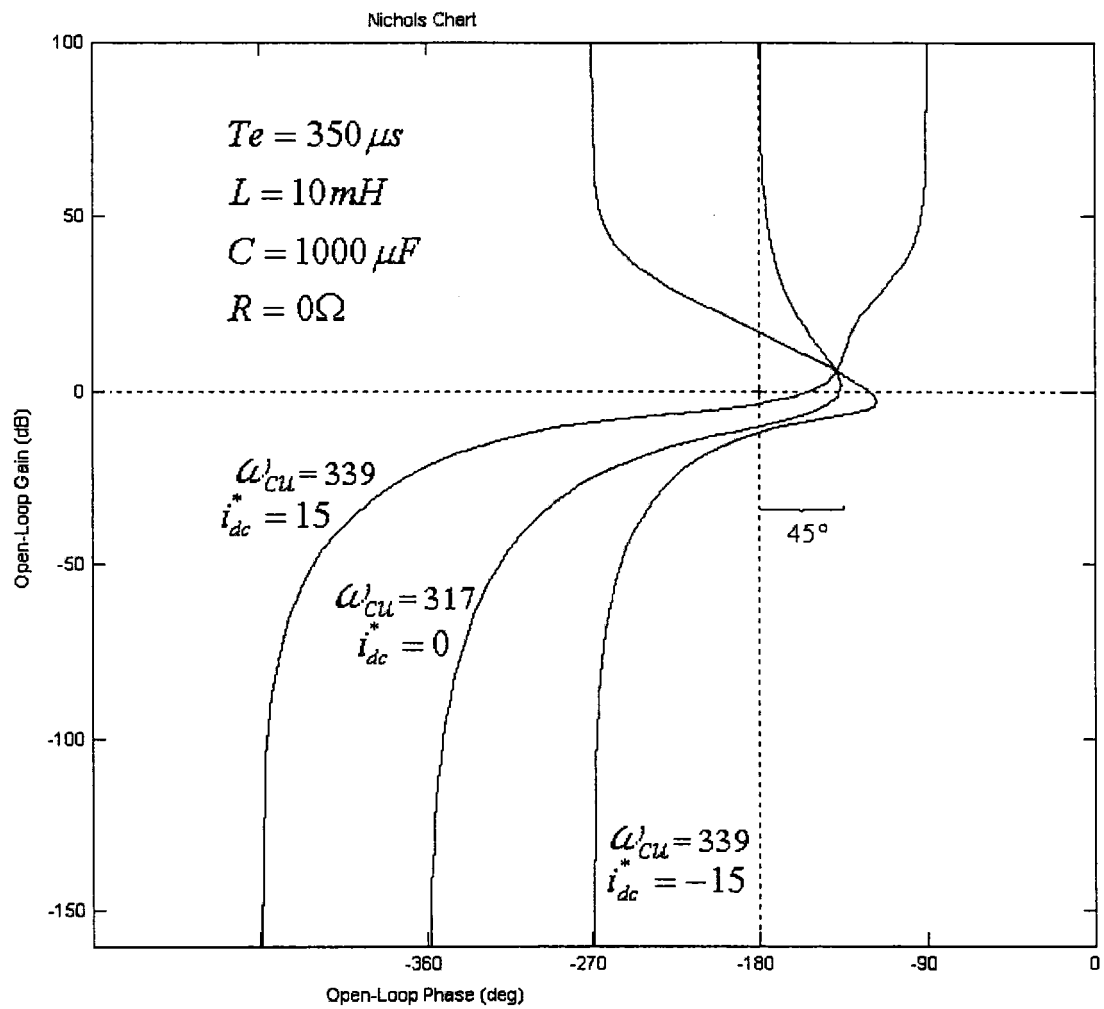


Figure 37 Tracé de $H_{ou}(s)$ dans le plan de Black-Nichols

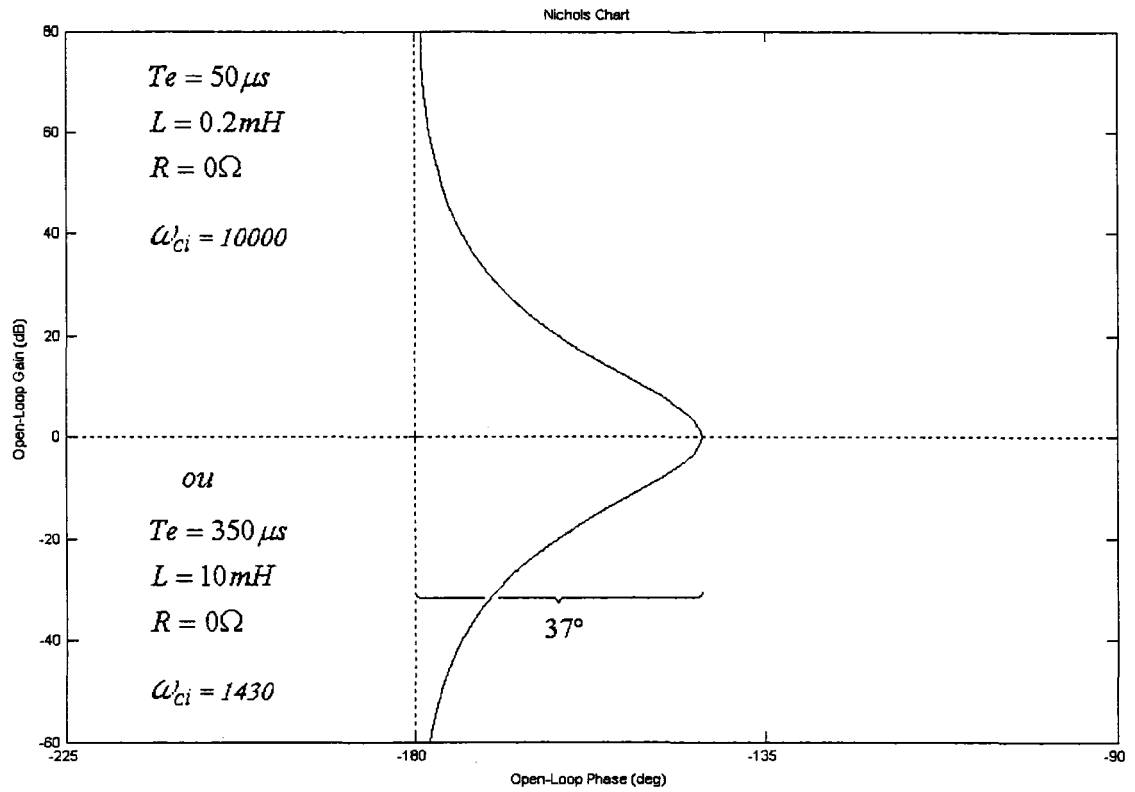


Figure 38 Tracé de $H_{oi}(s)$ dans le plan de Black-Nichols

3.6.2 Valeurs propres

Le critère de stabilité le plus direct consiste à calculer les pôles (valeurs propres) de l'équation caractéristique du système en boucle fermée dont les parties réelles doivent être strictement négatives. Les valeurs propres de $H_{ci}(s)$ et $H_{cu}(s)$ sont montrées à la

figure 39 et 40. On a :
$$H_{ci}(s) = \frac{L}{8T_e^3 L s^3 + 8T_e^2 (L + T_e R) s^2 + 4T_e (L + 2T_e R) s + L} \quad (3.51)$$

$$H_{cu}(s) = \frac{H_{ou}(s)}{1 + H_{ou}(s)} \text{ où le dénominateur est de degré 5.}$$

La figure 39 montre que l'emplacement des pôles de $H_{ci}(s)$ incluant le préfiltre varie selon les valeurs paramètres. La figure 40 montre les zéros et les pôles de $H_{cu}(s)$.

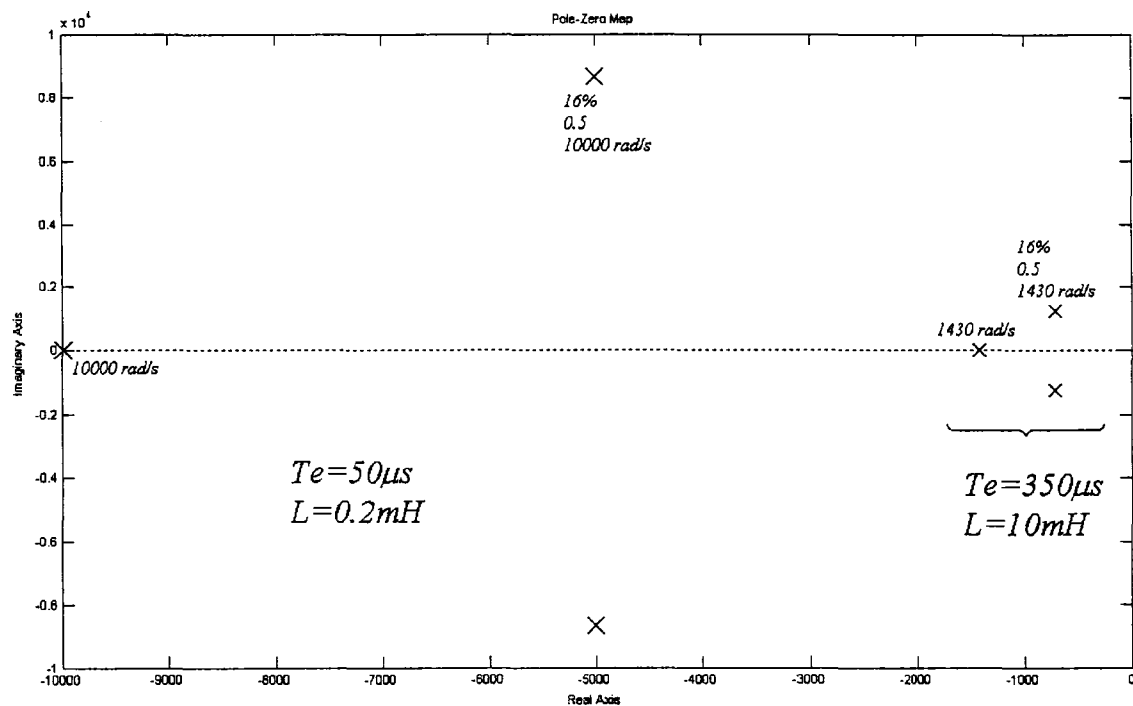


Figure 39 Emplacement des zéros et des pôles de $H_{ci}(s)$

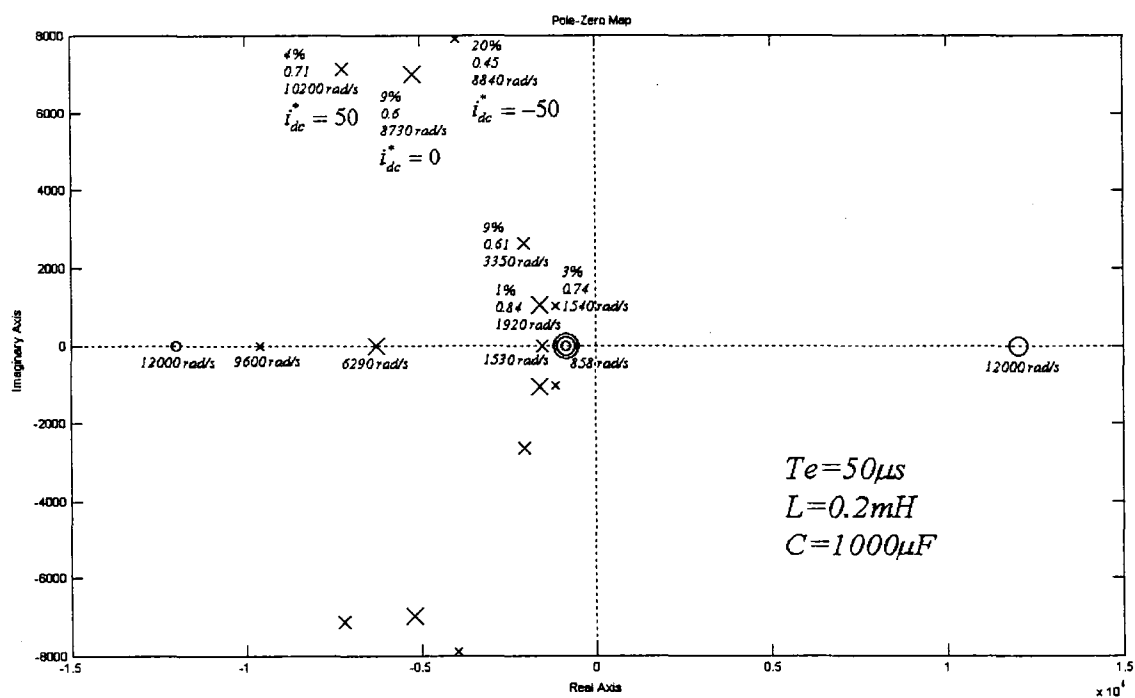


Figure 40 Emplacement des zéros et des pôles de $H_{cu}(s)$ pour 3 points d'opération différents

3.7 Modèle grands signaux à contrôle indépendant des courants q et d

Le modèle complet à contrôle indépendant des composantes de courant actif et réactif comporte deux boucles de courant. Une boucle contrôle la puissance réactive en fixant la référence de courant réactif i_d^{e*} , tandis que l'autre contrôle u_{dc} en commandant la référence de courant actif i_q^{e*} .

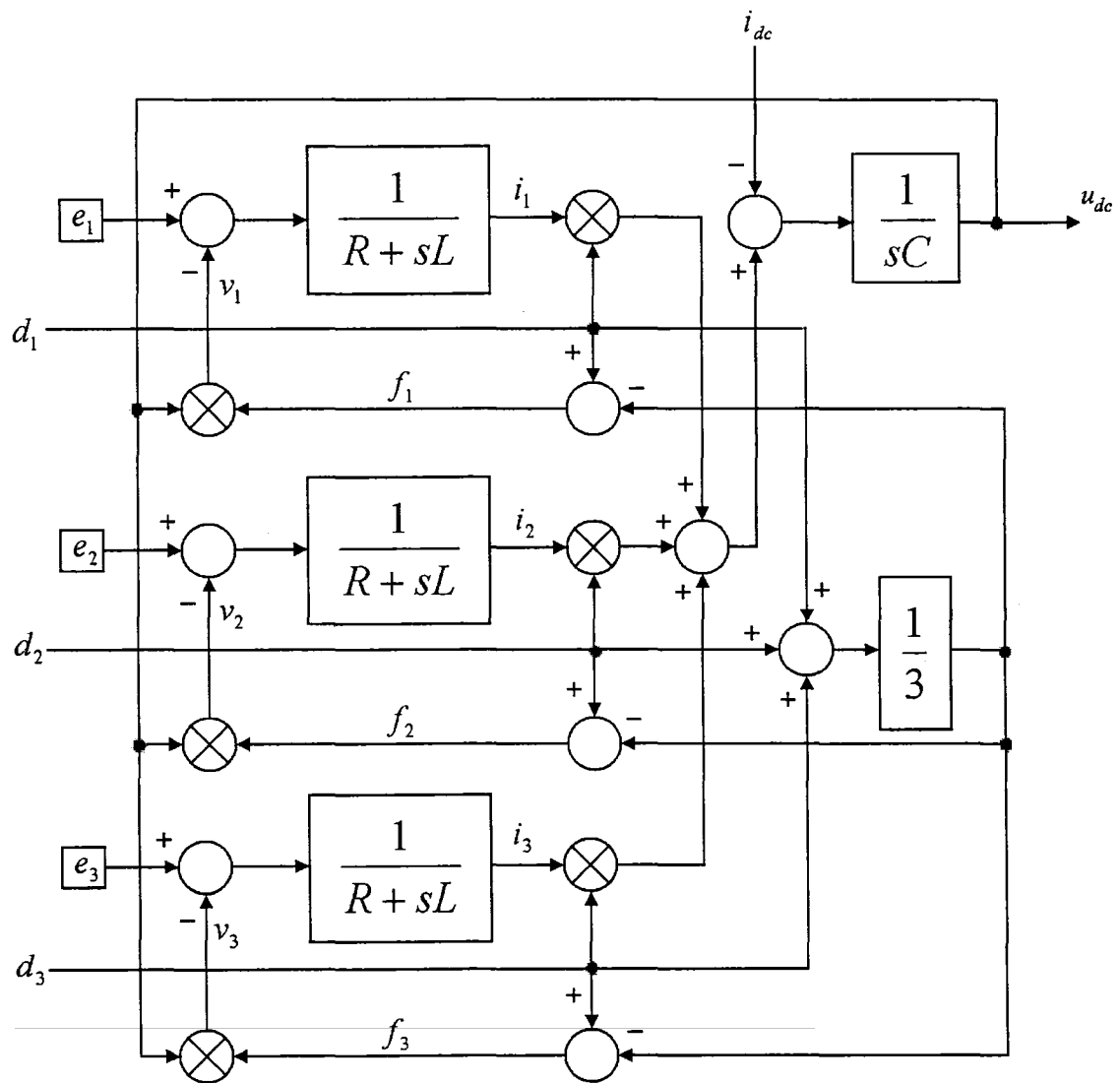


Figure 41 Modèle VSI abc non-linéaire

3.7.1 Modèle moyen et modèle instantané

À partir du modèle grands signaux moyen, pour obtenir le modèle instantané, il suffit d'insérer un modulateur. Voir les figures 42 et 43.

Dans le modèle instantané d_{abc} ne représente pas un rapport cyclique comme dans le modèle moyen mais une fonction de commutation qui ne peut prendre que la valeur 0 ou 1. $d_{abc} = \{0,1\}$ et donc $f_{abc} = \{-2/3, -1/3, 0, 1/3, 2/3\}$.

Le modulateur est constitué d'une onde porteuse dont la fréquence est f_{sw} . La période d'échantillonnage T_s est habituellement un multiple de $1/f_{sw}$.

Note : Ne pas confondre le temps de délai équivalent T_e et la période d'échantillonnage T_s . On peut considérer que $T_e \approx 2T_s$.

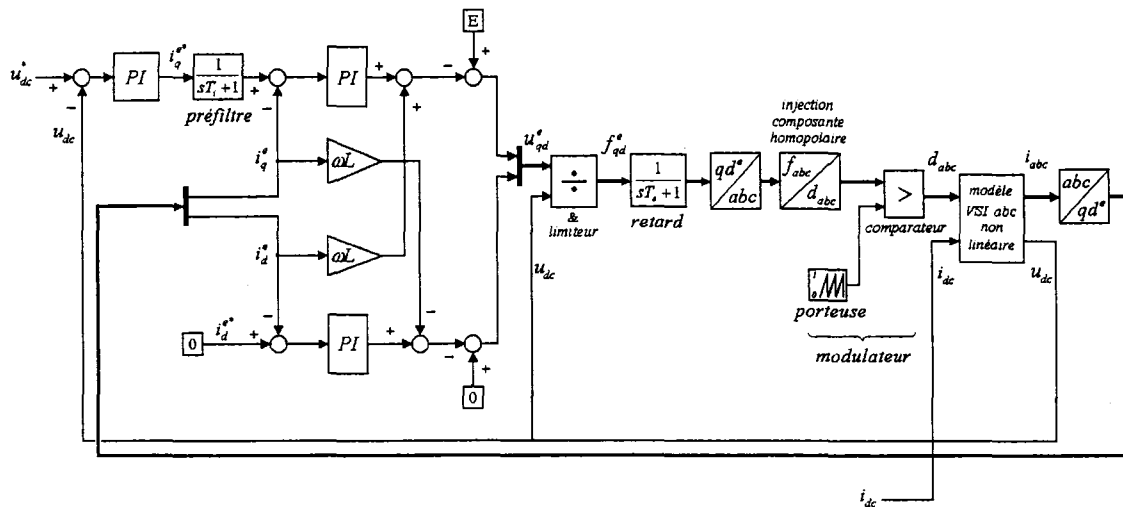


Figure 42 Modèle instantané grands signaux à contrôleurs indépendants q et d

3.7.2 Fonctionnement en régime permanent

Nous présentons ci-dessous les formes d'onde du modèle grands signaux instantané à contrôleurs q et d. La technique de modulation employée est le SVPWM, l'indice de modulation $m = 1.04$ et la phase de la tension u_{qd}^e de l'onduleur par rapport à la tension

e_{qd}^e du réseau est $\delta = \tan^{-1}\left(-\frac{u_d^e}{u_q^e}\right) = 25.2^\circ$. On a : $|u_{qd}^e| = 187.6V$, $u_q^e = E = 169.7V$,

$u_d^e = -80.0V$, $i_{dc} = -15A$, $u_{dc}^* = 360V$. Les valeurs des paramètres sont: $R = 0, C = 1000\mu F, L = 10mH, T_e = 350\mu s, f_{sw} = 2.857kHz$. Notez que la fréquence de commutation a été choisie basse afin de faciliter la représentation graphique des signaux.

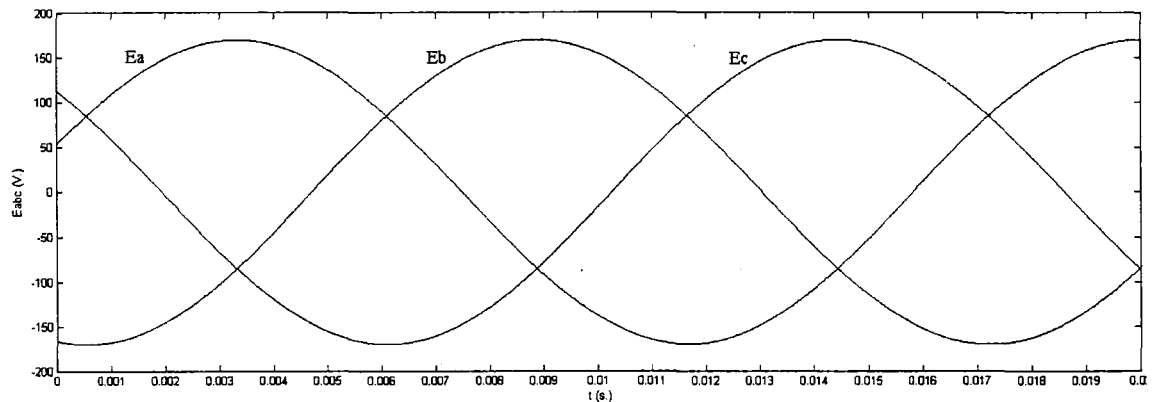


Figure 45 Tension du réseau (modèle instantané à contrôleurs q et d)

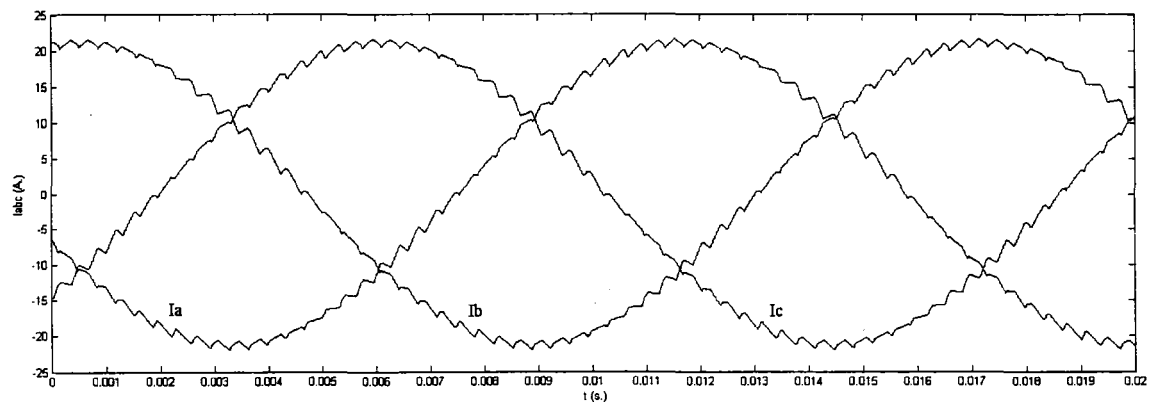


Figure 46 Courant de ligne (modèle instantané à contrôleurs q et d)

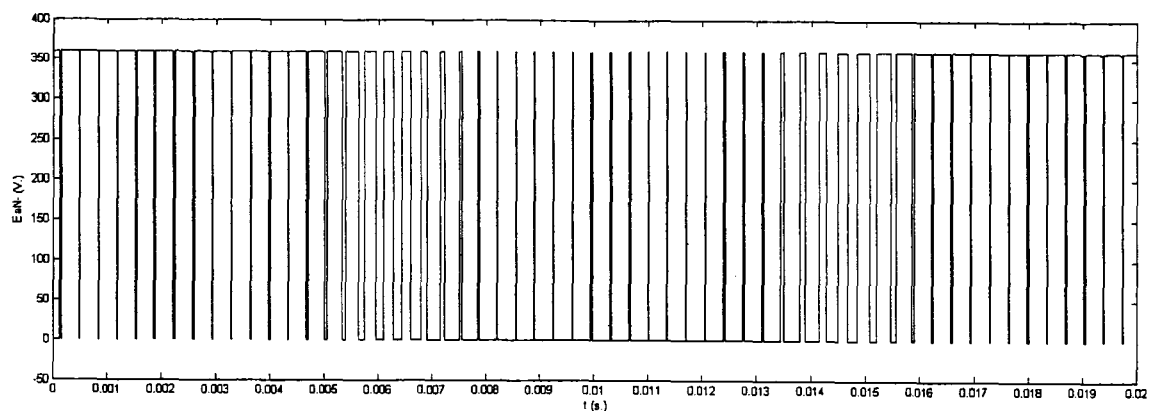


Figure 47 Tension instantanée e_{aN} de la phase A par rapport à la borne négative du lien c.c. (modèle instantané à contrôleurs q et d)

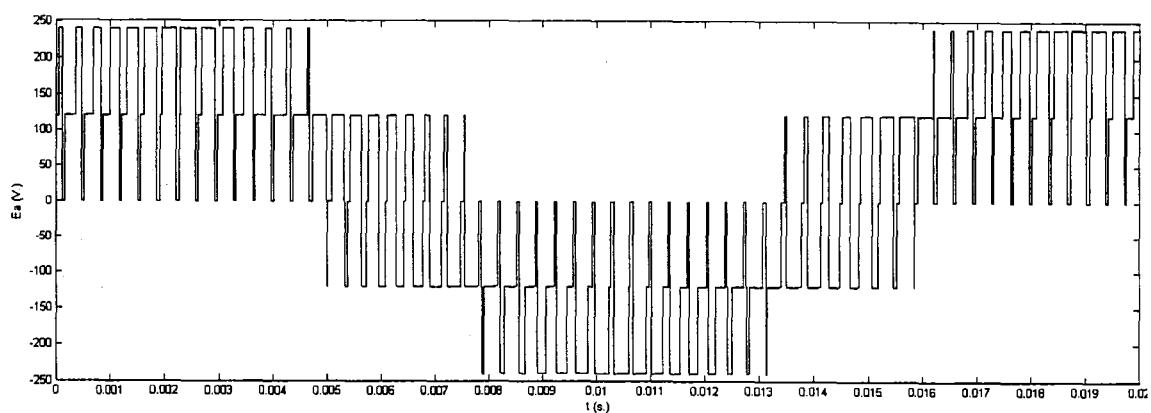


Figure 48 Tension instantanée e_{an} de la phase A par rapport au neutre du réseau (modèle instantané à contrôleurs q et d)

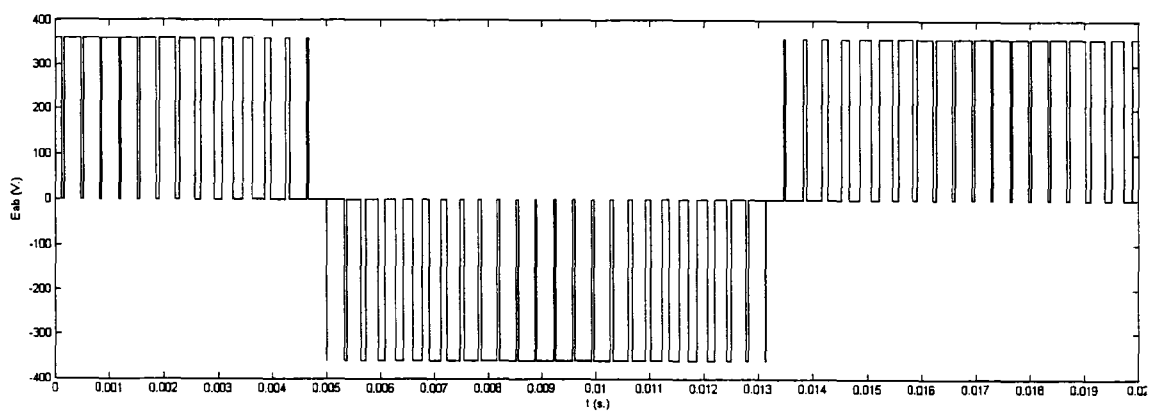


Figure 49 Tension instantanée e_{ab} de la phase A par rapport à la phase B (modèle instantané à contrôleurs q et d)

3.7.3 Fonctionnement en régime transitoire

La figure 50 compare les réponses transitoires des modèles grands signaux moyens à un seul axe et à contrôleurs q et d. On y présente successivement i_{dc} , u_{dc} , i_q^e et u_q^e .

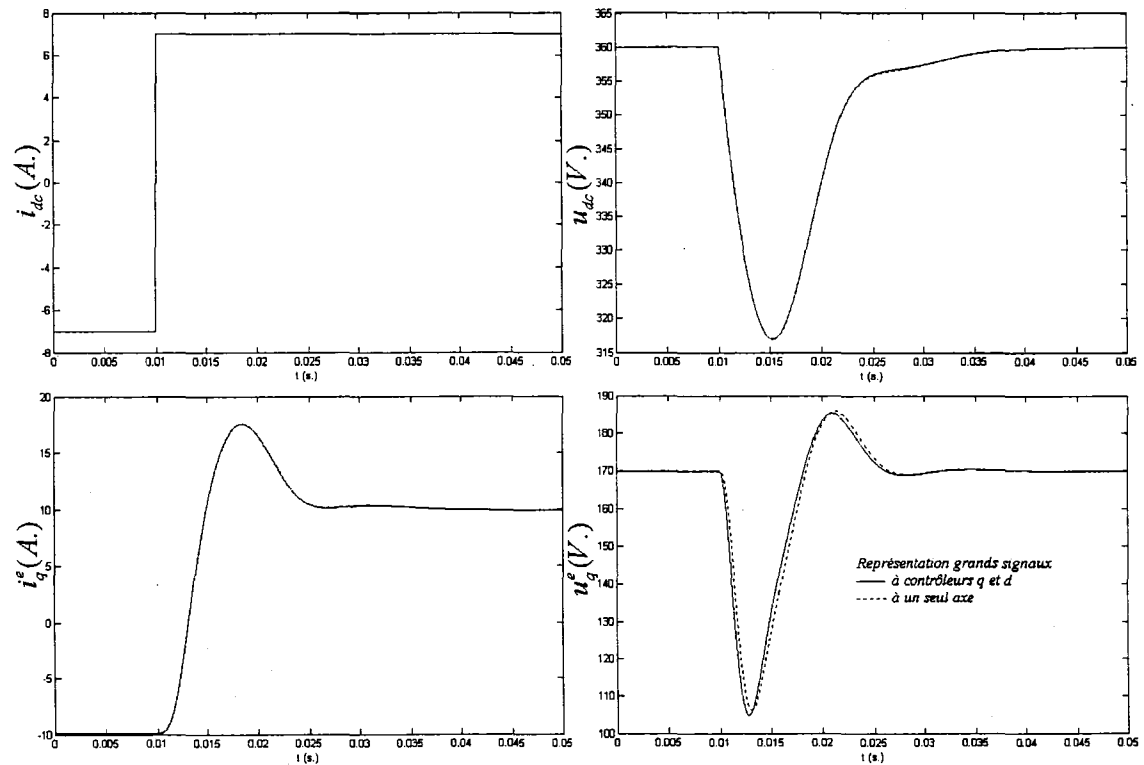


Figure 50 Comparaison entre les modèles grands signaux à un seul axe et à axes q et d

Les figures 51 et 52 montrent la réponse transitoire (i_{dc} , u_{dc} , i_q^e et u_q^e) du modèle grands signaux instantané à contrôleurs q et d en modulation SVPWM et en modulation SPWM respectivement.

Les valeurs des paramètres sont :

$R = 0, C = 1000\mu F, L = 10mH, T_e = 350\mu s, f_{sw} = 2.857kHz, E = 169.7V$. Les références de tension sont $u_{dc}^* = 360V$ et $u_{dc}^* = 420V$ respectivement.

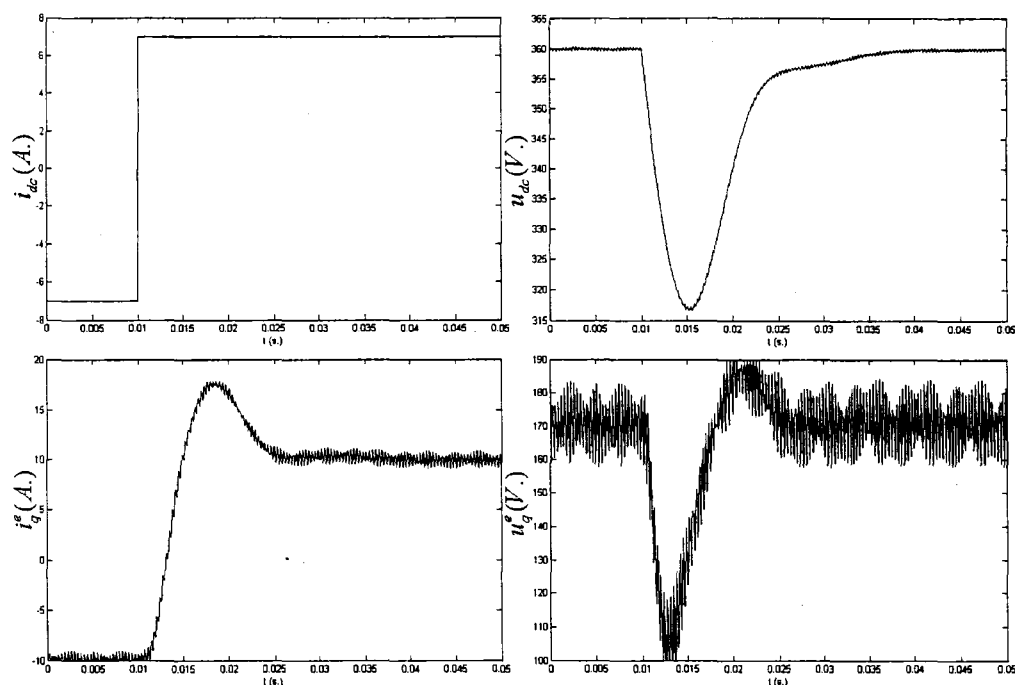


Figure 51 Réponse transitoire en modulation vectorielle SVPWM (modèle instantané à contrôleurs q et d)

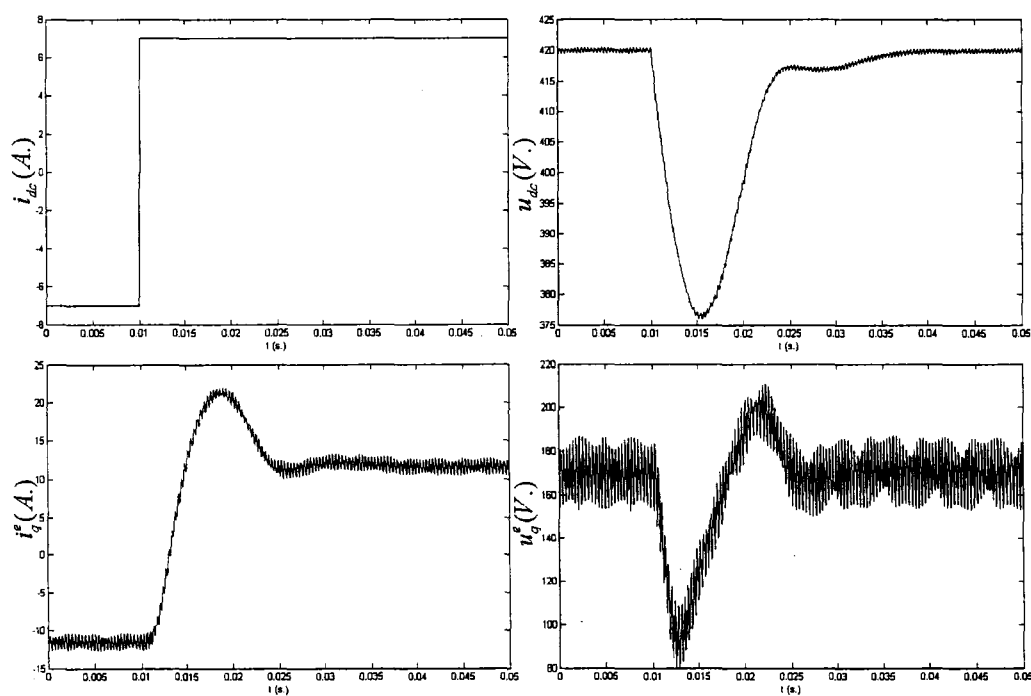


Figure 52 Réponse transitoire en modulation sinusoïdale SPWM (modèle instantané à contrôleurs q et d)

3.8 Conclusion

Nous avons montré comment en négligeant les pertes dans R et l'énergie stockée dans L , on obtient une équation simplifiée pour la tension du bus continu. Puis, en linéarisant autour du point de fonctionnement, nous avons obtenu les formules pour le réglage des compensateurs. En étudiant la réponse du système à une perturbation du courant de charge, nous avons pu déterminer trois hypothèses qui rendent les formules de gain valides, indépendamment du point de fonctionnement.. Nous avons calculé la réponse à une perturbation échelon du courant de charge : c'est-à-dire les déviations en tension du bus continu ainsi que celles des commandes de tension de la mli. L'analyse de la stabilité a permis de vérifier la validité des hypothèses simplificatrices. Nous avons comparé les réponses des modèles à un seul axe et à contrôleurs indépendants d et q , ainsi que les réponses des modèles moyens et instantanés (à modulation SVPWM et SPWM).

CHAPITRE 4

RÉGULATEUR DE COURANT COMPLEXE BASÉ SUR UN MODÈLE INTERNE SINUSOÏDAL

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons un algorithme de commande en référentiel stationnaire sans la difficulté de transformer des quantités triphasées dépendantes du temps dans le système de référence d-q tournant et vice versa. Nous montrons que, contrairement à la commande vectorielle classique, la régulation du courant peut tout aussi bien s'effectuer en référentiel stationnaire.

Nous montrons que les résultats obtenus avec l'algorithme proposé, lorsque la fréquence du réseau est nominale (60 Hz), sont absolument identiques à ceux obtenus utilisant la commande vectorielle. C'est pourquoi les formules de gain trouvées au chapitre 3 sont tout à fait applicables : on n'a pas à refaire l'étude précédente. Comme on peut le constater, l'implantation de la commande en référentiel stationnaire (annexe 1) ne contient pas les blocs de transformation abc/dqe ou dqe/abc. Lorsque la fréquence du réseau s'écarte un peu de sa valeur nominale, l'algorithme proposé donne des résultats quasiment identiques à la régulation en référentiel synchrone. Au fond, il n'est pas nécessaire d'immobiliser complètement le signal a.c. en référentiel tournant, pour que la compensation puisse s'effectuer correctement. Lorsque la fréquence s'écarte peu (0.5 Hz) de la valeur nominale, cela équivaut à avoir un vecteur de courant qui tournerait très lentement (avec une période de 2 s) dans l'espace vectoriel synchrone à 60 Hz.

L'algorithme proposé utilise un PLL uniquement pour générer les références de courant et pour la compensation de la tension E du réseau.

4.2 Structure de commande

Les systèmes de commande qui contrôlent les courants actif et réactif indépendamment sont généralement basés sur la commande vectorielle. La structure de commande est composée d'une boucle extérieure et d'une boucle interne disposées en cascade. La boucle interne commande le transfert de la puissance entre le lien c.c. et le réseau. La boucle externe fournit le courant de référence à la boucle interne et est conçue pour maintenir la tension du lien c.c. constante.

Avec la commande vectorielle, il est possible de fournir des courants presque parfaitement sinusoïdaux au réseau avec un facteur de puissance unitaire. En régime permanent, les vecteurs de courant alternatif apparaissent comme des constantes dans le système de référence synchrone, donc, les erreurs statiques peuvent être annulées par l'utilisation de contrôleurs PI conventionnels.

Dans ce qui suit, nous prouvons que, en employant un régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal, Fukuda et Imamura [53], fonctionnant directement dans le plan complexe stationnaire, il est possible d'obtenir des résultats quasiment identiques à ceux obtenus en utilisant la commande vectorielle. Il s'avère que les gains du nouveau régulateur complexe sont exactement identiques à ceux des contrôleurs PI synchrones. L'équivalence entre les deux techniques de commande est fondée sur l'équivalence mathématique d'un régulateur intégral conventionnel opérant dans le système de référence synchrone avec ce nouveau type de régulateur complexe opérant dans le plan complexe stationnaire.

Le schéma des convertisseurs en opposition (back-to-back) triphasés en source de tension à MLI est présenté à la figure 53. Ce qui suit concerne la commande de l'onduleur triphasé de tension du côté réseau.

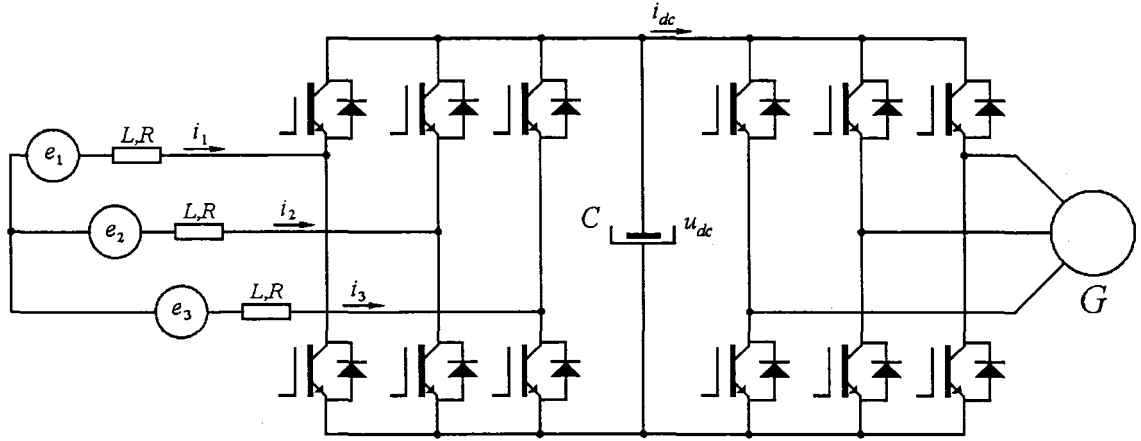


Figure 53 Topologie système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé

4.3 Résumé de la méthode proposée

Considérons un système équilibré triphasé général x_{abc} :

$$x_{abc} = \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\ X(t) \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \phi(t)\right) \\ X(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \phi(t)\right) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

où X représente une variable telle qu'un courant ou une tension avec amplitude $X(t)$ et phase $\phi(t)$ variables dans le temps. Nous définissons un vecteur spatial complexe $\overline{x^s}$ par la transformation : $\overline{x^s} = [1, \alpha, \alpha^2] \cdot x_{abc}$ où $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ et où le symbole \rightarrow est employé pour représenter des nombres complexes. L'écriture d'un vecteur spatial étant fonction du référentiel, on précisera par un indice le repère dans lequel celui-ci est défini. L'indice « s » signifie que le vecteur spatial est exprimé dans le système de référence stationnaire.

$$\text{Nous obtenons : } \overline{x^s} = x_a(t) + \alpha x_b(t) + \alpha^2 x_c(t) = \frac{3}{2} X(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi(t))} \quad (4.2)$$

Le système étant équilibré, la transformation inverse peut être écrite comme :

$$x_{abc} = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{x^s} \right\} \quad (4.3)$$

La méthode que nous utilisons peut être récapitulée comme suit :

D'abord, l'erreur en courant est transformée du système abc au système vecteur spatial

$$\text{complexe : } \overrightarrow{\Delta i^s} = [1, \alpha, \alpha^2] \cdot \Delta i_{abc} \quad (4.4)$$

Ensuite, l'erreur de courant $\overrightarrow{\Delta i^s}$ est traitée par le nouveau régulateur complexe $\overrightarrow{G_i}$.

Finalement, le vecteur de sortie $\overrightarrow{u^{s''}}$ du régulateur est transformé de nouveau au système abc par l'intermédiaire de la transformation inverse :

$$u_{abc}'' = \frac{2}{3} \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{u^{s''}} \right\}. \quad (4.5)$$

Notez qu'ici le symbole Δ est employé pour désigner l'erreur.

4.4 Commande du courant dans le plan complexe

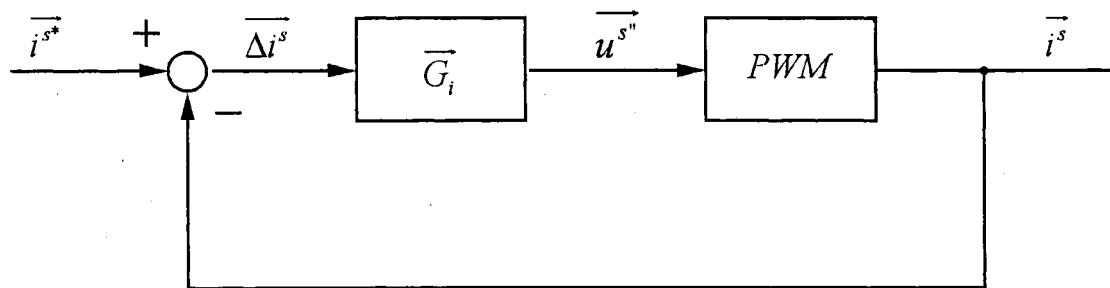


Figure 54 Représentation de la boucle de régulation interne

Considérons la boucle de courant interne (Fig. 54). Pour simplifier, la MLI est représentée par une fonction de transfert de gain unitaire. Le courant de référence

$\overrightarrow{i^{s*}}$ dont l'amplitude I^* et la phase ϕ^* sont des constantes et où $\omega_0 > 0$ correspond à un système équilibré triphasé de séquence positive. Les astérisques sont employés pour indiquer la référence. $\overrightarrow{i^{s*}} = I^* e^{j(\omega_0 t + \phi^*)}$, $\overrightarrow{i^s}$ est le vecteur spatial représentant le courant réel, $\overrightarrow{\Delta i^s}$ indique l'erreur de courant : $\overrightarrow{\Delta i^s} = \overrightarrow{i^{s*}} - \overrightarrow{i^s}$. $\overrightarrow{G_i}$ représente le régulateur complexe agissant directement sur des vecteurs spatiaux dans le système de référence stationnaire qui annule l'erreur $\overrightarrow{\Delta i^s}$ en régime permanent. $\overrightarrow{G_i} = \frac{K_i}{s - j\omega_0}$,

$$\overrightarrow{\Delta i^s} = \frac{1}{1 + \overrightarrow{G_i}} \overrightarrow{i^{s*}}, \quad \overrightarrow{u^{s*}} = \overrightarrow{G_i} \cdot \overrightarrow{\Delta i^s}. \text{ Une manière simple de voir que l'erreur } \overrightarrow{\Delta i^s} \text{ s'annule en}$$

régime permanent est la suivante : L'erreur $\overrightarrow{\Delta i^s}$ est de séquence directe de même que la référence $\overrightarrow{i^{s*}}$. Quand $s \rightarrow j\omega_0$ nous obtenons $\overrightarrow{G_i} \rightarrow \infty$.

4.5 Réponse de l'erreur en régime transitoire

L'expression de l'erreur est donnée par :

$$\overrightarrow{\Delta i^s} = \frac{1}{1 + \overrightarrow{G_i}} \overrightarrow{i^{s*}} = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{s - j\omega_0}} \overrightarrow{i^{s*}} = \frac{s - j\omega_0}{s - j\omega_0 + K_i} \overrightarrow{i^{s*}} \quad (4.6)$$

Exprimé sous forme d'équations différentielles, nous avons :

$$\left(\frac{d}{dt} - j\omega_0 + K_i \right) \overrightarrow{\Delta i^s} = \left(\frac{d}{dt} - j\omega_0 \right) \overrightarrow{i^{s*}}. \quad (4.7)$$

Le membre droit de l'expression ci-dessus s'annule pour un courant de référence $\overrightarrow{i^{s*}}$ avec pulsation ω_0 :

$$\left(\frac{d}{dt} - j\omega_0 \right) \overrightarrow{i^{s*}} = \left(\frac{d}{dt} - j\omega_0 \right) \left(I^* e^{j(\omega_0 t + \phi^*)} \right) = 0 \quad (4.8)$$

$$\text{Nous obtenons : } \left(\frac{d}{dt} - j\omega_0 + K_i \right) \overrightarrow{\Delta i^s} = 0. \quad (4.9)$$

Cette dernière équation constitue un système d'équations différentielles homogène. Il n'y a aucune 'source' du côté droit, ainsi $\overline{\Delta i^s}$ va s'amortir naturellement vers zéro. Séparons les parties réelle et imaginaire :

$$\overline{\Delta i^s} = \Delta i_1 + j\Delta i_2, \quad \begin{bmatrix} \dot{\Delta i}_1 \\ \dot{\Delta i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_i & -\omega_0 \\ \omega_0 & -K_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Nous pouvons écrire : $\Delta i = \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} -K_i & -\omega_0 \\ \omega_0 & -K_i \end{bmatrix}$, $\dot{\Delta i} = A \cdot \Delta i$.

Appliquer la transformation de Laplace permet de résoudre le système algébriquement : $s\Delta I(s) - \Delta i(0) = A \cdot \Delta I(s)$. (4.11)

Isolons ΔI : $\Delta I(s) = (sI - A)^{-1} \Delta i(0)$. Appliquons la transformée de Laplace inverse :

$$\Delta i(t) = \ell^{-1} \{ (sI - A)^{-1} \} \cdot \Delta i(0) = e^{K_i t} \Delta i(0) \quad (4.12)$$

$$e^{K_i t} = \ell^{-1} \left\{ \frac{1}{s^2 + 2K_i s + \omega_0^2 + K_i^2} \begin{bmatrix} s + K_i & -\omega_0 \\ \omega_0 & s + K_i \end{bmatrix} \right\} = e^{-K_i t} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Nous obtenons : $\Delta i(t) = e^{-K_i t} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \Delta i(0)$. Posons : $\overline{\Delta i^s}(0) = \Delta I_0 e^{j\phi_0}$

c'est-à-dire : $\Delta i(0) = \begin{bmatrix} \Delta I_0 \cos(\phi_0) \\ \Delta I_0 \sin(\phi_0) \end{bmatrix}$ Nous obtenons :

$$\Delta i(t) = e^{-K_i t} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_0 \cos(\phi_0) \\ \Delta I_0 \sin(\phi_0) \end{bmatrix} = e^{-K_i t} \begin{bmatrix} \Delta I_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) \\ \Delta I_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Exprimé sous forme complexe : $\overline{\Delta i^s}(t) = \Delta I_0 e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} e^{-K_i t}$ Enfin :

$\overline{\Delta i^s}(t) = \overline{\Delta i^s}(0) e^{j\omega_0 t} e^{-K_i t}$. Par conséquent, l'erreur du courant $\overline{\Delta i^s}$ tourne dans le plan complexe avec la même pulsation angulaire ω_0 que le courant de référence $\overline{i^{s*}}$ tandis que son module subit une décroissance exponentielle.

4.6 Régulateur complexe exprimé dans le référentiel ABC

La figure 55 représente le régulateur complexe.

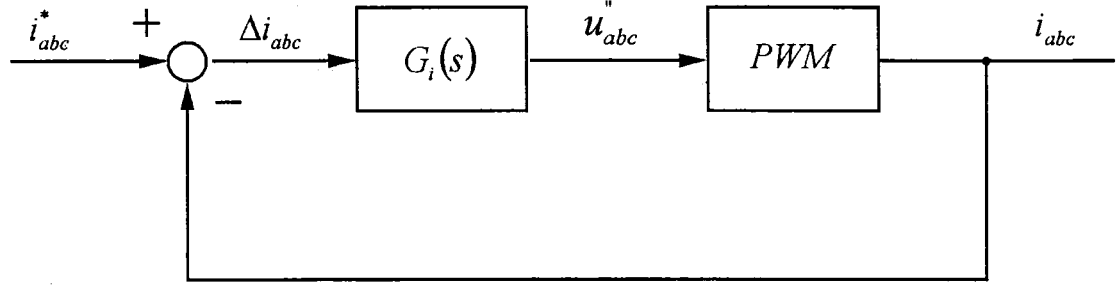


Figure 55 Régulateur complexe dans le système de coordonnées ABC

Soit la fonction de transfert complexe $\overline{G_i}$ agissant sur des vecteurs spatiaux :

$$\overline{u^{s''}} = \overline{G_i} \cdot \overline{\Delta i^s} = \frac{K_i}{s - j\omega_0} \overline{\Delta i^s}. \quad (4.15)$$

Nous avons les équations qui relient les tensions ou les courants de phase aux vecteurs spatiaux :

$$\overline{\Delta i^s} = [1, \alpha, \alpha^2] \cdot \Delta i_{abc} = \Delta i_a + \alpha \Delta i_b + \alpha^2 \Delta i_c \quad (4.16)$$

$$\overline{u^{s''}} = [1, \alpha, \alpha^2] \cdot u_{abc}'' = u_a'' + \alpha u_b'' + \alpha^2 u_c'' \quad (4.17)$$

Pour plus de généralité, incluons une composante homopolaire qui n'apparaît pas dans la représentation par des vecteurs spatiaux :

$$\Delta i_0 = [1, 1, 1] \cdot \Delta i_{abc} = \Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c \quad (4.18)$$

$$u_0'' = [1, 1, 1] \cdot u_{abc}'' = u_a'' + u_b'' + u_c'' \quad (4.19)$$

La fonction de transfert pour la composante homopolaire est un réel pur :

$$u_0'' = \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \Delta i_0 \quad (4.20)$$

Par simple substitution, nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} 1, & \alpha, & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a'' \\ u_b'' \\ u_c'' \end{bmatrix} = \frac{K_i}{s - j\omega_0} \begin{bmatrix} 1, & \alpha, & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} 1, & 1, & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a'' \\ u_b'' \\ u_c'' \end{bmatrix} = \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} 1, & 1, & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Par extraction des parties réelles et imaginaires, nous pouvons résoudre pour chaque composante de u_{abc}'' :

$$\begin{bmatrix} u_a'' \\ u_b'' \\ u_c'' \end{bmatrix} = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} s & -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} \\ \omega_0/\sqrt{3} & s & -\omega_0/\sqrt{3} \\ -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

4.7 Schéma de contrôle de l'onduleur dans le référentiel ABC

Le schéma de commande de l'onduleur est donné par la figure 56.

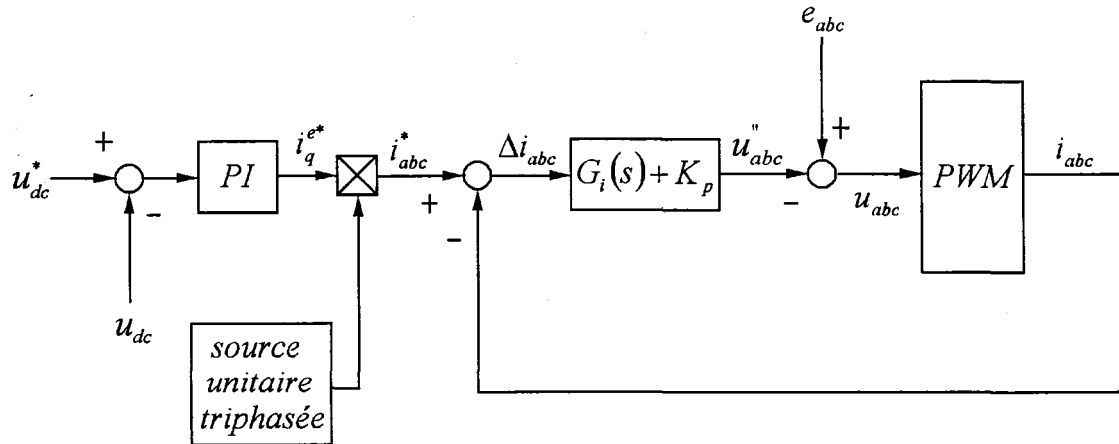


Figure 56 Schéma de commande de l'onduleur dans le système de coordonnées ABC

$$u_{abc}'' = (G_i(s) + K_p) \cdot \Delta i_{abc} \text{ avec } G_i(s) = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} s & -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} \\ \omega_0/\sqrt{3} & s & -\omega_0/\sqrt{3} \\ -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} & s \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

4.8 Schéma de contrôle de l'onduleur dans le référentiel D-Q synchrone

$$u_{qd}^{e''} = \begin{bmatrix} u_q^{e''} \\ u_d^{e''} \end{bmatrix}, \quad i_{qd}^e = \begin{bmatrix} i_q^e \\ i_d^e \end{bmatrix}, \quad i_{qd}^{e*} = \begin{bmatrix} i_q^{e*} \\ i_d^{e*} \end{bmatrix}, \quad \Delta i_{qd}^e = i_{qd}^{e*} - i_{qd}^e \quad (4.25)$$

$$u_{qd}^{e''} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \cdot \Delta i_{qd}^e, \quad e_{qd}^e = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}. \quad E \text{ représente la valeur crête de la tension de phase}$$

du réseau. Pour réaliser un facteur de puissance unitaire, nous devons avoir : $i_d^{e*} = 0$.

La puissance active fournie par le réseau est :

$$\frac{3}{2} (e_q^e i_q^e + e_d^e i_d^e) = \frac{3}{2} E i_q^e \quad (4.26)$$

Le schéma de commande de l'onduleur dans le système de référence synchrone DQ est montré à la figure 57.

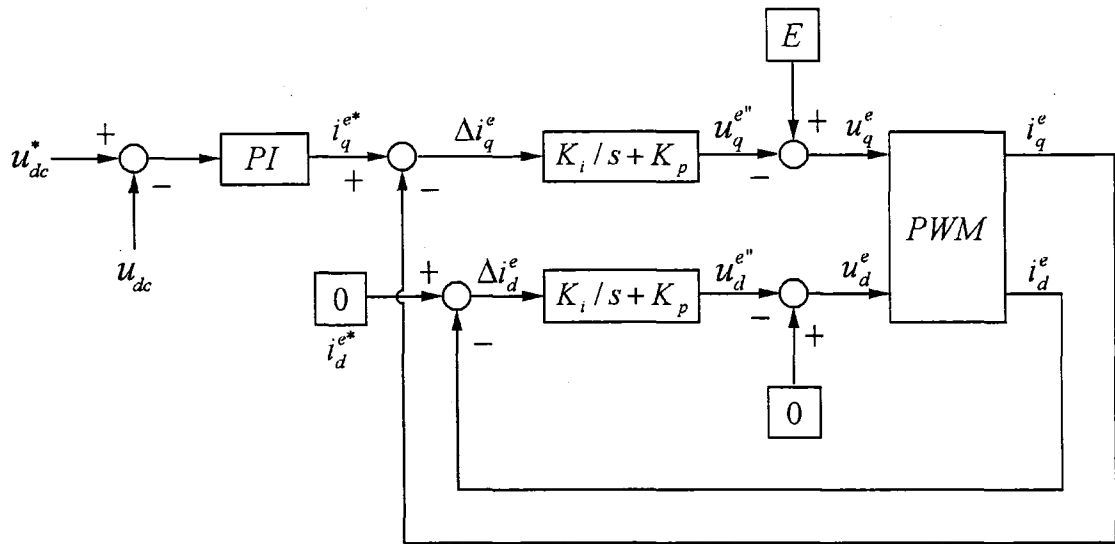


Figure 57 Contrôleurs de l'onduleur dans le repère d-q synchrone

4.9 Équivalence des fonctions de transfert dans le référentiel stationnaire ABC et le référentiel synchrone D-Q

Montrons respectivement l'équivalence des fonctions de transfert $G_i(s) + K_p$ et

$\frac{K_i}{s} + K_p$ dans les systèmes stationnaire ABC et D-Q synchrone respectivement :

$$u_{abc}'' = (G_i(s) + K_p) \cdot \Delta i_{abc} \quad , \quad u_{qd}'' = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \cdot \Delta i_{qd}'' \quad (4.27)$$

Commençons par effectuer le passage du système de référence D-Q synchrone au système de référence D-Q stationnaire : Exprimons la fonction de transfert dans le système de référence synchrone sous forme d'équation différentielle:

$$\frac{d}{dt} u_{qd}'' = \left(K_i + K_p \frac{d}{dt} \right) \cdot \Delta i_{qd}'' \quad (4.28)$$

Le passage au système stationnaire de référence est effectué par la transformation

$$\text{inverse de Park : } O = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad , \quad x_{qd}^e = O \cdot x_{qd} \quad (4.29)$$

Noter que par commodité, la transformation de Park a été séparée en deux opérations. Après substitution suivi de la transformation de Park, la multiplication donne :

$$\frac{d}{dt} (O \cdot u_{qd}'') = K_i (O \cdot \Delta i_{qd}) + K_p \frac{d}{dt} (O \cdot \Delta i_{qd}) \quad (4.30)$$

$$O^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (O \cdot u_{qd}'') = O^{-1} \cdot \left\{ K_i (O \cdot \Delta i_{qd}) + K_p \frac{d}{dt} (O \cdot \Delta i_{qd}) \right\} \quad (4.31)$$

Nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} (u_{qd}'') - \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \cdot u_{qd}'' = K_i \Delta i_{qd} + K_p \left\{ \frac{d}{dt} (\Delta i_{qd}) - \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix} \Delta i_{qd} \right\} \quad (4.32)$$

Finalement, appliquons la transformée de Laplace :

$$u_{qd}'' = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} s & \omega_0 \\ -\omega_0 & s \end{bmatrix} \cdot \Delta i_{qd} + K_p \Delta i_{qd} \quad (4.33)$$

Pour plus de généralité, une composante homopolaire est incluse :

$$u_{0qd}'' = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & \omega_0 \\ 0 & -\omega_0 & s \end{bmatrix} \Delta i_{0qd} + K_p \Delta i_{0qd} \quad (4.34)$$

$$u_{0qd}'' = \begin{bmatrix} u_0'' \\ u_q'' \\ u_d'' \end{bmatrix}, \quad \Delta i_{0qd} = \begin{bmatrix} \Delta i_0 \\ \Delta i_q \\ \Delta i_d \end{bmatrix}, \quad T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad x_{0qd} = T \cdot x_{abc} \quad (4.35)$$

Effectuons maintenant le passage du système de référence D-Q stationnaire au système stationnaire ABC en employant la transformation inverse de Clarke. Par substitution, puis multiplication par l'opérateur inverse, on obtient :

$$u_{abc}'' = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \left(T^{-1} \cdot \begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & \omega_0 \\ 0 & -\omega_0 & s \end{bmatrix} \cdot T \right) \Delta i_{abc} + K_p \Delta i_{abc} \quad (4.36)$$

Finalement, nous obtenons la fonction de transfert du compensateur dans le système de coordonnées ABC :

$$u_{abc}'' = \frac{K_i}{s^2 + \omega_0^2} \begin{bmatrix} s & -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} \\ \omega_0/\sqrt{3} & s & -\omega_0/\sqrt{3} \\ -\omega_0/\sqrt{3} & \omega_0/\sqrt{3} & s \end{bmatrix} \Delta i_{abc} + K_p \Delta i_{abc} \quad (4.37)$$

4.10 Équivalence des références de courant dans le référentiel stationnaire ABC et le référentiel synchrone D-Q

Nous avons : $i_d^{e*} = 0$

$$i_{qd}^* = O^{-1} i_{qd}^{e*} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t) \\ -\sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^{e*} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_q^{e*} \cos(\omega_0 t) \\ -i_q^{e*} \sin(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$i_{abc}^* = T^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ i_q^{e*} \cos(\omega_0 t) \\ -i_q^{e*} \sin(\omega_0 t) \end{bmatrix} = i_q^{e*} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

4.11 Passage du système de référence synchrone D-Q au système ABC incluant la matrice de découplage

Le 'feed-forward' (non montré sur le schéma fonctionnel) qui est employé pour découpler les axes D et Q exprimé dans le système de référence synchrone D-Q :

$$u_{qd}^{e''} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \cdot \Delta i_{qd}^e + \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 L \\ -\omega_0 L & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{qd}^e \quad (4.40)$$

Dans le système de coordonnées ABC, on trouve :

$$u_{abc}'' = (G_i(s) + K_p) \cdot \Delta i_{abc} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0 L / \sqrt{3} & \omega_0 L / \sqrt{3} \\ \omega_0 L / \sqrt{3} & 0 & -\omega_0 L / \sqrt{3} \\ -\omega_0 L / \sqrt{3} & \omega_0 L / \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix} \cdot i_{abc} \quad (4.41)$$

4.12 Conclusion

L'équivalence d'un régulateur complexe basé sur un modèle interne sinusoïdal opérant dans le référentiel stationnaire avec les régulateurs conventionnels de type PI opérant dans le référentiel synchrone a été démontrée complètement.

CHAPITRE 5

MONTAGES ET MESURES

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats expérimentaux réalisés sur la plateforme dSpace. Les fichiers de commande sont présentés en détail à l'annexe 1. Nous présentons les mesures de l'algorithme proposé en régime permanent (à modulation SVPWM et SPWM) ainsi que différentes mesures en régime dynamique obtenues par inversion totale de l'écoulement de la puissance. Le nouvel algorithme a fait l'objet de publications récentes : [52], [53].

5.2 Filtrage anti-aliasing et largeur de bande

La période d'échantillonnage est de $40 \mu s$, ce qui correspond à une fréquence de prélèvement de 25 kHz.

Un filtre anti-aliasing élimine tout signal de fréquence supérieure à la fréquence de Nyquist (12.5 kHz).

Le filtre analogique d'anti-aliasing est du troisième ordre et sa fréquence de coupure est de 5 kHz. Un filtrage numérique additionnel (Schéma bloc 'LPF') assure un filtrage presque parfait.

Le filtrage ne gêne pas le fonctionnement des compensateurs car cette fréquence est beaucoup plus élevée que la fréquence de 'crossover' même la plus haute.

À titre d'exemple: Pour $T_e = 50 \mu s$ on a : $f_{cu} = 330 Hz$, $f_{ci} = 1592 Hz$

et pour $T_e = 350 \mu s$: $f_{cu} = 47 Hz$, $f_{ci} = 227 Hz$

D'autres designs vont synchroniser la lecture avec la MLI, en début et en milieu de période de commutation par exemple, avec un filtrage de premier ordre seulement. Mais cette solution est plus contraignante au niveau logiciel.

Réglage des régulateurs

La valeur mesurée de T_e varie selon la fréquence de modulation et vaut $300\mu s$ à 8 kHz pour une période d'échantillonnage de $40\mu s$. Les paramètres des compensateurs ont été ajustés selon le calcul donné au chapitre II. Le Tracé de $H_{ou}(s)$ dans le plan de Black-Nichols montre que pour de grandes valeurs positives de i_{dc}^* , la marge de gain peut devenir insuffisante. Le gain Ku a donc été réduit de façon à assurer une marge de gain plus importante. L'effet d'un gain réduit est un dépassement de tension u_{dc} plus grand que prévu et avec une rapidité moindre.

Vérification par mesure du réglage correct des boucles d'asservissement

La vérification du réglage adéquat des compensateurs a été réalisée par mesure actuelle des marges de gain et de phase. Tandis que ces mesures caractérisent les caractéristiques en boucle ouverte de la boucle de rétroaction, elles sont mesurées dans une configuration en boucle fermée. Un petit signal sinusoïdal est injecté à un point de la boucle et, pendant qu'on fait varier la fréquence, le gain de boucle et la différence de phase autour de la boucle sont mesurés. Voir annexe 2 : Mesure des marges de gain et de phase.

5.3 Résultats expérimentaux

La figure 58 illustre le montage expérimental utilisé. Deux modes de fonctionnement, la redressement (puissance extraite du réseau) et la régénération (puissance injectée dans le réseau) ont été étudiées en régime permanent aussi bien qu'en régime transitoire. Le

comportement du système dans le cas de l'inversion de l'écoulement de la puissance a été également examiné. L'inversion de l'écoulement de la puissance a été effectué à un facteur de puissance unitaire.

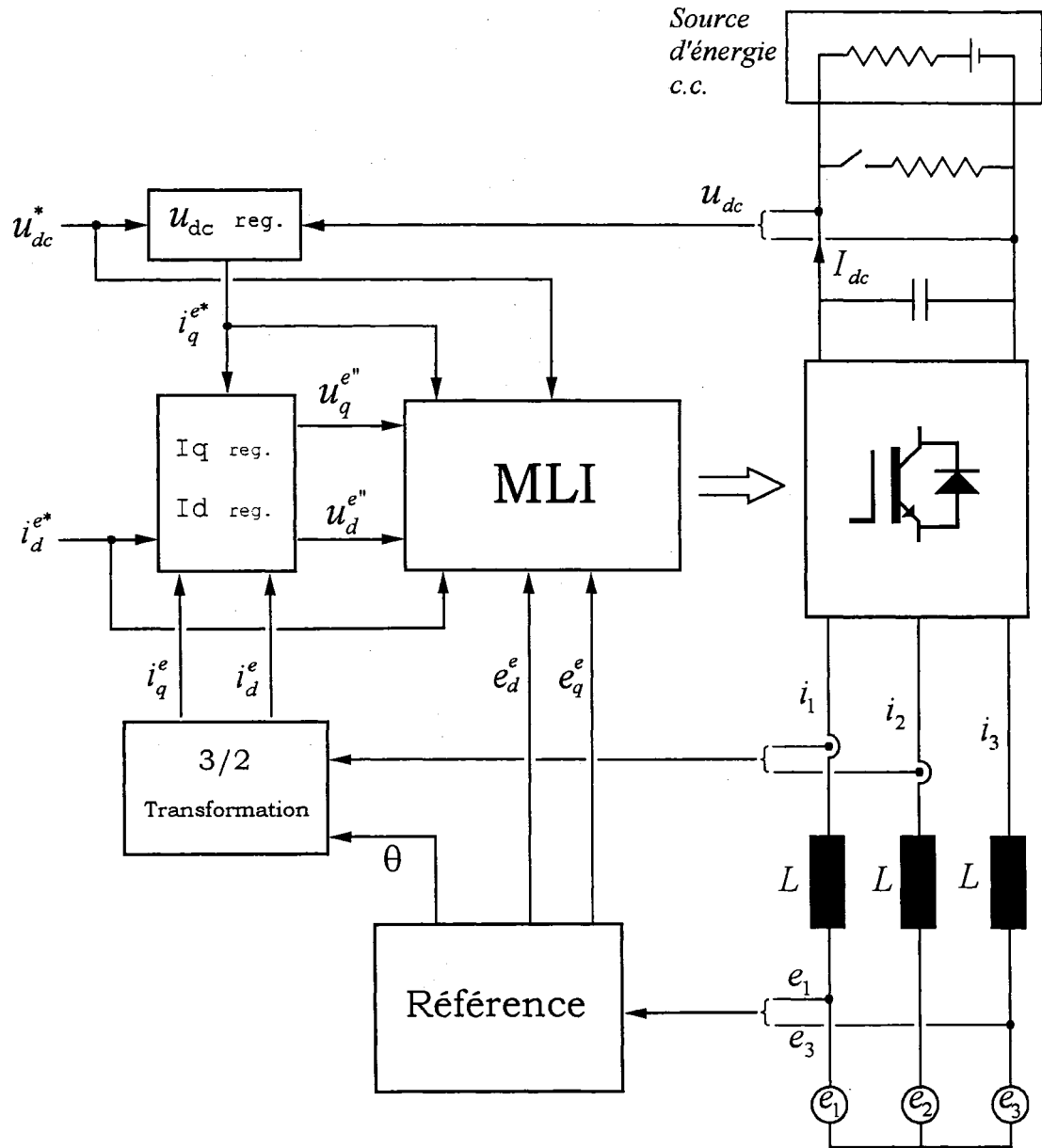


Figure 58 Montage expérimental

La figure 59, ci-contre, présente une photographie du montage expérimental utilisé pour les mesures.

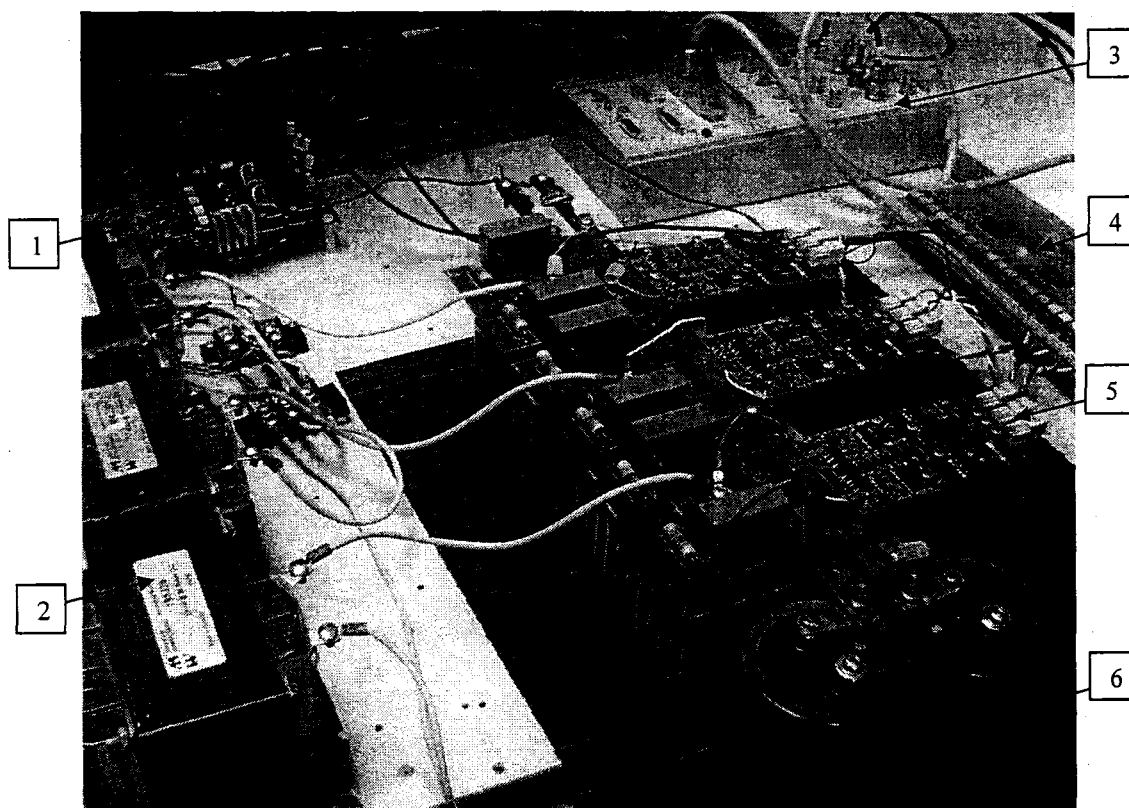


Figure 59 Photographie du montage

- (1) Carte des capteurs des courants et des tensions
- (2) Inductances du boost
- (3) Interface dSpace
- (4) Carte d'isolation optoélectronique
- (5) Cartes de commande du bras
- (6) Capacité du lien c.c.

Les paramètres du système sont indiqués dans le tableau de la page suivante :

Tableau II
Paramètres expérimentaux

Tension du réseau	120/208 V
Courant c.c. de charge	+/-15 A
Tension du lien c.c.	360V
Fréquence de commutation	8 kHz
Inductances de ligne	10 mH
Condensateur du lien c.c.	1100 μ F

Afin de réaliser un prototype, la carte de contrôle R&D DS1104 de dSpace a été employée pour mettre en application les algorithmes de commande en temps réel. La carte de contrôle de dSpace est basée sur un PowerPC 603e cadencé à 250 mégahertz, un processeur de signal numérique à point flottant TMS320F240 (DSP), et est équipée de convertisseurs analogique-numérique très rapides de 12-bits avec un temps de prélèvement de 800 ns. Le slave du DS1104 peut produire des sorties pour la génération triphasée de signal 'Sinus PWM' et aussi pour la génération de signal 'Space Vector PWM'. Sauf indication contraire, la technique de modulation vectorielle a été employée.

5.3.1 Fonctionnement en régime permanent

Les figures 60 à 65 représentent le fonctionnement en régime permanent dans les modes de régénération et de redressement utilisant la modulation vectorielle. La tension du lien c.c. est à sa valeur nominale de 360 volts (Fig. 60). La figure 61 représente la tension du réseau et le courant de ligne au point nominal de fonctionnement. La figure 62 montre le spectre harmonique du courant de ligne au point nominal de fonctionnement. Le THD du courant demeure en dessous de 3% pendant le mode de génération. Un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est réalisé en tout temps.

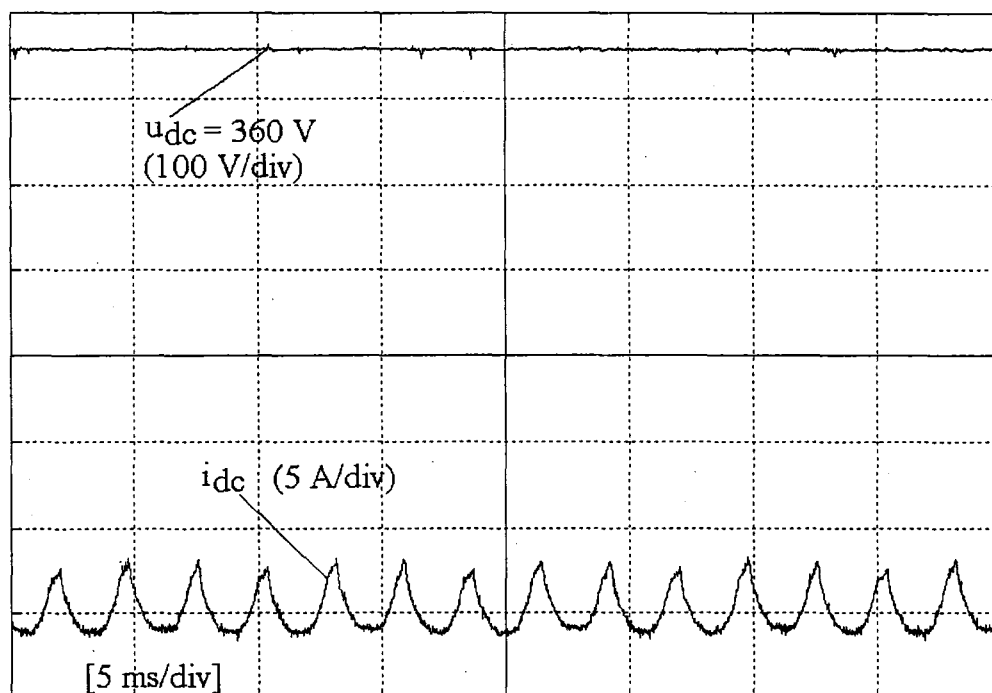


Figure 60 Courant de charge et tension du bus continu en mode de régénération

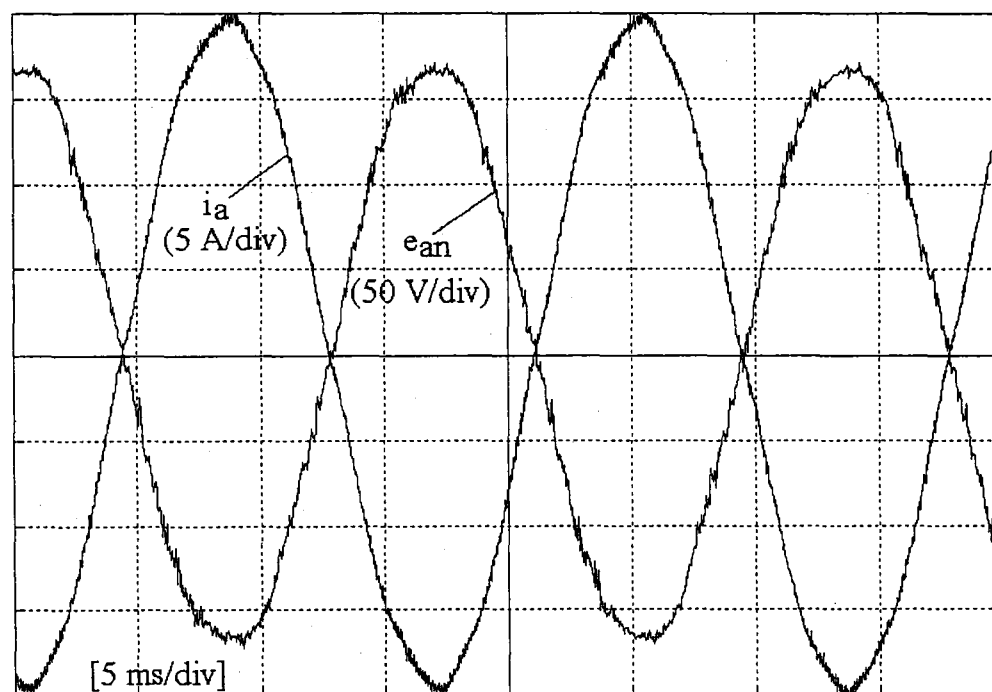


Figure 61 Tension de la phase A et courant de ligne en mode de régénération

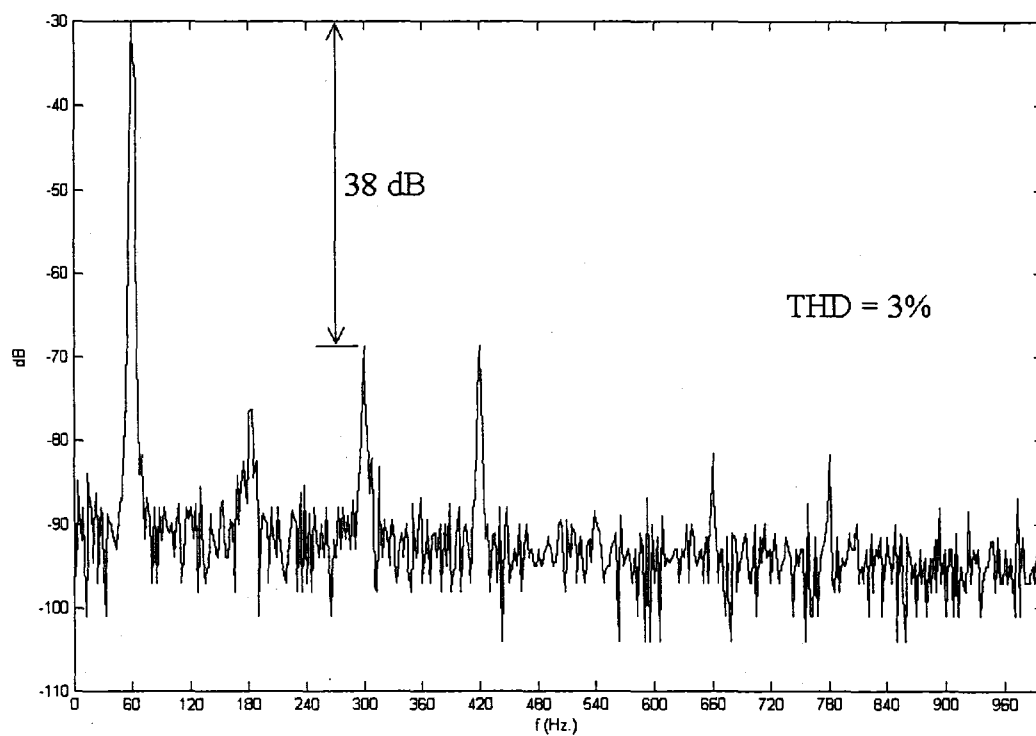


Figure 62 dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de régénération

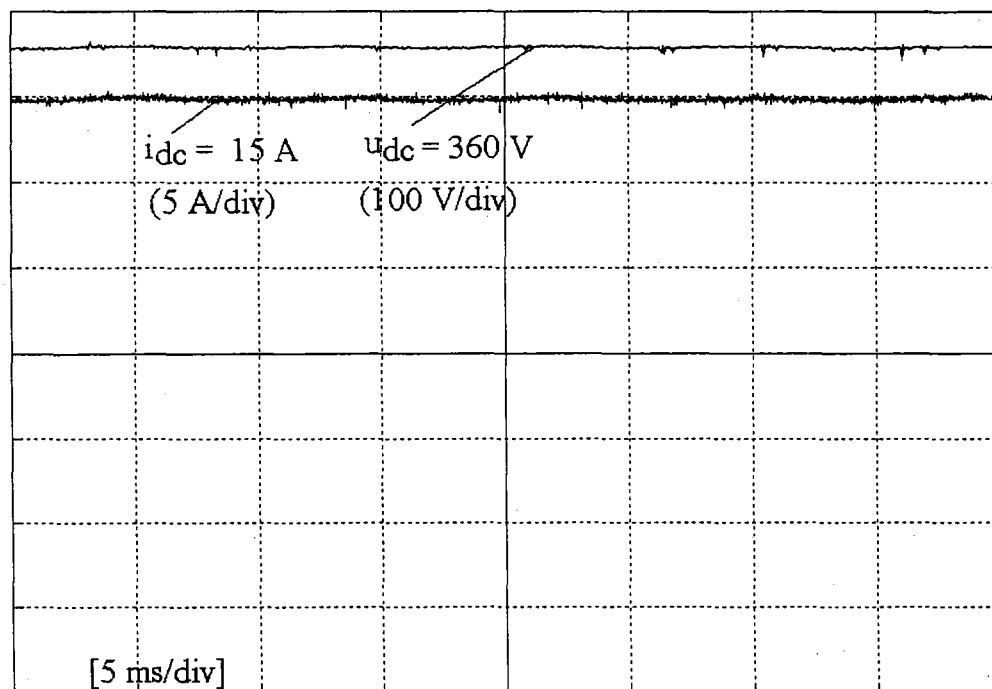


Figure 63 Courant de charge et tension du bus continu en mode de redressement

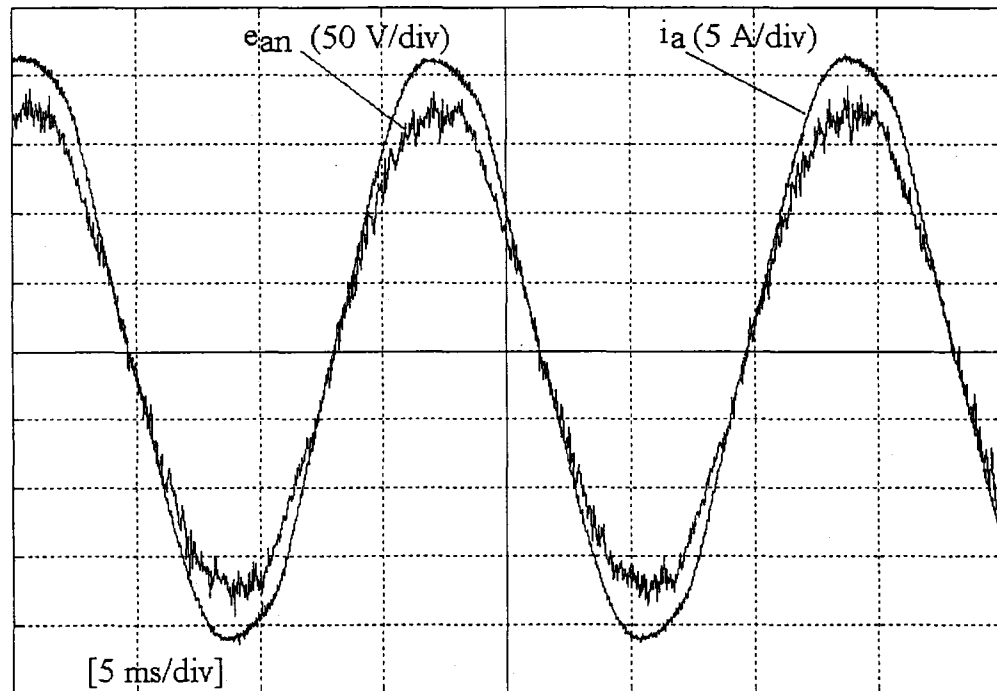


Figure 64 Tension de la phase A et courant de ligne en mode de redressement

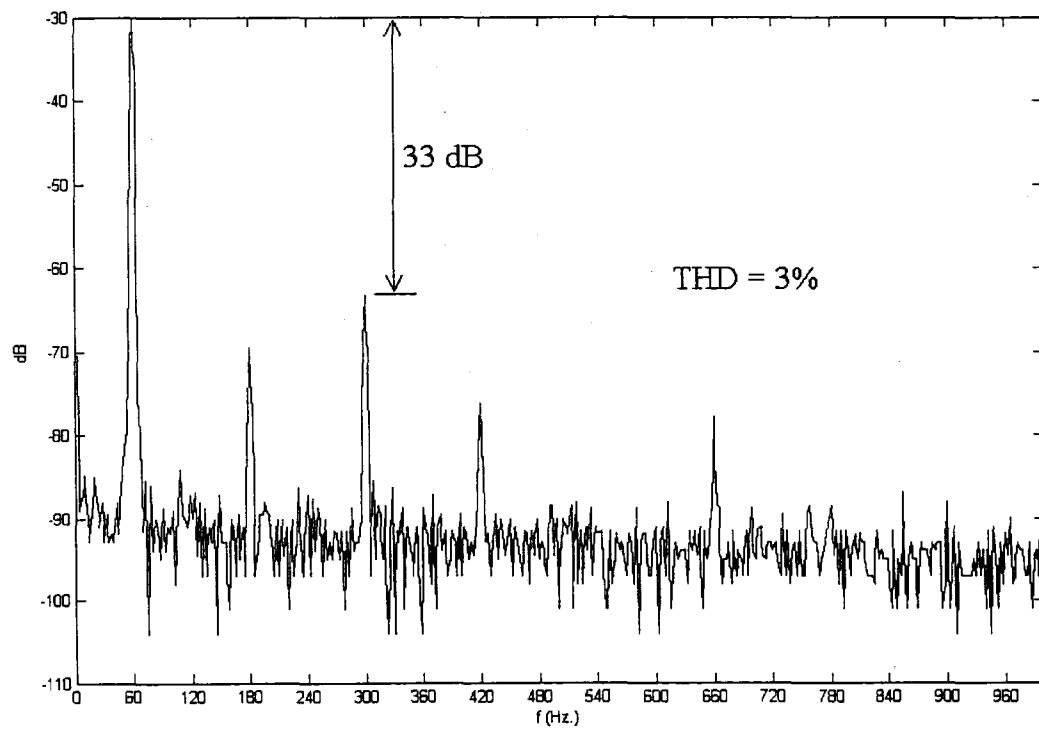


Figure 65 dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de redressement

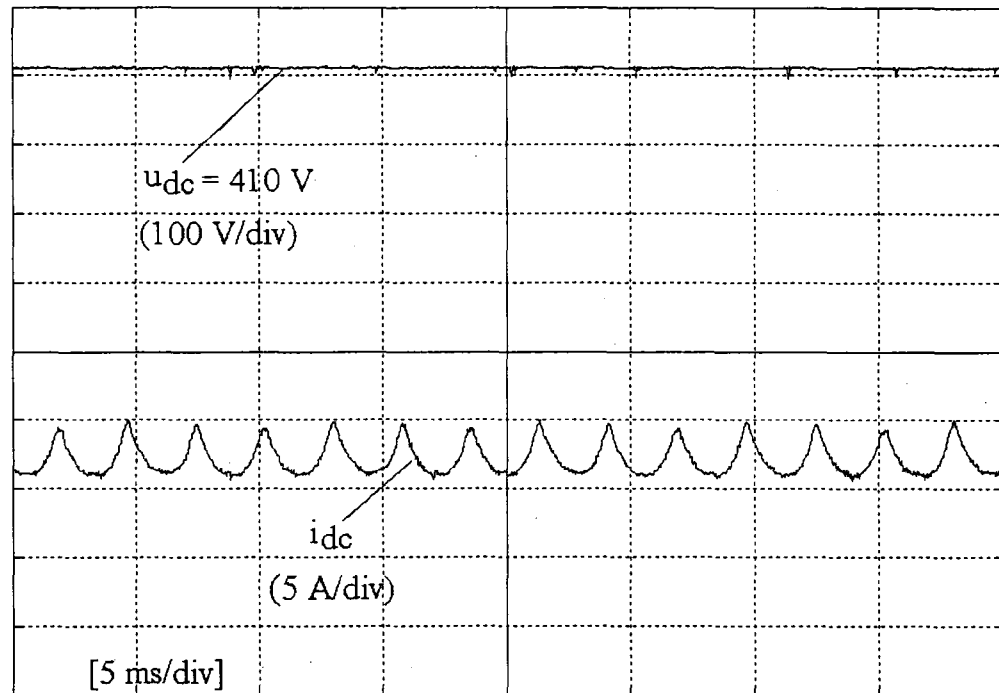


Figure 66 Courant de charge et tension du bus continu en mode de régénération (modulation sinusoïdale)

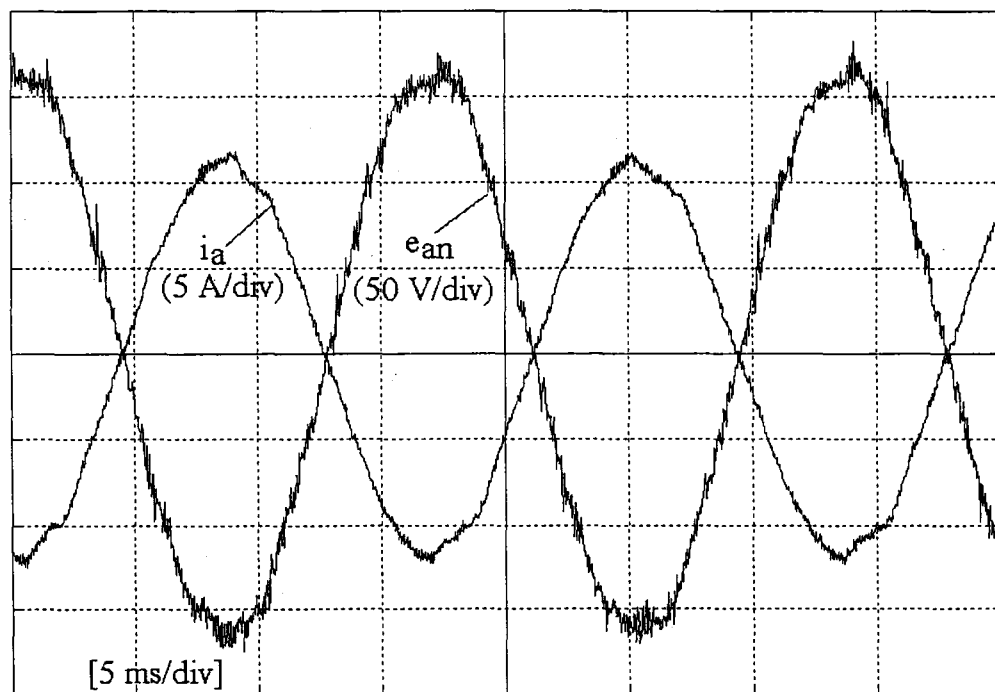


Figure 67 Tension de la phase A et courant de ligne en mode de régénération (modulation sinusoïdale)

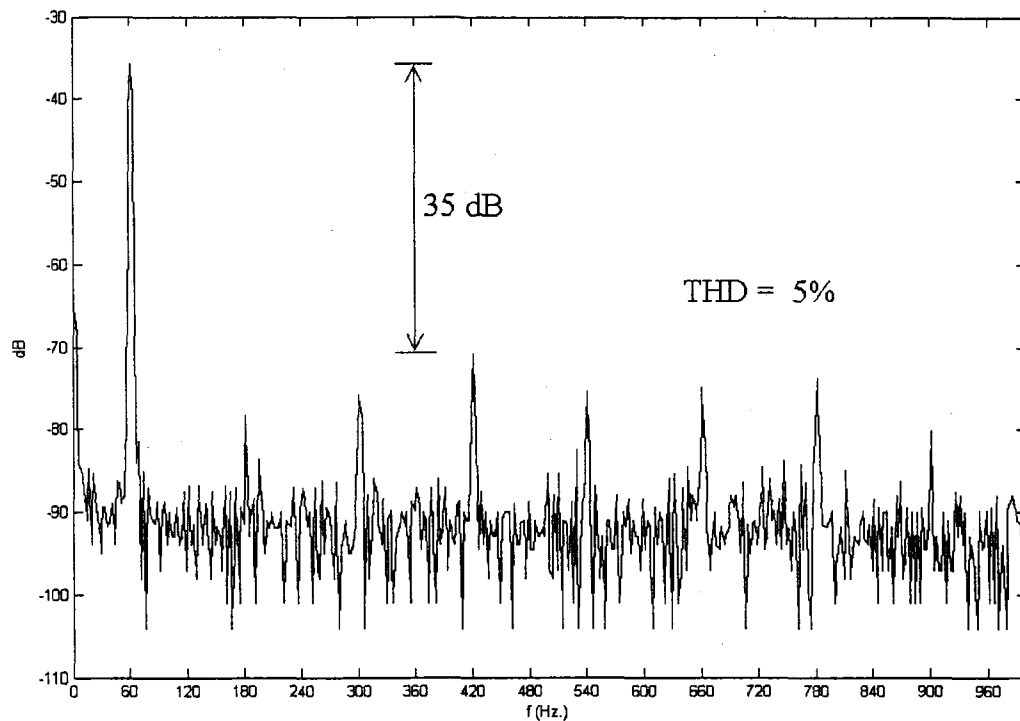


Figure 68 dBV_{RMS} du FFT du courant de ligne en mode de régénération (modulation sinusoïdale)

Les figures 63, 64 et 65 montrent les courants et les tensions dans le mode de redressement. Le THD du courant de ligne demeure inférieur à 3% quoique la distorsion harmonique de la tension du réseau soit plus de 6%.

Les figures 66 à 68 montrent les courants et les voltages dans le mode de régénération en utilisant la technique de modulation sinusoïdale. Le THD du courant vaut 5%. Étant donné que la technique de modulation vectorielle (SVPWM) est meilleure de 15% que la modulation sinusoïdale dans l'utilisation de la tension disponible de bus continu, la tension de référence a été fixée à 410 V.

5.3.2 Fonctionnement en régime transitoire

Une source de courant continu pulsée est employée pour injecter du courant c.c. dans le lien c.c. du convertisseur, forçant le VSC triphasé à fonctionner dans le mode de

redressement aussi bien qu'en mode de régénération. Le temps mort des commutateurs de puissance IGBT a été choisi à $5\text{ }\mu\text{s}$ et son effet est pris en compte par le logiciel de dSpace. La fréquence d'échantillonnage des contrôleurs a été fixée à 24 kilohertz ce qui correspond à une période d'échantillonnage de $41.7\text{ }\mu\text{s}$. Quatre sondes sont utilisées pour se connecter aux signaux analogiques : une sonde pour la tension du lien c.c., 2 sondes de courant pour détecter le courant respectivement dans deux phases et pour la détection du passage par zéro pour le PLL. Les figures 69 à 72 illustrent les réponses transitoires aux changements en échelon du courant de charge : les figures 69 et 70 montrent la transition du mode de régénération au mode de redressement. Noter que le système fonctionne à facteur de puissance unitaire même pendant la transition. Les figures 71 et 72 montrent la transition du mode de redressement au mode de régénération. Tout en fonctionnant à facteur de puissance unitaire, le système se stabilise après 3 cycles, et le dépassement de la tension du lien c.c. demeure limité.

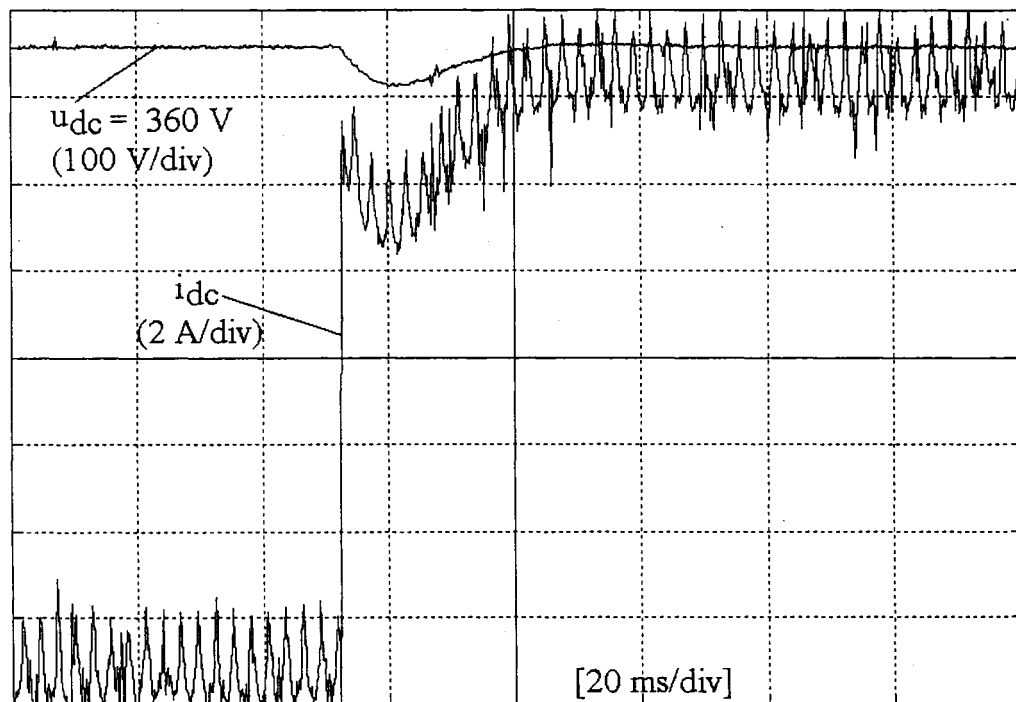


Figure 69 Échelon de courant de charge de -7 A à $+7\text{ A}$ et réponse de la tension du bus continu

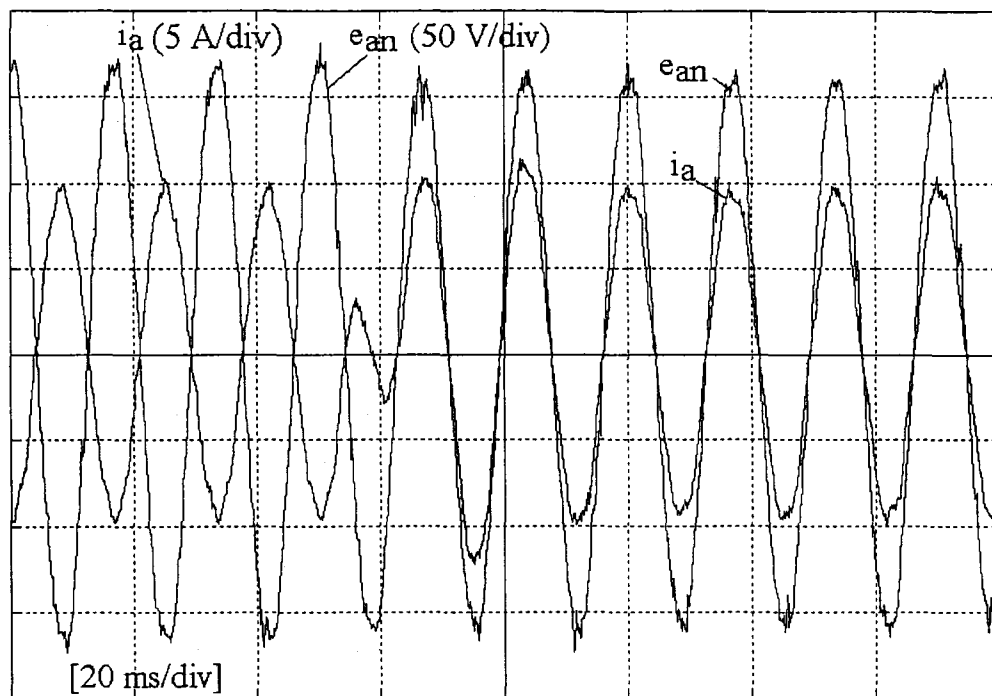


Figure 70 Phase A de la tension d'alimentation et réponse du courant i_a à l'inversion du courant de charge

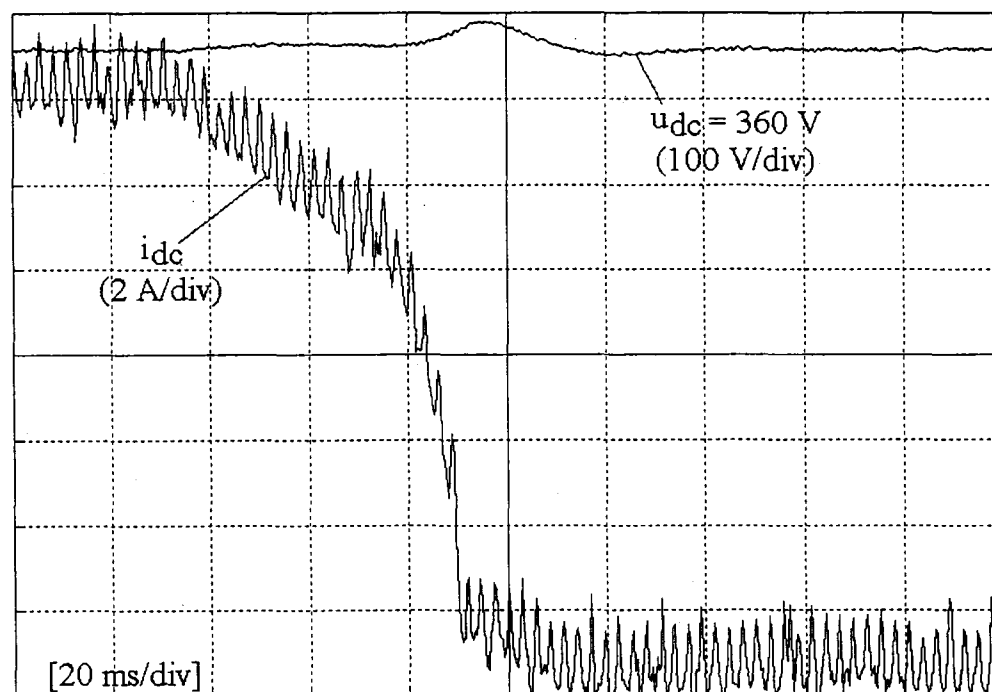


Figure 71 Réponse de la tension du lien c.c. à la transition du courant de charge de +7A à -7A

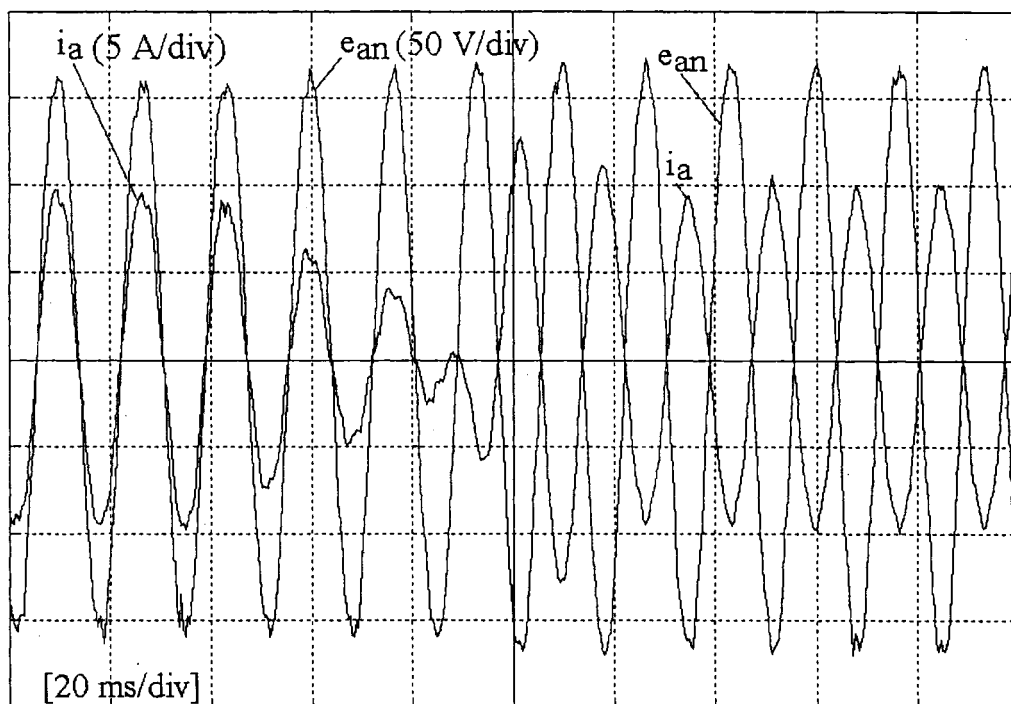


Figure 72 Phase A de la tension d'alimentation et réponse du courant I_a à l'inversion du courant de charge

5.3.3 Application: Qualité de l'énergie

Mentionnons plusieurs avantages de l'onduleur en source de tension triphasé :

- régulation de la tension du réseau par injection de puissance réactive.
- possibilité de filtrage actif des harmoniques de courant.

5.3.3.1 Régulation de la tension du réseau

Les courants actif et réactif étant contrôlés de façon tout à fait indépendante, l'injection de courant réactif peut être effectuée avec précision permettant un facteur de puissance qui peut être aussi bien en avance qu'en retard.

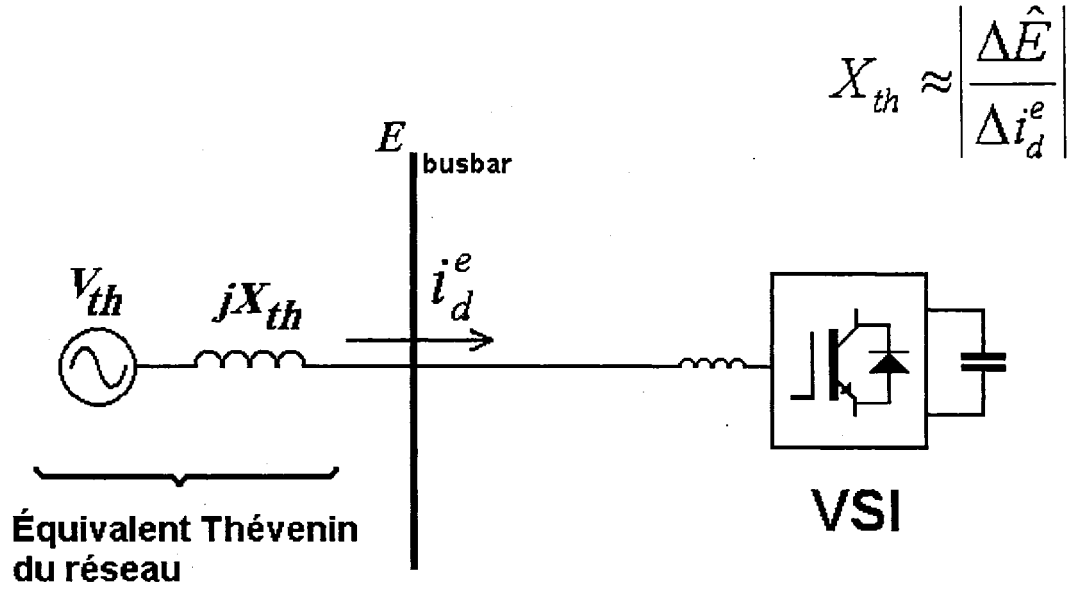


Figure 73 Onduleur en source de tension triphasé agissant comme un compensateur statique

Soient respectivement \hat{V}_{th} et X_{th} la tension phase crête et la réactance équivalente de Thévenin du réseau.

Dans le repère synchrone, on a : $v_{thq}^e = \hat{V}_{th}$ et $v_{thd}^e = 0$.

Et soient i_{qd}^e le courant fourni par le réseau et e_{qd}^e la tension du réseau au point du 'busbar'.

Il est facile de vérifier que les équations pour la tension du réseau au busbar en régime permanent exprimés dans le système de référence synchrone sont :

$$e_q^e = \hat{V}_{th} - X_{th} i_d^e ; \quad e_d^e = X_{th} i_q^e . \text{ On suppose que le rapport } X/R \text{ est très grand.}$$

Puisque $X_{th} i_d^e$ et $X_{th} i_q^e$ sont négligeables devant \hat{V}_{th} , alors la variation de l'amplitude de la tension du réseau au busbar est proportionnelle à la composante du courant en quadrature :

$$\Delta \hat{E} = |e_{qd}^e| - \hat{V}_{th} \approx -X_{th} i_d^e$$

La figure 73 présente les résultats de mesure de la variation (par rapport à la valeur nominale de 169.7 V.) de l'amplitude de la tension au point du busbar en fonction de l'amplitude du courant réactif injecté.

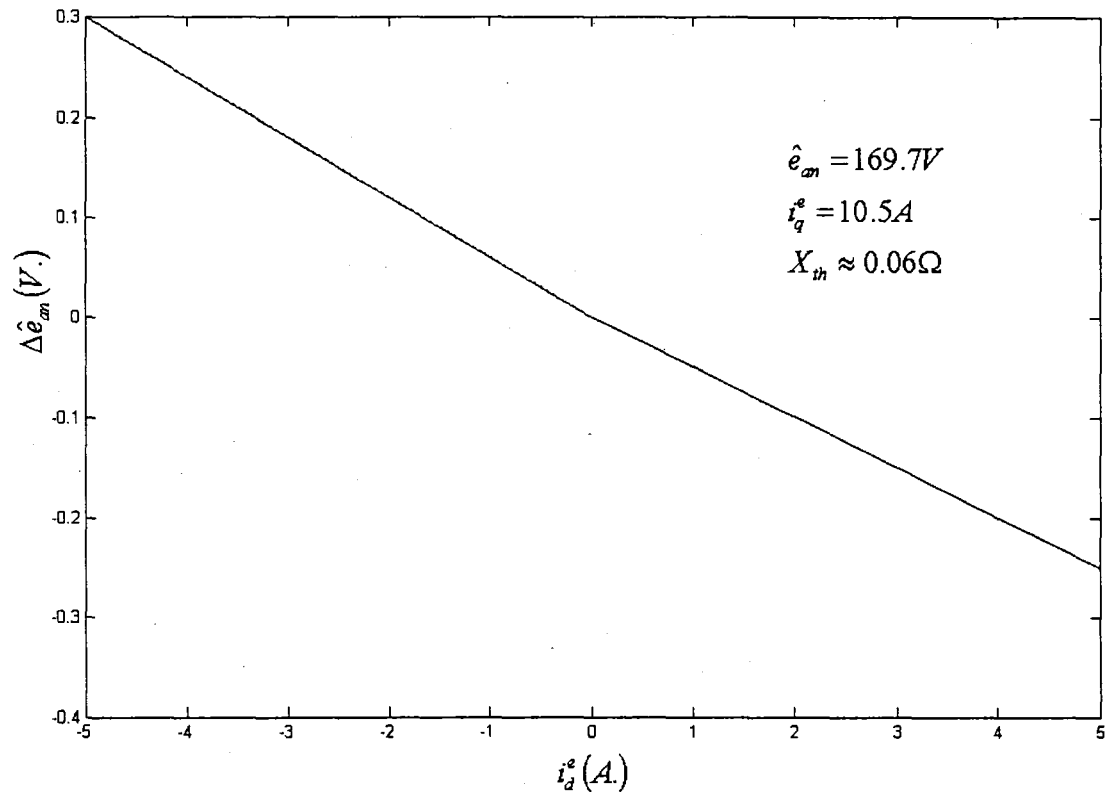


Figure 74 Mesure de la variation de la tension phase crête \hat{e}_m du réseau en fonction de l'amplitude du courant en quadrature i_d^e (onduleur en mode redressement)

5.3.3.2 Filtrage actif des harmoniques de courant

On peut considérer la charge locale comme une perturbation au système : les courants où sont placés les capteurs auront tendance à être sinusoïdaux et en phase (ou en opposition de phase) avec la tension du réseau. Puisque les courants réactifs fournis ou absorbés par la charge locale hautement non-linéaire ne peuvent provenir du réseau, ceux-ci devront provenir de l'onduleur.

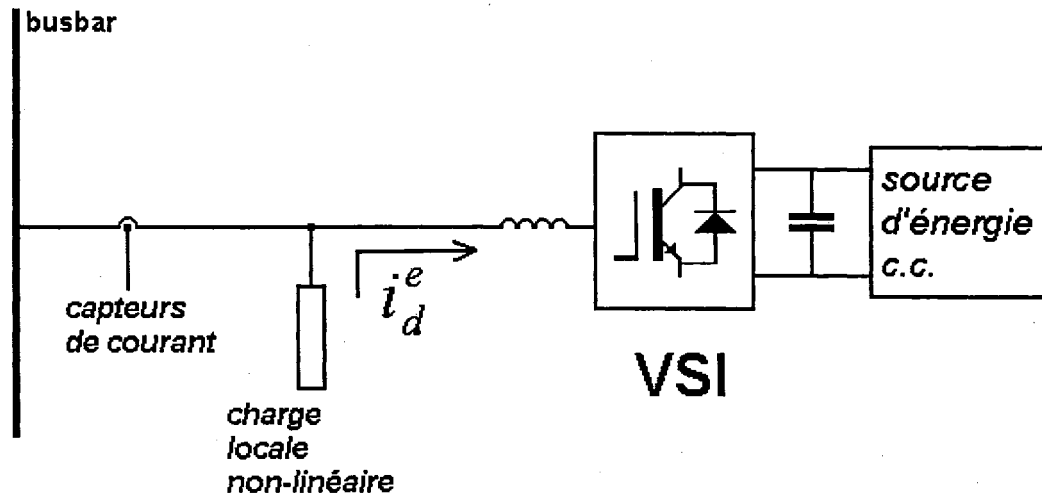


Figure 75 Onduleur en source de tension triphasé agissant comme filtre harmonique

Étant donné que le montage expérimental utilisé ne permet pas d'avoir un T_e plus petit que 300 us, nous présentons les résultats d'une simulation. Notons que :

$$i_{\text{réseau}} = i_{\text{ch.local}} + i_{\text{onduleur}}$$

La figure 76 montre le courant (négatif) de la phase A ($I_a \text{ réseau}$) fourni par le réseau lorsque l'onduleur en source de tension triphasé fonctionne en mode de régénération (c'est-à-dire que de la puissance active est injectée dans le réseau) ainsi que la phase A du courant absorbé ($I_a \text{ charge locale}$) par la charge locale non linéaire. La distorsion harmonique totale du courant fourni par le réseau demeure limitée à 5%.

Dans cet exemple, on constate que l'onduleur fournit deux fois plus de courant réactif (1.0 A. efficace) à la charge locale que le réseau (0.5 A efficace).

Les valeurs des paramètres utilisés dans les simulations sont :

$$R = 0, C = 100 \mu F, L = 0.32 mH, E = 169.7 V, u_{dc}^* = 360 V, T_e = 20 \mu s$$

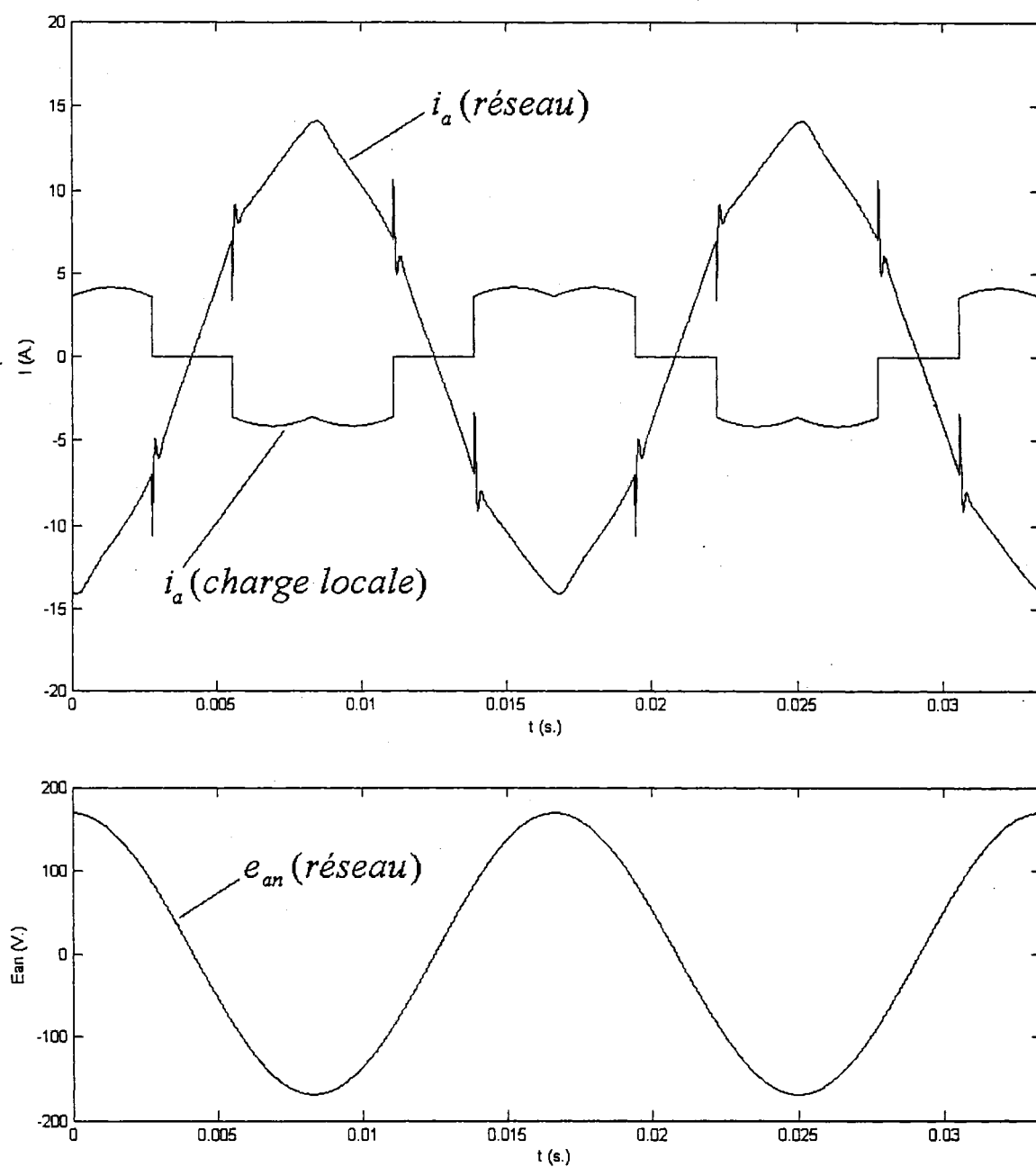


Figure 76 Courant fourni par le réseau, courant absorbé par la charge locale et tension du réseau (phase A)

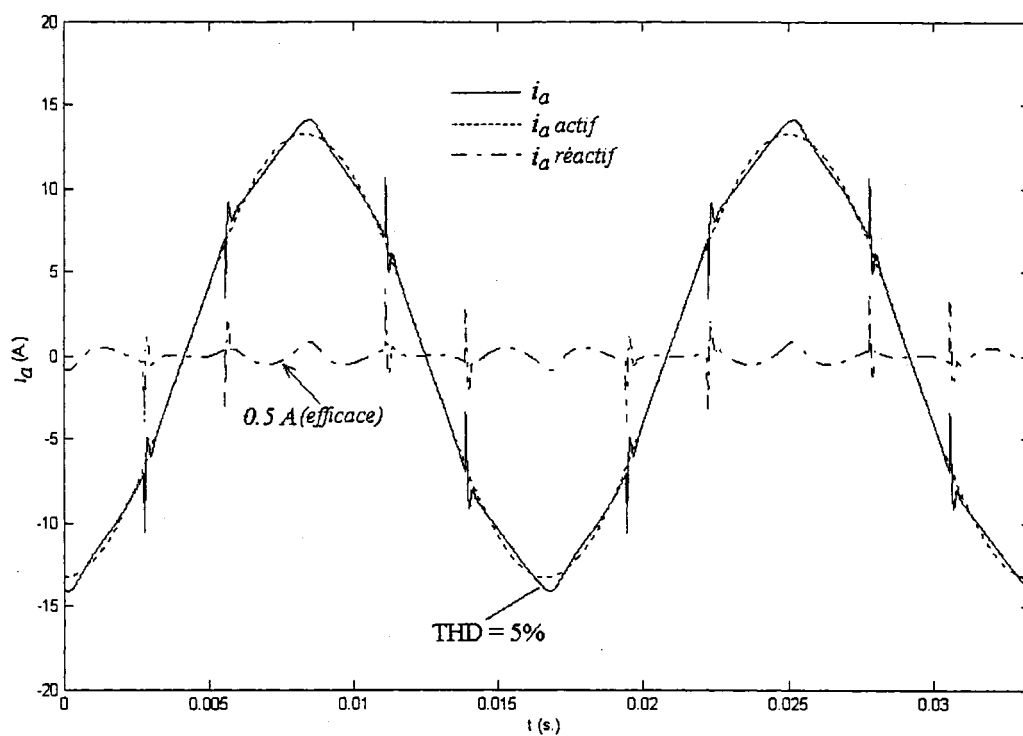


Figure 77 Courant fourni par le réseau (phase A)

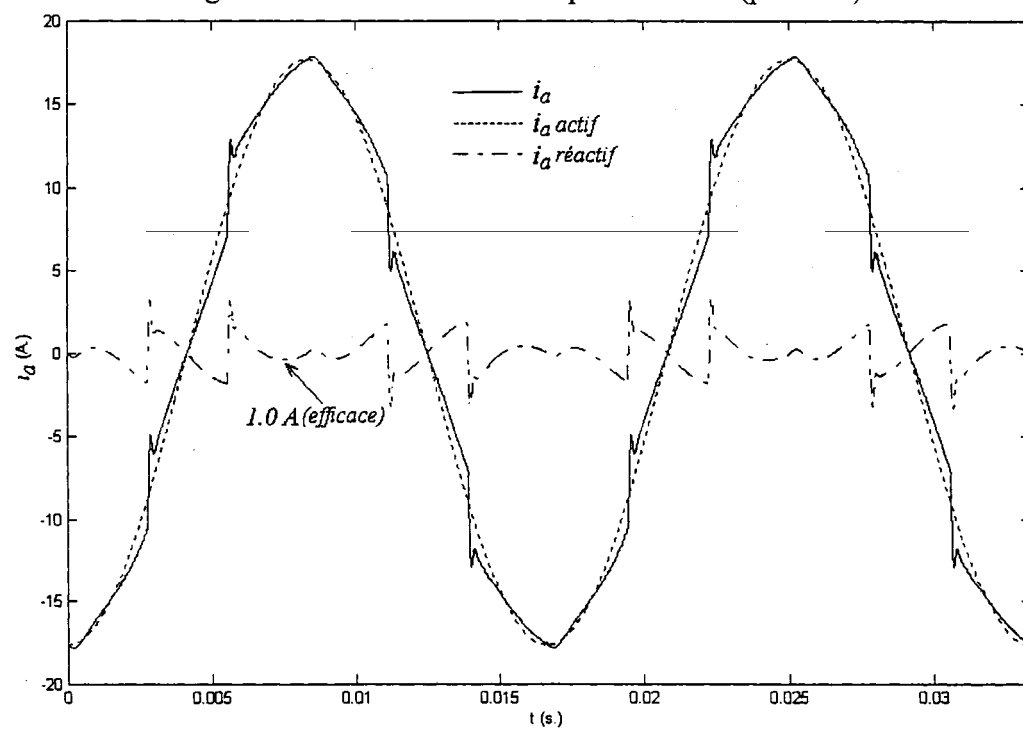


Figure 78 Courant absorbé par l'onduleur (phase A)

5.4 Conclusion

Nous avons implanté la commande (dans le référentiel synchrone) vectorielle classique de l'onduleur de tension triphasé à mli. Voir le montage 3 de l'annexe 1. Nous avons ensuite implanté la commande de l'onduleur de tension dans le référentiel stationnaire en utilisant un compensateur complexe basé sur un modèle interne sinusoïdal que nous avons proposé. Voir les montages 1 et 2 en annexe 1. Nous avons comparé les réponses (à modulation SPWM et SVPWM), tant dans le mode de régénération que dans le mode de redressement, ainsi qu'en régime dynamique. Nous concluons que le régulateur complexe proposé donne des résultats tout à fait équivalents à ceux obtenus avec les régulateurs synchrones classiques.

CONCLUSION

Après avoir présenté les avantages et inconvénients des différents types de convertisseurs ac/ac destinés à la génération distribuée d'énergie, nous avons conclu que le système redresseur-onduleur à MLI était le plus approprié pour cette application. Par la suite, nous avons étudié le modèle dynamique de l'onduleur type source de tension triphasé VSI. Différents modèles de l'onduleur commandé (grands signaux, linéarisé, représentation simplifiée, à contrôleurs indépendants, à un seul axe, modèle moyen, modèle instantané) ont été présentés. En se basant sur un modèle mathématique linéarisé, nous avons pu montrer les hypothèses qui permettent de faire le calcul des paramètres des contrôleurs indépendamment du point de fonctionnement. On constate que l'une de ces conditions requiert que les commandes de tension de la MLI ne soient pas saturées.

Au chapitre 4, un compensateur basé sur un modèle interne sinusoïdal a été proposé. Il a été démontré que ce compensateur complexe donne des performances comparables aux contrôleurs PI synchrones généralement utilisés. Dans la commande vectorielle, les courants et les tensions doivent être mathématiquement transformées du repère triphasé fixe au système de coordonnées synchrone d-q à deux axes, avant d'être traités par les contrôleurs PI. De même, les tensions à appliquer par le VSI doivent être mathématiquement transformées du repère tournant d-q au système de référence fixe triphasé. Contrairement à la commande vectorielle, l'algorithme de commande proposé (en référentiel stationnaire) est plus simple car il résout le problème de la régulation du courant sans la difficulté de transformer des quantités triphasées dépendantes du temps dans le système de référence d-q tournant et vice versa.

Nous avons implanté le nouvel algorithme sur la plateforme dSpace en utilisant la technique de modulation vectorielle ainsi que la modulation sinusoïdale et nous avons comparé son efficacité avec l'algorithme basé sur la commande classique. La

performance du nouvel algorithme a été observée, tant dans le mode de redressement que dans le mode de régénération, ainsi que la réponse à des perturbations du courant de charge. Les résultats expérimentaux ont montré, pour un convertisseur de 5 kVA, les performances et l'efficacité de l'algorithme de commande proposé.

Développements futurs

Un compensateur complexe basé sur la théorie du contrôle optimal, ou à base de réseaux de neurones ou de logique floue, ou bien encore basé sur la théorie de la linéarisation exacte, pourrait constituer un futur projet de recherche.

ANNEXE 1

Implantation de la commande

Montages testés sur la plateforme dSpace

Dans cette annexe nous présentons les différents fichiers de commande implémentés sur la plateforme dSpace.

- 1) Montage avec régulateur complexe basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la modulation vectorielle (SVPWM).
- 2) Montage avec régulateur complexe basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la modulation sinusoïdale (SPWM).
- 3) Montage avec régulateurs synchrones classiques.

Fichiers communs à tous les montages :

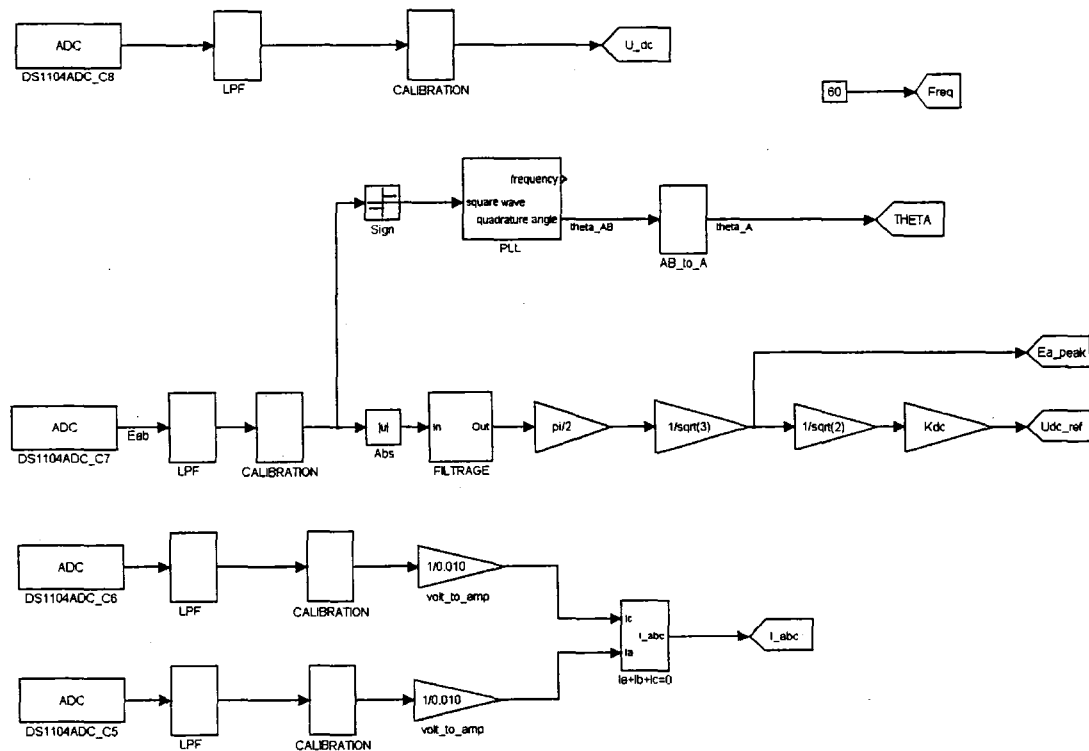


Figure 79 Diagramme des capteurs de tension et de courant (U_{dc} , E_{ab} , I_a , I_c)

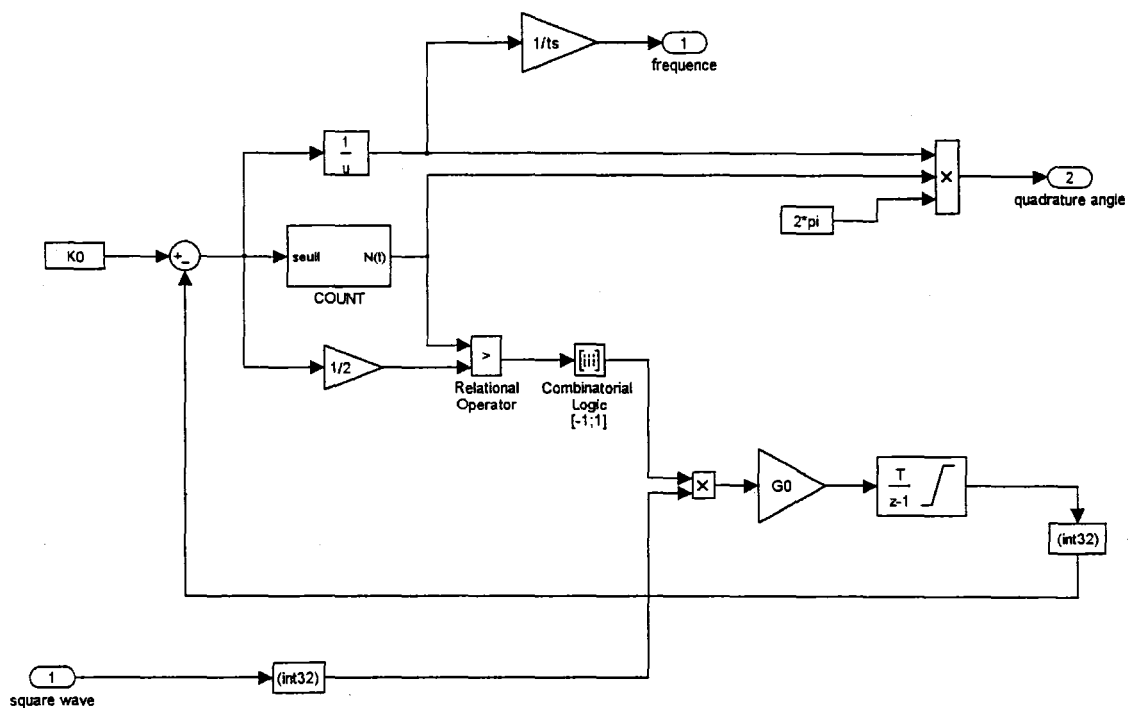


Figure 80 Bloc 'PLL'

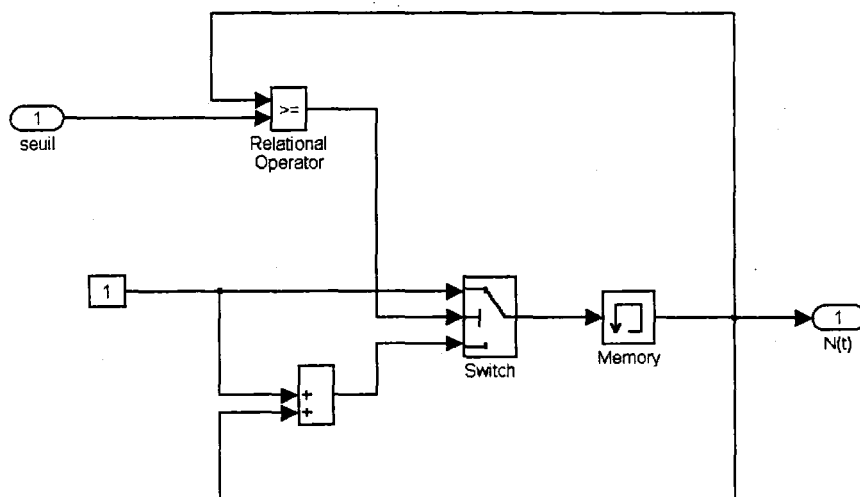


Figure 81 Bloc 'COUNT'

La figure 79 montre le diagramme qui contient les différents capteurs de tension et de courant et qui est commune à tous les montages. La mesure de l'amplitude de la tension du réseau sert à faire grimper la tension graduellement au démarrage

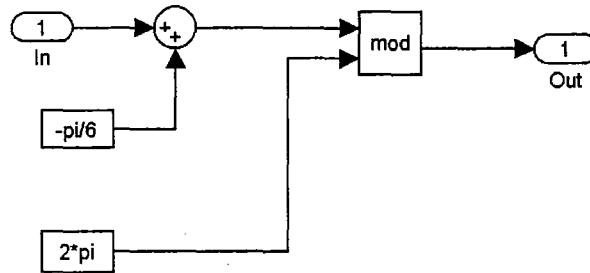


Figure 82 Bloc 'AB_to_A'

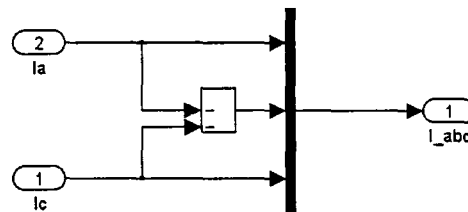


Figure 83 Bloc 'Ia+Ib+Ic=0'

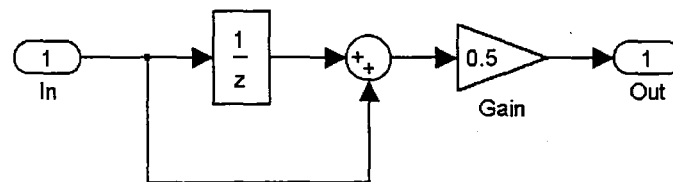


Figure 84 Bloc 'LPF'

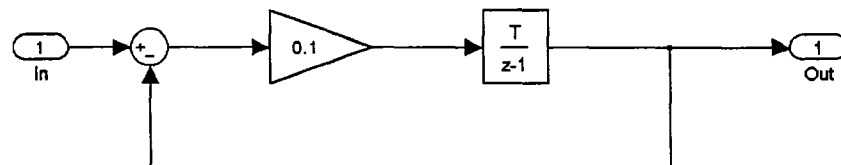


Figure 85 Bloc 'FILTRAGE'



Figure 86 Schéma du montage avec régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la technique SVPWM

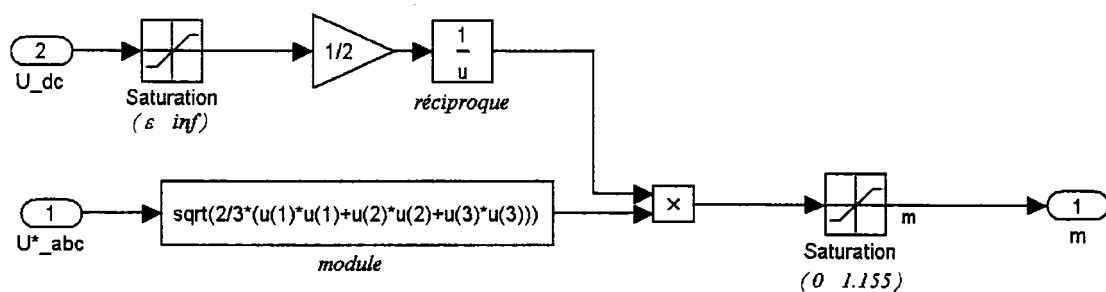


Figure 87 Bloc 'Division par Udc/2'

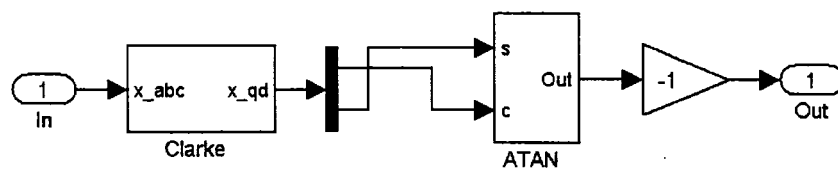


Figure 88 Bloc 'PHASE'

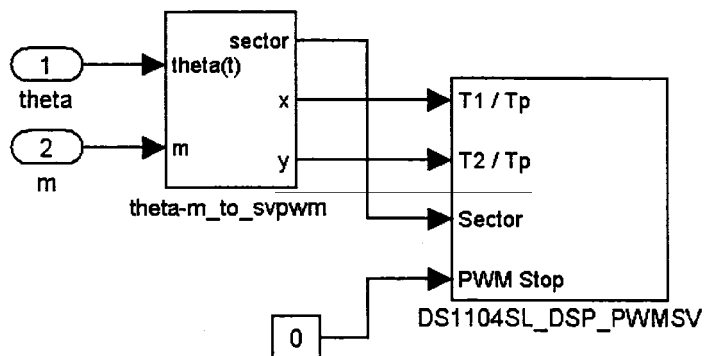


Figure 89 Bloc 'SVPWM'

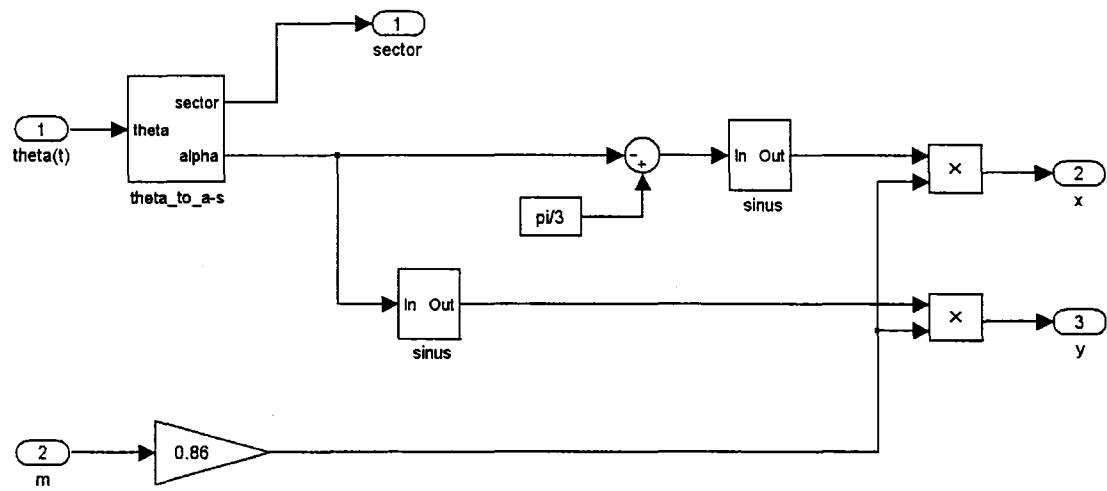


Figure 90 Bloc 'theta-m_to_svpwm'

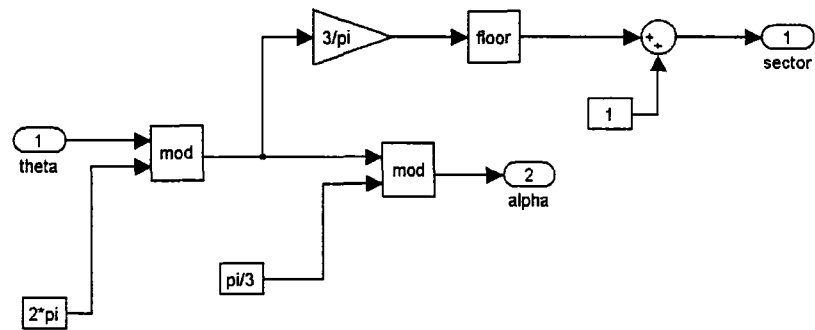
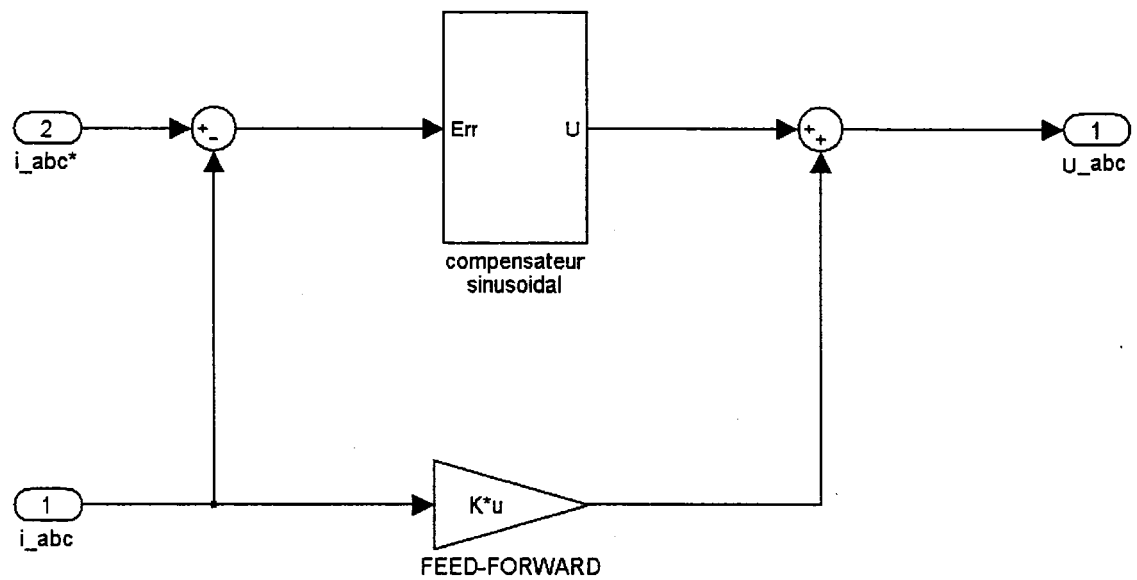


Figure 91 Bloc 'theta_to_a-s'

Blocs communs à SVPWM et SPWM :



$$K = [0, -w*L/\sqrt{3}, w*L/\sqrt{3}; w*L/\sqrt{3}, 0, -w*L/\sqrt{3}; -w*L/\sqrt{3}, w*L/\sqrt{3}, 0]$$

Figure 92 Bloc 'PICS & FF'

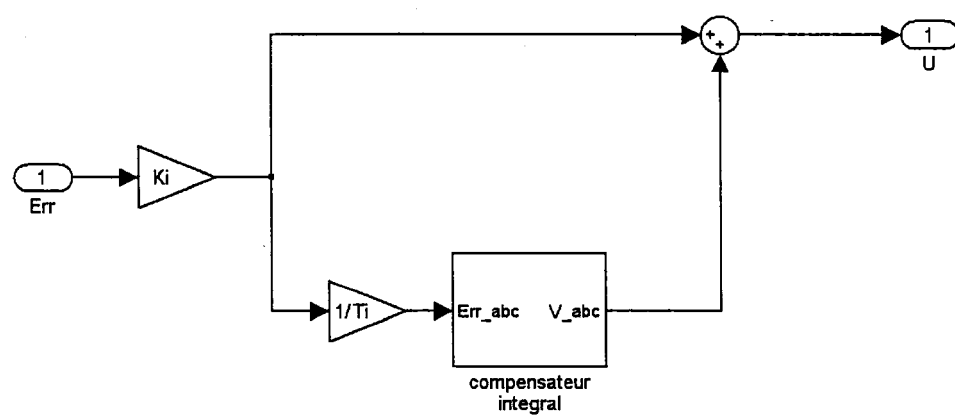


Figure 93 Bloc 'Compensateur sinusoidal'

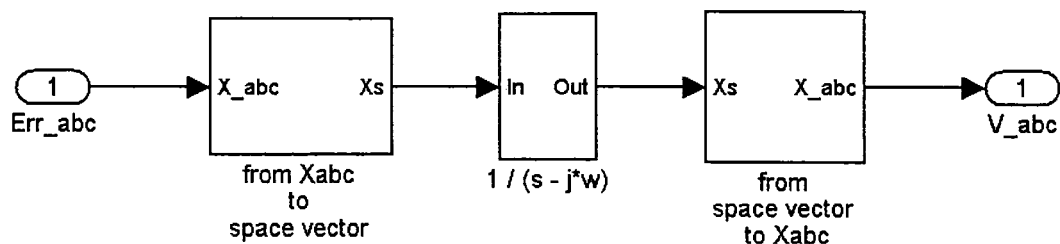
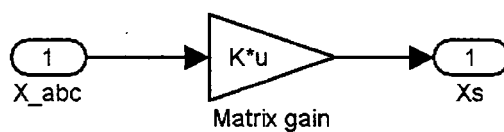


Figure 94 Bloc 'Compensateur intégral'



$$K = [1, \alpha, \alpha^2]$$

$$\alpha = -1/2 + j\sqrt{3}/2$$

Figure 95 Bloc 'From Xabc to space vector'

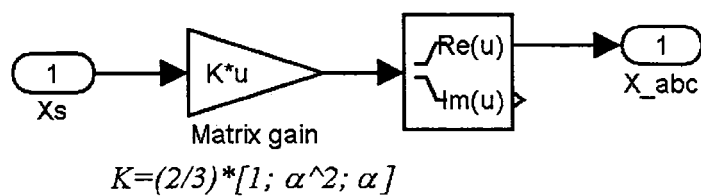


Figure 96 Bloc 'From space vector to Xabc'

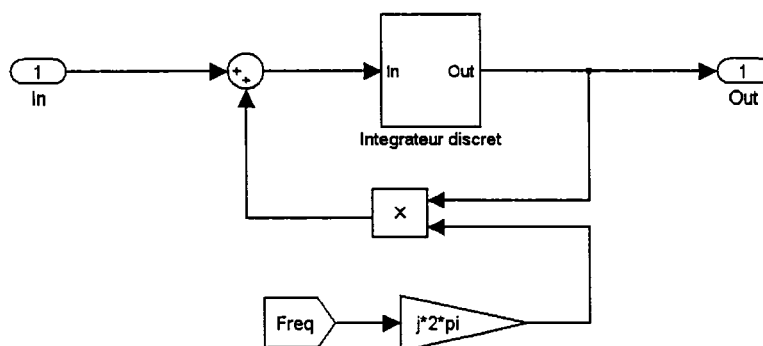


Figure 97 Bloc '1 / (s - j*w)'

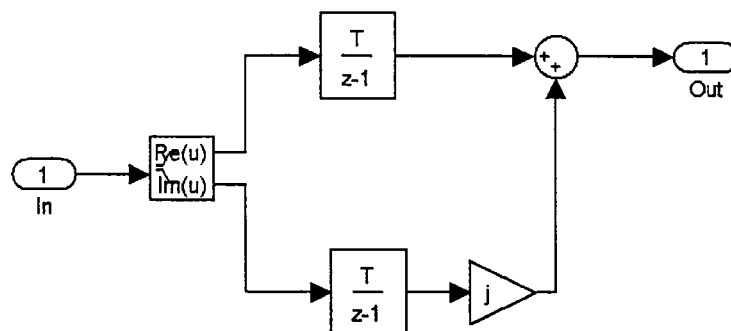


Figure 98 Bloc 'Intégrateur discret'

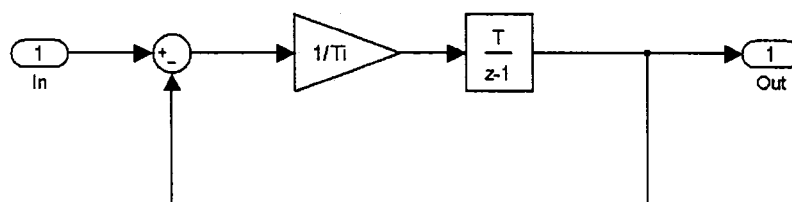


Figure 99 Bloc 'PRÉFILTRE'

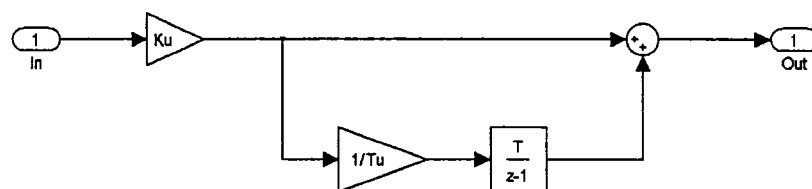


Figure 100 Bloc 'PI1'

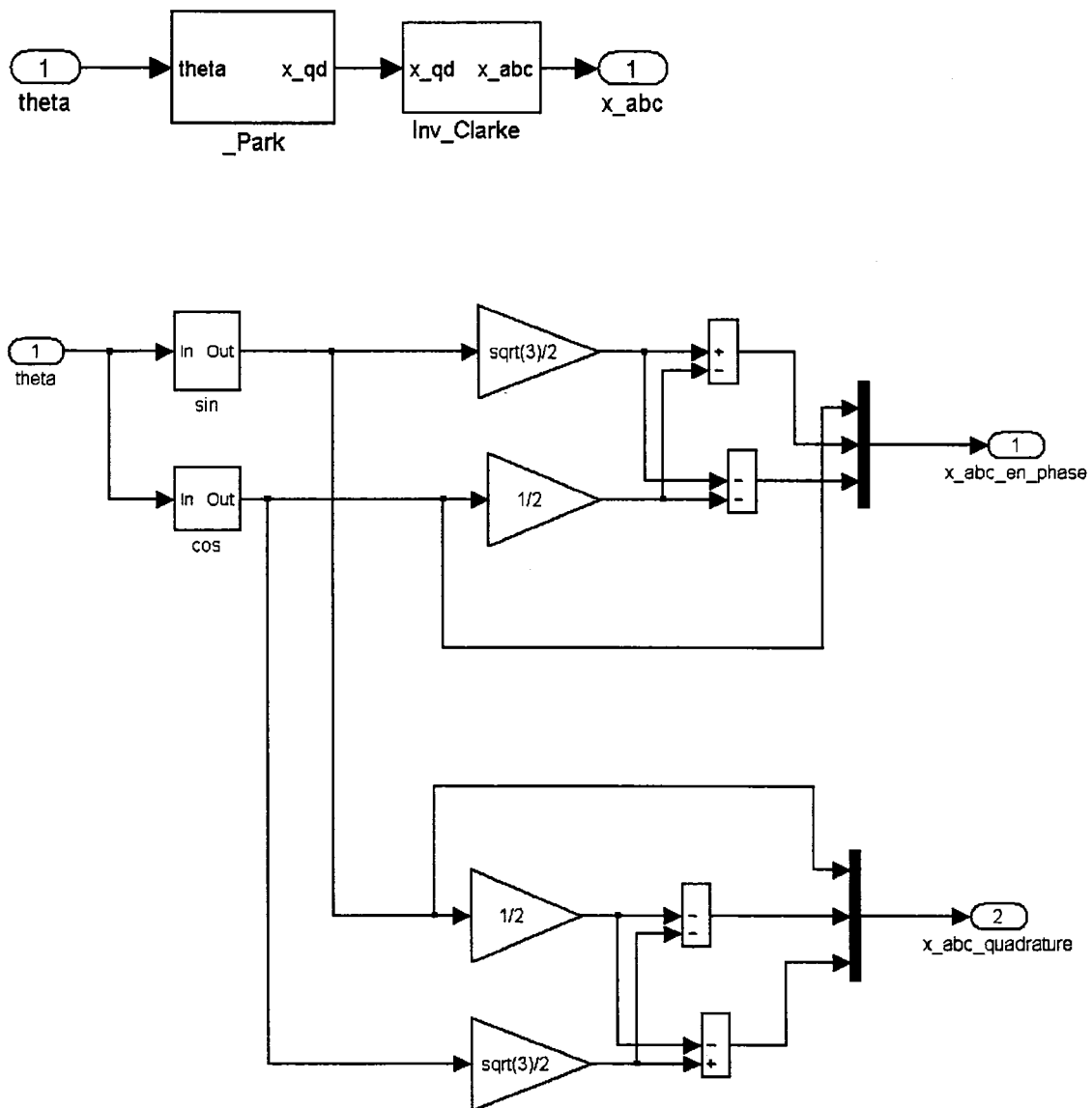


Figure 101 Bloc 'Source Unitaire triphasée'

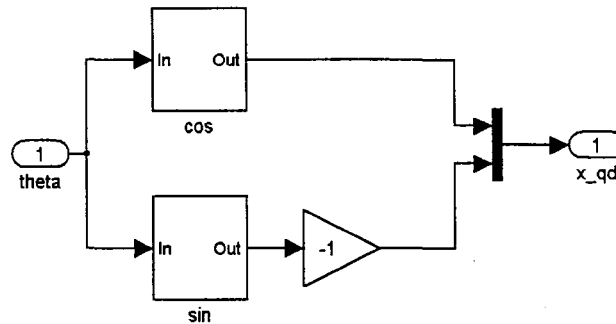


Figure 102 Bloc ‘_Park’

Montage 2 : régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la technique de modulation sinusoïdale (SPWM) :

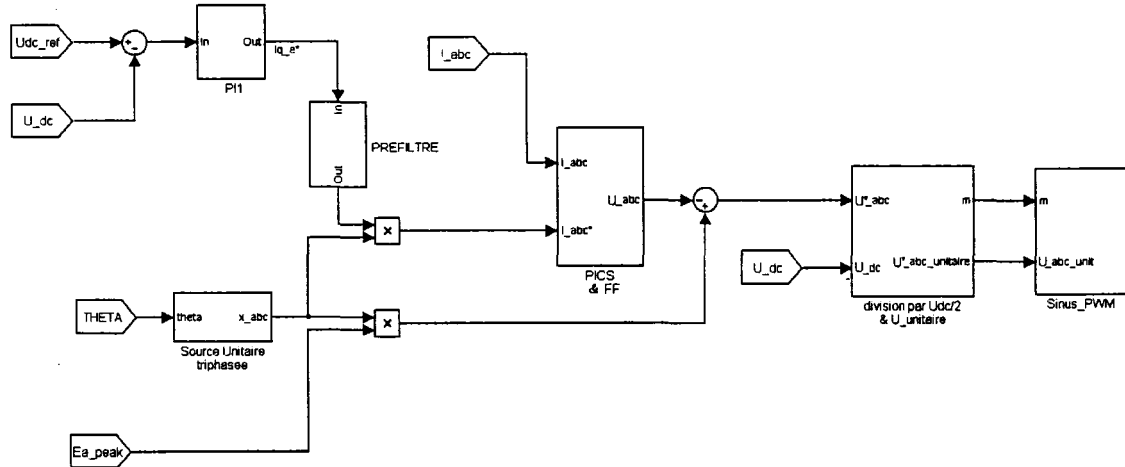


Figure 103 Schéma du montage avec régulateur basé sur un modèle interne sinusoïdal utilisant la technique SPWM

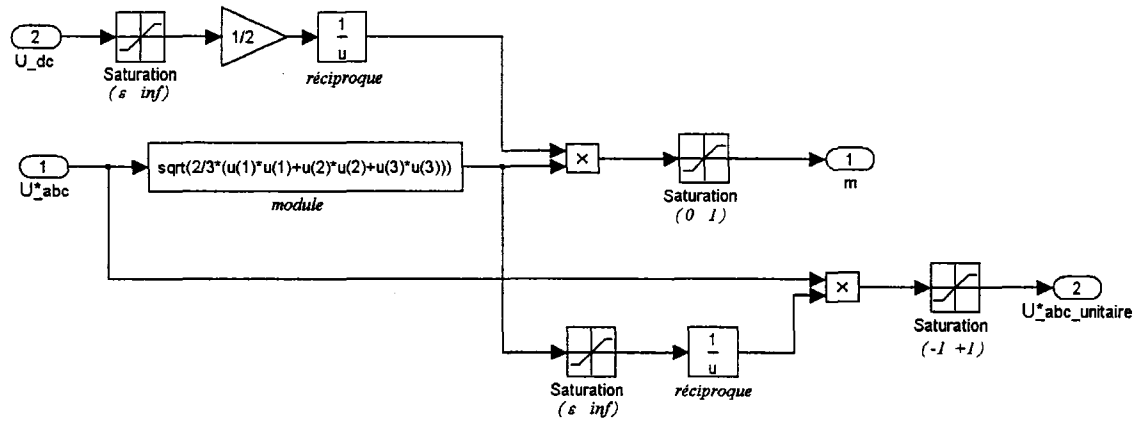


Figure 104 Bloc 'Division par Udc/2 & U_unitaire'

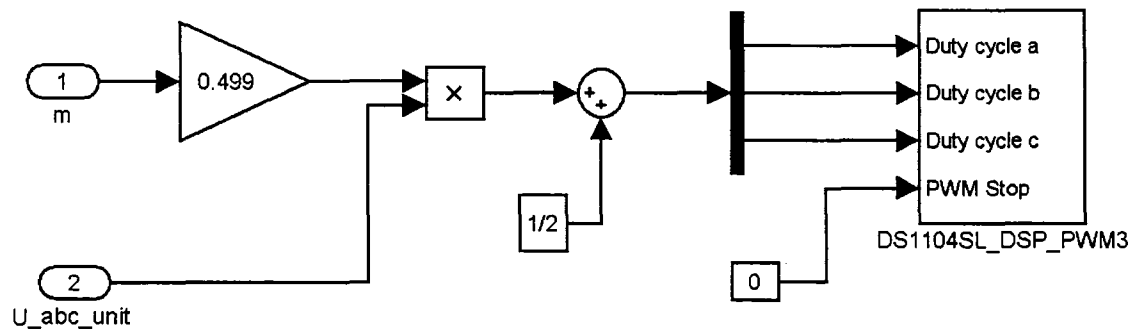


Figure 105 Bloc 'Sinus_PWM'

Montage 3 : régulateurs synchrones classiques

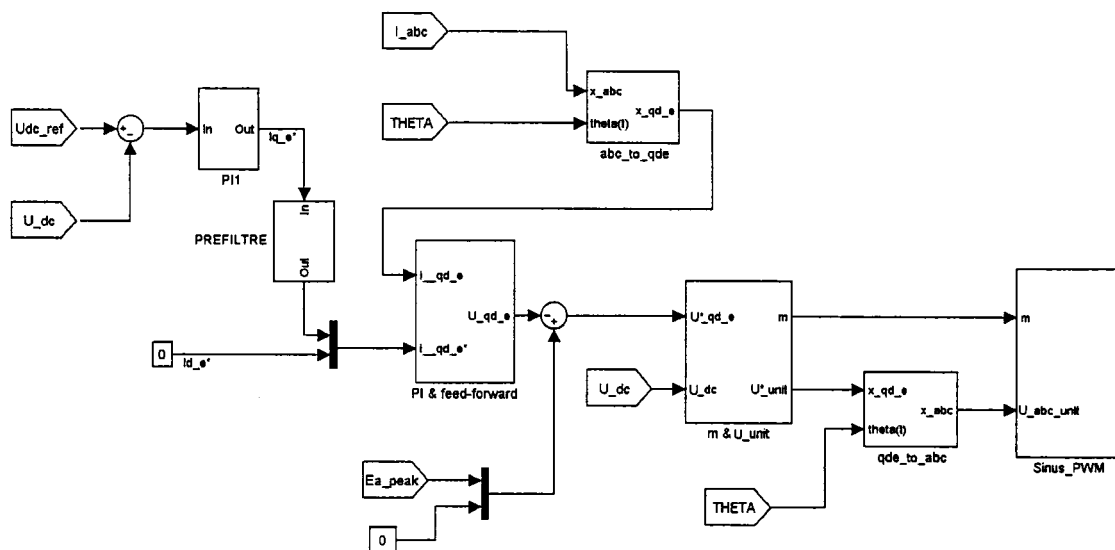


Figure 106 Schéma du montage avec régulateurs synchrones

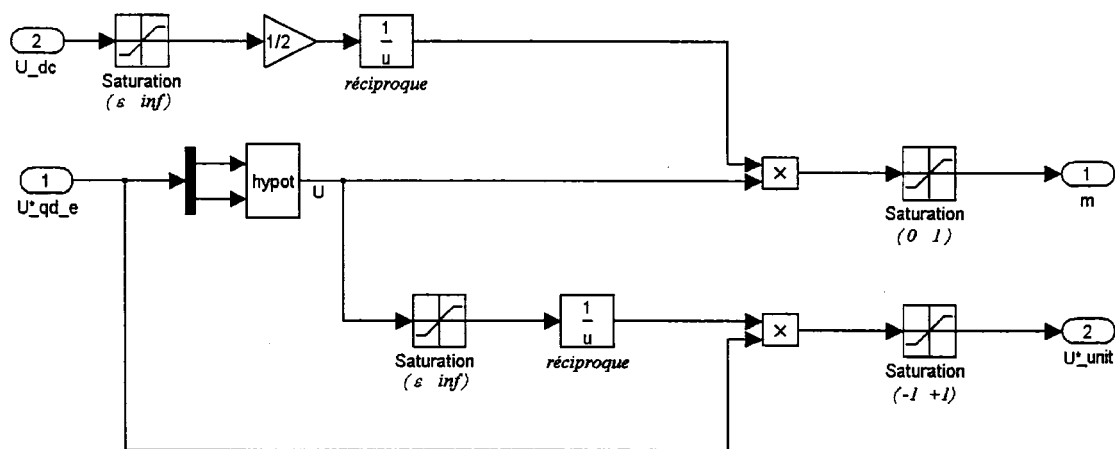


Figure 107 Bloc 'm & U_unit'

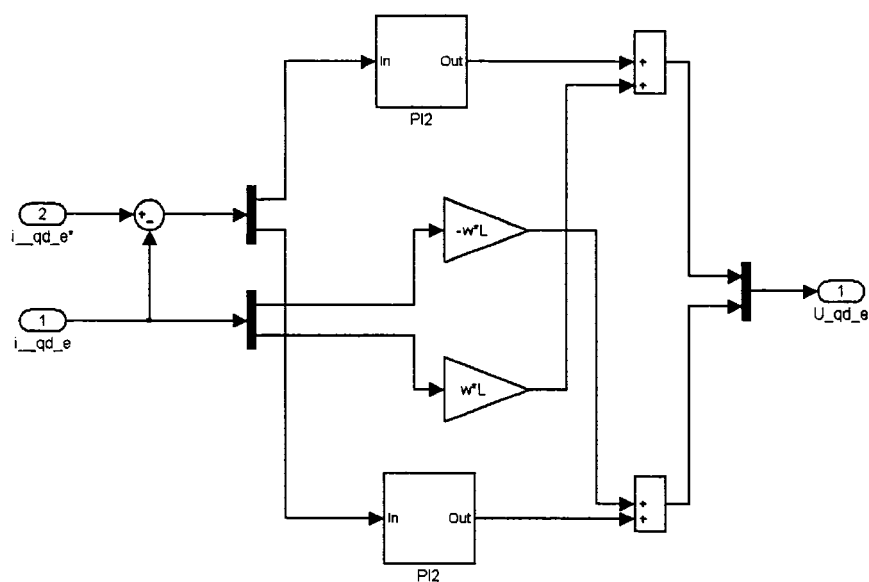


Figure 108 Bloc 'PI & feed-forward'

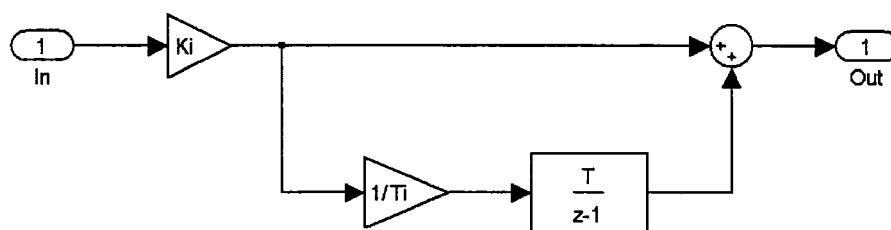


Figure 109 Bloc 'PI2'

Blocs de transformations de Park/Clarke :

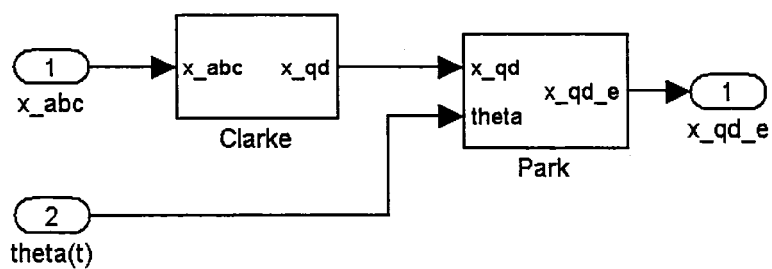


Figure 110 Bloc 'abc_to_qde'

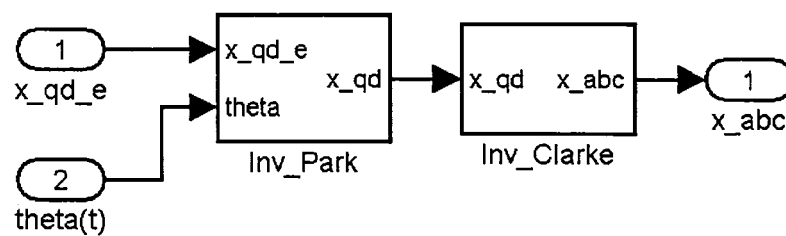


Figure 111 Bloc 'qde_to_abc'

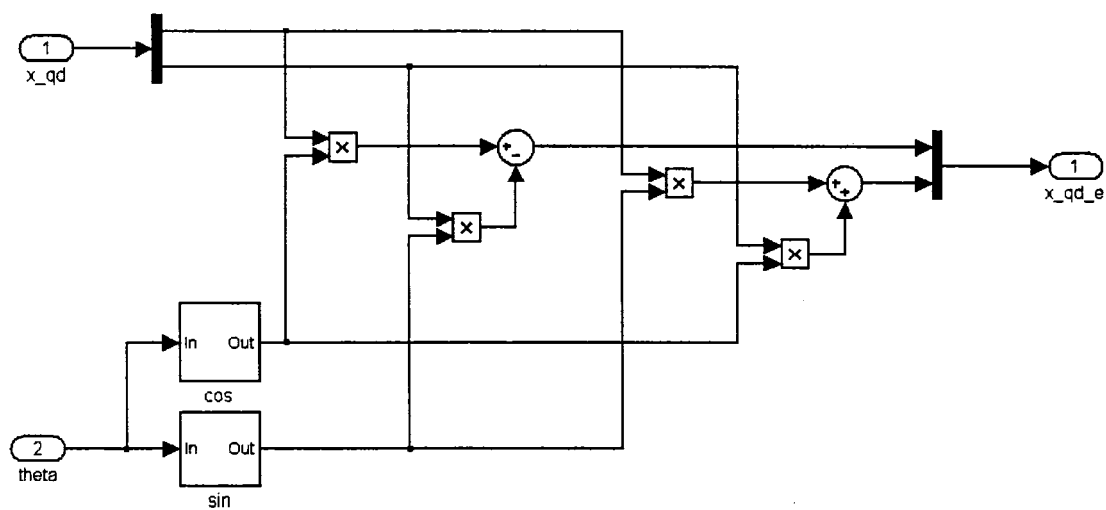


Figure 112 Bloc 'Park'

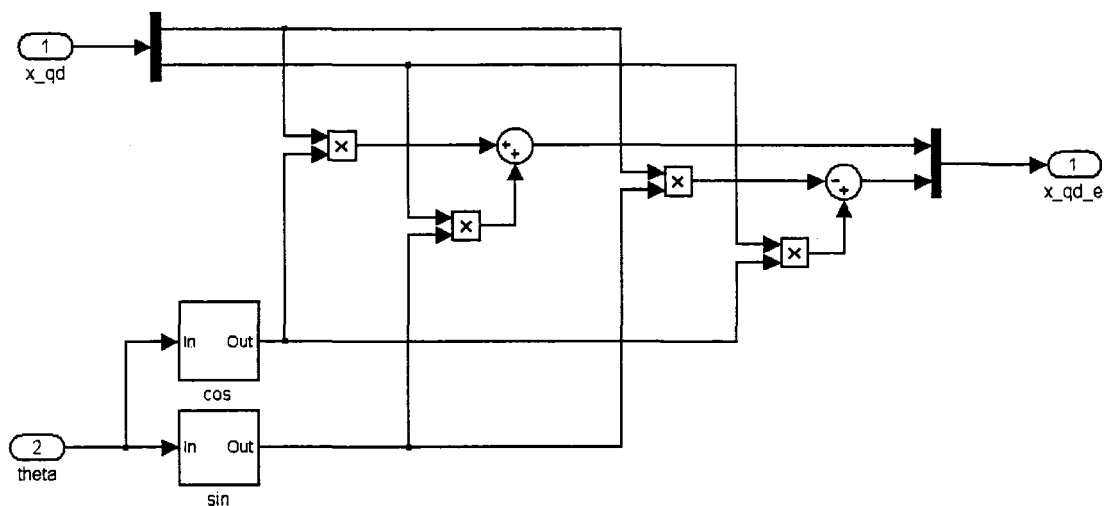
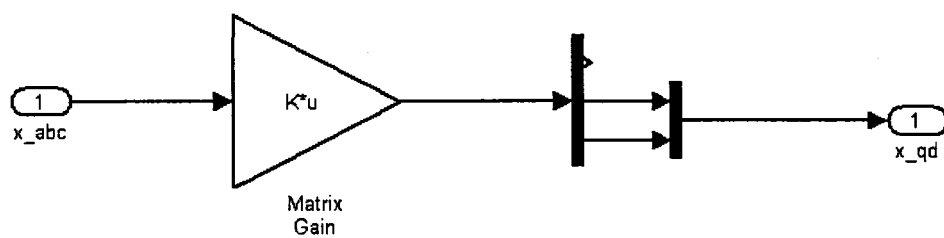
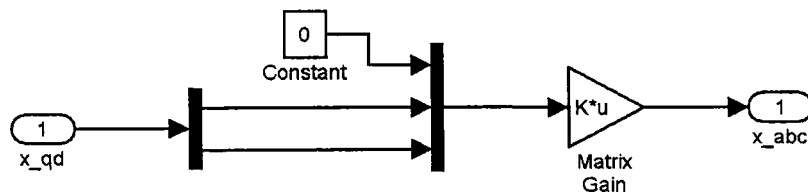


Figure 113 Bloc 'Inv_Park'



$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1 & -1/2 & -1/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Figure 114 Bloc 'Clarke'



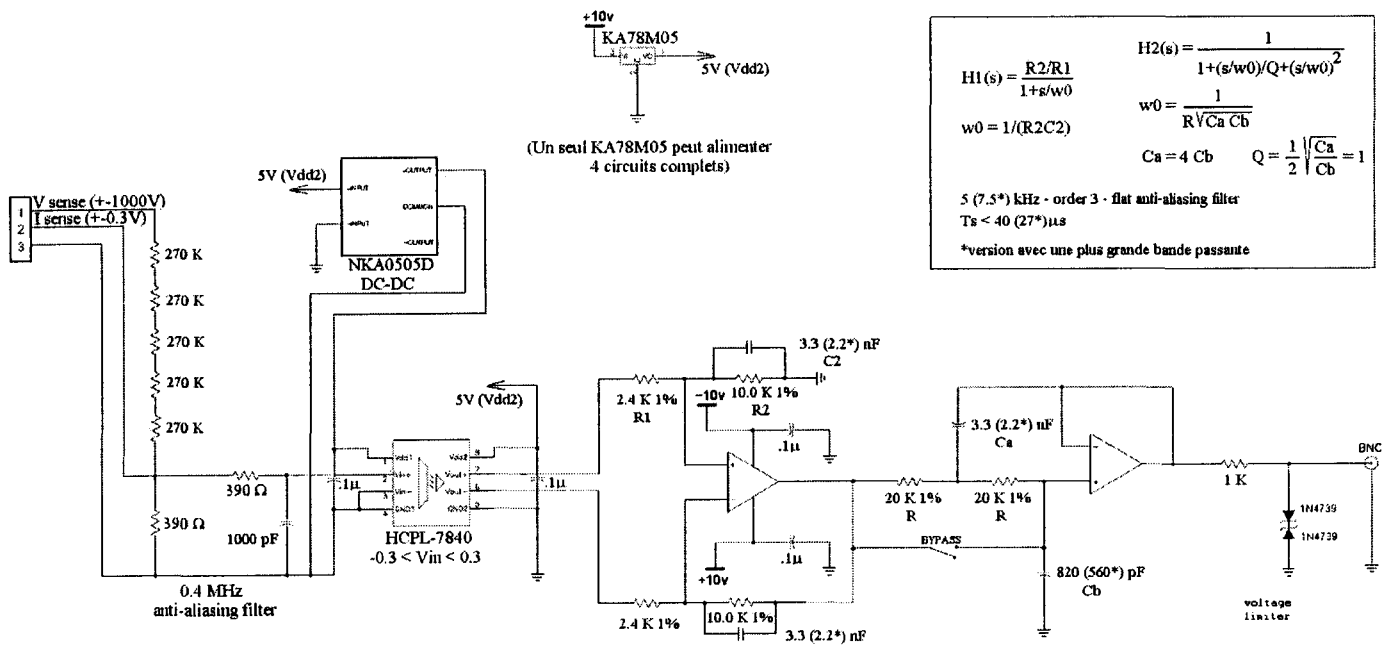
$$K = \left(\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1 & -1/2 & -1/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \right)^{-1}$$

Figure 115 Bloc 'Inv_Clarke'

ANNEXE 2

Capteurs de tension et de courant

Figure 116 Carte des capteurs de tension et de courant



Carte des capteurs de tension et de courant

ANNEXE 3

Mesure des marges de gain et de phase

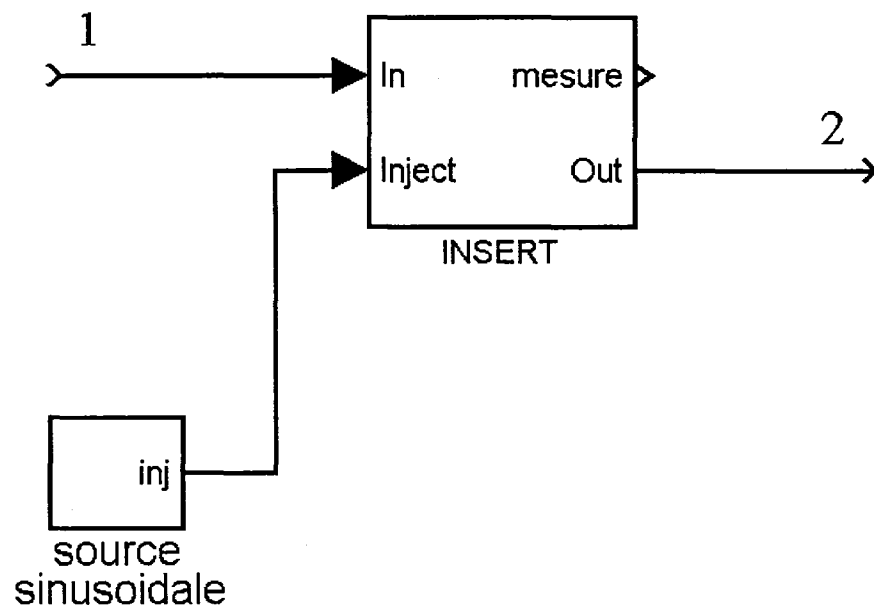
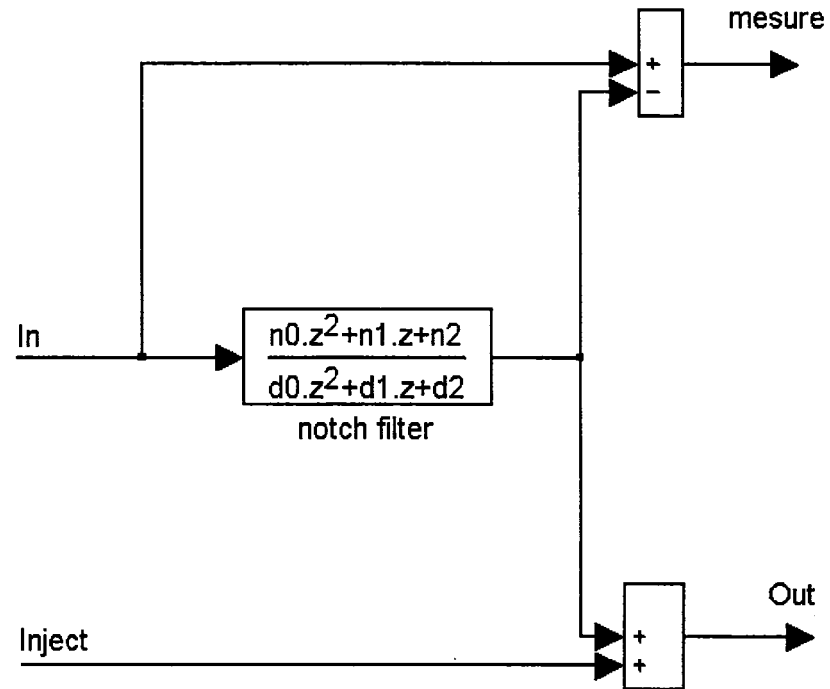
Mesure online des marges de stabilité

Figure 117 Diagramme de l'insert pour la mesure des marges de gain et de phase



$$c = \cot\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)$$

$$n_0 = Q(c^2 + 1)$$

$$n_1 = -2Q(c^2 - 1)$$

$$n_2 = Q(c^2 + 1)$$

$$d_0 = c^2 Q + c + Q$$

$$d_1 = -2Q(c^2 - 1)$$

$$d_2 = c^2 Q - c + Q$$

Figure 118 Bloc 'INSERT'

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sorensen and B. Bak-Jensen, "Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines," Riso National Laboratory, Denmark, Dec. 2001.
- [2] E. Bogalecka, "Power control of a double fed induction generator without speed or position sensor," in Proc. Conf. Rec. EPE Brighton, pt. 8, vol. 8, ch. 50, no. 377, 1993, pp. 224-228.
- [3] C. Knowles-Spittle, B. A. T. Al Zahawi and N. D. MacIsaac, "Simulation and analysis of 1.4 MW static Scherbius drive with sinusoidal current converters in the rotor circuit, " Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 456), pp. 617 - 621, 21-23 Sept. 1998.
- [4] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, vol. 143, pp. 231-241, May 1996.
- [5] Y. Tang and L. Xu, "A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generator system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, pp. 472-478, July 1995.
- [6] C. Wen-Song and T. Ying-Yu, "Analysis and design on the reduction of DC-link electrolytic capacitor for AC/DC/AC converter applied to AC motor drives, " Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, Volume 1, pp. 275 - 279 vol.1, 17-22 May 1998.
- [7] J.-S. Kim and S.-K. Sul, "New control scheme for ac\–dc\–ac converter without dc link electrolytic capacitor," IEEE Power Electron. Specialists Conf. Rec., pp. 300-306, 1993.
- [8] S. Kim, S. K. Sul, and T. A. Lipo, "AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 139-145, Jan./Feb. 2000.
- [9] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and N. Patriciu, "The tandem inverter: combining the advantages of voltage-source and current-source inverters," in Proc. APEC '98 Conf. Anaheim, CA, Mar. 1998, pp. 315-320.
- [10] R. Zhang, F. C. Lee, D. Boroyevich, and H. Mao, "New high-power, high-performance power converter systems," in Proc. IEEE PESC, 1998, pp. 8-14.

- [11] A. Shuster, "A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system," in Proc. IEEE PESC'98, 1998, pp. 714-720.
- [12] P. W. Wheeler and D. A. Grant, "A low loss matrix converter for AC variable-speed drive," Proc. EPE'93, vol. 5, pp. 27-32, 1993.
- [13] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and design of a 30-HP matrix converter," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 546-551, May/June 1992.
- [14] R. R. Beasant, W. C. Beattie, and A. Refsum, "An approach to realization of a high-power venturini converter," in Proc. IEEE PESC'90, 1990, pp. 291-297.
- [15] N. Burany, "Safe control of four-quadrant switches," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1989, pp. 1190-1194.
- [16] H. L. Hey, H. Pinheiro and J. R. Pinheiro, "A new soft-switching AC-AC matrix converter, with a single actived commutation auxiliary circuit, " Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, Volume 2, pp. 965 - 970 vol.2, 18-22 June 1995
- [17] B. H. Kwon, B. H. Min, and J. H. Kim, "Novel commutation technique of AC\AC converters," Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, pp. 295-300, July 1998.
- [18] D. Casadei, G. Serra and A. Tani, "Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp. 401-411, Volume: 45, Issue: 3, Jun 1998
- [19] D. Casadei, G. Serra and A. Tani, "A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters, " Power Electronics, IEEE Transactions on, pp. 882-891, Volume: 13, Issue: 5, Sep 1998
- [20] P. Enjeti and X. Wang, "A critical evaluation of harmonic generated by forced commutated cycle converter under unbalance," Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1162-1166, 1990.
- [21] P. Nielsen, D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance," Proc. PEDES'96 IEEE Int. Conf. New Delhi, India, pp. 794-800, Jan. 8-11, 1996.
- [22] J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, and E. Yamada, "Displacement angle control of matrix converter," in Proc. IEEE PESC'97, 1997, pp. 1033-1039.

- [23] L. Zhang, C. Watthanasarn and W. Shepherd, "Analysis and comparison of control techniques for AC-AC matrix converters, " *Electric Power Applications, IEE Proceedings-Volume 145, Issue 4*, pp. 284 - 294, July 1998
- [24] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, pp. 509-517, Volume: 32, Issue: 3, May/Jun 1996
- [25] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters\—A new breed of power converters," *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2348-2355, 1995.
- [26] M. Manjrekar and G. Venkataramanan, "Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters," in *Proc. IEEE PESC'96, 1996*, pp. 1013-1018.
- [27] M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, "Multilevel converter for high power ac drives: A review," in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics, 1993*, pp. 38-43.
- [28] S. K. Lim, J. H. Kim, and K. Nam, "A DC-link voltage balancing algorithm for three-level converter using the zero sequence current," in *Proc. 30th Annu. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'99), 1999*, pp. 1083-1088.
- [29] L. Wei, F. Li, and C. Li, "A direct power feedback method of a dual PWM three level voltage source converter system," in *Proc. 30th Annu. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'99), 1999*, pp. 1089-1094.
- [30] W. E. Brumsickle, D. M. Divan and T. A. Lipo, "Reduced switching stress in high-voltage IGBT inverters via a three-level structure, " *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual, Volume 2*, pp. 544 - 550 vol.2, 15-19 Feb. 1998
- [31] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Investigation on the clamping voltage stabilization of the three-level capacitor clamping inverter," in *Proc. IEEE PESC'99, 1999*, pp. 1059-1064.
- [32] E. Cengelci, P. Enjeti, B. Woo, F. Blaabjerg, and R. Theodorescu, "A new medium voltage PWM inverter system for adjustable-speed drives," in *Conf. Rec. IEEE-IAS '98, vol. 2, 1998*, pp. 1416-1423.
- [33] F. Z. Peng, J. W. Mckeever, and D. J. Adams, "A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems," in *Proc. Ind. Applicat. Soc. Annu. Conf., 1997*, pp. 1316-1321.
- [34] R. L. Steigerwald, "Power Electronic Converter Technology, ", *Proceedings of the IEEE, Volume 89, Issue 6, June 2001* pp. 890 – 897

- [35] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "A multilevel converter-based universal power conditioner," in Proc. 1999 IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp. 393-399.
- [36] J. Rodriguez, L. Moran, A. Gonzalez, and C. Silva, "High voltage multilevel converter with regeneration capability," in Proc. IEEE PESC'99, vol. 2, 1999, pp. 1077-1082.
- [37] J. Shen and N. Butterworth, "Analysis and design of a three-level PWM converter system for railway-traction applications," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 144, pp. 357-371, Sept. 1997.
- [38] C. Newton and M. Summer, "Neutral point control for multi-level inverters: Theory, design and operation limitations," in IEEE Ind. Applicat. Soc. Conf. Rec., 1997, pp. 1336-1343.
- [39] F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoevering, "A multilevel voltage-source converter system with balanced dc voltages," Conf. Rec. IEEE Power Electron. Specialists Conf., pp. 1144-1150, 1995.
- [40] Modern power electronics : evolution, technology, and applications / edited by B.K. Bose. Piscataway, N.J. IEEE Press N.Y. 1992.
- [41] R. West and K. Mauch, Y. C. Qin, N. Mohan and R. Bonn, "Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters: Summary Document," SAND2002-1085, april 2002.
- [42] De Doncker and R. Lyons, "The auxiliary resonant commutated pole converter," Proc. IEEE IAS Conf., pp. 1228-1235, 1990.
- [43] S. K. Sul and T. A. Lipo, "Design and performance of a high-frequency link induction motor drive operating at unity power factor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, pp. 434-440, May/June 1990.
- [44] N. Mohan, W. Sulkowski, P. Jose and T. Brekken, "Including Voltage Space Vector PWM in Undergraduate Courses", Department of Electrical Engineering, University of Minnesota.
- [45] V. Himamshu Prasad, "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for three-leg and four-leg voltage source inverters", Master Thesis, May 1997, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia.

- [46] J. M. Aller, A. Bueno and T. Paga, "Power system analysis using space-vector transformation," IEEE Trans. Power Systems. November 2002, Vol. 17, No. 4.
- [47] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter," IEEE Trans. Power Electron. Jan 1997, Vol. 12, pp. 116-123.
- [48] J.-W. Choi and S.-K. Sul, "Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using d-q axis cross-coupling," IEEE Trans. Power Electron. Jan 1998, Vol. 13, no. 1.
- [49] N. R. Zargari and G. Joos, "Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames," Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Volume 42, Issue 4, Aug. 1995 pp. 396 – 401
- [50] K.-H. Koh, H. W. Lee, K. Y. Suh, K. Takashi and K. Taniguchi, "The power factor control system of photovoltaic power generation system," Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka. Proceedings of the. Volume 2, 2-5 April 2002 pp. 643 - 646 vol.2
- [51] S.-H. Song, S. Kang and N.-K. Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE. Volume 1, 9-13 Feb. 2003 pp.154 - 158 vol.1
- [52] M. Malinowski and M. P. Kazmierkowski, "Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM boost rectifiers," EPE Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC'04, Sept. 2004, Riga, Latvia.
- [53] S. Fukuda and R. Imamura, "Application of a sinusoidal internal model to current control of three phase utility-interface-converters," Power Electronics Specialist, 2003. PESC 34th Annual Conference on. Volume: 3 , 15-19 June 2003, pp. 1301 - 1306 vol. 3
- [54] R. Thibault, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, "A new control algorithm for 3-phase pwm voltage source converters connected to the grid," IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2005 - CCECE2005, Saskatoon, Saskatchewan, Canada, May 1-4, 2005
- [55] R. Thibault, K. Al-Haddad, L. A. Dessaint, "Three phase grid connected converter with an efficient power flow control algorithm: Experimental validation," International Symposium on Industrial Electronics 2006 - ISIE2006, Montréal, Canada, July 9-13, 2006