

N° d'ordre : H 390

Rapport de Synthèse

présenté à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

En vue d'obtenir

L'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

par

Bruno FRANCOIS

Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille

**Conception des dispositifs de commande
des convertisseurs de puissance
par modulation directe des conversions
Perspectives pour l'insertion
de production d'énergie dispersée
dans les réseaux électriques**

Le 28 Octobre 2003, devant le Jury composé de :

MM.	Jean Paul LOUIS	Président
	Seddik BACHA	Rapporteur
	Maurice FADEL	Rapporteur
	Francis LABRIQUE	Rapporteur
	Robert BAUSIERE	Examineur
	Christian ROMBAUT	Examineur
	Jean Paul HAUTIER	Examineur

PREAMBULE

Dans ce document, je retrace mes activités d'enseignement effectuées depuis mon arrivée à l'Ecole Centrale de Lille comme Maître de Conférences ainsi que mes activités de recherche menées au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d' Electronique de Puissance de Lille (L2EP).

La première partie permettra de préciser mon cursus universitaire, mes activités d'enseignement et le déroulement de ma carrière au sein du L2EP.

La seconde et majeure partie de ce mémoire est consacrée à un bilan de mes activités de recherche.

Tout d'abord un mémorandum scientifique dressant un bilan non exhaustif des travaux menés dans les trois thèmes de recherche suivant: la modélisation et la conception des dispositifs de modulation et de commande des convertisseurs conventionnels de puissance, la commande des convertisseurs multiniveaux et la modélisation des composants énergétiques dans les réseaux électriques.

Tout d'abord un mémorandum scientifique dresse un bilan non exhaustif des travaux menés sur la conception des dispositifs de commande des convertisseurs conventionnels de puissance par modulation directe des conversions électriques. Ensuite, ce principe de commande est étendu à la commande des convertisseurs multiniveaux. La dernière partie dresse un bilan des travaux concernant la modélisation et l'influence des générateurs dispersés reliés aux réseaux électriques par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Enfin, des perspectives pour améliorer l'intégration d'unités de production décentralisées sont explicitées.

Ces avancées n'auraient pas vu le jour sans la participation d'autres enseignants-chercheurs, doctorants et étudiants ainsi que la mise à disposition de financements publics et privés. C'est pourquoi ma participation à l'administration de l'ensemble est ensuite expliquée dans la troisième et dernière partie de ce document. Ma contribution à ce bilan scientifique y est mise en évidence ainsi que la bibliographie qui s'y rattache. Ses références ont été notées entre crochet et en caractères gras dans tout ce document.

REMERCIEMENTS

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur Maurice FADEL, de l'Institut Polytechnique de Toulouse, Monsieur le Professeur Seddik BACHA, de l'Université Joseph Fourier de Grenoble et Monsieur le Professeur Francis LABRIQUE, de l'Université Catholique de Louvain (Belgique), aient accepté la charge de juger ce mémoire. Leur compétence en matière de commande et de modélisation des convertisseurs font que leur présence est pour moi une véritable caution scientifique. Je les remercie chaleureusement pour leur dévouement.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Jean Paul LOUIS, de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Monsieur le Professeur BAUSIERE, de l'Université des Sciences et Technologies de Lille et à Monsieur le Professeur Christian ROMBAUT professeur et directeur du Centre d'Enseignement et de Recherche ENSAM de Lille pour la confiance et l'honneur qu'ils m'accordent en acceptant de participer à ce jury.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER, directeur de la recherche à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers de Lille et directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP), pour ses conseils, ses nombreux encouragements et la très grande liberté qu'il m'a accordée dans l'encadrement des divers travaux de recherche que j'ai conduits.

Mes remerciements vont également :

à Monsieur le Professeur Pascal BROCHET, de l'Ecole Centrale de Lille, pour les conditions de travail qu'il met à la disposition des chercheurs,

aux enseignants/chercheurs de l'Ecole Centrale de Lille et du L2EP pour les nombreux échanges scientifiques et les différents projets menés ensemble. La complémentarité des idées échangées a également largement contribué à l'aboutissement des travaux ici présentés.

à Virginie DUBOIS, Xavier CIMETIERE, Simon THOMY, Christophe RYMEK pour la précieuse aide administrative et technique qu'ils apportent aux chercheurs.

Je ne saurais terminer ces remerciements sans mentionner ma famille et mes amis, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements. Enfin, ma pensée va à Magali, mon épouse, dont la patience et la compréhension m'ont permis de mener à bien ce travail.

SOMMAIRE

PARTIE 1 : LE PARCOURS

1 C.V.....	11
2 Activités d'enseignement.....	13
3 Activités de recherche	15

PARTIE 2 : SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE

Chapitre 1 : COMMANDE DES CONVERTISSEURS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE PAR MODULATION DIRECTE DES CONVERSIONS ELECTRIQUES

1 Introduction	20
2 L'héritage	21
2.1 Décomposition fonctionnelle.....	21
2.2 Modélisation des convertisseurs à topologie matricielle	23
2.2.1 Présentation et notations.....	23
2.2.2 Matrice de conversion	24
2.2.3 Relations de conversion.....	25
2.2.4 Le modèle de connaissance	25
2.2.5 Les modèles moyens.....	27
2.2.6 Représentation sous la forme d'un Graphe Informationnel Causal (G.I.C.)	28
2.2.7 Application à la modélisation de l'onduleur tripasé à source de tension.....	29
3 La modulation directe des conversions.....	31
3.1 Architecture pour la commande des convertisseurs de puissance	31
3.2 Le Modulateur de Largeur et de Position d'Impulsions : M.L.P.I.	32
3.3 Le générateur de connexion.....	34

4 Application à la modulation directe des conversions d'un onduleur triphasé.....	35
4.1 Introduction.....	35
4.2 Modèle équivalent aux conversions moyennes.....	35
4.3 Organisation du système de commande.....	36
4.3.1 Inversion des causalités.....	36
4.3.2 Contrôle des tensions simples et linéarisation dynamique.....	36
4.3.3 Le modulateur de conversion.....	37
4.3.4 Le générateur de connexion.....	39
4.4 Implantation d'une modulation symétrique.....	39
4.4.1 Principe.....	39
4.4.2 Résultats.....	41
4.5 Conclusion.....	43
5. Modulateur de conversion avec des porteuses décalées.....	44
6. Application aux convertisseurs polyphasés.....	44
6.1 Introduction.....	44
6.2 Modélisation de l'onduleur pentaphasé.....	45
6.2.1 Topologie du convertisseur pentaphasé.....	45
6.2.2 Modélisation du convertisseur pentaphasé.....	45
6.2.3 Contrôle de l'onduleur pentaphasé.....	46
6.2.3.1 <i>G.I.C. de l'onduleur pentaphasé.....</i>	<i>46</i>
6.2.3.2 <i>Contrôle des tensions composées.....</i>	<i>46</i>
6.2.3.3 <i>Modulation des conversions.....</i>	<i>47</i>
6.3 Commande de deux machines asynchrones alimentées par un onduleur pentaphasé.....	48
6.3.1 Description du système d'alimentation.....	48
6.3.2 Description des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM).....	49
6.3.3 Commande découplée des deux moteurs à induction.....	49
6.3.4 Synthèse des résultats.....	50
6.4 Alimentation d'une machine asynchrone.....	51
6.4.1 Description.....	51
6.4.2 Analyse SMM.....	51
6.4.3 Contrôle simultané des courants de la machine et du réseau.....	51
6.4.4 Analyse des performances.....	52
6.5 Contraintes et comparaison avec l'utilisation d'un double onduleur triphasé.....	53
7. Conclusion.....	53
8. Bibliographie du chapitre 1.....	54

Chapitre 2 :

CONCEPTION DES DISPOSITIFS DE MODULATION ET DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

1 Le contexte.....	58
2 Contrôle par modulation directe des largeurs et des positions des impulsions	59
2.1 Modélisation généralisée	59
2.2 Applications aux hacheurs à trois niveaux.....	60
2.2.1 Principe	60
2.2.2 Topologie buck à potentiel distribué	61
2.2.2.1 Principe et modélisation	61
2.2.2.2 Modulation équilibrée et génération d'ondes multiniveaux	62
2.2.2.3 Système de commande par modulation directe des conversions.....	62
2.2.2.4 Contrôle des conversions.....	63
2.2.2.4.1 Stratégie pour l'équilibrage	63
2.2.2.4.2 Modulation EN plein niveau	64
2.2.2.4.3 Modulation en demi niveau.....	64
2.2.2.5 Résultats expérimentaux.....	65
2.2.3 Topologie buck à cellules imbriquées	65
2.2.3.1 Principe et modélisation	65
2.2.3.2 Conception du système de commande par modulation directe des conversions	67
2.2.3.3 Contrôle des conversions.....	67
2.2.3.4 Résultats de simulation	67
2.2.4 Extension de ces résultats aux topologies boost	68
3 Modulation directe par préformation de l'onde multiniveau	69
3.1 Principe	69
3.2 Application aux topologies hacheur à quatre niveaux	69
3.2.1 Introduction	69
3.2.2 Caractéristiques communes	70
3.2.3 Topologies nécessitant plusieurs redresseurs	71
3.2.4 Hacheur multiniveau à cellules imbriquées	72
3.2.4.1 Principe et modélisation	72
3.2.4.2 Contrôleur de connexion.....	73
3.2.4.3 Résultats de simulation	74
3.2.5 Topologie hybride	74
3.2.5.1 Principe et modélisation	75
3.2.5.2 Contrôleur de connexion.....	75
3.2.5.3 Résultats de simulation	75
3.2.6 Comparaison et discussion	76
4 Dispositif pour la reconfiguration des commandes en cas de défauts	76
4.1 Introduction.....	76
4.2 Onduleur monophasé à potentiel distribué	77
4.2.1 Principe et modélisation	77
4.2.1.1 Modélisation de la Partie Commande.....	77
4.2.1.2 Modélisation de la Partie Opérative.....	78
4.2.2 Synthèse des commandes par modulation directe des conversions	79
4.2.3 Fonctionnement normal en multiniveau	80
4.2.4 Le contrôleur de conversion	81
4.2.4.1 Modulation en demi-niveau.....	81
4.2.4.2 Modulation en plein niveau.....	81
4.2.4.3 Architecture du microcontrôleur.....	81
4.2.5 Fonctionnement en cas de défauts	82

4.2.6 Résultats expérimentaux.....	83
4.2.7 Conclusion.....	84
4.3 Extension à l'onduleur monophasé à cellule imbriquée	84
4.3.1 Principe	84
4.3.2 Modélisation.....	84
4.3.3 Système de commande par modulation directe des conversions	84
4.3.4 Le contrôleur de connexion	86
4.3.5 Résultats de simulation.....	86
4.3.6 Conclusion.....	87
5 Contrôle vectoriel d'un onduleur triphasé multiniveau par modulation directe des conversions	87
5.1 Introduction.....	87
5.2 Principe et modélisation.....	87
5.3 Système de commande par modulation directe des conversions	89
5.3.1 Architecture	89
5.3.2 Modulation vectorielle des conversions	89
5.4 Equilibrage du diviseur capacitif	90
5.5 Résultats expérimentaux	92
6 Conclusion générale.....	93
7 Bibliographie du chapitre 2	94

Chapitre 3 :

MODELISATION ET IMPACT DES GENERATEURS DISPERSES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

1 Introduction	98
1.1 Le contexte.....	98
1.2 Les restructurations au sein du laboratoire	99
2 Travaux réalisés au sein du C.N.R.T.	99
2.1 Présentation du projet Futurelec 1	99
2.2 Les opérations STATICOM et DYNACOM.....	100
2.2.1 Objectifs	100
2.2.2 L' intégration des connaissances.....	101
2.2.2.1 <i>Contraintes sur la structuration des modèles à développer</i>	101
2.2.2.2 <i>Les méthodologies de modélisation</i>	101
2.2.2.3 <i>Les différentes classes de modèle</i>	102
2.3 Modélisation de différentes technologies de générateurs éoliens sur un réseau moyenne-tension	104
2.3.1 Présentation de la thématique	104
2.3.2 Modélisation d'une centrale d'éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à cage	105
2.3.3 Modélisation d'une éolienne constituée d'une machine asynchrone à double alimentation.....	105
2.3.4 Perspectives	107
2.4 Modélisation de différents générateurs dispersés sur un réseau basse tension.....	108
2.4.1 Présentation de la thématique	108
2.4.2 Modélisation d'une centrale solaire	109
2.4.3 Intégration de la centrale solaire dans un réseau basse tension	110
2.4.4 Evaluation de l'impact de la connexion de la centrale solaire	111
2.4.5 Perspectives	112
3 Les perspectives de recherche	112
3.1 Solutions pour l'intégration de productions décentralisées.....	112
3.2 L'interconnexion par convertisseurs de puissance	113
3.2.1 Contrôle local et participation à la gestion du réseau	113
3.2.2 Convertisseur de puissance ac/ac relié par transformateur	113
3.2.3 Couplage direct sur les réseaux MT	114
3.3 Architectures de réseaux pour la production décentralisée.....	115
3.3.1 Le but	115
3.3.2 Nouvelles architectures de réseau.....	116
4 Bibliographie du chapitre 3	117

<p style="text-align: center;">PARTIE 3 : ENCADREMENTS, TRANSFERT, ACTIVITES COLLECTIVES, TRAVAUX</p>
--

1 Activités d'encadrement.....	121
2 Liaisons avec les autres opérations de recherche du laboratoire.....	122
3 La valorisation	123
3.1) Le transfert industriel.....	123
3.2) La diffusion vers l'enseignement	124
3.3) Participation aux programmes nationaux de recherche	124
3.4) Collaborations inter-laboratoires	126
4 Le rayonnement	126
4.1) Participation à des jurys de doctorat.....	126
4.2) Examen d'articles et organisation de sessions	127
4.3) Conférence invitée	127
5 Responsabilités diverses	127
6 Bibliographie personnelle	129

Partie I :

LE PARCOURS

« Ne parlez jamais de vous, ni en bien, car on ne vous croirait pas, ni en mal car on ne vous croirait que trop. »
CONFUCIUS

ETAT CIVIL

Nom : FRANCOIS
 Prénom: Bruno, Pascal
 Date et lieu de naissance : 19 Janvier 1969 à Saint Amand les Eaux (59 Nord)
 Nationalité: Française

Fonction : Maître de Conférences
 Etablissement: Ecole Centrale de Lille
 Cité Scientifique, B.P.48
 59651 Villeneuve d'Ascq

Laboratoire: Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille :
 L2EP

Tél : 03 20 33 54 59
 Fax : 03 20 33 54 54
 E_mail : bruno.francois@ec-lille.fr
 Web labo : <http://www.univ-lille1.fr/l2ep/>
 Web perso : <http://www.univ-lille1.fr/l2ep/c-br-fr.htm>

FORMATION**1996: DOCTEUR de l'Université des Sciences et Technologies de Lille**Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

Mention très honorable avec les félicitations du jury

Université des Sciences et Technologies de Lille

Titre de la thèse : *“Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes
 appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle”*

Rapporteurs : C. Iung, J. Faucher et J.P. Louis Examineurs : C. Glaize, R. Bausière et J.P. Cambronne

Président : P. BorneDirecteur de thèse : J.P. HautierLaboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance : L2EP, *Ecole Centrale de Lille***1992: D.E.A. PRODUCTIQUE : Automatique et Informatique Industrielle**

Mention: Assez Bien

Université des Sciences et Technologies de Lille

Sujet de recherche : *“Application des réseaux de neurones à la commande de processus industriels”*

Laboratoire d'Automatisme et d'Informatique Industrielle de Lille : LAIL,
Ecole Centrale de Lille

1991: MAITRISE E.E.A.*U.F.R. d' I.E.E.A., Université des Sciences et Technologies de Lille***1989: D.U.T. GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE,**

Option Electronique

*I.U.T. 'A', LILLE 1***B.T.E.C. Certificate of achievement in COMMERCIAL ENTERPRISE**

(Industrial Organisation, Management and Marketing)

LEEDS POLYTECHNICS, U.K.

EXPERIENCE PROFESSIONNELLE

01/09/1996-... : Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille

1995-1996 : Attaché Temporaire à l'Enseignement et à la Recherche
Ecole Centrale de Lille (département : Institut en Génie Informatique et Industriel)

1993-1995 : Moniteur C.I.E.S.
Ecole Centrale de Lille

1992-1988 : Divers emplois saisonniers en entreprise

2 ACTIVITE D' ENSEIGNEMENT

De 1993 à 1995, alors que je préparais le doctorat de Génie Electrique de l'Université de Lille 1, j'ai bénéficié d'un poste de moniteur à l'Ecole Centrale de Lille (E.C.L.). Mes premières expériences pédagogiques furent donc des Travaux Pratiques sur les machines électriques et des Travaux Dirigés en analyse numérique. Et puis, ayant à l'époque introduit au laboratoire le logiciel Matlab et son interface graphique SIMULINK pour la simulation, j'ai créé des Travaux Dirigés et Pratiques sur la simulation et la conception assistée par ordinateur d'algorithmes de contrôle des systèmes électriques. J'ai également participé au suivi et guidé un élève ingénieur sur son projet concernant l'implantation d'un algorithme de contrôle d'un redresseur par M.L.I. sur un micro contrôleur. C'est au cours de ces années que véritablement ma passion pour l'enseignement se révéla en moi grâce aux stages de formation en pédagogie du C.I.E.S.. A l'époque nous fûmes donc les premiers doctorants lillois initiés aux techniques de communication verbale et non-verbale, à l'utilisation des outils multimédia, à la mise en situation déstabilisante, à la médiation et à la sophrologie. Ces formations furent très pertinentes tant sur le point de vue de l'art de transmettre un savoir que sur la manière de le faire. A l'issue de cette formation nous étions tous déterminés à faire notre carrière professionnelle dans l'enseignement.

Celle-ci se poursuivit au cours de l'année universitaire 1995-1996 en tant qu'Attaché Temporaire à l'Enseignement et à la Recherche à l'Ecole Centrale de Lille. Ceci m'a permis de découvrir l'Institut en Génie Informatique et Industriel (IG2I), une formation d'ingénieur par alternance sur une durée de cinq ans, créée trois années auparavant par l'E.C.L. A l'époque, le manque d'enseignants se faisant cruellement sentir, et, pour faire face aux "obligations" des emplois du temps, la stratégie était d'affecter deux enseignants par thématique de cours. Ceci m'a permis d'approfondir de nombreux domaines de l'électronique à l'électrotechnique mais, en contre partie, d'en payer le coût en terme d'efforts et de temps consacrés. Citons :

- Les travaux dirigés et Pratiques en Electronique 1^{ère} Année et 2^{ème} Année
- Les travaux dirigés et Pratiques en Electricité 1^{ère}, 2^{ème}, 3^{ème} et 4^{ème} Année
- Les travaux pratiques de Logique
- Les travaux dirigés et Pratiques de D.A.O.
- Les suivis des projets 2^{ème} Année, les suivis des stages en entreprise.

En septembre 1996, j'ai été recruté sur un poste de Maître de Conférences à l'E.C.L, dès lors, ceci me permettait de participer au développement des enseignements à IG2I. Fort de l'expérience acquise lors des nombreuses heures de TP, je me suis donc mis à réécrire les sujets de TP de manière à ce qu'ils correspondent le plus fidèlement aux maquettes utilisées mais également de manière à rendre les élèves les plus autonomes dans leurs découvertes expérimentales. Le résultat se chiffre à 350 pages de sujet regroupant :

- 3 fascicules d'Electricité (2^{ème}, 3^{ème}, 4^{ème} Année),
- 1 fascicule d'Electricité et d'Electronique (1^{ère} Année),
- 2 fascicules d'Electronique (1^{ère} et 2^{ème} Année)

Les premières années ont continué à être marquées par une charge importante d'enseignement que je ne détaillerai pas pour plutôt faire ressortir certains aspects me paraissant plus importants.

En effet depuis l'obtention de la Prime d'Encadrement Doctoral et de Recherche, mon activité a été modifiée dans son contenu et sa forme pédagogique.

Pour les élèves de 5^{ème} année, j'ai créé un cours qui porte sur l'étude des processeurs numériques de signaux (DSP). J'effectue également les TD relatifs à ce cours et suis auteur du TP qui s'y rapporte. A ce niveau, un effort pédagogique a été entrepris afin de sensibiliser les élèves aux traitements proprement dits réalisés sur les données numériques, compte tenu des évolutions constamment présentes sur le marché des processeurs de signaux.

En 5^{ème} année, j'ai également créé un cours (ainsi que les TD) sur la modélisation des systèmes électriques et la conception de leur dispositif de commande. Cet enseignement met à profit le Graphe Informationnel Causal (G.I.C.), un outil pour lequel j'ai participé au développement dans le cadre de mes activités de recherche et qui permet de représenter graphiquement les liens de cause à effet ainsi que les différents stockages énergétiques au sein des systèmes physiques.

Je suis également en charge du cours d'Electronique (2^{ème} Année) axé sur les fonctions de l'électronique ainsi que des Travaux Dirigés qui s'y rattachent. J'interviens aussi pour les Travaux Dirigés de Mathématiques en 2^{ème} Année pour lesquels j'ai rédigé un fascicule d'exercices

J'assure également les Travaux Dirigés d'Electronique en 1^{ère} Année.

En dehors de ces activités pédagogiques à IG2I, je prends part également aux enseignements de l'Ecole Centrale de Lille, en intervenant sur les TD d'analyse numérique ainsi que dans l'option G3 « Systèmes électroniques et électriques ».

Par ailleurs, une importante activité de projet s'étale aux cours des deux premières années à l'E.C.L. Il s'agit de projets pluridisciplinaires, d'intérêts industriels où le Génie Electrique prend souvent une part conséquente. Cela me permet d'y participer en tant que consultant et de suivre ces projets jusqu'à leur livraison.

Enfin, cette année, la création d'une nouvelle formation « ITEEM » par l'E.C.L. m'a amené à créer cette année un cours sur les machines électriques et leur dispositifs d'entraînement.

Je ne pouvais clore cette partie sans évoquer les heures de cours d'Automatique que j'ai eu le plaisir de donner aux auditeurs du C.N.A.M. de Lille les samedis matin de 1996 à 1999.

Actuellement, mes enseignements représentent un équivalent de 242 heures TD auxquelles viennent s'ajouter des activités de suivis de stages et de projets, la présentation d'IG2I dans les forums d'orientation lycéens régionaux et lors des journées portes ouvertes, l'examen des dossiers d'admission et les entretiens des candidats postulants à l'Ecole.

3 ACTIVITES DE RECHERCHE

Après avoir goûté à l'Electronique lors de mon D.U.T., puis à l'Automatique lors de mon D.E.A., c'est finalement dans le domaine du Génie Electrique que j'ai souhaité découvrir le monde de la recherche en faisant une thèse au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille : L2EP en 1992. A l'époque, le laboratoire était structuré autour de trois équipes "Modélisation des machines", "Convertisseur" et "Commande". C'est dans cette dernière que, presque naturellement, je me retrouvais sous la direction de Jean Paul Hautier.

A l'époque, la conception des dispositifs de commande des "systèmes électriques" était l'objet de toutes les interrogations tant le besoin d'un formalisme unificateur pour l'analyse et la modélisation était nécessaire. Plus spécifiquement, je me suis orienté vers l'étude des convertisseurs de l'électronique de puissance et j'ai donc proposé un "Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle" titre de ma thèse de Doctorat que j'ai défendue en janvier 1996. Mon poste d'Attaché Temporaire à l'Enseignement et à la Recherche (A.T.E.R.) cette année là me laissa le temps de valoriser ces travaux par l'écriture d'articles.

A la rentrée suivante, j'eus la satisfaction d'obtenir un poste de Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille. Mon objectif était alors de concentrer mes efforts sur l'étude d'un principe de commande pour lequel je n'avais trouvé aucune référence dans la bibliographie et qui reposait sur la modulation directe des conversions électriques. Déjà à l'époque les étudiants en études doctorales se faisaient rares et étaient affectés prioritairement aux thématiques déjà en place au sein du laboratoire. C'est donc sans encadrement doctoral que j'ai développé ce principe de commande non sans les conseils avisés de Jean Paul Hautier, Philippe Delarue et Alain Bouscayrol arrivé en poste la même année que moi, et avec qui j'ai développé le système de commande d'un convertisseur pentaphasé. Rapidement, d'autres chercheurs préoccupés par la commande des convertisseurs me rejoignèrent et un petit groupe baptisé "commande des convertisseurs" émergea au sein de l'équipe "Commande". Une synthèse des travaux effectués concernant la modulation directe des conversions constitue le premier chapitre de mon bilan scientifique.

La voie qui s'est ouverte était trop belle et il aurait été dommage de ne pas envisager d'utiliser cette méthode de modulation directe pour la commande des convertisseurs multiniveaux. Devant la multiplicité des difficultés qui sont rapidement apparues, l'analyse au cas par cas de chaque topologie était incontournable. Les travaux laborieux entrepris ne sont néanmoins pas vains dès lors qu'ils correspondent à une élaboration de méthodes ou de formalismes. C'est ce que j'ai essayé de retranscrire tout au long du second chapitre de ce mémoire.

Ce bilan scientifique associé aux échanges que j'ai pu avoir avec d'autres chercheurs étrangers a renforcé ma conviction de la nécessité de faire régulièrement le point sur le chemin parcouru, d'en tirer les conséquences, voir de se remettre en question. Au sein d'une communauté internationale aussi active, c'est, je pense, une démarche indispensable pour faire émerger des résultats originaux. Dans ce contexte, il me semble audacieux d'évoquer des perspectives de recherche à long terme, sans compter que des opportunités à tout moment peuvent nous amener à redéfinir nos orientations de recherche. La récente création du Centre National de Recherche Technologique (C.N.R.T.) sur "Les réseaux et machines électriques du futur" me permet d'en témoigner une certaine expérience car je n'ai pas hésité à me lancer

dans cette aventure. Je me trouve ainsi à la tête d'une opération orientée sur la modélisation des composants statiques des réseaux électriques : STATICOM, pour laquelle il a fallu construire petit à petit les fondations (programme de recherche, dossier de financement, ...). Cette tâche fut facilitée par la confiance accordée au niveau de la direction du C.N.R.T. (comité de pilotage et comité de suivi). En ce qui concerne le laboratoire, sa restructuration récente a fait émerger une équipe Réseau Electrique et Système Energétique : "RESE". De fait, elle occupe une place de choix sur le plan de mes activités au sein du laboratoire et le dernier chapitre de mon bilan y est consacré.

Je me réjouis d'avoir pu participer, avec mes collègues, à l'évolution positive de ma structure d'accueil, ce qui me permet de présenter aujourd'hui les fruits du travail entrepris depuis 6 ans. Pour cela, dans la seconde partie de ce rapport, je reprendrai à la fois des travaux personnels, ceux entrepris avec mes collègues et ceux entrepris par les étudiants qui ont travaillé sous ma responsabilité scientifique.

Partie II :

SYNTHESE

DES ACTIVITES DE RECHERCHE

« L'inverse d'un énoncé scientifique vrai est un énoncé scientifique faux. En philosophie, l'opposé d'une grande vérité c'est une autre grande vérité. »
Niels Bohr

Chapitre 1

Commande des convertisseurs de l'électronique de puissance par modulation directe des conversions électriques

« Nous étions autrefois en contact avec une usine compliquée. Mais aujourd'hui nous oublions qu'un moteur tourne. Il répond enfin à sa fonction qui est de tourner, comme un cœur qui bat et nous ne prêtons point, non plus, attention à notre cœur. Cette attention n'est plus absorbée par l'outil. Au-delà de l'outil, et à travers lui, c'est la vieille nature que nous retrouvons, celle du jardinier, du navigateur ou du poète. »

Antoine de Saint Exupéry, Terre des Hommes (1938)

Commande des convertisseurs de l'électronique de puissance par modulation directe des conversions électriques

1 Introduction

Les travaux réalisés au cours de mon doctorat ont montré que pour la majorité des convertisseurs la conversion statique de l'énergie peut être modélisée en utilisant une représentation matricielle d'interrupteurs. C'est à partir de ces travaux que j'ai développé ma thématique de recherche et c'est pourquoi, dans un premier temps, je ferai un bref rappel des résultats établis.

Ensuite, le concept de cette synthèse, «la modulation directe des conversions électriques», est exposé. Puis nous illustrerons ces considérations générales en étudiant le cas d'un onduleur triphasé à source de tension. Ce convertisseur a suscité et suscite encore un nombre impressionnant de travaux de recherches. On trouve ainsi une bibliographie conséquente concernant les méthodes de commande de cet onduleur. A ce niveau, force est d'ailleurs de constater qu'un décalage certain existe entre l'aspect parfois très théorique de ces travaux et les réalisations industrielles actuellement en service. Néanmoins le but poursuivi ici est plutôt d'illustrer concrètement l'application de la méthode de modulation directe des conversions et les intérêts apportés.

Il n'en ait pas de même dès que l'on considère les "moutons à cinq pattes" de l'électronique de puissance. Dans cette catégorie, convertisseurs polyphasés et convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus utilisés dans l'industrie grâce à des dispositifs de commande qui méritent d'être perfectionnés. C'est pourquoi, dans une quatrième partie, nous montrerons comment concevoir de manière très simple un dispositif de commande d'un convertisseur polyphasé par modulation directe des conversions, la commande des convertisseurs multiniveaux, plus complexe, faisant l'objet du second chapitre de ce mémoire.

L'historique de ces travaux, les différentes personnes impliquées, la bibliographie personnelle et le contexte sont retracés ci-dessous.

A.T.E.R.	01/09/1995	Modulation directe des conversions [R.3]	
	Nomination		
	01/09/1996		
	1997	[C.7]	
	1998	Application à l'onduleur triphasé	Application au convertisseur pentaphasé
	1999	[C.10] [R4]	Commande de deux machines asynchrones [C.12] [C.13]
	2000	G.D.R. S.M.M. [C.16] [R6]	Alimentation d'une machine asynchrone [C.17]
	2001	[C.20]	Extension aux convertisseurs polyphasés [C.21]
	2002	[C.30]	
	2003	[R.9]	

A BOUSCAYROL (L2EP)
P. DELARUE (L2EP)
J. NIIRANEN (ABB)
E. SEMAIL (L2EP)

2 L'héritage

2.1 Décomposition fonctionnelle

Les convertisseurs de l'électronique de puissance permettent de convertir de l'énergie électrique sous différentes formes par connexion et déconnexion de circuits électriques comportant des générateurs et des récepteurs. La fonction "interrupteur" est réalisée au moyen de semi-conducteurs qui obéissent à leur propre loi. La nature continue des grandeurs électriques est retrouvée soit par l'emploi d'éléments de filtrage, soit par la nature filtrante des générateurs et des récepteurs qui y sont reliés. Ainsi, les convertisseurs mettent en jeu des grandeurs électriques dont les évolutions peuvent être continues ou discontinues. Cette nature hybride se retrouve naturellement dans leur modèle, que l'on peut ainsi ordonner sous la forme de deux ensembles d'équations mathématiques désignés par le vocable "Partie Commande" et "Partie Opérative" (fig. 1.1).

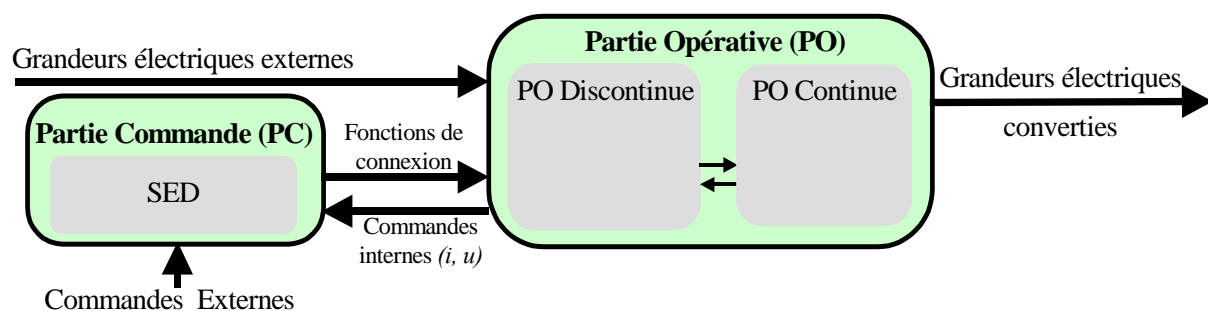


Figure 1.1 : Décomposition du modèle d'un convertisseur

La Partie Commande met en évidence les conditions d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs. Ces conditions dépendent à la fois des commandes externes appliquées aux semi-conducteurs (commande à l'amorçage, commande au blocage) ainsi que des commandes internes liées à l'évolution temporelle des grandeurs tension et courant de chaque semi-conducteur. Cette Partie Commande est un Système à Evénements Discrets (SED) qui peut donc être décrit au moyen d'un réseau de Petri. Grâce à cet outil, les travaux menés avant mon arrivée au L2EP ont permis d'établir des modèles précis des phénomènes de commutation des

semi-conducteurs (existant à l'époque) ainsi que de concevoir leur séquenceur [HAU 84], [HAU 90], [HAU 99].

La Partie Commande du modèle permet d'établir si des connexions entre phases sont établies ou non. A ce niveau de modélisation, on peut alors raisonner en considérant un convertisseur équivalent constitué uniquement d'interrupteurs idéaux. La connexion établie par ces derniers est décrite par une fonction dite de connexion (notée f) affectant respectivement aux états ouvert et fermé les valeurs numériques 0 et 1.

La Partie Opérative se décompose elle-même en une Partie Opérative Discontinue qui décrit l'effet des connexions sur la conversion des grandeurs électriques (que l'on nommera par la suite grandeurs modulées). Cette conversion électrique est quantifiée par une matrice de conversion notée M . Ensuite, une Partie Opérative Continue établit à partir des équations différentielles l'évolution temporelle des grandeurs électriques continues qui ont été converties. Diverses représentations mathématiques (formalisme d'état, grandeurs de Laplace, ...) et graphiques (Graphe Informationnel Causal, Schéma-blocs, Représentation Energétique Macroscopique, ...) peuvent être employées pour décrire cette partie.

A titre d'exemple, on considère un onduleur triphasé à source de tension (fig. 1.2).

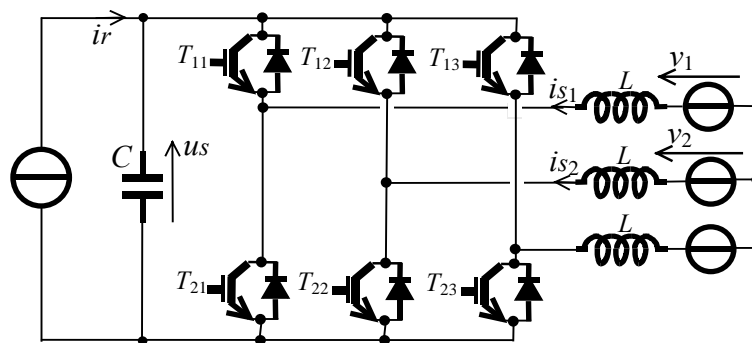


Figure 1.2 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé à source de tension

Pour ce convertisseur, un interrupteur idéalisé est synthétisé par la mise en anti-parallèle d'un IGBT et d'une diode. Les différents phénomènes de commutation qui interviennent entre semi-conducteurs ont été modélisés à l'aide d'un réseau de Petri ([LOR 00]). Ce convertisseur se comporte alors comme un convertisseur matriciel comportant trois cellules de commutation à deux interrupteurs idéaux et reliés à des sources de courant (équivalentes à la mise en série d'une inductance avec une source de tension) et à une source de tension (équivalente à la mise en parallèle d'un condensateur avec une source de courant) (fig. 1.3.a). La modélisation de ce convertisseur équivalent constitue la Partie Opérative Discontinue. La fonction de cette matrice d'interrupteurs idéaux est de générer à partir de variables d'état (is_1 , is_2 , us) des grandeurs modulées (um_{13} , um_{23} , im) associées à des générateurs équivalents (fig.1.3.b).

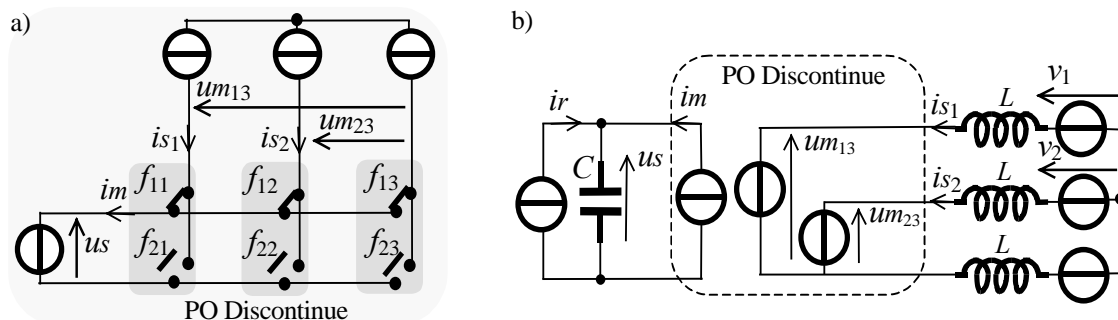


Figure 1.3 : Partie Opérative d'un onduleur triphasé à source de tension

2.2 Modélisation des convertisseurs à topologie matricielle

2.2.1 Présentation et notations

La majorité des convertisseurs de l'électronique de puissance ont une Partie Opérative Discontinue correspondant à une disposition matricielle des interrupteurs idéaux. Les lois de l'Electricité imposent deux conditions :

- Les sources connectées de chaque côté de cette matrice doivent être de nature différente.
- A tout instant les interrupteurs doivent être dans des états qui ne conduisent pas au court-circuit des sources de tension ni à l'ouverture des sources de courant.

Le sujet de ma thèse de doctorat était d'établir un formalisme permettant, de manière systématique, la modélisation et la synthèse des commandes concernant ces convertisseurs à topologie matricielle. C'est à partir de ces travaux que j'ai développé mes thématiques de recherche. C'est pourquoi je rappellerai donc ci-après les résultats essentiels.

Un convertisseur statique direct matriciel L phasé en tension / C phasé en courant sera représenté comme une matrice d'interrupteurs reliant les L sources de tension alignées verticalement et les C sources de courant alignées horizontalement. La fonction de connexion associée à l'interrupteur se trouvant à l'intersection de la ligne l et de la colonne c sera notée f_{lc} (fig. 1.4). Concernant les notations, nous avons pris pour convention de faire figurer dans les noms des grandeurs se référant à une source la lettre s . Les grandeurs modulées par les cellules de commutation comportent la lettre m .

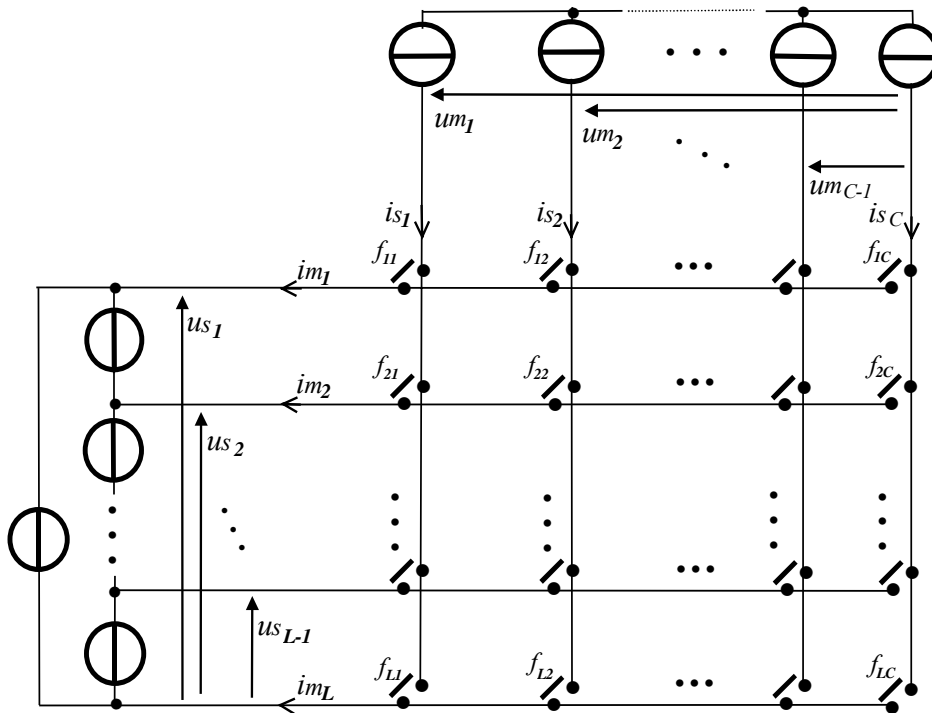


Figure 1.4 : Représentation d'un convertisseur L phasé en tension / C phasé en courant

Les notations retenues sont les suivantes :

- $i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sc}, \dots, i_{sC}$ désignent les valeurs instantanées des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- $u_{s1}, u_{s2}, \dots, u_{sb}, \dots, u_{sL-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions commutées issues des sources de tension.
- $i_{m1}, i_{m2}, \dots, i_{mb}, \dots, i_{mL}$ désignent les valeurs instantanées des courants modulés
- $u_{m1}, u_{m2}, \dots, u_{mc}, \dots, u_{c-1}$ désignent les valeurs instantanées des tensions modulées.

On note $[F]$ la matrice de connexion regroupant l'ensemble de toutes les fonctions de connexion :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{1C} \\ f_{21} & f_{22} & & & & f_{2C} \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & \cdot \\ f_{L1} & f_{L2} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{LC} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

On se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygone et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composante homopolaire. Aucune hypothèse n'est posée sur le sens effectif du transfert énergétique.

Pour maintenir la continuité des courants délivrés par les sources de courant, on doit fermer au moins un interrupteur relié à cette source. De même, pour éviter le court-circuit d'une source de tension, on ne peut fermer au plus qu'un seul interrupteur relié à cette source de courant. L'application de ces deux conditions a pour conséquence la fermeture systématique d'un seul interrupteur appartenant ainsi à une cellule de commutation verticale :

$$\sum_{l=1}^L f_{lc} = 1$$

Il y a donc autant de cellules de commutation que de sources de courant. Chaque cellule de commutation comporte autant d'interrupteurs que de sources de tension. Le nombre de configurations physiquement réalisables par un convertisseur statique à topologie matricielle est donc L^C .

2.2.2 Matrice de conversion

La conversion appliquée sur les sources de courant peut être exprimée par :

$$[I] = [F] \cdot [Is] \quad (1.2)$$

où :

- $[Is] = [is_1 \dots is_c \dots is_C]^T$ est un vecteur contenant les C courants commutés.

- $[I] = [im_1 \dots im_l \dots im_L]^T$ est un vecteur contenant les L courants modulés.

La somme des courants commutés ainsi que celle des courants modulés étant nulle, la connaissance des $(C-1)$ courants des sources de courant et des $(L-1)$ courants des sources de tension suffit donc à caractériser la conversion effectuée sur les courants. On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} im_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ im_{(L-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{1C}) & \cdot & \cdot & \cdot & (f_{1(C-1)} - f_{1C}) \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ (f_{(L-1)1} - f_{LC}) & \cdot & \cdot & \cdot & (f_{(L-1)(C-1)} - f_{LC}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} is_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

que l'on note :

$$\begin{bmatrix} im_1 \\ \vdots \\ im_{(L-1)} \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} is_1 \\ \vdots \\ is_{(C-1)} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La matrice $[M]$ est appelée matrice de conversion et est de dimension $(L-1) \times (C-1)$. Tout comme $[F]$, $[M]$ est une matrice fonctionnelle dont les éléments (m_{lc}) sont appelés fonctions de conversion. Elles sont liées aux fonctions de connexion par :

$$m_{lc} = f_{lc} - f_{lC}, \quad \forall l \in \{1, \dots, (L-1)\}, \forall c \in \{1, \dots, (C-1)\} \quad (1.5)$$

En établissant l'égalité des puissances instantanées sur les variables de part et d'autre de la matrice d'interrupteur, on obtient une relation similaire pour les tensions **[R.2]** :

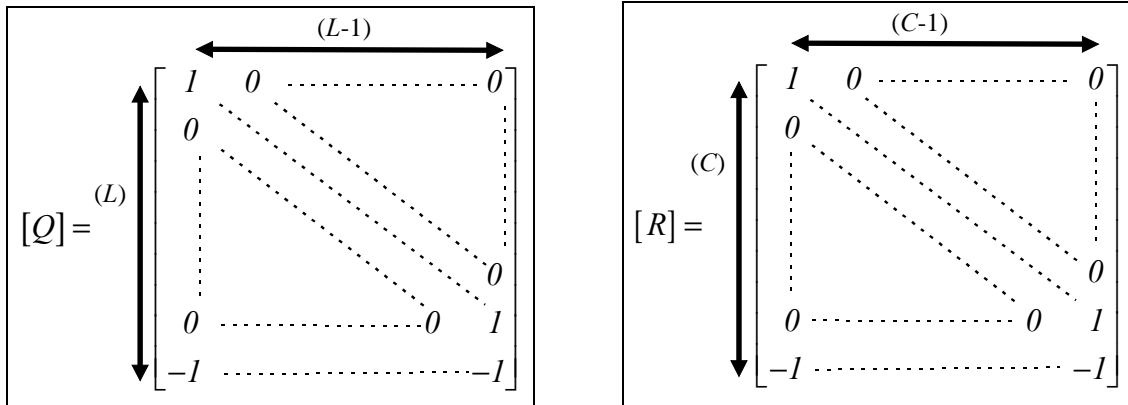
$$\begin{bmatrix} um_1 \\ \vdots \\ um_{(C-1)} \end{bmatrix} = [M]^T \begin{bmatrix} us_1 \\ \vdots \\ us_{(L-1)} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

2.2.3 Relations de conversion

On peut généraliser la relation (1.5) entre les fonctions de connexion et les fonctions de conversion (**[U.2]**) par :

$$[Q] \cdot [M] = [F] \cdot [R] \quad (1.7)$$

avec $[Q]$ une matrice de passage de dimension $(L) \times (L-1)$ et $[R]$ une seconde matrice de passage qui a pour dimension $(C) \times (C-1)$ définies par :



2.2.4 Le modèle de connaissance

Les concepts de fonctions de connexion et de fonctions de conversion permettent de développer un modèle de connaissance du convertisseur. Deux types de variables sont mis en jeu. Des variables externes (g_{lc}) qui sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux interrupteurs correspondent à la commande externe. Des variables continues issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne (fig. 1.5).

On regroupe toutes les variables dans des vecteurs et des matrices. On désigne par:

- $[G]$ la matrice contenant les commandes externes;
- $[X]$ le vecteur contenant les grandeurs d'état;

- $[Y]$ le vecteur contenant les grandeurs électriques de sortie;
- $[UC]$ le vecteur contenant l'ensemble des variables commutées ($[Us]$ et $[Is]$),
 $[UC]^T = [[Us]^T \quad [Is]^T]$;
- $[UM]$ le vecteur contenant l'ensemble des variables modulées ($[U]$ et $[I]$) et correspondant au vecteur de commande. Ce vecteur généralise l'ensemble des conversions effectuées. En effet, on a :

$$\begin{bmatrix} [U] \\ \dots \\ [I] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ \dots & \dots \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [Us] \\ \dots \\ [Is] \end{bmatrix} \quad \text{d'où} \quad [UM] = \begin{bmatrix} [M]^T & [0] \\ \dots & \dots \\ [0] & [M] \end{bmatrix} \cdot [UC] \quad (1.8)$$

- $[W]$ le vecteur contenant les sources d'énergie fournies par le réseau qui correspond dans le domaine de l'automatique à un vecteur de perturbation. Il a été présenté [GUI 94] comme un vecteur contenant les grandeurs électriques externes au convertisseur.

Ces variables sont liées entre elles par les équations d'état qui nécessitent la définition des matrices (considérées constantes) :

- $[A]$ la matrice d'état;
- $[B1]$ et $[B2]$ les matrices d'application des variables modulées et des sources d'énergie;
- $[C]$ la matrice d'observabilité;
- $[D1]$ et $[D2]$ les matrices d'incidence des variables modulées et des sources d'énergie sur les sorties.

Lorsque les interrupteurs sont en mode totalement commandable et idéalisés, la commande externe (g_c) et la fonction de connexion (f_c) se confondent. La Partie Commande se réduit alors à des fonctions combinatoires de la commande externe et le modèle de connaissance du convertisseur entièrement commandé se simplifie (fig. 1.6).

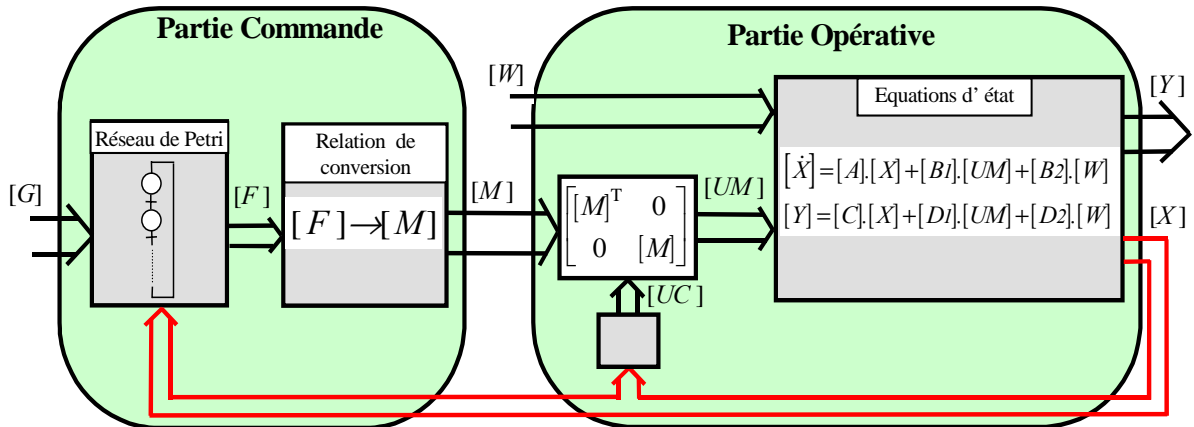


Figure 1.5 : Modèle de connaissance de l'axe de puissance

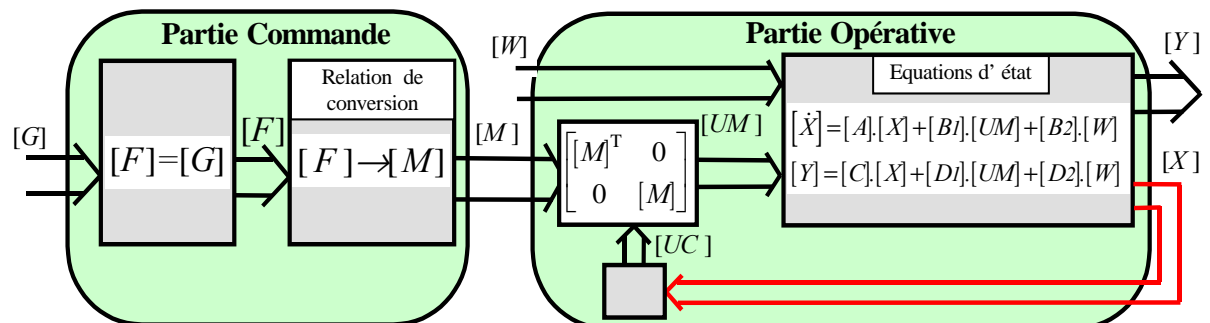


Figure 1.6 : Modèle de connaissance d'un convertisseur totalement commandable

Remarque : L'interrupteur semi-contrôlé peut fonctionner en mode totalement commandable si son ouverture (fermeture) est induite par la fermeture (ouverture) commandée d'un autre. En pratique, c'est le cas des cellules de commutation de type transistor-diode; thyristor-diode; thyristor-thyristor. Dans de telles conditions, la modélisation ainsi réduite reste valable.

2.2.5 Les modèles moyens

Un modèle unifié, ne faisant intervenir que des variables à évolution continue, peut être obtenu en associant à chaque fonction discrète une fonction équivalente continue. Les modèles moyens consistent à utiliser comme grandeur équivalente la valeur moyenne de la fonction discrète sur une fenêtre d'observation glissante (Te) supposée infiniment petite [GUI 94]. La fonction génératrice de conversion est donc définie par :

$$\langle m_{lc} \rangle = \lim_{Te \rightarrow 0} \left[\frac{1}{Te} \cdot \int_{k \cdot Te}^{(k+1) \cdot Te} m_{lc}(\tau) d\tau \right], \quad (1.9)$$

$$\langle m_{lc} \rangle \in [-1, 1] \text{ et } m_{lc} \in \{-1, 0, 1\}.$$

En pratique, une fenêtre fixe d'observation correspondant à la période de commutation ou de modulation suffit. Dans un but simplificateur (réaliste), dans tout ce document, la période de modulation correspondra à la période d'échantillonnage Te . La matrice fonctionnelle formée des fonctions génératrices de conversion [$\langle M \rangle$] conduit à un modèle équivalent aux conversions moyennes (fig. 1.7).

Les relations de conversions étant linéaires (équation (1.5)), un modèle équivalent aux connexions moyennes peut être également établi en utilisant les fonctions génératrices de connexion (fig. 1.8) :

$$\langle f_{lc}(t) \rangle = \lim_{Te \rightarrow 0} \left[\frac{1}{Te} \cdot \int_{k \cdot Te}^{(k+1) \cdot Te} f_{lc}(\tau) d\tau \right], \quad (1.10)$$

$$\langle f_{lc} \rangle \in [0, 1] \text{ et } f_{lc} \in \{0, 1\}, \text{ ainsi que la matrice génératrice de connexion } [\langle F \rangle].$$

Les relations de conversion deviennent alors :

$$[Q] \cdot [\langle M \rangle] = [\langle F \rangle] \cdot [R] \quad (1.11)$$

Des grandeurs équivalentes en valeur moyenne aux grandeurs modulées sont alors utilisées pour ce modèle :

$$\langle [UM] \rangle = \begin{bmatrix} [\langle M \rangle]^T & [0] \\ [0] & [\langle M \rangle] \end{bmatrix} [UC] \quad (1.12)$$

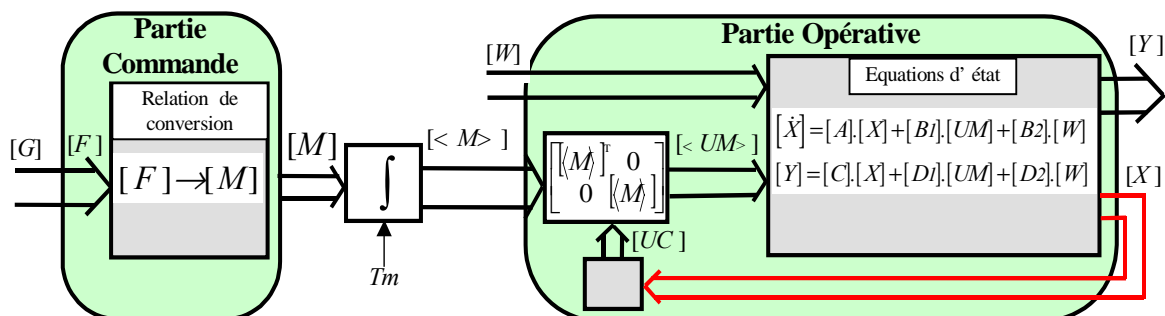


Figure 1.7 : Modèle équivalent aux conversions moyennes

2.2.6 Représentation sous la forme d'un Graphe Informationnel Causal (G.I.C.)

La conception d'un dispositif de commande repose sur une analyse préalable des dépendances entre grandeurs à contrôler et grandeurs de contrôle. L'approche par graphes informationnels [FAU 91] [FAU 92] constitue une aide précieuse dans cette démarche.

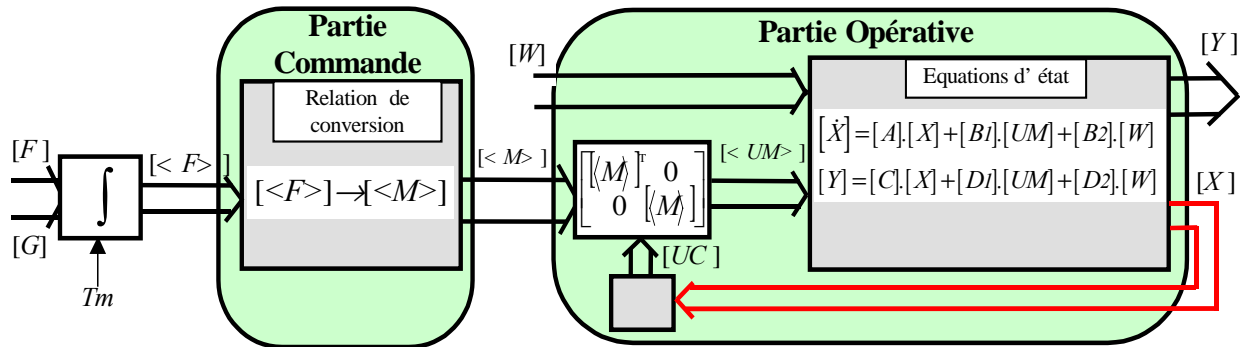


Figure 1.8 : Modèle équivalent aux connexions moyennes

Le graphe de la figure 1.9 représente la dépendance R entre les grandeurs influentes notées ici E et les grandeurs influencées notées S . Le caractère informationnel vient du fait que les entrées (ou causes) et les sorties (ou effets) apparaissent clairement et sont ordonnées suivant la causalité externe des événements et est indiquée par le sens des flèches [HAU 96].



Figure 1.9 : Relation entre grandeurs influentes et grandeurs influencées

La modélisation mathématique consiste à caractériser cette dépendance R par une équation ou un ensemble d'équations nécessaire pour calculer la valeur des grandeurs influencées à partir des grandeurs influentes et de constantes. La notion de causalité interne [HAU94] vient compléter ce graphe et permet d'obtenir le graphe informationnel causal.

- La relation R est dite causale interne si et seulement si S ne peut être modifiée que par action sur E et E seule. Cette caractéristique de causalité visualisée par une flèche à l'intérieur de la bulle signifie que S ne peut influencer E (fig. 1.10); cette relation n'est donc pas inversible. L'introduction d'une variable externe de référence permet la détermination d'une relation inverse indirecte : C'est le concept du contrôle en boucle fermée lorsque les grandeurs d'entrées et de sorties sont continues.

- La relation R est dite causale externe (ou rigide) si de plus les grandeurs S peuvent influencer les grandeurs E . Une loi réversible R^{-1} peut être alors déterminée entre ces deux ensembles de grandeurs et cette particularité est visualisée par une flèche double (fig. 1.11).

En appliquant ce mode de représentation sur les modèles aux conversions moyennes et aux connexions moyennes, on peut établir deux graphes informationnels causaux liant la Partie Commande et la Partie Opérative des modèles des convertisseurs de puissance (fig. 1.12).



Figure 1.10 : Relation indirectement réversible Figure 1.11 : Relation directement réversible

La matrice des fonctions de connexion $[F]$ et la matrice des grandeurs électriques externes $[W]$ sont considérées comme grandeurs influentes. $[Y]$ est le vecteur des variables de sortie considéré comme grandeur influencée. La relation caractérisant le passage de la matrice de connexion $[F]$ à la matrice de conversion $[M]$ est notée $R_{F,M}$. Bien qu'identique (seules les entrées et sorties changent), celle décrivant le passage entre fonctions génératrices est notée : $R_{<F>,<M>}$. $R_{UM,Y}$ est la relation décrivant l'évolution des variables d'état issues de la Partie Opérative.

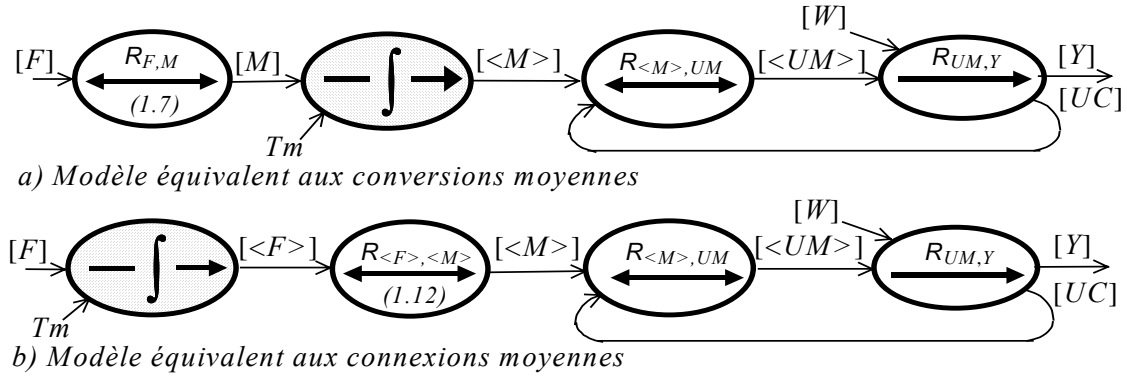


Figure 1.12 : G.I.C. des modèles moyens équivalents

2.2.7 Application à la modélisation de l'onduleur triphasé à source de tension

La décomposition fonctionnelle appliquée précédemment à l'onduleur triphasé à source de tension (fig. 1.3) a montré que la topologie matricielle équivalente comporte deux lignes, trois colonnes et par conséquent six fonctions de connexion : f_{lc} avec $c \in \{1, 2, 3\}$ et $l \in \{1, 2\}$ (fig. 1.13). Huit configurations pour lesquelles un seul des deux interrupteurs d'une cellule de commutation conduit existent. Ce convertisseur se caractérise totalement par un modèle ne possédant que deux tensions composées comme tensions modulées (la troisième étant implicitement déterminée par la connaissance des deux autres) (relation (1.6)) :

$$\begin{bmatrix} um_{13} \\ um_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix} [us] = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} [us] \quad (R2)$$

avec $m_c \in \{-1, 0, 1\}$ pour $c \in \{1, 2\}$.

Les relations de conversion (équation (1.5)) aboutissent à :

$$m_1 = (f_{11} - f_{13}) \quad \text{et} \quad m_2 = (f_{12} - f_{13}) \quad (R1)$$

Si le récepteur est câblé en étoile (fig. 1.13), les tensions simples (définies par rapport au potentiel commun v_n) vont dépendre des tensions composées modulées qui sont appliquées par la matrice d'interrupteurs. Ces tensions sont liées par les expressions :

$$um_{13} = vm_{1n} - vm_{3n} \quad \text{et} \quad um_{23} = vm_{2n} - vm_{3n}$$

Si le récepteur est composé de trois impédances de même valeur, alors on obtient le système des tensions simples modulées suivant :

$$\begin{aligned} vm_{1n} &= \frac{2}{3} \cdot um_{13} - \frac{1}{3} \cdot um_{23} \\ vm_{2n} &= -\frac{1}{3} \cdot um_{13} + \frac{2}{3} \cdot um_{23} \\ vm_{3n} &= -\frac{1}{3} \cdot um_{13} - \frac{1}{3} \cdot um_{23} \end{aligned} \quad (R3)$$

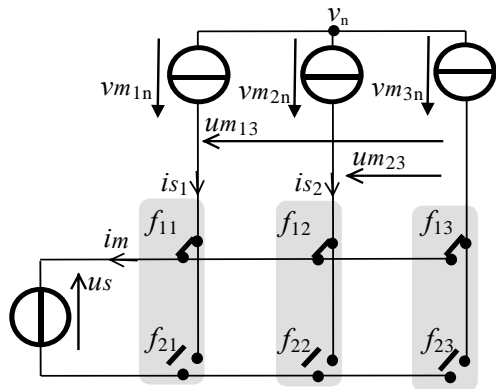


Figure 1.13 : Représentation des tensions simples

f_{11}	f_{12}	f_{13}	m_1	m_2	u_{m13}	u_{m23}	v_{m1n}	v_{m2n}	v_{m3n}
1	1	0	1	1	u_s	u_s	$1/3.u_s$	$1/3.u_s$	$-2/3.u_s$
1	0	0	1	0	u_s	0	$2/3.u_s$	$-1/3.u_s$	$-1/3.u_s$
1	0	1	0	-1	0	$-u_s$	$1/3.u_s$	$-2/3.u_s$	$1/3.u_s$
0	0	1	-1	-1	$-u_s$	$-u_s$	$-1/3.u_s$	$-1/3.u_s$	$2/3.u_s$
0	1	1	-1	0	$-u_s$	0	$-2/3.u_s$	$1/3.u_s$	$1/3.u_s$
0	1	0	0	1	0	u_s	$-1/3.u_s$	$2/3.u_s$	$-1/3.u_s$

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 1.1 : Correspondance numérique entre les différentes grandeurs

Le tableau 1.1 donne les différentes valeurs prises par les grandeurs. Les remarques suivantes sont à souligner :

- Pour implémenter une conversion simultanée nulle des tensions ($\{m_1, m_2\} = \{0,0\}$), deux configurations sont possibles pour les fonctions de connexion. La relation entre les fonctions de connexion et de conversion n'est pas bijective puisque les deux dernières configurations correspondant à des conversions nulles. Dans ces conditions, les six premières configurations correspondent à des conversions actives ; en les appliquant successivement pendant une durée T_m , on obtient des formes d'ondes classiques représentées sur la figure 1.14.
- Avec un tel convertisseur, il n'est pas possible d'obtenir en temps réel des conversions de signe opposé ($\{m_1, m_2\} = \{1,-1\}$ et $\{m_1, m_2\} = \{-1,1\}$).

L'ensemble des relations mises en jeu pour le modèle établi est représenté sur la figure 1.15 sous la forme d'un graphe informationnel causal.

Cette modélisation révèle deux points importants :

- Elle ne fait pas intervenir ni point milieu fictif, ni tension homopolaire fictive [LOU 98].
- Elle montre que les tensions modulées (composées) sont indépendantes de la nature de la charge, conformément à la réalité.

Le modèle ainsi obtenu montre bien que les tensions composées dépendent des états des interrupteurs. Cependant, il ne rend pas compte de l'effet de la durée pendant laquelle ces configurations sont appliquées, il convient donc de prendre en compte leur valeur moyenne par l'utilisation d'un modèle équivalent.

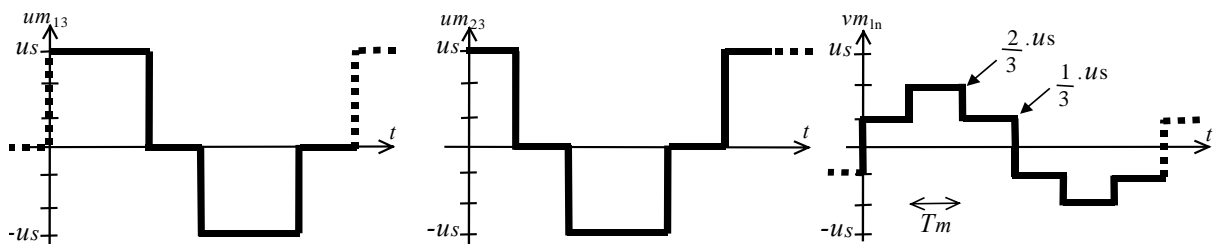


Figure 1.14 : Exemple d'évolutions temporelles

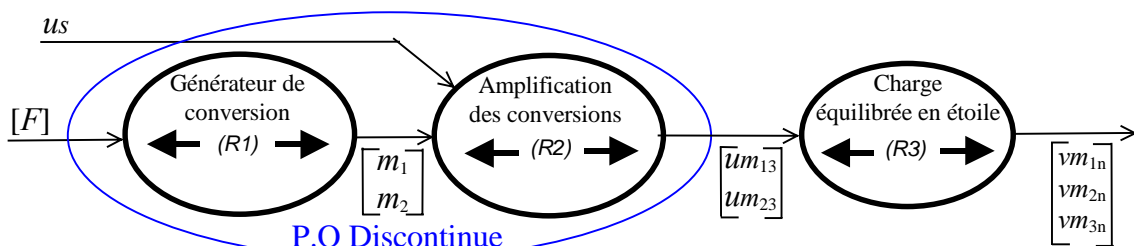


Figure 1.15 : G.I.C. de l'onduleur triphasé

3 La modulation directe des conversions

3.1 Architectures pour la commande des convertisseurs de puissance

Le dispositif de commande d'un convertisseur de puissance doit exploiter au maximum la capacité du modèle mathématique à prédire la réponse du système à une action de commande. Les méthodes de type essai-erreur consistant à deviner l'action de commande, à l'appliquer, à observer le résultat et à recommencer jusqu'à obtenir le résultat correct sont à exclure pour ce type de système. Une méthode rigoureuse consiste à considérer que le dispositif de commande doit réaliser la fonctionnalité inverse du modèle, c'est à dire déterminer les causes nécessaires pour obtenir des effets souhaités. Ainsi, par inversion des graphes informationnels causaux des modèles moyens équivalents, on peut déduire deux architectures différentes pour la commande des convertisseurs de puissance.

Pour le modèle aux connexions moyennes, la relation $R_{UM,Y}$ étant causale, elle nécessite l'introduction de variables externes permettant une inversion indirecte (fig. 1.16).

Une boucle d'asservissement notée R_{ass} à une variable de référence externe permet ainsi l'inversion de la relation entre grandeurs continues.

Les relations $R_{<F>,<M>}$ et $R_{<M>,<UM>}$ sont directement réversibles. En effet, ici, le modèle moyen est obtenu au moyen d'une intégrale définie sur un horizon déterminé. L'inversion se fait donc par une succession d'évènements induits sur le même horizon ayant pour but de générer des grandeurs de réglage sur un domaine de variation discret et ayant la même valeur moyenne (sur cet horizon) que les grandeurs de référence à variation continue. L'utilisation d'un modulateur associé à des paramètres de modulation extérieurs (par exemple la période de modulation notée T_m) permet ainsi l'inversion de la relation calculant la valeur moyenne des fonctions de connexion.

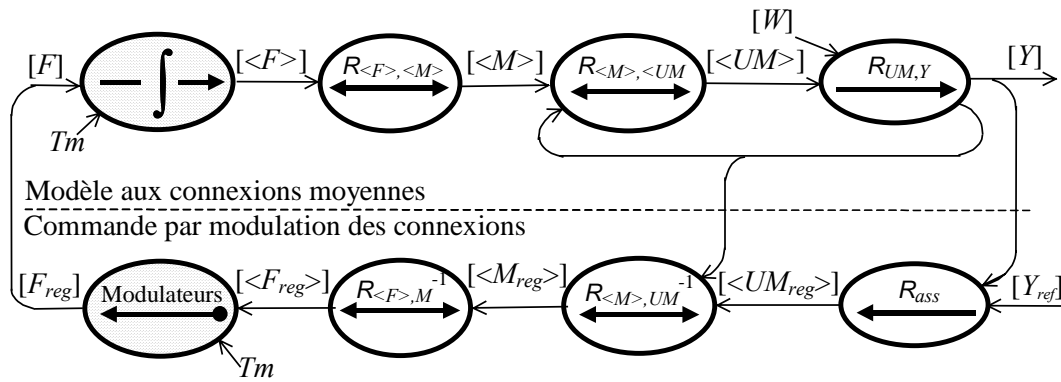


Figure 1.16 : Commande par modulation des connexions

Le G.I.C. du dispositif de commande obtenu ainsi par inversion du G.I.C. du modèle aux connexions moyennes fait apparaître des variables de réglage ($[<Freg>]$, $[Mreg]$, $[<UMreg>]$), à l'image de celles du graphe informationnel causal du modèle du convertisseur (fig. 1.16). Cette architecture de commande est largement utilisée et a fait l'objet d'une synthèse [CAM 96].

Le dispositif de commande obtenu par inversion du G.I.C. du modèle aux conversions moyennes se distingue par l'emplacement de l'opérateur calculant la valeur moyenne. Cela nécessite un ensemble de modulateurs permettant la modulation directe des fonctions de conversion de réglages (fig. 1.17). Cette seconde architecture est complètement novatrice puisque qu'elle repose sur l'utilisation d'une modulation signée des références des fonctions génératrices de conversion sur les trois niveaux des fonctions de conversion.

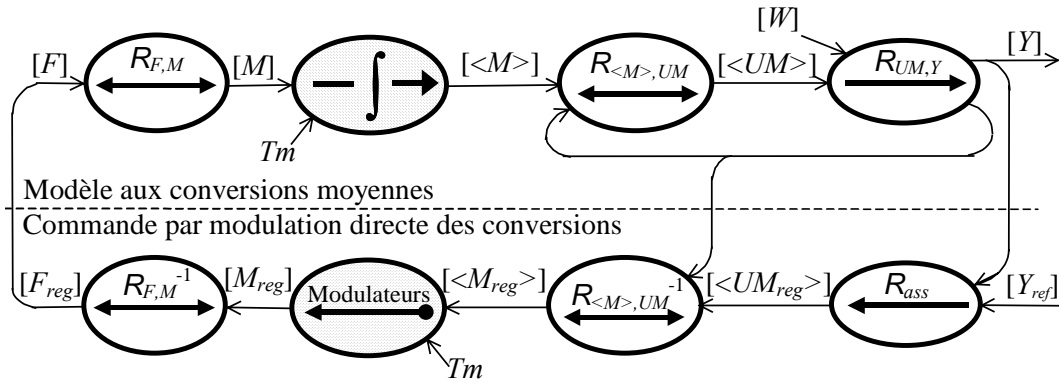


Figure 1.17 : Commande par modulation directe des conversions

C'est vers une meilleure compréhension et l'exploitation de cette architecture de commande que se sont orientées mes investigations post doctorales. Je présente dans le paragraphe suivant une synthèse des études menées sur la technique de modulation directe des conversions. Puis, deux applications concernant l'onduleur triphasé à source de tension et l'onduleur pentaphasé sont détaillées afin de montrer l'intérêt d'une telle architecture de commande.

3.2 Le Modulateur de Largeur et de Position d'Impulsions : M.L.P.I.

La modélisation aux conversions moyennes permet de générer des grandeurs continues (fonctions génératrices de conversion) sur une période T_m ayant même valeur moyenne que leurs grandeurs discontinues modulées (fonctions de conversion). Inversement, la modulation directe des conversions permet de générer des grandeurs discontinues (références des fonctions de conversion) ayant même valeur moyenne que les grandeurs continues (référence des fonctions génératrices de conversion) sur la même période. Les références de conversion à générer sont des impulsions (trois niveaux possibles : -1, 0, 1) dont la largeur et la position sont variables. Le principe du modulateur de largeur et de position d'impulsions consiste à générer une impulsion au cours d'une période de modulation ($q T_m, (q+1) T_m$) de niveau constant. A chaque période de modulation, la référence de la fonction génératrice de conversion (grandeurs à variation continue) est échantillonnée (notée $\langle m_{lc_ref}(qT_m) \rangle$) et la référence correspondant à la fonction de conversion (notée m_{lc_ref}) est ainsi générée par le modulateur. La figure 1.18 montre l'exemple d'une modulation à simple échantillonnage.

Le signe et le module de la référence de la fonction génératrice de conversion permettent de déterminer, respectivement, le niveau et la durée de l'impulsion. Par contre, la position de l'impulsion est un paramètre qui n'est pas pris en compte par le modèle moyen. Pour la modulation, ce paramètre constitue un degré de liberté (même résultat quel que soit la valeur de ce paramètre si on raisonne sur les valeurs moyennes des grandeurs) que nous avons pris en compte pour la synthèse du modulateur de la manière suivante. Le signal modulé est décomposé en intervalles de temps auxquels on fait correspondre des actions particulières à faire réaliser par le modulateur (fig. 1.19) [C.10] :

- Pendant $d1$, une variable $p_{lc}(q.Tm)$ détermine la position de l'impulsion dans la période $[q.Tm, (q+1).Tm]$;
- Au cours de $d2$, le rapport cyclique $|\langle m_{lc_ref}(q.Tm) \rangle|$ détermine la durée de cette même impulsion ;
- $d3$ et $d4$ sont des durées nécessaires aux différents calculs qui ne sont plus forcément négligeables pour des périodes de modulation très petites ;
- $d5$ est la durée complémentaire des précédentes.

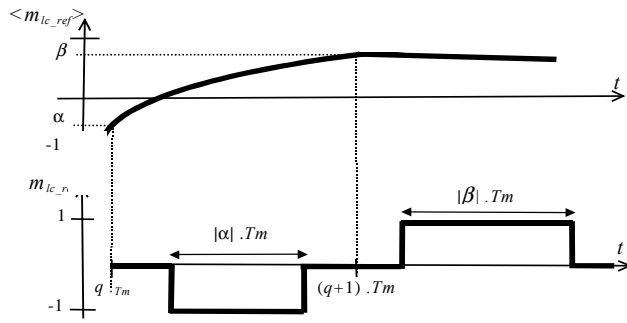


Figure 1.18 : Equivalence entre les références de conversion

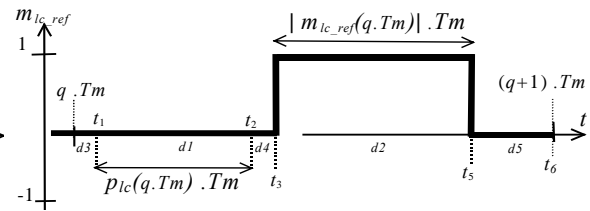


Figure 1.19 : Evolution temporelle du signal modulé

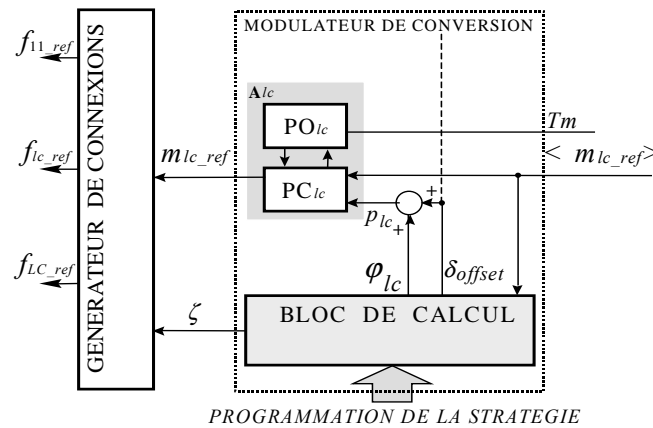


Figure 1.20 : Structure du modulateur de largeur et de position d'impulsion

La figure 1.20 montre l'architecture fonctionnelle du Modulateur de Largeur et de Position d'Impulsions (MLPI) constitué des deux blocs : le modulateur de conversion proprement dit et le générateur de connexions.

Le modulateur de conversion comprend essentiellement :

- un bloc de calcul qui, selon une stratégie donnée par programmation, détermine les variables de réglage (δ_{offset} , φ_{11} , ..., φ_{Clc} , ...) et les positions (p_{11} , ..., p_{lc} , ...),
- des automates (A_{lc}) constitués chacun d'une base de temps interne (parties opératives PO_{lc}) et d'un bloc séquentiel (partie commande PC_{lc}) dont le fonctionnement est décrit par le réseau de Petri d'état donné à la figure 1.21.

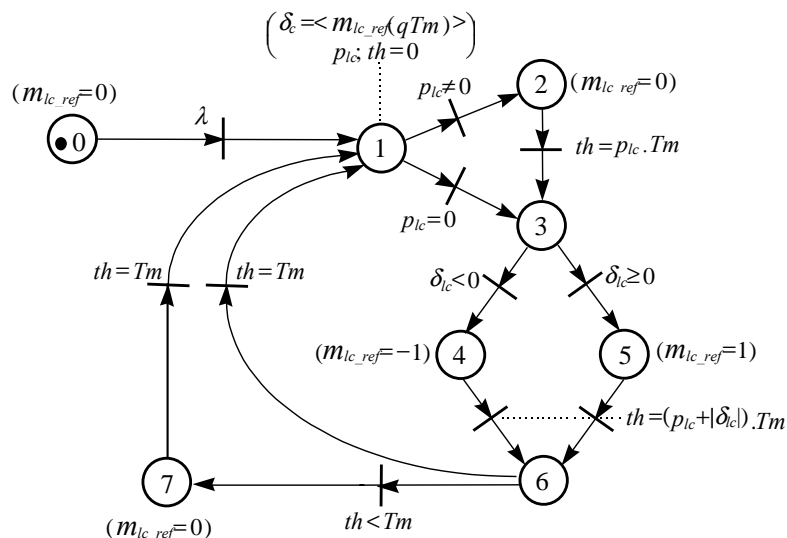


Figure 1.21 : Caractérisation des parties commandes des modulateurs

Après la place 0 d'initialisation, l'action associée à la place 1 consiste à échantillonner la fonction génératrice de conversion ($\delta_{lc} = \langle m_{lc_ref}(q.Tm) \rangle$), à acquérir la position de l'impulsion ($p_{lc} = \langle p_{lc}(q.Tm) \rangle$), et à remettre à zéro le temporisateur délivrant une référence temporelle interne *th* (base de temps).

Si la valeur de la position est non nulle, la fonction de conversion est remise à zéro en place 2, sinon l'impulsion est immédiatement générée pendant une durée correspondant au rapport cyclique (places 4 et 5).

L'action de la place 6 a pour effet d'orienter le marqueur vers la place 7 (remise à zéro de m_{lc_ref}) ou vers la place 1 si la durée de la période est atteinte.

3.3 Le générateur de connexion

Les fonctions de connexion sont liées aux fonctions de conversion selon la relation algébrique (1.7). Le générateur de connexions doit permettre de déterminer les références des fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion à travers son inverse **[R.3]** :

$$[F_{reg}] = [Q].[M_{reg}].[R]^+ + [H].[I] - [R].[R]^+ \quad (1.13)$$

La matrice $[R]^+$ est la matrice pseudo inverse de $[R]$:

$$[R]^+ = ([R]^T.[R])^{-1}].[R]^T \quad (1.14)$$

La matrice $[H]$ est une matrice quelconque de dimension ($L \times C$) conduisant à de multiples solutions.

Remarque : La même relation existe entre la matrice génératrice de connexion et la matrice génératrice de conversion. Il a été montré que la matrice obtenue [$\langle H \rangle$] est une matrice génératrice comprenant des grandeurs homopolaires et dont la détermination est sujette à une optimisation [CAM 96].

La matrice des références de connexion est donc la somme de deux matrices :

- $[F_M] = [Q].[M_{reg}].[R]^+$, qui dépend des fonctions de conversion et donc des échanges d'énergie entre les sources de nature différente.

- $[F_H] = [H].[I] - [R].[R]^+$, qui est entièrement à l'origine des fonctions de connexion lorsque $[M_{reg}] = 0$. Dans une telle situation, il existe L configurations possibles pour les fonctions de connexion correspondant à la fermeture d'une ligne complète de la matrice d'interrupteurs idéaux (fig. 1.4). Suivant la valeur de cette matrice, un choix possible est donc réalisable.

En pratique, le générateur de connexion est conçu en utilisant une table (implantée dans une EEPROM, une GAL, ...). Celle-ci contient comme données toutes les valeurs possibles des références de connexion, son adressage est généré à partir de la valeur des références de conversion. Une détection est réalisée lorsque toutes les fonctions de conversion sont simultanément nulles. Un choix est alors réalisé (valeur fixée de $[H]$), généralement de manière à minimiser les commutations et donc les pertes dans le convertisseur.

4 Application à la modulation directe des conversions d'un onduleur triphasé

4.1 Introduction

L'onduleur à source de tension est devenu le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives triphasées. C'est pourquoi leur commande a fait l'objet de nombreuses publications [TRZ 96]. Bien que différentes par leur nature, les stratégies de commande reposent toutes sur le principe de la modulation de largeur d'impulsion [MON 96]. L'objectif premier du système de modulation et de commande est de concevoir une stratégie permettant de générer une amplitude maximale pour le fondamental de la tension ondulée (alternative) et des amplitudes minimales aux fréquences inutiles pour la charge utilisée. Pour y parvenir, le fonctionnement de l'onduleur est généralement analysé en utilisant le concept géométrique du vecteur spatial instantané. Le modèle obtenu permet une représentation visuelle des phénomènes de conversion mis en jeu [HOL 93]. De nombreux résultats expérimentaux montrent que pour une stratégie de modulation donnée, les largeurs des impulsions de tension sont effectivement modulées et qu'il en découle une variation de leur position.

En remarquant que le placement des impulsions est imposé de manière implicite par la stratégie de modulation choisie, l'idée nous est venue de rechercher une stratégie de modulation universelle dans le sens où celle-ci permettrait le réglage, de manière explicite, à la fois de la largeur et de la position des impulsions générées. L'enjeu est clairement d'obtenir une stratégie de modulation complètement paramétrable permettant, bien sûr, d'implanter l'ensemble des stratégies classiques mais, surtout, de rendre dépendant la stratégie utilisée à un instant donné vis-à-vis des objectifs (maximum du fondamental de la tension, minimisation des harmoniques indésirables, limitation du nombre de commutations, ...). En outre la modulation "classique" des fonctions de connexion a montré que le contenu harmonique des grandeurs électriques modulées se dégradait dès que la valeur crête de la fonction génératrice de conversion à synthétiser diminuait de sa valeur unitaire. Afin d'améliorer ce contenu harmonique quel que soit le point de fonctionnement, nous avons envisagé une solution reposant sur la modulation directe des fonctions de conversion [R.4]. L'intérêt de cette solution réside dans le contrôle direct des tensions modulées qui sont appliquées à la charge. On peut, par conséquent, s'attendre à une forme plus régulière des tensions modulées, et donc à une meilleure qualité spectrale de ces ondes.

4.2 Modèle équivalent aux conversions moyennes

Le modèle de l'onduleur triphasé à source de tension a été établi (paragraphe 2.2.7). Le récepteur, de nature inductive, possède la caractéristique fréquentielle d'un filtre passe-bas. Les courants issus de ce récepteur varient de manière continue de sorte que ce système (convertisseur+récepteur) est de nature hybride puisqu'il associe des grandeurs discontinues et des grandeurs continues (le qualificatif «continu» est ici à interpréter au sens mathématique du terme). Seuls les harmoniques des tensions composées modulées de rang faible vont se répercuter sur la forme des courants puisque ceux-ci ne sont généralement pas suffisamment filtrés. Pour concevoir un asservissement, il est nécessaire d'avoir un modèle homogène du système, c'est-à-dire un modèle ne comportant que des grandeurs continues. Pour cela, on utilise un modèle équivalent aux conversions moyennes (paragraphe 1.2.5).

La relation de conversion ($R1$) quantifie la conversion énergétique réalisée. Comme cette relation met en jeu la source de tension considérée invariante sur la période constante T_m , les valeurs moyennes des tensions composées modulées continues s'écrivent :

$$\langle um_{13}(t) \rangle = \langle m_1(t) \rangle . u_s \quad \text{et} \quad \langle um_{23}(t) \rangle = \langle m_2(t) \rangle . u_s . \quad (R4)$$

Le G.I.C. de ce modèle est représenté sur la figure 1.22.

4.3 Organisation du système de commande

4.3.1 Inversion des causalités

L'architecture du système de commande découle de l'inversion du modèle équivalent aux conversions moyennes (fig. 1.22). Dans ces conditions, trois modules élémentaires apparaissent : le générateur de connexions $(R1)^{-1}$ nécessitant une entrée supplémentaire h induite par le caractère non bijectif de la relation $(R1)$, le modulateur de conversion, la linéarisation dynamique $(R4)^{-1}$ et un bloc de contrôle des tensions simples $(R3)^{-1}$. L'étude de leur conception fait l'objet des paragraphes suivants.

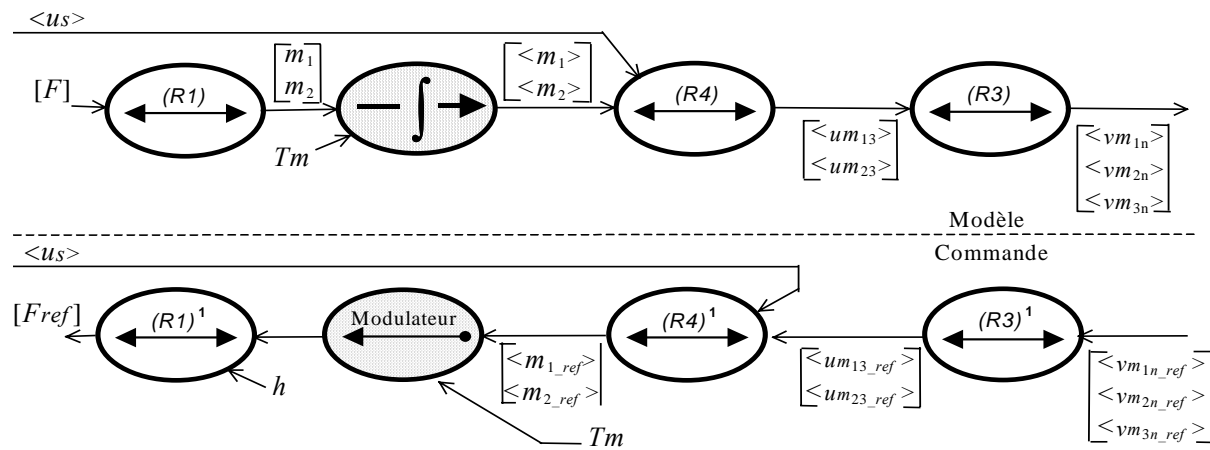


Figure 1.22 : Dispositif de commande par modulation directe des conversions

4.3.2 Contrôle des tensions simples et linéarisation dynamique

Le contrôle des tensions simples est réalisé par inversion directe de la relation $(R3)$ qui donne :

$$um_{13_ref} = 2.v_{m1n_ref} + v_{m2n_ref} \quad \text{et} \quad um_{23_ref} = 2.v_{m2n_ref} + v_{m1n_ref} \quad (R3)^{-1}$$

Nous avons vu que pour une source de tension (u_s) donnée, la valeur moyenne instantanée des tensions composées ($\langle um_{13} \rangle$ et $\langle um_{23} \rangle$) est directement dépendante de la valeur moyenne instantanée des fonctions de conversion (relation $R4$). L'objectif de la commande de l'onduleur est d'imposer la valeur moyenne instantanée des tensions composées égales à des références ($\langle um_{13_ref} \rangle$ et $\langle um_{23_ref} \rangle$). Par inversion directe, on détermine la valeur moyenne instantanée des références des fonctions de conversion :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = \frac{\langle um_{13_ref} \rangle}{u_s} \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = \frac{\langle um_{23_ref} \rangle}{u_s} \quad (R4)^{-1}$$

Cet opérateur conduit à imposer les valeurs moyennes des tensions composées modulées égales à leurs références, soit :

$$\langle um_{13} \rangle = \langle um_{13_ref} \rangle \quad \text{et} \quad \langle um_{23} \rangle = \langle um_{23_ref} \rangle .$$

Dans le cas où l'amplitude de la source de tension serait constante, cette linéarisation est statique ; la valeur utilisée pour u_s est alors une grandeur constante implantée directement

dans l'algorithme. Cependant, la source de tension peut subir des fluctuations et c'est notamment le cas lorsqu'on utilise un redresseur sur le réseau d'alimentation. Il faut alors mesurer en temps réel l'amplitude de la source de tension pour réaliser la relation $(R2)^{-1}$, les variations dynamiques sont prises en compte et on parle alors de linéarisation dynamique [GUI 94].

4.3.3 Le modulateur de conversion

Deux modulateurs de conversion sont à utiliser. Les fonctions génératrices de conversion sont héritées de la relation $R4^1$; par contre, la détermination des positions est plus délicate et peut conduire à une modulation simultanée ou décalée des fonctions de conversion.

Si la modulation simultanée des fonctions génératrices de même signe ne soulève aucun problème particulier, il en va différemment pour des fonctions génératrices de signe contraire irréalisable en temps réel comme le montre le tableau 1.1. Une telle situation oblige à réaliser une modulation décalée temporellement au cours de la période Tm lorsque ce cas se présente (fig.1.23). Cette situation est naturellement induite par la fonction de connexion f_{31} qui est une grandeur commune pour la génération des niveaux positifs et négatifs des fonctions de conversion. De part le caractère évènementiel de chaque fonction à générer, cette modulation particulière est rendue possible par un ordonnancement temporel des évènements. Les décalages temporels sont paramétrés par les grandeurs $p_1(q.Tm)$ et $p_2(q.Tm)$ qui permettent un positionnement adapté aux signes respectifs de $\langle m_{1_ref} \rangle$ et $\langle m_{2_ref} \rangle$.

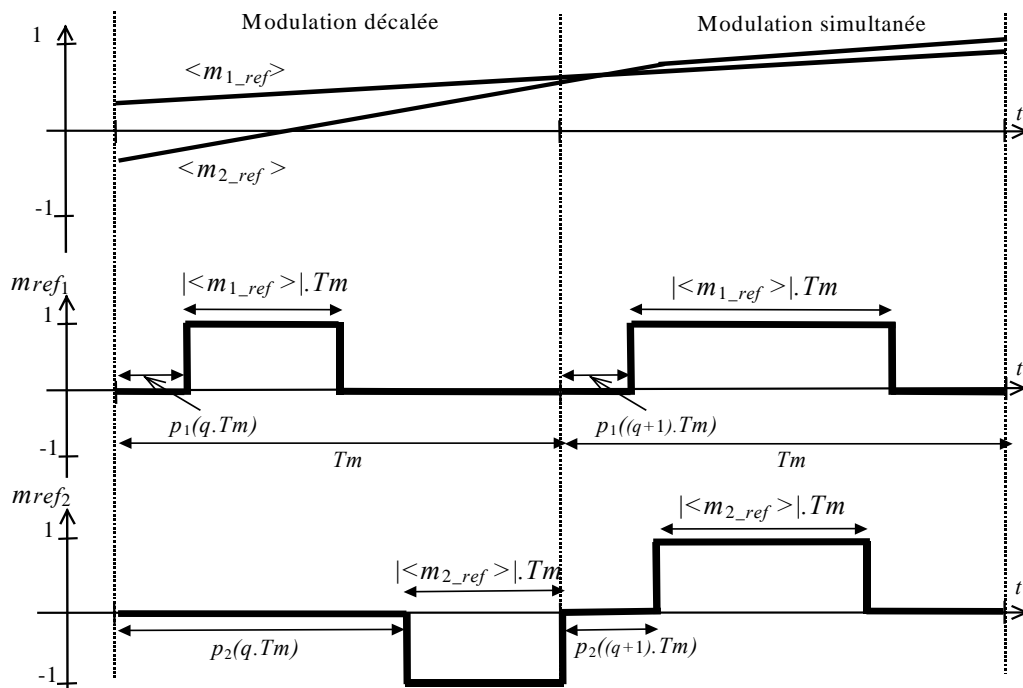


Figure 1.23 : Principe de la modulation décalée et simultanée

La figure 1.24 permet de préciser ce problème sur le cas particulier d'un régime permanent sinusoïdal pour lequel :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = \sin(2.\pi .50 .t) \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = -\sin(2.\pi .50 .t - \pi/3).$$

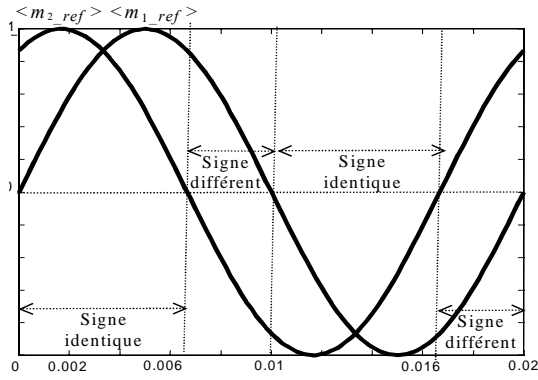


Figure 1.24 : Variation du signe des fonctions génératrices de conversion

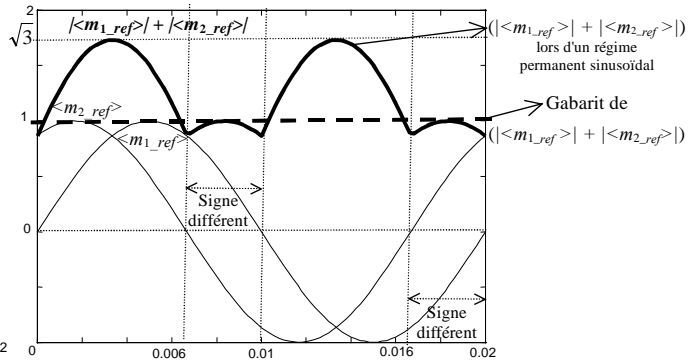


Figure 1.25 : Evolution temporelle de la durée cumulée (modulation décalée)

Si on envisage de mettre en œuvre une modulation toujours décalée, quels que soient les signes des fonctions de conversion, la durée cumulée des deux impulsions doit alors rester inférieure à la période de modulation afin qu'il n'y ait pas de recouvrement des événements :

$$(|\langle m_1_{ref} \rangle| + |\langle m_2_{ref} \rangle|) \cdot T_m < T_m$$

Pour le régime permanent sinusoïdal envisagé, la figure 1.25 montre que cette durée atteint un maximum égal à $\sqrt{3} \cdot T_m$, évidemment impossible à réaliser. Pour éviter d'avoir une telle contrainte, lorsque les fonctions génératrices de conversion sont de même signe, on a recours à une modulation simultanée qui permet d'obtenir une durée cumulée de $2 \cdot T_m$. Ainsi, cette analyse montre qu'il est nécessaire d'adapter la stratégie de modulation aux signes des fonctions génératrices de conversion (fig. 1.25). La modulation adaptée consiste à réaliser :

- une modulation décalée lorsque les fonctions de conversion sont de signe différent, pour laquelle le maximum de la durée cumulée est unitaire;
- une modulation simultanée lorsque les références des fonctions de conversion sont de même signe pour laquelle le maximum de la durée cumulée est doublé.

Cette stratégie de modulation est optimale dans le sens où, comme le précise la figure 1.26, elle permettrait lors de régimes transitoires une excursion maximale (de $\frac{2}{\sqrt{3}}$, soit 15 %, par rapport au régime permanent) des fonctions de conversion alors de même signe (ceci correspond au principe connu de surmodulation). La figure 1.27 montre les divers degrés de liberté résultant de la mise en œuvre d'une modulation adaptée telle que nous l'avons défini.

La détermination des positions et des impulsions peut être globalement obtenue à partir de quatre rapports cycliques définis comme suit :

- Un rapport cyclique interne correspondant à la durée effective des conversions (durée totale au cours de laquelle au moins une des tensions modulées est différente de zéro) et noté δ_{eff} tel qu'au cours d'une modulation décalée : $\delta_{eff} = (|\langle m_1_{ref} \rangle| + |\langle m_2_{ref} \rangle|)$ et au cours d'une modulation simultanée : $\delta_{eff} = \max(|\langle m_1_{ref} \rangle|, |\langle m_2_{ref} \rangle|)$
- Un rapport cyclique de décalage global des impulsions, noté δ_{offset} , variable selon la stratégie souhaitée.
- Deux rapports cycliques de réglage, fixant respectivement les positions des impulsions en fonction de la stratégie telle que :

$$p_1(q \cdot T_m) = \delta_{offset} + \varphi_1 \quad (R7) \quad \text{et} \quad p_2(q \cdot T_m) = \delta_{offset} + \varphi_2 \quad (R8)$$

De nombreuses stratégies de modulation peuvent être implantées en fixant les paramètres φ_1 , φ_2 et δ_{offset} .

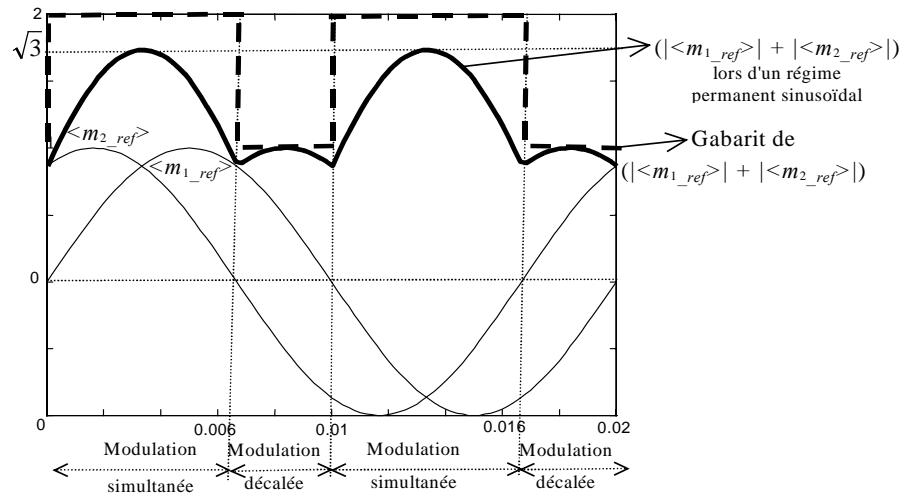


Figure 1.26 : Principe de la modulation adaptée

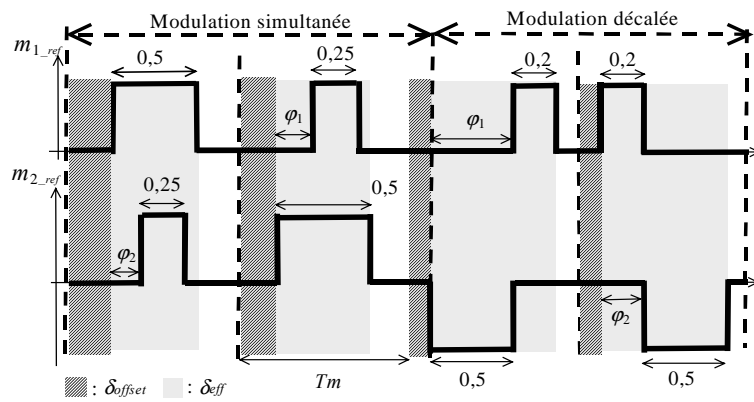


Figure 1.27 : Exemples de réglage de la durée effective de conversion

h	m_{1_ref}	m_{2_ref}	f_{11_ref}	f_{12_ref}	f_{13_ref}
\emptyset	1	1	1	1	0
\emptyset	1	0	1	0	0
\emptyset	0	-1	1	0	1
\emptyset	-1	-1	0	0	1
\emptyset	-1	0	0	1	1
\emptyset	0	1	0	1	0
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	1

Tableau 1.2 : Relation combinatoire entre grandeurs de référence

4.3.4 Le générateur de connexion

Deux cas sont à considérer suivant l'existence d'un transfert d'énergie ou pas ($m_{1_ref}=0$ et $m_{2_ref}=0$). Lors d'un transfert énergétique (6 premières lignes du tableau 1.1), pour une configuration des fonctions de conversion, une seule configuration des fonctions de connexion est alors possible, et est obtenue par lecture du tableau. Par contre, lors d'une extinction des tensions modulées, deux configurations pour les fonctions de connexion sont possibles et paramétrées par la variable h :

- $h=0$, on choisit la configuration $f_{11_ref} = f_{12_ref} = f_{13_ref} = 0$
- $h=1$, on choisit la configuration $f_{11_ref} = f_{12_ref} = f_{13_ref} = 1$.

Le tableau 1.2 décrit la relation combinatoire entre les références des fonctions de conversion et celles des fonctions de connexion.

4.4 Implantation d'une modulation symétrique

4.4.1 Principe

Nous présentons une modulation symétrique dont l'objectif de la programmation est de réduire le nombre de commutations des interrupteurs. Ces commutations sont minimisées en

réalisant un calage des impulsions successivement à droite puis à gauche. La figure 1.28 montre qu'il en découle naturellement un axe de symétrie pour les fonctions de connexion.

Le bloc de calcul détermine d'abord les rapports cycliques (δ_{offset} , φ_1 , φ_2) de manière à ne pas créer de commutations additionnelles pour les fonctions de connexion. Ensuite la valeur du paramètre h est fixée de manière à maintenir constante l'une des fonctions de connexion ainsi que sa complémentaire durant le balayage d'un secteur (f_{11_ref} sur l'exemple représenté sur la fig. 1.28). L'ensemble des possibilités offertes est représenté sur la figure 1.29 dont le résultat correspond globalement à celui qui serait obtenu par la technique du vecteur spatial instantané.

En laissant constant le paramètre h , on s'aperçoit que chaque fonction de connexion demeure constante pendant $1/3$ de la période de la sinusoïde. Ainsi, le placement des impulsions associé à des valeurs particulières de h permet de satisfaire à des critères tels que la minimisation des commutations ou encore à l'optimisation des commutations lors de fonctionnements dégradés (interrupteurs toujours ouverts ou toujours fermés). Le paramètre h n'intervient que lorsque les références des fonctions de conversion sont toutes les deux nulles.

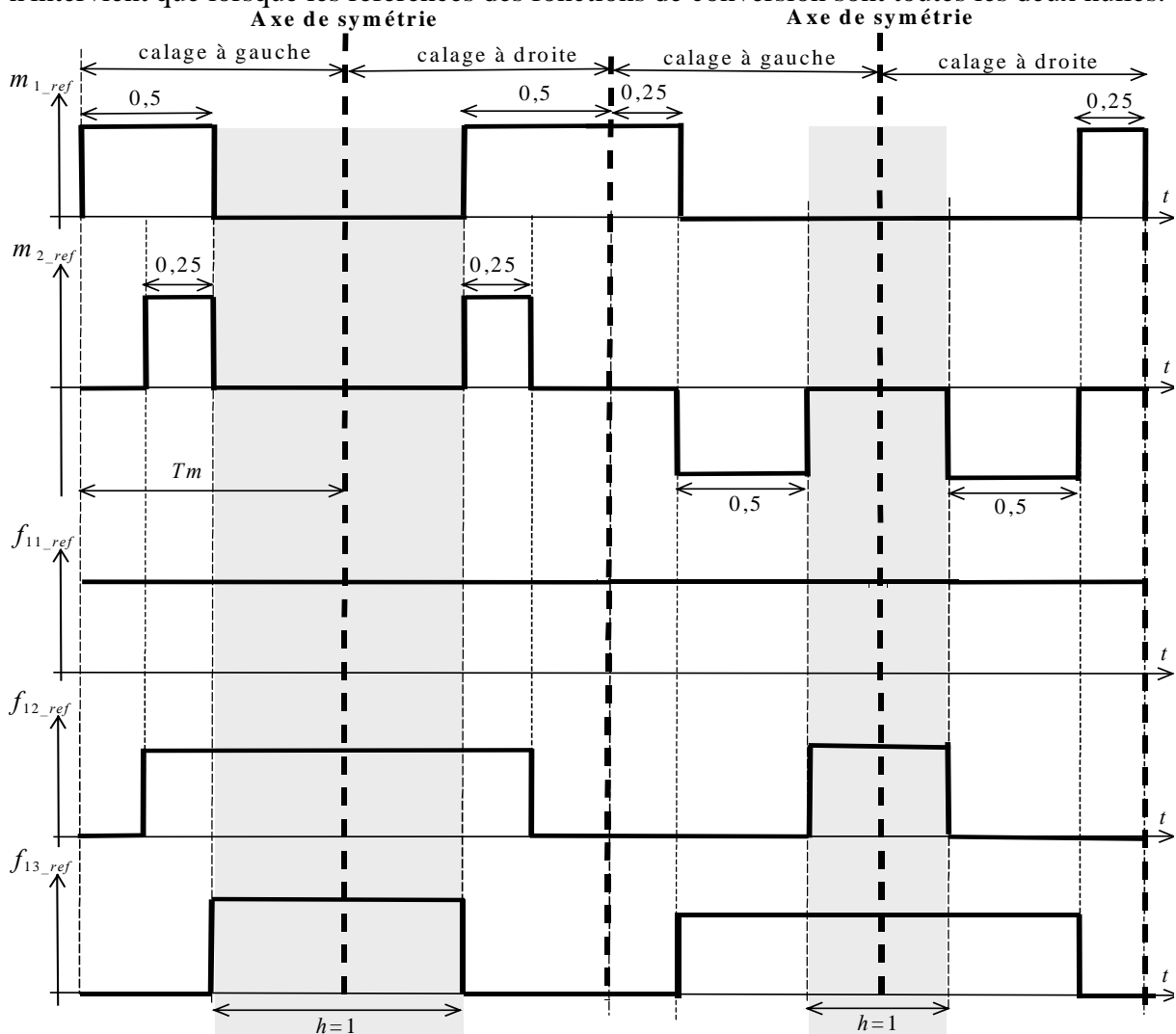


Figure 1.28 : Minimisation des commutations par modulation symétrique

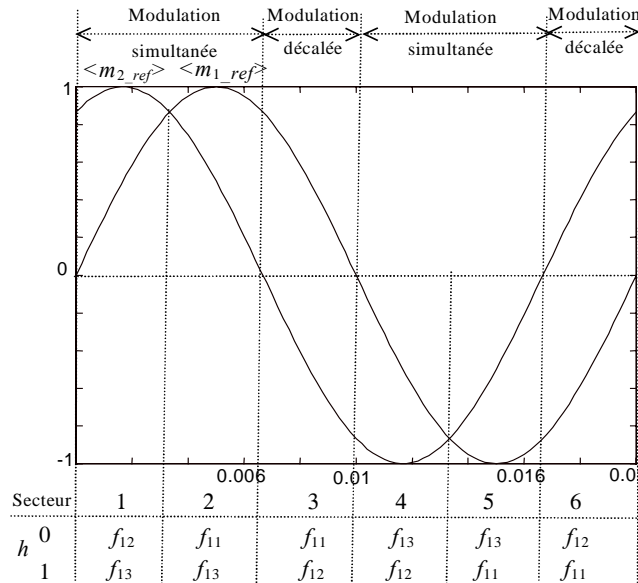


Figure 1.29 : Fonctions de connexion demeurant constantes

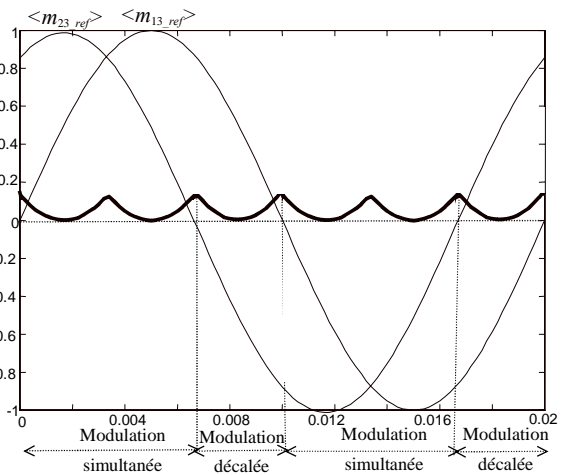


Figure 1.30 : Evolution temporelle de $\langle h_{simultanée} \rangle + \langle h_{décalée} \rangle$

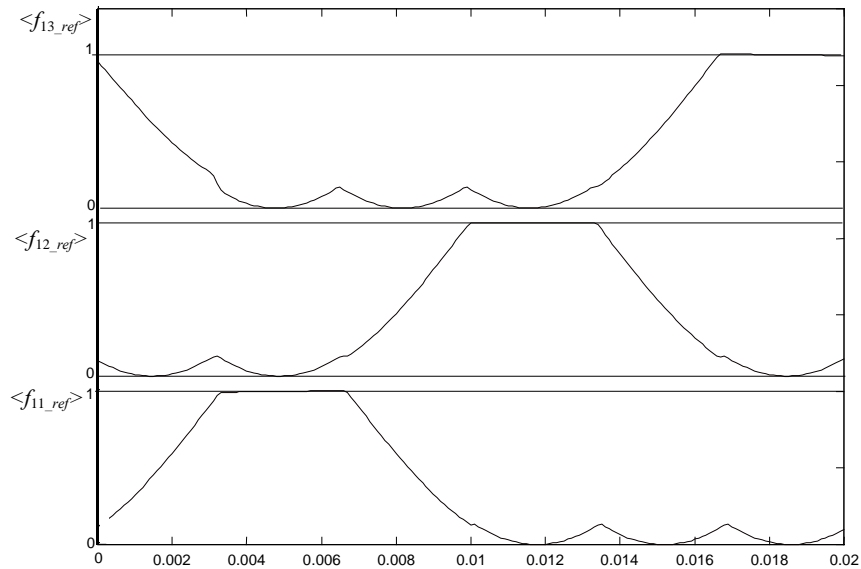


Figure 1.31 : Rapports cycliques obtenus

L'évolution temporelle de cette durée est une fonction périodique de fréquence 150Hz qui présente un maximum de $1 - \frac{\sqrt{3}}{2}$ (fig. 1.30).

La stratégie qui a été retenue consiste à maintenir constante la valeur du paramètre h durant le parcours d'un secteur. A chaque changement de secteur, la valeur de h est changée. L'évolution temporelle des rapports cycliques ainsi obtenus montre effectivement le maintien d'un état fixe sur 1/6 de la période de la sinusoïde (fig. 1.31).

4.4.2 Résultats

Afin de montrer l'intérêt du MLPI, nous comparons les résultats obtenus avec la modulation directe (symétrique) des conversions, avec ceux issus de la modulation suboptimale (injection d'harmonique de rang trois dans les fonctions de connexion).

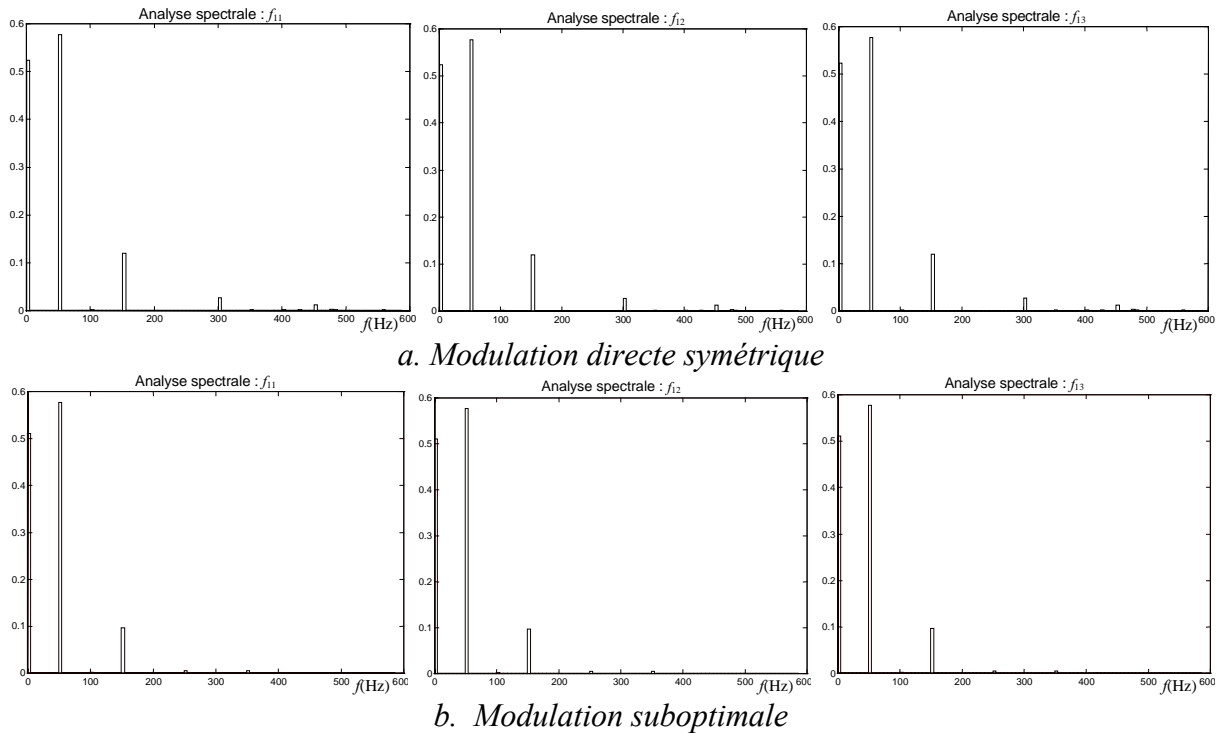


Figure 1.32 : Spectres des fonctions de connexion

La figure 1.32 prouve que la stratégie retenue provoque non seulement l'apparition de composantes de rang trois mais également de rang six et neuf dans les fonctions de connexion en (fig. 1.32 b). Ces composantes en phases s'éliminent dans les fonctions de conversion mais contribuent à leur optimisation (domaine d'excursion). Elles correspondent à la durée d'application des conversions nulles (lignes 7 et 8 du tableau 1.1) [R4]. Les composantes de la famille des fréquences harmoniques de modulation sont effectivement d'amplitude moindre (fig. 1.33 a), comparées à celles obtenues avec la modulation suboptimale (fig.1.33 b). On s'aperçoit que cette diminution des commutations résulte de l'apparition d'une famille de composantes centrées autour de la fréquence de modulation diminuée de moitié. La figure 1.34 montre les spectres correspondants des fonctions de conversion ; les résultats sont comparables quant à leur qualité, ce qui prouve ainsi le bien fondé de la solution.

La modulation des fonctions génératrices de conversion ne nécessite aucune hypothèse particulière et permet d'exploiter entièrement le domaine de variation des tensions composées délivrées ; l'apparition d'harmoniques en phase dans les tensions simples est alors naturelle. Ainsi la démarche présentée permet d'imaginer toute forme d'optimisation de manière formelle et sans recourir à l'intuition.

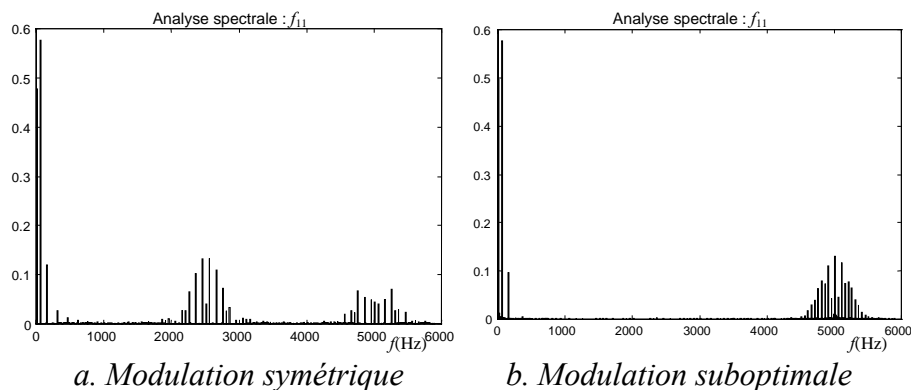


Figure 1.33 : Spectres des fonctions de connexion

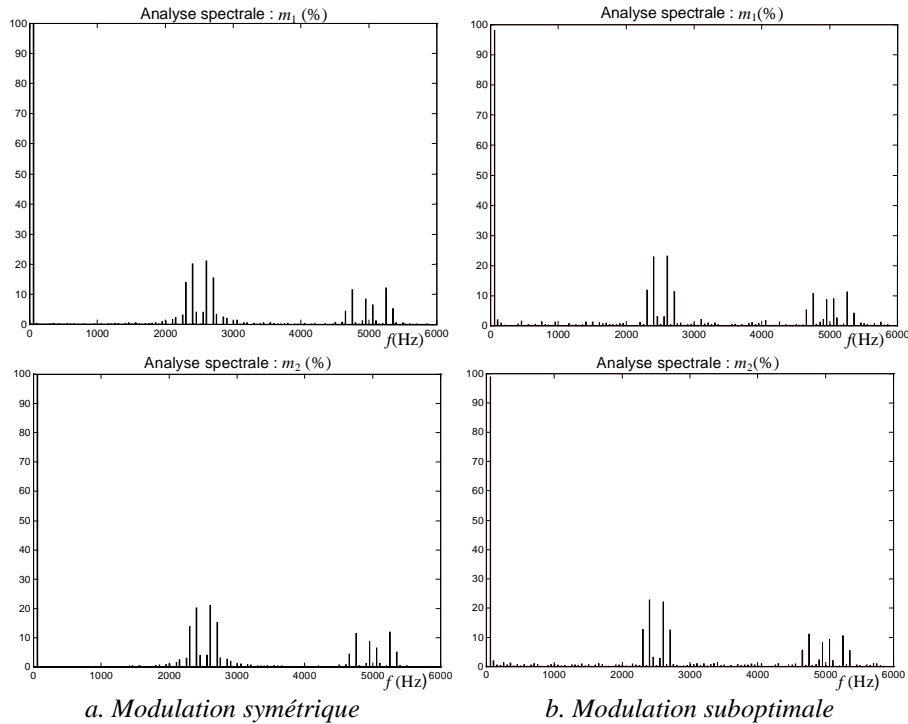


Figure 1.34 : Spectres des fonctions de conversion

4.6 Conclusions

L'originalité de cette solution est d'abord dans la démarche de conception du modulateur qui se veut logique, sans hypothèse aucune sur la présence ou non de composante homopolaire a priori. L'utilisation d'un modulateur de largeur et de position d'impulsions, tel que nous l'avons défini, conduit à exploiter au maximum les degrés de liberté offerts par le fonctionnement de la structure matricielle de l'onduleur tout en satisfaisant les contraintes. Ceci amène à considérer la M.L.I. comme nécessairement une M.L.P.I. en raison de l'inversion du modèle moyen décrit par une intégrale définie.

Ensuite, la gestion permise des commutations doit permettre une optimisation spectrale sur la base d'un critère quelconque puisque la modulation des interrupteurs est explicitement paramétrée. Ainsi, pour la réalisation d'une conversion donnée, une multitude de modulations des états des interrupteurs est envisageable. L'implantation de lois de modulation visant à réduire le stress (solllicitations) des composants électroniques, trouve ici un terrain d'application et l'intérêt de ces travaux apparaît dès que la question de la réalisation pratique est abordée. Après avoir abandonné les EEPROMs (dont la lecture reste trop lente pour des fréquences de modulation supérieure à 10 kHz), ce sont des architectures multi DSP ou des composants logiques reprogrammables de type FPGAs (Field Programmable Gate Array) qui sont le plus couramment mis en œuvre. Pour ces deux technologies, l'implémentation exacte de la technique de modulation reste délicate et est le plus souvent détournée ou adaptée par des astuces visant à simplifier le passage direct à des fonctions électroniques. Par contre, la technique de modulation ici exposée, reposant sur l'utilisation d'équations linéaires et de fonctions mathématiques, permet d'être plus proche de la matérialisation électronique ou programmée.

5 Modulateur de conversion par comparaison avec des porteuses décalées

Le modulateur de largeur et de position des fonctions de conversion a été réalisé avec l'aide d'un processeur de signaux. Pour certaines applications industrielles il est souhaitable de minimiser le coût d'un tel modulateur, quitte à devoir ne pas exploiter tous les degrés de liberté d'un tel système de modulation. C'est pourquoi un modulateur de conversion pour lequel l'impulsion est centrée (et donc fixée) sur le minimum d'une porteuse triangulaire a été envisagé. Afin d'éviter l'apparition des configurations pour lesquelles les fonctions de conversion sont simultanément de signe différent (voir tableau 1.1), les porteuses des deux modulateurs de conversion sont décalées d'une demi-période ($T_m/2$) (fig. 1.35).

Les études réalisées dans le cadre d'un contrat industriel avec Jeumont Industrie ont montré que la qualité spectrale sur les raies basses fréquences des tensions modulées était conservée, quelle que soit la profondeur de modulation (valeur crête des fonctions de conversion) [CO.3]. L'amplitude des familles de raies se modifie mais reste centrée sur les fréquences caractéristiques. On a notamment constaté ainsi le net avantage de la méthode proposée, ici en terme de qualité spectrale de l'onde de tension générée par rapport à une modulation des fonctions de connexion.

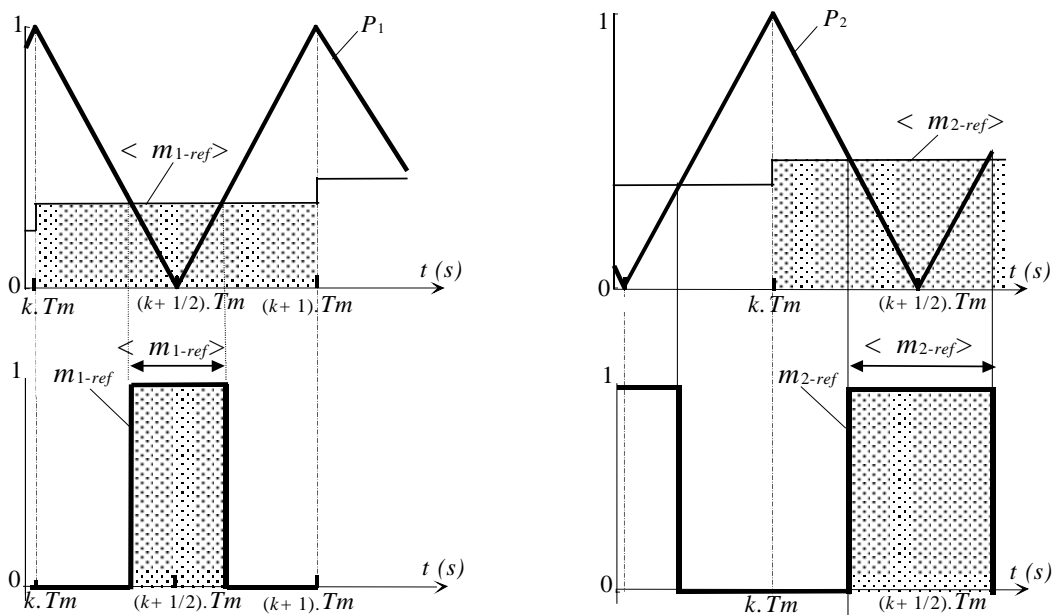


Figure 1.35 : Chronogramme des références de conversion

6. Application aux convertisseurs polyphasés

6.1 Introduction

Pour améliorer la rentabilité des applications industrielles et les rendre concurrentielles, le coût des actionneurs électriques doit sans cesse être diminué. Ces derniers sont conçus selon les besoins de l'application industrielle avec un coût minimal ce qui conduit à réduire le nombre de semi-conducteurs de puissance, l'électronique auxiliaire, le volume et le poids des convertisseurs de puissance. Cette nouvelle donne amène de nouvelles applications en forte puissance [KUR 99] et dans les réseaux électriques [EMA 01]. Ainsi, des innovations industrielles sont attendues par de nouvelles structures de convertisseur de puissance basées sur le partage d'éléments physiques communs (éléments réactifs, semi-conducteurs de

puissance). On a vu ainsi apparaître ces dernières années des convertisseurs polyphasés notamment pour l'alimentation de moteurs à fort couple et faible vitesse. Il va s'en dire, que pour ce type de convertisseur, les lois de commande sont loin d'être conventionnelles. Dans ce contexte, la faisabilité et les possibilités réelles d'un convertisseur pentaphasé à source de tension ont été évaluées dans le cadre de deux applications nécessitant la génération de deux systèmes triphasés de tensions avec un nombre réduit de semi-conducteurs. Le bilan de ces études est présenté en trois parties.

Dans la première partie la modélisation mathématique de l'onduleur pentaphasé est présentée et représentée par un GIC [C.12]. A partir de l'inversion de ce graphe, le dispositif de commande est conçu en utilisant une modulation directe des conversions. Une attention particulière est portée à la méthode de découplage des deux systèmes triphasés de tension.

La première application présentée consiste en l'asservissement de deux machines asynchrones avec un minimum de semi-conducteurs. Le système d'alimentation est décrit, les objectifs principaux sont exposés et ce système multimachine est décrit à l'aide du formalisme Multimachine Multiconvertisseur [C.16] [C.20]. Les performances obtenues sont présentées et discutées.

Ce travail est également utilisé pour la modélisation et la conception d'un dispositif permettant l'alimentation directe d'un moteur asynchrone par un réseau électrique via le convertisseur de puissance pentaphasé. Un nombre important de fonctions du dispositif de commande reste inchangé. Cela montre l'universalité du principe de modulation directe des conversions.

6.2 Modélisation de l'onduleur pentaphasé

6.2.1 Topologie du convertisseur pentaphasé

La topologie du convertisseur repose sur un raccordement en parallèle de cinq cellules de commutation. Deux systèmes triphasés indépendants de tensions sont disponibles si un potentiel est partagé (fig. 1.36). Cette topologie contient un nombre réduit d'interrupteurs de puissance en comparaison avec l'utilisation de deux onduleurs triphasés.

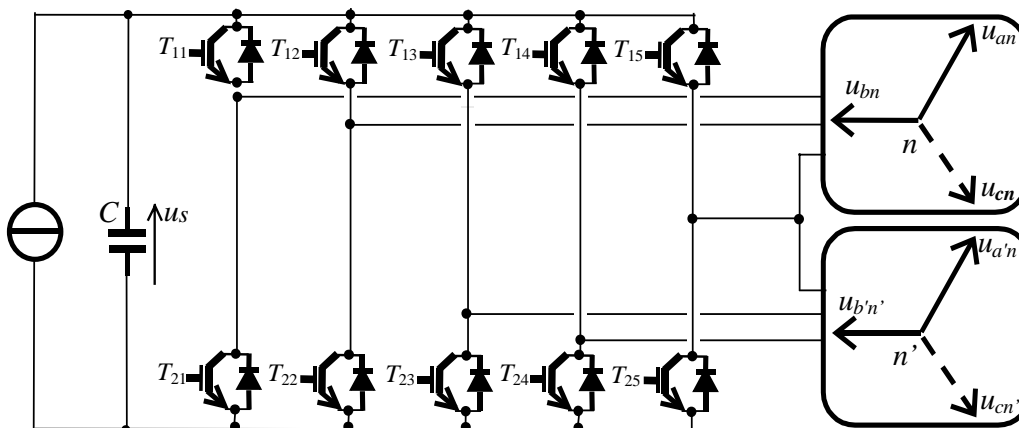


Fig. 1.36 : Schéma électrique de l'onduleur pentaphasé

6.2.2 Modélisation du convertisseur pentaphasé

Les conditions usuelles étant respectées (commandabilité totale des semi-conducteurs), les ordres de commande des semi-conducteurs se confondent avec les fonctions de connexion et la Partie Opérative Discontinue correspond à une topologie matricielle d'interrupteurs idéaux (fig. 1.37). La Partie Opérative Continue n'est pas représentée ici, elle sera détaillée dans le cadre de deux applications.

Pour ce convertisseur, on a toujours une complémentarité des états des interrupteurs de chaque cellule de commutation. Ici, $c \in \{ 1, 2, 3, 4, 5 \}$ et $l \in \{ 1, 2 \}$, 2^5 états de la matrice de connexion doivent donc être considérés. Ces états induisent quatre tensions modulées indépendantes et liées à la tension du bus continu par la relation (1.6) :

$$\begin{bmatrix} um_{15} \\ um_{25} \\ um_{35} \\ um_{45} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{12} \\ m_{13} \\ m_{14} \end{bmatrix} \cdot u_s = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{bmatrix} \cdot u_s \quad (R4)$$

Cette relation fait apparaître des fonctions de conversion dépendantes des fonctions de connexion selon l'équation (1.5) :

$$m_c = f_{1c} - f_{15} \quad (R1)$$

Les courants sont également modulés selon l'équation (1.4) :

$$im = m_1 \cdot is_1 + m_2 \cdot is_2 + m_3 \cdot is_3 + m_4 \cdot is_4 \quad (1.15)$$

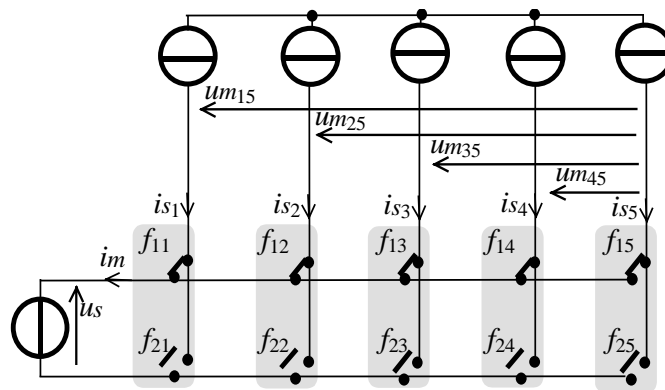


Figure 1.37 : Partie Opérative Discontinue de l'onduleur pentaphasé

6.2.3 Contrôle de l' onduleur pentaphasé

6.2.3.1 G.I.C. de l'onduleur pentaphasé

Le GIC de l'onduleur pentaphasé hérite de la même structure que celui de l'onduleur triphasé (fig. 1.17), les relations étant identiques et adaptées à la dimension de la topologie étudiée. Chaque sous-ensemble de cette représentation graphique est structurellement commandable, de sorte qu'une conception par bloc des unités de commande correspondantes peut être réalisée (fig. 1.38).

6.2.3.2 Contrôle des tensions composées

Les références des fonctions de conversion, $\langle m_{c-ref} \rangle$, sont obtenues en tenant compte de la mesure de la tension continue :

$$\langle m_{c-ref} \rangle = \frac{um_{c5-ref}}{u_s} \quad (R1)^{-1}$$

Les références des fonctions de conversion sont alors modulées et les références correspondantes aux fonctions de connexion sont obtenues par un contrôleur qui implémente la relation inverse (R1)⁻¹.

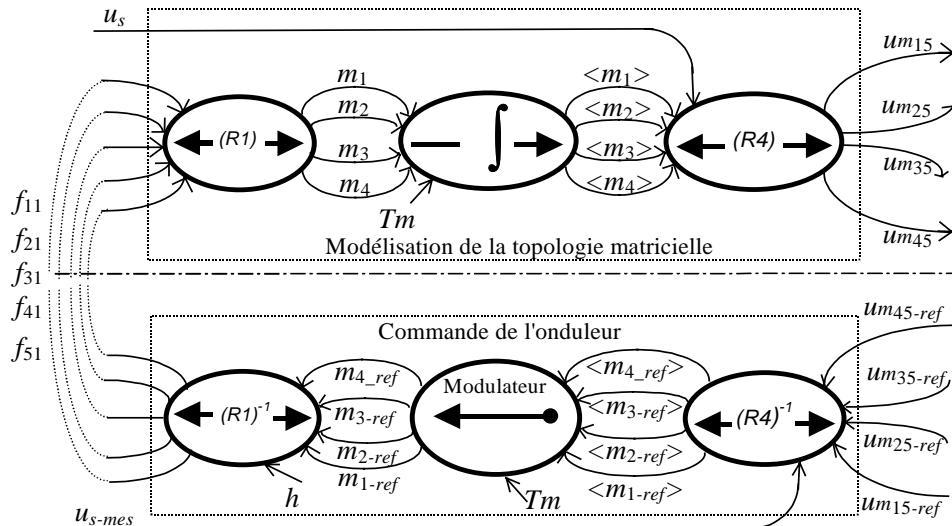


Figure 1.38 : G.I.C. du modèle du convertisseur pentaphasé et de sa commande

6.2.3.3 Modulation des conversions

Pour ce convertisseur, quatre modulateurs de conversion sont nécessaires (fig. 1.39). À chaque période de modulation, les positions des références des fonctions de conversion doivent être déterminées afin de créer un des 32 états de la matrice de connexion, ce qui laisse place à une variété de modulations.

Le concept de modulation décalée/simultanée peut être à nouveau appliqué et montre ainsi la généralisation possible de ce principe. Ainsi, une modulation dite « séparée » a été réalisée en séparant la période de modulation en deux parties [C.12]. Dans chaque partie, un système donné de tension est modulé et généré.

Nous présenterons ici une modulation permettant une excursion maximale des deux systèmes de tension et appelée modulation mixte. On peut montrer que les quatre fonctions de conversion doivent avoir le même signe à tout instant [C.13]. C'est une caractéristique des convertisseurs à topologie matricielle qui découle de la relation (1.5). En conséquence, le signe de la fonction génératrice de conversion doit être examiné afin de créer un placement des références des fonctions de conversion à l'intérieur de la période de modulation (fig. 1.40).

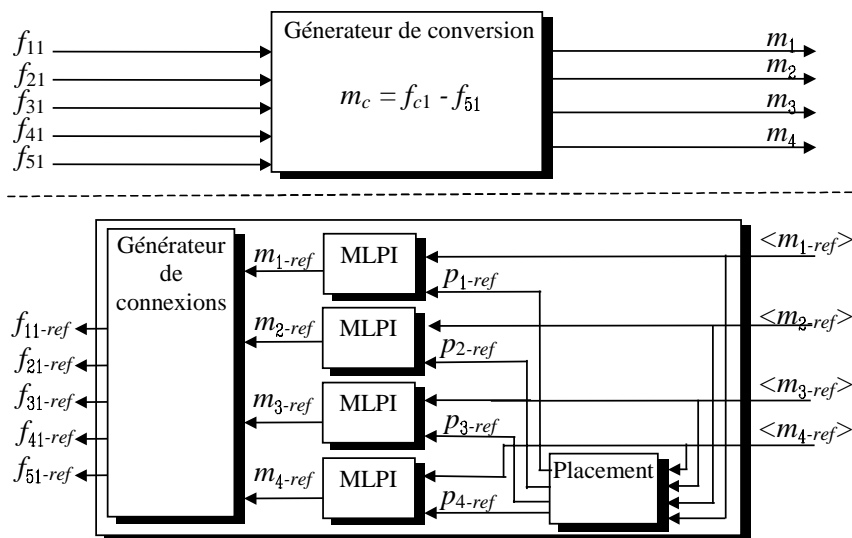


Figure 1.39 : Structure du modulateur de conversion

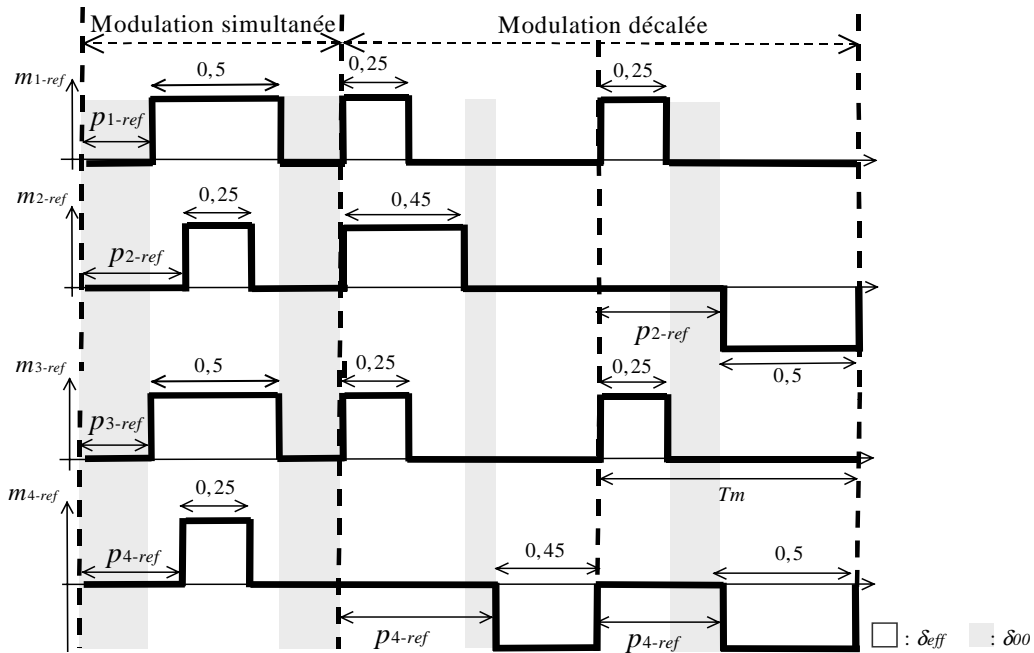


Figure 1.40 : Principe de la modulation simultanée et décalée

Si tous les signes sont identiques, alors une modulation simultanée et centrée des quatre références de fonctions génératrices de conversion est employée.

$$p_{c-ref}(q.Tm) = \frac{1}{2} \cdot (1 - |m_{c-ref}(q.Tm)|) \quad (1.23)$$

Sinon, une modulation décalée est mise en oeuvre en plaçant par exemple les références positives à gauche et les références négatives à droite.

Si $\langle m_{c-ref}(q.Tm) \rangle$ est positive alors $p_{c-ref}(q.Tm) = 0$,

$$\text{sinon } p_{c-ref}(q.Tm) = 1 - |m_{c-ref}(q.Tm)| \quad (1.24)$$

6.3 Commande de deux machines asynchrones alimentées par un onduleur pentaphasé

6.3.1 Description du système d'alimentation

La première application considérée consiste à alimenter deux machines asynchrones (IM_1 et IM_2) par un convertisseur pentaphasé (fig. 1.41) [C.12]. Cette structure de puissance doit remplir la fonction identique à celle remplie par un ensemble de deux onduleurs triphasés. La difficulté principale est clairement la conception d'un système de commande tel qu'un contrôle indépendant des deux couples et des deux vitesses soit effectué. Les contraintes sont dues à l'utilisation d'une source unique de tension continue et d'une phase commune pour l'alimentation des deux machines d'induction.

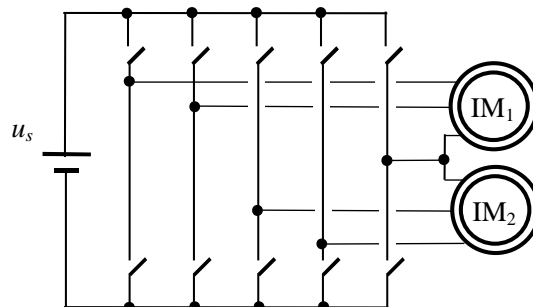


Figure 1.41 : Alimentation de deux machines asynchrones par un convertisseur pentaphasé

6.3.2 Description des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM)

Sous l'impulsion d'Alain Bouscayrol, nous avons définis au sein du Groupe De Recherche national « Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques » un formalisme pour décrire et représenter des systèmes composés de plusieurs machines électriques avec un convertisseur unique ou plusieurs convertisseurs électriques et/ou mécaniques, appelés Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) [R.6]. L'intérêt principal de cet outil graphique est d'ordonner la description mathématique de l'application industrielle selon le principe d'action - réaction et de prédire les couplages éventuels. Ce dernier point est très important dans la méthodologie de conception de système puisque les contraintes électriques ou mécaniques qui résultent de la présence de couplage vont impliquer des limitations sur les quantités physiques (courants, couples) mises en jeu. En conséquence, un système (ou actionneur) comportant un nombre réduit de couplages aura un meilleur dimensionnement.

Ce convertisseur lie une source électrique (représentée par l'ovale ES) avec deux sources mécaniques (les ovales MS₁ et MS₂ sur la figure 1.42). Les sources mécaniques indépendantes sont entraînées par deux machines asynchrones. Ces convertisseurs électromécaniques (représentés par des triangles MC₁ et MC₂) génèrent deux couples mécaniques indépendants (T_{em1} et T_{em2}) à partir de deux systèmes triphasés de courants indépendants (représentés par les vecteurs \underline{I}_{s1} et \underline{I}_{s2}). Le convertisseur pentaphasé doit assurer la distribution en énergie et est représenté graphiquement par un ensemble de deux onduleurs triphasés couplés (représentés par les carrés VSI₁ et VSI₂) qui fournit deux systèmes triphasés de tensions modulées indépendantes (\underline{U}_1 et \underline{U}_2). Les tensions aux bornes des enroulements (\underline{V}_{s1} et \underline{V}_{s2}) et les courants qui sont ensuite modulés (i_1 et i_2) sont obtenus à partir d'une transformation mathématique qui est graphiquement représentée par un carré barré. Le couplage électrique repose sur le partage d'une cellule de commutation par les deux moteurs (représentés par des cercles IM₁ et IM₂).

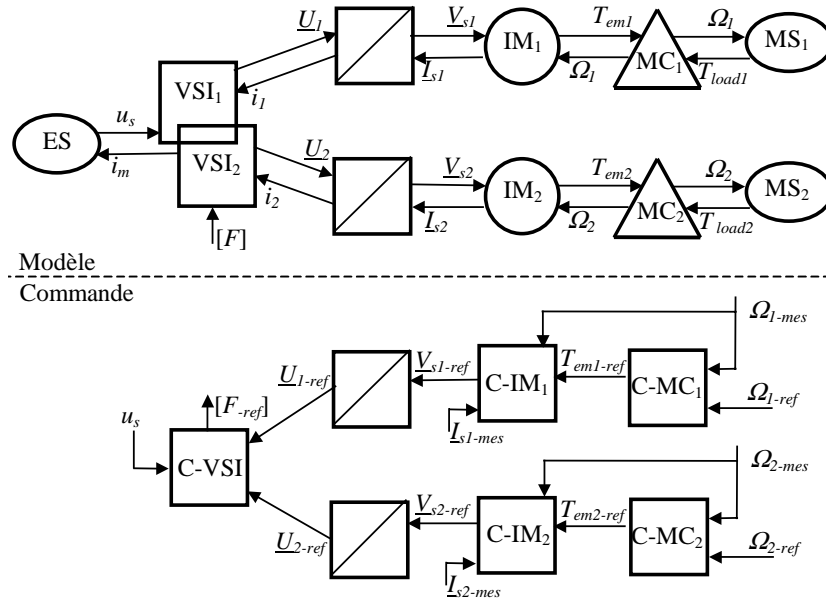


Figure 1.42 : Représentation MMS de l'application

6.3.3 Commande découplée des deux moteurs à induction

Le dispositif de commande de cette application est déduit par inversion de la représentation MMS (fig. 1.42). La commande du convertisseur mécanique (C-MC₁ or C-MC₂) est un asservissement classique de vitesse, qui calcule la référence de couple ($T_{emx-ref}$) pour fixer la vitesse de rotor (Ω_{x-mes}) égale à la référence de vitesse (Ω_{x-ref}). Le contrôle de

la machine asynchrone (C-IM₁ or C-IM₂) est une commande orientée de flux conventionnelle [LEO 88]. Le flux rotorique est estimé par mesure du courant et de la vitesse (\underline{I}_{sx-mes} et Ω_{x-mes}). Le flux et le contrôle des courants génèrent les références des tensions modulées (\underline{V}_{s1-ref} et \underline{V}_{s2-ref}). Une transformation inverse définit les références des tensions de l'onduleur (\underline{U}_{ref}). La commande de l'onduleur pentaphasé (C-VSi) est réalisée comme précédemment expliquée.

6.3.4 Synthèse des résultats

Comme la valeur efficace maximale des tensions modulées est de 220V, une tension continue (u_s) de 1080 V ($=220 \cdot \sqrt{2} \cdot 2$) est nécessaire afin de pouvoir produire en temps réel deux systèmes de tension opposée. L'onduleur a été simulé en considérant des interrupteurs idéaux commutant à une fréquence fixe de 5 kHz. Les paramètres des machines ont les valeurs suivantes : $V = 220$ V (raccordement en étoile), $I = 24,8$ A, $P = 5,5$ kW, $f_s = 50$ Hz, $\Omega = 690$ t/mn, $p = 2$.

Une trajectoire d'essai composée d'échelons de vitesse a été testée pour évaluer les possibilités de cet actionneur (fig. 1.43). On voit que cet onduleur permet un réel contrôle indépendant des vitesses des deux moteurs. En régime permanent, les courants ont des évolutions sinusoïdales triphasées bien qu'ils soient générés par un onduleur pentaphasé (fig. 1.44). Des études harmoniques ont montré que les tensions modulées résultantes ne contiennent que les rangs des harmoniques fondamentaux exigés pour la variation de vitesse de chaque machine (fig. 1.45).

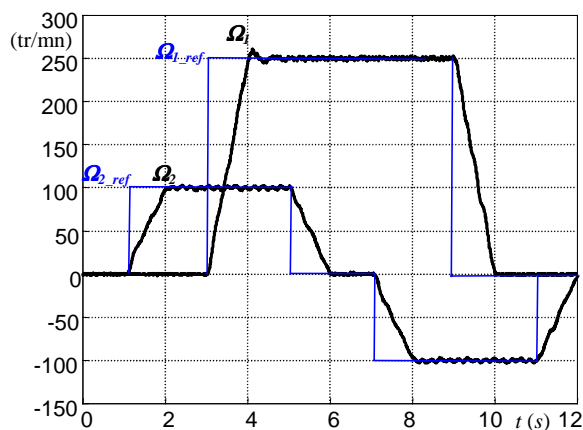


Figure 1.43 : Trajectoire en vitesse

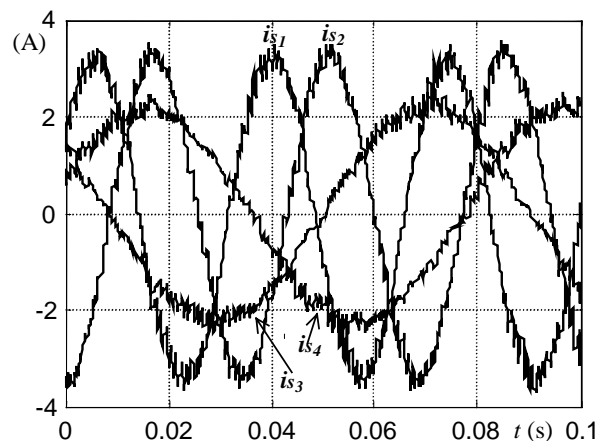


Figure 1.44 : Evolution temporelle des courants

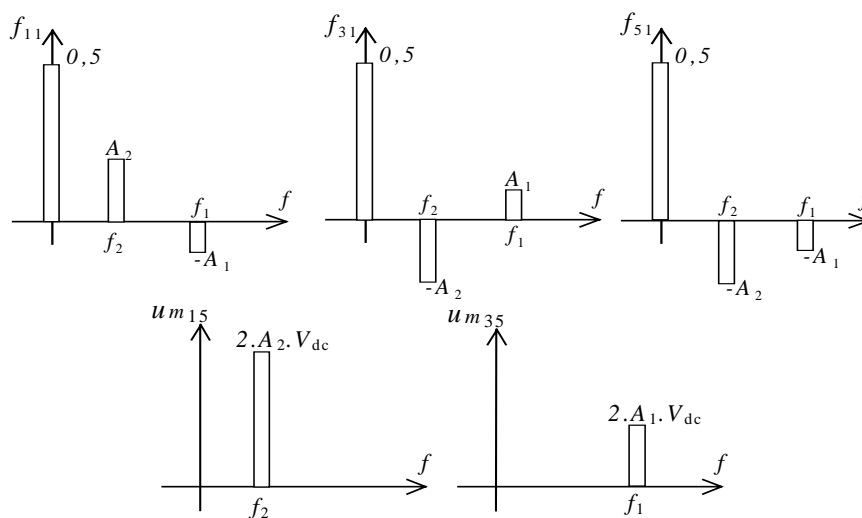


Figure 1.45 : Analyse spectrale

Lors de la présentation de ces travaux [C.13], J. Niiranen (ABB, Suède) a suggéré l'utilisation de ce convertisseur pour l'alimentation d'une machine asynchrone. Les travaux qui en ont suivi sont résumés ci-après.

6.4 Alimentation d'une machine asynchrone

6.4.1 Description

De manière classique, l'alimentation d'une machine asynchrone avec un prélèvement sinusoïdal des courants sur le réseau électrique est réalisée au moyen de deux onduleurs connectés "têtes bêtes", l'un permet par un fonctionnement en onduleur la variation de vitesse de la machine et l'autre fonctionnant en redresseur commandé permet de prélever des courants avec un spectre harmonique basse fréquence propre (fig. 1.46a).

Le convertisseur pentaphasé proposé peut être une solution alternative à l'alimentation de cette machine [C.17]. L'application précédente peut être étendue à l'association d'un moteur asynchrone avec un réseau triphasé en utilisant un ensemble de selfs de lissage (fig. 1.46b). Etant donné que l'énergie électrique vient d'un réseau alternatif, le bus continu est créé en utilisant un condensateur. La machine asynchrone peut être également remplacée par des charges triphasées.

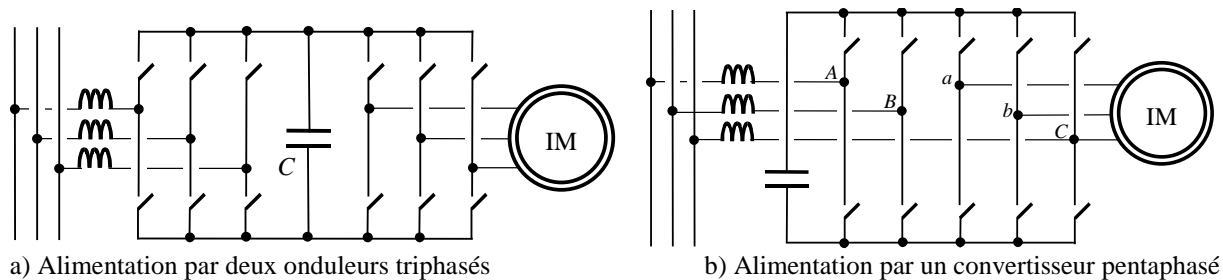


Figure 1.46 : Alimentation d'une machine asynchrone

6.4.2 Analyse MMS

Ce système MMS est très proche de celui précédemment étudié (fig. 1.47). La partie correspondant à la machine asynchrone est identique. Le réseau électrique (représenté par l'ovale ES) fournit les tensions (\underline{U}_{grid}) aux inductances. Les tensions aux bornes des inductances sont influencées par les tensions simples (\underline{V}_{grid}) et également par les tensions modulées (\underline{V}_{s1}). Les courants provenant des inductances (\underline{I}_{s1}) sont également modulés et alimentent avec les courants modulés de la machine asynchrone (\underline{I}_s) le condensateur (C).

6.4.3 Contrôle simultané des courants de la machine et du réseau

La structure du dispositif de commande est obtenue par inversion de la représentation MMS. Le convertisseur de puissance possède quatre références indépendantes (um_{15-ref} , um_{25-ref} , um_{35-ref} , um_{45-ref} , regroupées dans les vecteurs \underline{U}_{1-ref} , \underline{U}_{2-ref}). Quatre grandeurs peuvent être commandées indépendamment: la vitesse et le flux de la machine; les deux courants de ligne sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire. Comme précédemment un contrôle à flux orienté du couple est utilisé pour la machine asynchrone (C-IM₂). Une commande permettant un facteur de puissance unitaire (C-L) établit les références de tension \underline{V}_{s1-ref} .

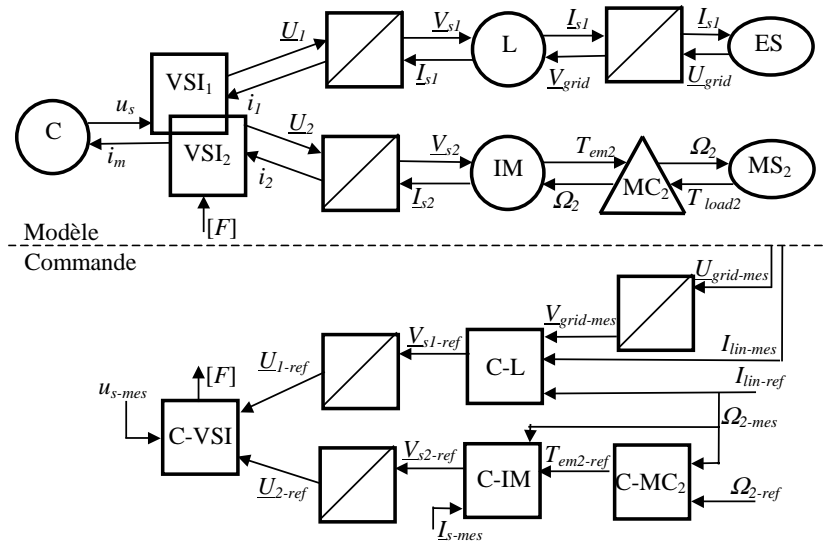


Figure 1.47 : Représentation MMS de la seconde application

6.4.4 Analyse des performances

Cette application a été simulée avec une machine asynchrone de 5,5 kilowatts et un réseau électrique de 230 V, 50 Hz. La consigne en vitesse de la machine consiste en un échelon positif suivi d'un échelon négatif. A $t=1s$, un échelon de couple correspondant à la moitié de la valeur nominale est appliqué. La commande en couple apporte de bonnes performances dynamiques en ce qui concerne la réponse en vitesse (fig. 1.48a) et le maintien du flux (fig. 1.48b). De même la commande à facteur unitaire conduit à maintenir constant le bus continu (fig. 1.48c) et les courants absorbés au réseau sont en phase avec les tensions.

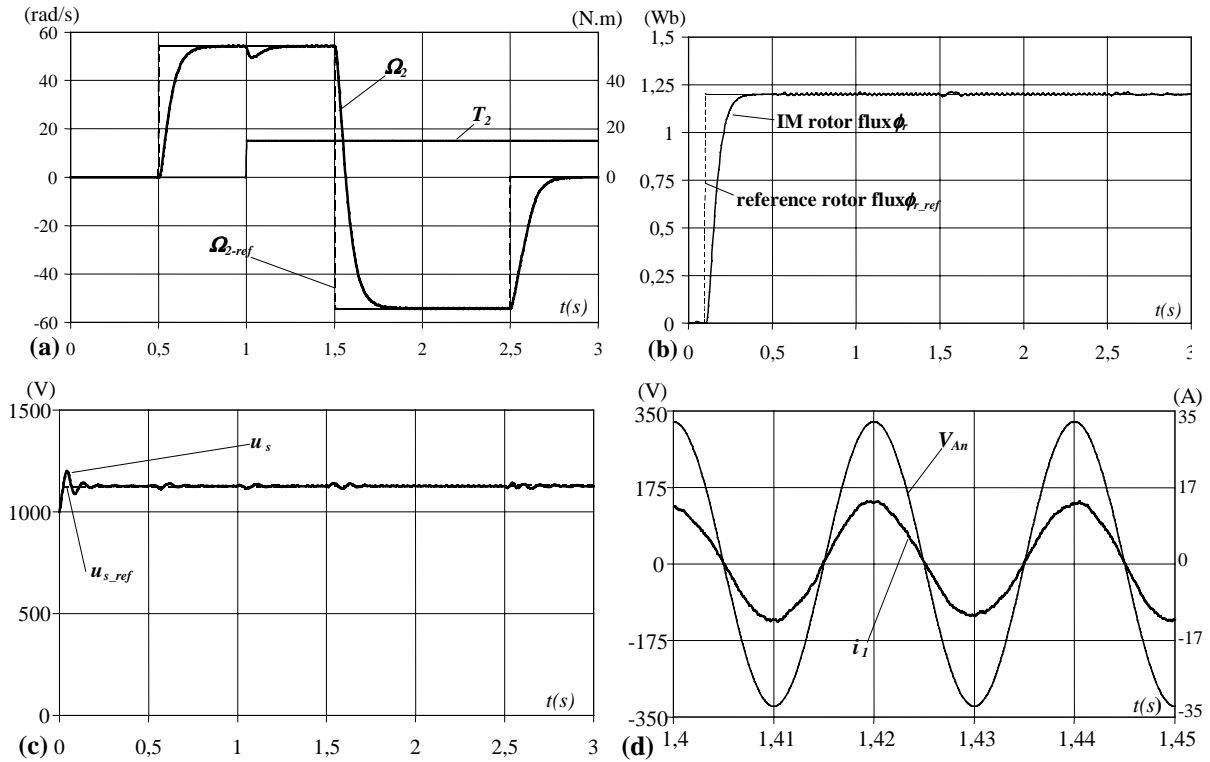


Figure 1.48 : Résultats de simulation de la seconde application

6.5 Contraintes et comparaison avec l'utilisation d'un double onduleur triphasé

Une comparaison de l'onduleur pentaphasé avec la structure classique à deux onduleurs triphasés peut être réalisée en considérant les valeurs nominales des courants et des tensions aux bornes des semi-conducteurs. Pour permettre la génération de deux systèmes de tensions, il faut que la tension u_s soit plus grande que la plus grande des tensions composées. Si \hat{U}_{grid} et \hat{U}_{im} sont les valeurs nominales des tensions du réseau et de la machine asynchrone, on peut montrer que [C.16] :

$$u_s \geq \max(\hat{U}_{grid} + \hat{U}_{im}) \text{ pour le convertisseur pentaphasé}$$

$$u_s \geq \max(\hat{U}_{grid}, \hat{U}_{im}) \text{ lors de l'utilisation d'une topologie à double onduleur triphasé.}$$

Comme la valeur maximale de la tension aux bornes d'un semi-conducteur est toujours égale à la tension aux bornes du condensateur, des semi-conducteurs avec une caractéristique plus élevée en tension doivent être employés pour le convertisseur pentaphasé.

Si l'on note $\hat{I}_{maximum}$, la valeur maximale des courants du réseau et de la machine, alors tous les semi-conducteurs de la topologie à double onduleur triphasé doivent être capable de commuter ce courant. Le convertisseur pentaphasé a les mêmes contraintes excepté pour la cellule de commutation partagée pour laquelle les semi-conducteurs doivent commuter $2\hat{I}_{maximum}$.

L'intérêt économique à employer un convertisseur pentaphasé à la place d'une topologie à double onduleur triphasé doit donc être soigneusement considéré à partir de ces données. Néanmoins le fonctionnement en onduleur pentaphasé peut être intéressant dans le contexte d'un fonctionnement en mode dégradé d'une topologie à double onduleur. En effet, après destruction d'un semi-conducteur, qui mène à perdre une des six cellules de commutation, une reconfiguration de la commande en fonctionnement "onduleur pentaphasé" peut assurer un maintien de fonctionnement de l'application industrielle. Toutefois ceci sous-entend une réduction de la puissance disponible pour l'application et une connectique particulière qui doit être prévue dès la phase de conception.

7. Conclusion

Ce chapitre avait pour but d'exposer une synthèse des travaux concernant la commande des convertisseurs par modulation directe des conversions. Par rapport aux méthodes existantes, les spécificités suivantes méritent d'être soulignées.

Par une telle modulation, l'algorithmique de commande ne nécessite plus le calcul de la transformation directe et inverse de Park ni le calcul de composantes homopolaires. Cela peut amener un gain de temps dans l'exécution temps réel des algorithmes. Cette caractéristique est loin d'être négligeable dans le cadre des applications embarquées et compte tenu du fait que les processeurs sont de plus en plus utilisés pour exécuter du code orienté "multimédia" pour l'interfaçage de l'application.

Le domaine de variation est entièrement utilisé que ce soit en régime permanent ou transitoire, sinusoïdal ou non. Pour le contrôle de l'onduleur triphasé, cela conduit au principe bien connu de sur-modulation déjà mis en valeur par le passé par la technique de modulation du vecteur spatial instantané [ZHO 02]

La modulation de largeur et de position d'impulsion permet non seulement d'imposer directement les conversions électriques à réaliser mais, en plus, par un placement judicieux des impulsions, de minimiser le nombre de commutations. Concrètement, une modulation des conversions électriques à une période T_e occasionnera une période de commutation double pour les semi-conducteurs. Cet avantage est perdu si une modulation simplifiée par comparaison des références de conversion avec des porteuses est utilisée.

Comme on pouvait s'y attendre, l'efficacité de cette méthode s'accroît dès lors que la topologie du convertisseur se complexifie. On a ainsi montré que cette méthode est aisément extensible aux convertisseurs polyphasés et apporte une réponse efficace à la conception des dispositifs de commande de convertisseurs à topologie non-conventionnelle.

La modulation directe des conversions a occasionné d'autres développements.

Au sein du groupe Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs du G.D.R. "Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques", ce travail a permis de mener des réflexions sur la mise en évidence des couplages amont (partage d'une grandeur électrique) [R.6] et de proposer des résolutions pour la commande de tels systèmes [C.20].

Notons également l'utilisation de cette technique de modulation pour l'amélioration de la qualité de l'onde de tension lors de la génération d'énergie sur le réseau EDF [CO.3].

En matière de pédagogie, les principes de modélisation des convertisseurs de puissance ont permis une approche rapide des outils de simulation lors des formations "Mathworks" [CO.2].

Les perspectives de ce travail concernent l'enrichissement des modèles par Réseau de Petri des semi-conducteurs. Ces dernières années, les semi-conducteurs qui sont apparus (IGBT et IGCT) ont pris une importance grandissante et des premiers modèles de leur Partie Commande ont été établis [C.25]. Ce travail est réalisé par Faiza CHARFI, doctorante à l'Ecole Nationale des Ingénieurs de Sfax, et se poursuivra par la conception d'algorithmes de commande pour des fonctionnements en mode dégradé des convertisseurs dans le contexte des applications automobiles électriques [C.28].

8. Bibliographie du chapitre 1

- [CAM 96] J. P. CAMBRONNE, « Synthèse des commandes des systèmes électrotechniques à convertisseurs statiques entièrement commandés », Habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, H130, 29 Novembre 1996
- [EMA 01] A. EMADI, M. EHSANI, « Multi-Converter Power Electronic Systems: Definition and Applications », PESC 2001
- [FAU 91] J. FAUCHER, M. GRANPIERRE, « Quelques aspects de l'étude de la commande des machines électriques et des convertisseurs statiques à partir des schémas informationnels », Journées du Club EEA, Toulouse, Mars 1991
- [FAU 92] J. FAUCHER, M. GRANPIERRE, « Les graphes informationnels de causalité. Application à la simulation des systèmes électriques », Journées du Club EEA, Paris, Mars 1992
- [GRA 87] M. GRANDPIERRE, « Commande numérique des machines », Thèse de doctorat ès sciences, I.N.P.T., Toulouse.
- [FUC 99] A. FUCHS, T. FRIEDRICH, "Advanced multi-system locomotives using 6.5 kV power semiconductors", *EPE'99 Conference*, D 3152, p. 1-17, Paris 1989
- [GUI 94] X. GUILLAUD, J. P. HAUTIER, « Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques », *Journal de physique III*, Avril 1994, p. 805-819.
- [HAR 97] A. HARAS, « Space vector modulation in orthogonal and natural frames including the overmodulation range », proceeding of *EPE' 97*, Trondheim, Norway, September 8-10 1997, vol. 2, p. 337-342.
- [HAU] J. P. HAUTIER, « Analyse des systèmes électrotechniques par réseau de Petri », *Techniques de l'ingénieur*, D 3 740, p.1-10.
- [HAU 90] J. P. HAUTIER, P. MASEMIN, C. ROEKEN, « Analysis method for complex converters: Application to frequency changers », *IMACS-TCI*, Nancy, 19-3-21 Septembre 1990.
- [HAU 91] J. P. HAUTIER, M. GRANDPIERRE, « Dispositifs de commande dans les systèmes électrotechniques. Modèles et solutions », *journées électrotechniques du club EEA*, Toulouse.

- [HAU 94] J.P. HAUTIER, X. GUILLAUD, « Formalisme et modèles pour systèmes à convertisseurs statiques électroniques », *Symposium Automatisation Des Processus Mixtes*, '94, 23-24 Nov. 1994, Bruxelles, Belgique
- [HAU 96] J.P. HAUTIER, J. FAUCHER, « Le Graphe informationnel Causal : Outil de modélisation et de synthèse des commandes de processus électromécaniques », *Bulletin de l'Union des Physiciens*, n°785, Cahier Spécial de l'Enseignement Supérieur, pp 51-58.
- [HAU 99] J.P. HAUTIER, J.P. CARON, « CONVERTISSEURS STATIQUES : Méthodologie causale de modélisation et de commande », *Editions TECHNIP*, 1999, ISBN 2-7108-0745-9.
- [HOL93] J. HOLTZ, W. LOTZKAT, A. M. KHAMBADKONE, « On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation range Including the Six-step Mode », *IEEE transactions on power electronics*, vol. 8, No4, p. 546-553, October 1993.
- [KUR 99] H. KURTZ, "Rolling across Europe's vanishing frontiers", *IEEE Spectrum*, p. 44-49, February 1999
- [LEO 88] W. LEONHARD, "Adjustable-speed ac drives", *Proceeding of IEEE*, vol. 76, No4, p. 455-471, 1988
- [LOR 00] D. LORIOL, "Conception et réalisation d'un modulateur de largeur d'impulsion à l'aide de circuits logiques programmables associé à un processeur de signal numérique", mémoire d'ingénieur du C.N.A.M., 08 Décembre 2000
- [LOU 98] J. P. LOUIS, C. BERGMANN, « Commande numérique : Régimes intermédiaires et transitoires », *Techniques de l'ingénieur*, D 3 646, p.1-24.
- [MON 96] E. MONMASSON, J. FAUCHER, « Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle », revue 3EI, 1996.
- [TRZ 96] A. M. TRZYNADLOWSKI, « An Overview of Modern PWM Techniques for Three-Phase, Voltage Controlled, Voltage-Source Inverters », proc. of ISIE' 96, Warsaw, Poland, vol. 1, p. 25-39.
- [ZHO 02] K. ZHOU, D. WANG, « Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis », *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, No1, February 2002

Chapitre 2

Conception des dispositifs de modulation et de commande des convertisseurs multiniveaux

« Toute connaissance est une réponse à une question. S'il n'y a pas de question, il ne peut y avoir de connaissance. »

Gaston Bachelard

Conception des dispositifs de modulation et de commande des convertisseurs multiniveaux

1 Le contexte

La demande en équipements industriels de forte puissance est actuellement en fort accroissement. Les exemples sont nombreux : la traction électrique, la génération d'énergie électrique, etc ... Ce n'est pas de notre propos de détailler les applications, mais plutôt de situer le contexte, à savoir que l'exigence en terme de puissance contrôlée trouve une pierre d'achoppement: les caractéristiques des composants semi-conducteurs, naturellement limitées en tension et en courant. C'est pour ces raisons que des solutions mettant en œuvre des associations de composants, [GUI 93] voire de convertisseurs, [BAR 96], [HEM 96], ont été développées. De telles associations apportent non seulement une augmentation de la puissance contrôlable grâce à une augmentation du calibre global en tension ou en courant, mais également une meilleure qualité spectrale des ondes délivrées grâce à des stratégies de commande adaptées [GOL 98]. Concernant l'augmentation du calibre tension, la solution naturelle consiste à réaliser une mise en série des éléments conducteurs de manière à réduire la tension à commuter en des valeurs plus petites et directement commutables par les semi-conducteurs actuels. Parmi les associations possibles, citons la mise en série de sources de tension avec distribution du potentiel commun (Neutral Point Clamped : N.P.C.) [FRA 98], [ROJ 95], [NAB 81], l'imbrication de cellules de commutation [MEY 91], [MEY 92], la mise en série de convertisseurs [COM 93].

Ces associations ont le même objectif mais sont différentes tant dans leur concept que dans leurs performances. Compte tenu de la contrainte commune de préformation de la tension multiniveau, il apparaît de plus en plus indispensable de concevoir un système de conversion de puissance d'énergie en associant intimement la commande du convertisseur à sa topologie. Dans ces conditions, il est tout aussi indispensable de disposer de modèle précis des structures envisagées afin d'en déduire la stratégie de commande la mieux adaptée. Ainsi pour ces convertisseurs, le besoin de formalisme est bien présent tant pour la phase de modélisation que pour celle de la conception de commande.

Ce chapitre synthétise les travaux que nous avons menés, notamment avec H. Ralaivao (doctorant) et P. Pecqueur (stagiaire en D.E.A.) sur la modélisation et la commande des convertisseurs multiniveaux. Dans ce cadre, deux techniques de modulation ont été élaborées.

La première, qui permet une modulation directe des conversions avec rééquilibrage des tensions capacitives, est présentée au travers des topologies hacheurs à trois niveaux. Dans le cadre d'une collaboration avec M. Fadel (LEEI), l'application de cette modulation au contrôle d'un hacheur à cellules imbriquées a montré l'universalité de cette méthode par rapport aux topologies multiniveaux.

Puis, une seconde technique permettant la modulation directe par préformation de l'onde multiniveau est présentée et est appliquée sur deux topologies de hacheurs à quatre niveaux.

L'utilisation de cette architecture pour la reconfiguration des commandes en cas de défauts est présentée dans le cadre d'une alimentation non interruptible employant un onduleur monophasé N.P.C. Les analogies avec la topologie à cellules imbriquées réalisant la même fonction seront soulignées.

Enfin, une technique de modulation vectorielle des conversions pour un onduleur N.P.C. triphasé est présentée.

Nomination Maître de Conférences	1996	Onduleur multiniveau
	01/09/1996	H. RALAIVAO (these)
	1997	
	1998	[C.9]
	1999	[C.11] [R.5] [C.14]
	2000	
	2001	P. PECQUEUR (DEA)
	2002	[C.24] [C.27] [C.32]
		Hacheurs multiniveaux
		[C.18] [C.19] [R.7]
		[C.23] [C.26]

E. SEMAIL (L2EP)
M. FADEL (LEEI)

2 Contrôle par Modulation directe des Largeurs et des Positions des Impulsions

2.1 Modélisation généralisée

Une tension multiniveau peut être décrite par une somme de tensions élémentaires modulées (figure 2.1) :

$$u_m = \sum_{l=1}^{L-1} u_{m_l} = u_{m_1} + \dots + u_{m_{L-1}} \quad (2.1)$$

Chaque tension modulée élémentaire (u_{m_l}) est produite par conversion d'une source de tension (u_{s_l}) :

$$u_{m_l} = m_l \cdot u_{s_l} \quad (2.2)$$

Avec une telle représentation mathématique, une tension modulée sur N niveaux nécessite donc $L = N - 1$ sources de tension. Cette représentation mathématique est triviale pour les convertisseurs à topologie matricielle (voir équation (1.6), chapitre 1) **mais reste valable pour les autres topologies.**

Une onde multiniveau est donc obtenue par une sommation de L fonctions de conversion qui est pondérée par L sources de tension. Lorsque les sources de tension ont la même amplitude ($u_{s_1} = u_{s_2} = \dots = u_{s_L}$), la tension multiniveau obtenue est dite symétrique [JUF 99].

Les valeurs prises par chaque fonction de conversion dépendent de la topologie du convertisseur et des ordres de commande des transistors $m_i = f_{topology}(Tr)$. Ceci a été décrit précédemment (fig.1.5, chapitre 1) par la relation entre fonctions de conversion et fonctions de connexion ($R_{F,M}$), les semi-conducteurs étant toujours supposés totalement commandables ($f_{l,c} = T_{l,c}$). Un contrôle par modulation directe des fonctions de conversion comme expliqué

au chapitre 1 peut donc être utilisé (fig. 1.17).

Cependant, le contrôleur de conversion doit de plus générer une évolution temporelle de la tension modulée en multiniveau. Selon la topologie utilisée, des contraintes additionnelles doivent être également satisfaites par ce contrôleur (conditions d'équilibrage des tensions continues). Une synthèse des travaux réalisés sur la conception des dispositifs de commandes de diverses topologies de hacheurs à trois niveaux est maintenant présentée.

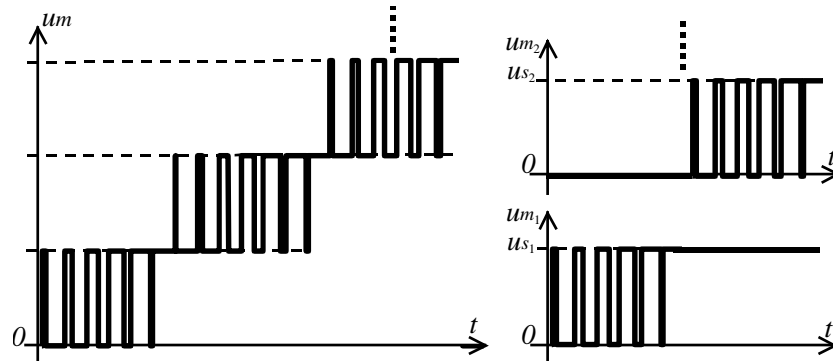


Figure 2.1 : Evolution temporelle d'une tension multiniveau symétrique

2.2 Applications aux hacheurs à trois niveaux

2.2.1 Principe

L'alimentation en courant continu représente un pourcentage significatif des appareils électriques. La plupart des applications concernées utilisent des hacheurs monophasés pour l'alimentation de récepteurs statiques (batteries, ...) ou d'onduleurs de puissance [KIM 01]. La rentabilité des applications peut être significativement augmentée par l'utilisation de convertisseurs fonctionnant en multiniveaux [RUA 02]. En effet, ces topologies de convertisseurs peuvent fournir plus de puissance en réduisant les harmoniques ou en économisant sur le coût des éléments réactifs utilisés pour le filtrage par l'augmentation de la fréquence de modulation des grandeurs électriques modulées [HEL 00]. De plus, comme pour tous les convertisseurs multiniveaux, il est possible d'employer des transistors avec des tensions de blocage plus basses [FRO 01], [SIR 01]. La diminution continue des prix des semi-conducteurs d'électronique de puissance peut rendre cette solution commercialement viable et attrayante.

L'application, qui était le fil conducteur des travaux développés autour des hacheurs à trois niveaux, concernait le remplacement du traditionnel hacheur dans le système de conversion électrique d'un système de traction ferroviaire par une topologie multiniveau (fig. 2.2). Une première topologie reposant sur la mise en série de semi-conducteurs et utilisant les deux phases du bus continu est d'abord présentée ; la modélisation et la commande seront détaillées. Ensuite, ces résultats sont étendus à une topologie multiniveau utilisant des cellules de commutations imbriquées. Les points communs tant au niveau des modèles que des fonctionnalités du dispositif de commande de ces deux convertisseurs seront mis en exergue.

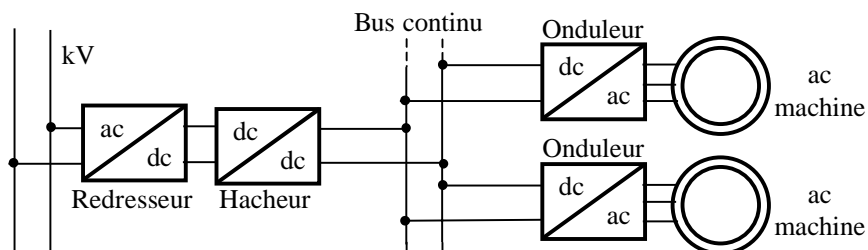


Figure 2.2: Structure de conversion du système de traction étudié

2.2.2 Topologie buck à potentiel distribué

2.2.2.1 Principe et modélisation

La topologie du hacheur multiniveau considéré comporte une cellule élémentaire de commutation sur chaque phase qui permet la distribution du potentiel commun du diviseur capacitif (fig. 2.3). Ce convertisseur est alimenté par un redresseur à source de courant et à tension contrôlée (u_{s1}) et considérée comme constante. Pour permettre une commandabilité totale, on suppose que le transistor et la diode d'une même cellule de commutation sont dans des états complémentaires. Dès lors, on peut montrer que la partie opérative discontinue de ce convertisseur correspond à une topologie matricielle (altérée) d'interrupteurs idéaux (fig. 2.4). Deux fonctions de connexion dépendent directement des signaux de commande envoyés aux transistors :

$$f_{11}=T_1 \quad (2.3)$$

$$f_{32}=T_2 \quad (2.4)$$

L'utilisation du formalisme matriciel présenté au chapitre 2 (paragraphe 2.2.1) conduit à utiliser les notations suivantes : $u_{s2}=u_{c2}$ et $u_{s1}=u_{c1}+u_{c2}$. L'application des relations (1.4), (1.5) et (1.6) avec $L=3$ et $C=2$ permet de quantifier le modèle de ce convertisseur (tableau 2.1) et les valeurs numériques obtenues sont reportées dans le tableau 2.2. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être alors assimilé à un ensemble de deux générateurs équivalents de courants modulés et un générateur équivalent de tension modulée (fig. 2.4b).

$i_{m1}=m_1 \cdot i_s$	(2.5)		
$i_{m2}=m_2 \cdot i_s$	(2.6)	$u_m=m_1 \cdot u_{s1}+m_2 \cdot u_{s2}$	(2.7)
$m_1=f_{11}$	(2.8)	$m_2=f_{21}-f_{22}=f_{32}-f_{11}$	(2.9)

avec $m_1 \in \{ 0, 1 \}$ et $m_2 \in \{ -1, 0, 1 \}$.

Tableau 2.1 :

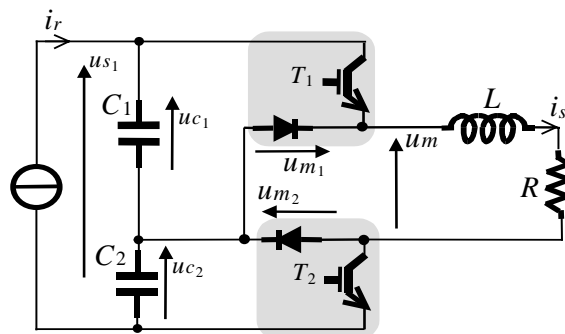


Fig. 2.3 : Schéma électrique du hacheur multiniveau à potentiel distribué

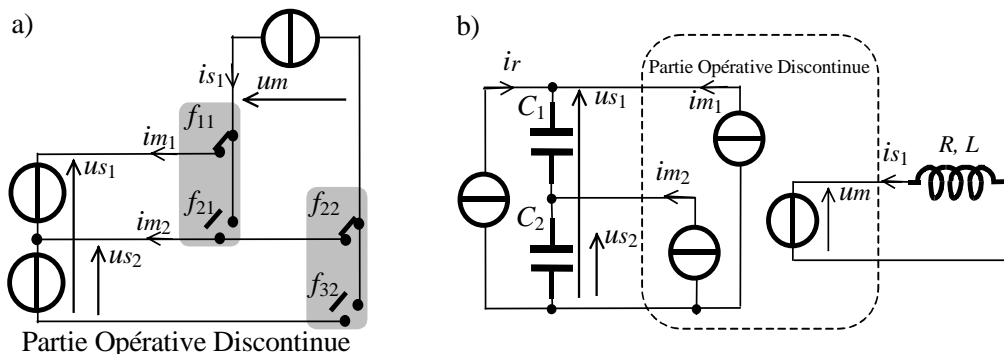


Figure 2.4 : Partie Opérative d'un hacheur multiniveau à potentiel distribué

2.2.2.2 Modulation équilibrée et génération d'ondes multiniveaux

La tension modulée peut être vue comme le résultat de la conversion de deux niveaux de tension (équation (2.1)) :

$$um = um_1 + um_2 \quad (2.10)$$

avec $um_1 = m_1 \cdot us_1$, (2.11) et $um_2 = m_2 \cdot us_2$ (2.12)

Si la tension aux bornes du condensateur C_2 a une valeur constante et égale à la moitié de la tension imposée par le redresseur (condition d'équilibre) :

$$us_2 = uc_2 = us_1/2, \quad (2.13)$$

on obtient une modulation multiniveau symétrique et les niveaux de la tension modulée se réduisent à trois (fig. 2.5) (tableau 2.2).

La modulation considérée consiste à moduler la largeur et la position des deux fonctions de conversion de manière à obtenir une modulation d'amplitude de la tension multiniveau. Deux cas seront considérés pour le calcul des durées des conversions électriques (fonctions génératrices de conversion). Pour générer de petites valeurs de la référence de la tension multiniveau, la stratégie de modulation consiste à choisir le niveau zéro et un demi-niveau de tension. Trois configurations (No2, No3 et No4 dans le tableau 2.2) seront employées pour mettre en application cette "modulation en demi-niveau". Pour des valeurs plus élevées de la référence de la tension multiniveau, le niveau zéro ne doit pas être utilisé (sinon il y a détérioration de l'onde multiniveau). Ainsi la "modulation plein niveau" sera conçue en utilisant les configurations 1, 2 et 3 dans le tableau 2.2.

Configuration	T_1	T_2	f_{11}	f_{32}	m_1	m_2	um
1	1	1	1	1	1	0	$uc_1 + uc_2 \rightarrow us_1$
2	0	1	0	1	0	1	$uc_2 \rightarrow \frac{1}{2} \cdot us_1$ Condition d'équilibre
3	1	0	1	0	1	-1	$uc_1 \rightarrow \frac{1}{2} \cdot us_1$
4	0	0	0	0	0	0	$0 \rightarrow 0$

Tableau 2.2 :

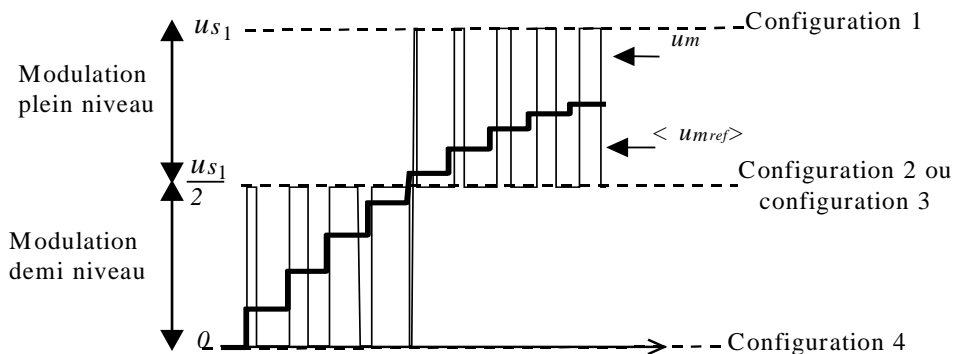


Figure 2.5 : Domaine de variation pour la modulation de niveau et plein niveau

2.2.2.3 Système de commande par modulation directe des conversions

Un modèle moyen peut être obtenu en utilisant la notion de fonction génératrice de conversion (équation (1.9)) :

$$\langle um \rangle = \langle m_1 \rangle \cdot us_1 + \langle m_2 \rangle \cdot us_2 \quad (2.14)$$

L'ensemble des équations du modèle moyen a été représenté sous la forme d'un G.I.C. dont l'inversion permet de déterminer l'architecture du système de commande du convertisseur (fig. 2.6). Nous voyons que la valeur moyenne de la tension multiniveau est établie au moyen des valeurs moyennes de deux tensions modulées ($\langle um_1 \rangle$ et $\langle um_2 \rangle$) qui sont rendues variables par action sur les valeurs moyennes des deux fonctions de modulation

($\langle m_1 \rangle$ et $\langle m_2 \rangle$). Ce degré de liberté sera employé pour le maintien de l'équilibre du diviseur capacitif.

Deux modulateurs de largeur et de position d'impulsions (MLPI) pour les références des fonctions de conversion sont nécessaires. Les références des fonctions de connexion sont déterminées par une lecture inverse du tableau 2.2 (contrôleur de connexions), les ordres de commande des semi-conducteurs sont ensuite générés. Les deux modulateurs doivent être pilotés de manière à former l'onde multiniveau et à maintenir la condition d'équilibre (équation (2.13)). L'algorithmique du contrôleur de conversion est maintenant détaillée.

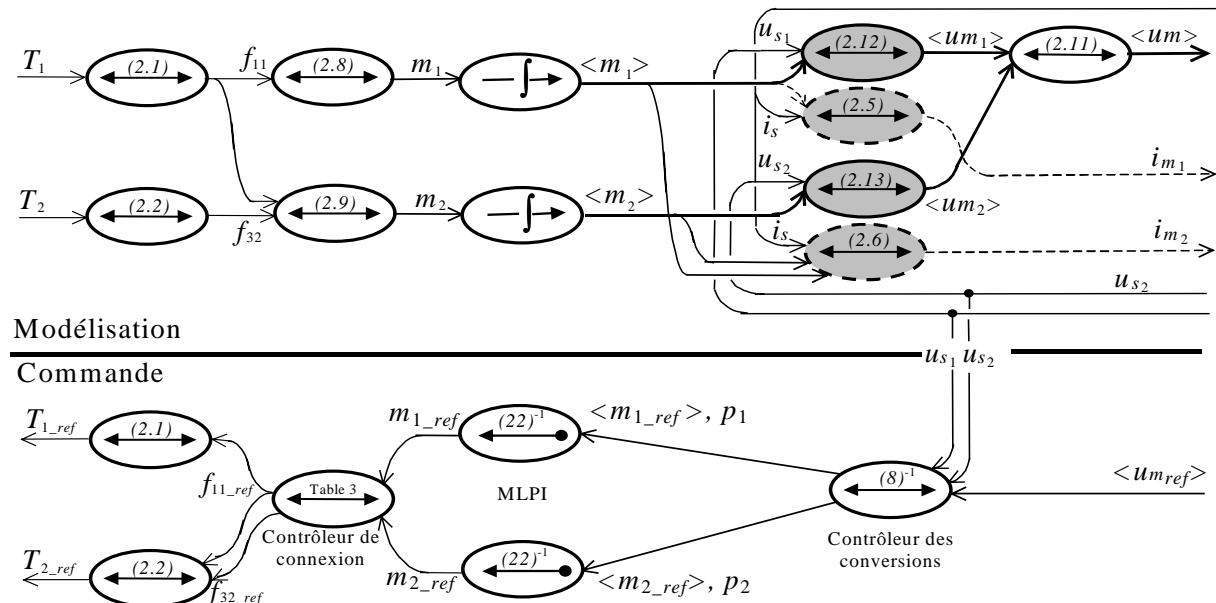


Figure 2.6 : G.I.C. du modèle et du système de commande du hacheur à trois niveaux

2.2.2.4 Contrôle des conversions

2.2.2.4.1 Stratégie pour l'équilibrage

Les courants modulés provoquent des variations non désirées sur les tensions aux bornes des condensateurs. En effet, en cas d'application d'un demi-niveau de tension, la tension aux bornes du condensateur C_2 diminue dans le cas de la figure 2.6.a (configurations 2), et augmente dans le cas de la figure 2.6.b (configurations 3), étant donné que la tension u_{s1} est maintenue constante. Ainsi, pour un demi-niveau souhaité de la tension modulée, deux configurations peuvent être appliquées et affectent différemment la tension de chaque condensateur.

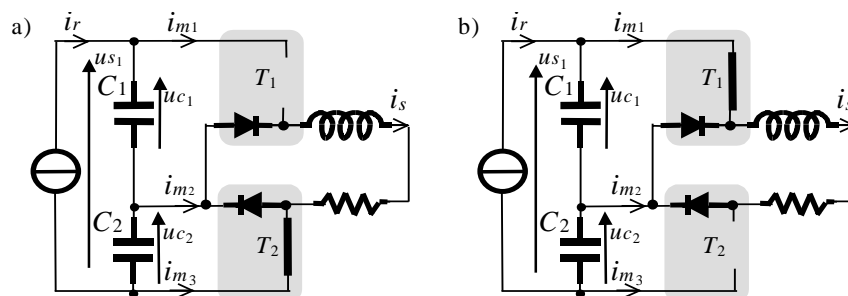


Figure 2.7 : Effet des demi-niveaux de tension sur l'équilibrage du diviseur capacitif

Afin de limiter les variations de ces tensions, nous avons conçu une stratégie de modulation, qui consiste à choisir la configuration nécessaire qui permet de rétablir le niveau

$u_{s2} = u_{s1}/2$ lors de l'application d'un demi-niveau de tension à partir de la mesure des tensions aux bornes des condensateurs.

2.2.2.4.2 Modulation en plein niveau

Selon le principe illustré sur la figure 2.5, une modulation plein niveau est utilisée quand la valeur moyenne de la référence de la tension multiniveau devient supérieure au demi-niveau théorique ($\langle um_{ref} \rangle > u_{s1}/2$). Avec une telle modulation aucun niveau nul ne doit être appliqué (fig. 2.8). Si $u_{s2} > \frac{u_{s1}}{2}$, lors de la génération du demi-niveau de tension, la configuration 2 doit être choisie pour diminuer la tension aux bornes du condensateur C_2 . Cela conduit à générer une modulation décalée des références de conversion qui ont alors pour expression :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} - 1 \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} \quad (2.15)$$

Si $u_{s2} < \frac{u_{s1}}{2}$, la configuration 3 est choisie pour augmenter la tension aux bornes du condensateur C_2 lors de la génération du demi-niveau de tension. Une modulation simultanée des deux références de conversion est implantée en fixant :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 1 \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \cdot \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} - 1 \right) \quad (2.16)$$

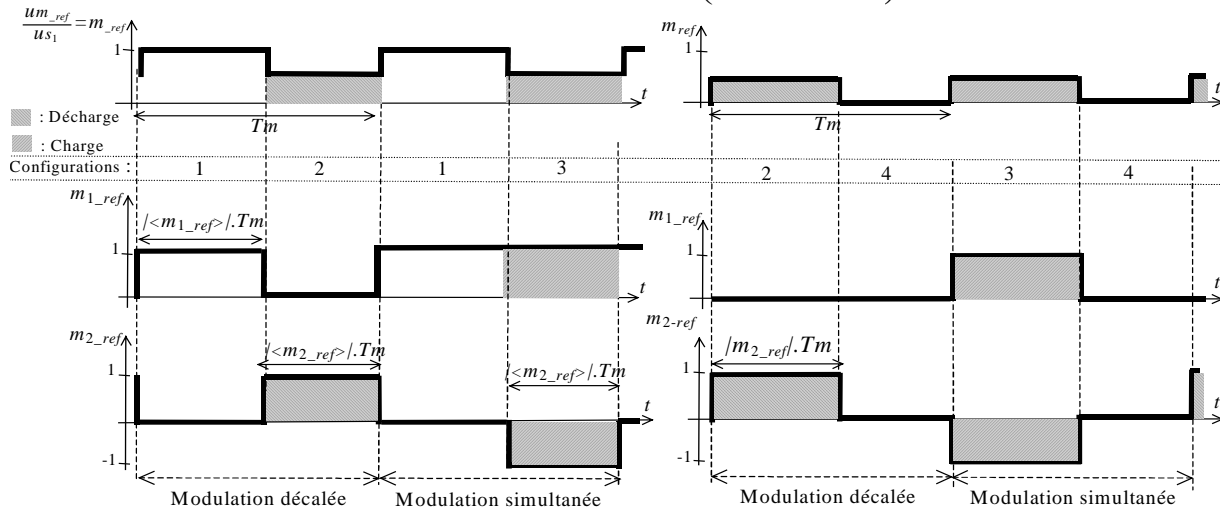


Figure 2.8 : Modulation plein niveau

Figure 2.9 : Modulation demi-niveau

2.2.2.4.3 Modulation en demi-niveau

Si l'on a besoin seulement d'un demi-niveau de tension (fig. 2.9), la configuration 2 sera choisie de manière à diminuer la tension aux bornes du condensateur C_2 . Nous obtenons alors :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 0 \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} \quad (2.17)$$

Sinon la configuration 3 est choisie de manière à augmenter la tension aux bornes du condensateur C_2 et une modulation simultanée est utilisée en fixant :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} \quad \text{et} \quad \langle m_{2_ref} \rangle = -2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{u_{s1}} \quad (2.18)$$

Pour ces deux types de modulation, la position des impulsions peut être fixée en utilisant les positions suivantes :

$$p_1 = 0 \text{ et } p_2 = \langle m_{1_ref} \rangle \quad (2.19)$$

ou

$$p_1 = \langle m_{2_ref} \rangle \text{ et } p_2 = 0 \quad (2.20)$$

Une minimisation des commutations peut être également réalisée en implémentant une modulation par application successive de ces deux calages (paragraphe 3.5 du chapitre 1).

2.2.2.4 Résultats expérimentaux

Ce dispositif de modulation a été implémenté sur une carte DSP "DSpace 1103". Le hacheur est composé d'IGBTs de 6 kVA (fig. 2.10). Les valeurs des éléments utilisés sont : $C_1=C_2=1500\mu\text{F}$, $L=40\text{ mH}$, $R=10\Omega$. Pour les résultats expérimentaux, la tension fournie par le redresseur est de $u_{s1}=250\text{ V}$ et la fréquence de modulation ($1/T_m$) est de 2 kHz.

Le test ici présenté consiste en un démarrage avec un déséquilibre de charge des condensateurs (fig. 2.11). Ceci est réalisé pour vérifier la capacité d'équilibrage de la stratégie de modulation : une résistance est connectée en parallèle avec le condensateur C_2 . Une différence de 75 V apparaît et cause une difficulté supplémentaire pour la génération d'ondes multiniveaux correctes. Le dispositif de commande élimine cette différence en 120 ms avec un courant de 1A dans la charge. Nous pouvons vérifier que c'est bien la tension aux bornes du condensateur surchargé qui est effectivement utilisée pour appliquer le demi-niveau de la tension multiniveau (u_m) durant la période transitoire de démarrage. En conséquence une décharge du condensateur C_2 apparaît jusqu'à obtenir l'équilibre $u_{c1}=u_{c2}$.

L'analyse spectrale de la tension modulée (fig. 2.12) montre que l'amplitude des familles d'harmoniques autour de la fréquence de modulation sont réduites de moitié (-3 dB) avec le hacheur multiniveau à potentiel réparti.

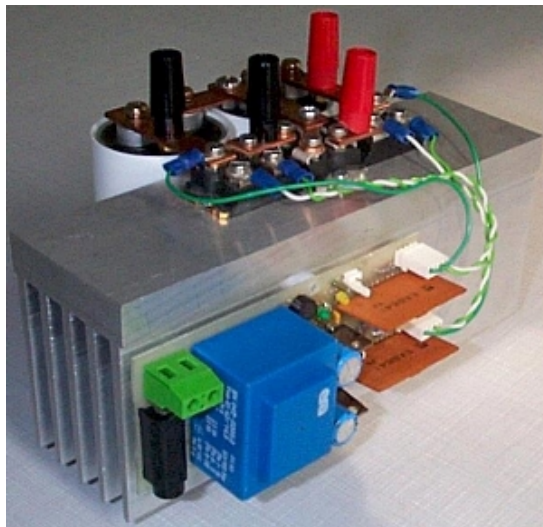
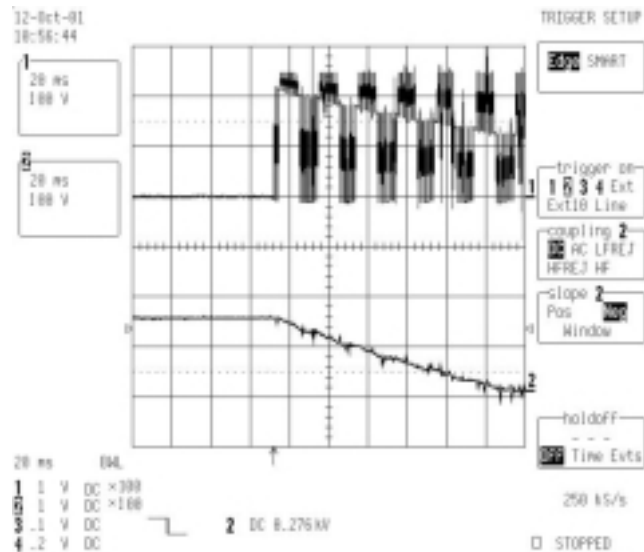


Figure 2.10 : Prototype



1: Modulated voltage (u_m) 2: DC voltage error ($u_{c1}-u_{c2}$).

Figure 2.11 : Démarrage avec une condition de déséquilibre

2.2.3 Topologie buck à cellules imbriquées

2.2.3.1 Principe et modélisation

La fonction "hacheur multiniveau" peut être également réalisée par une mise en série de hacheurs conventionnels ou une mise en série de cellules de commutation. Dans cette perspective, il est intéressant d'exposer les différences qui apparaissent au niveau des modèles de ces convertisseurs et également au niveau de leur contrôle. Le but étant de prouver que le modèle et le dispositif de commande proposé sont universels quelque soit la topologie

utilisée. Etant donné que ces convertisseurs possèdent la même fonctionnalité que le hacheur multiniveaux à potentiel distribué, une partie de leur modèle doit être identique.

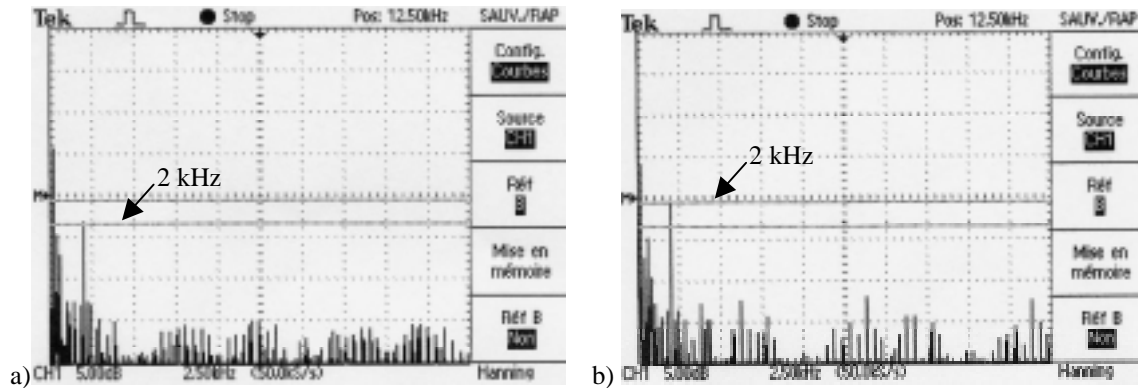


Figure 2.12 : Analyse harmonique du courant dans une charge alimentée par un hacheur multiniveaux à potentiel réparti a) et par un hacheur buck conventionnel b)

Nous avons donc organisé les notations de manière à retrouver des similitudes avec la topologie précédente. La topologie du hacheur à cellules imbriquées permet de mettre en série ou en opposition la tension aux bornes de deux condensateurs en utilisant deux cellules de commutation (fig. 2.13) [MEY 92]. Le convertisseur est alimenté par un redresseur à source de courant et à tension contrôlée, ainsi la source de tension (u_{s1}) est constante.

Deux grandeurs sont à contrôler : le courant alimentant la charge (i_s) qui est influencé par la tension multiniveaux modulée (u_m) et la tension aux bornes du condensateur (C_2) qui est influencée par le courant i_{m2} . Pour assurer une commandabilité totale, on suppose que le transistor et la diode d'une même cellule sont dans des états complémentaires. Dans ces conditions, deux fonctions de connexion dépendent directement des signaux de commande envoyés aux transistors comme précédemment (équations (2.1) et (2.2)).

Remarque : Nous avons volontairement repris les mêmes numéros d'équation pour les relations identiques ainsi que les mêmes notations pour les grandeurs électriques jouant des rôles identiques.

La Partie Opérative Discontinue de ce convertisseur ne correspond pas à une topologie matricielle d'interrupteurs idéaux (fig. 2.14). Cependant, les équations électriques conduisent au même modèle mathématique (résumé dans le tableau 2.1).

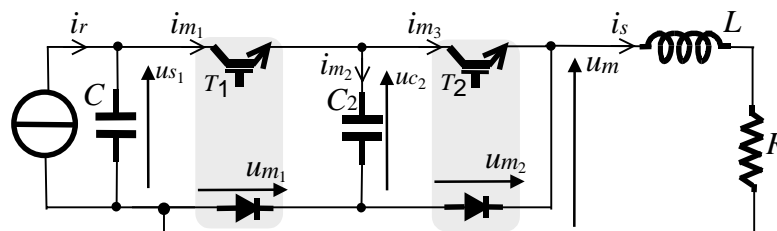
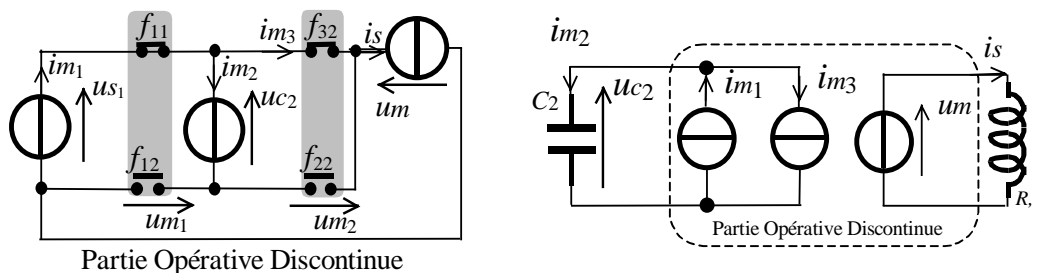


Figure 2.13 : Schéma électrique du hacheur multiniveaux "buck" à une cellule imbriquée



Partie Opérative Discontinue
Figure 2.14 : Partie Opérative d'un hacheur multiniveaux à cellule imbriquée

2.2.3.2 Conception du système de commande par modulation directe des conversions

Le modèle mathématique étant identique à celui du hacheur multiniveau à potentiel distribué, la représentation sous forme de G.I.C. l'est également. L'inversion du G.I.C. du modèle aboutit à la même architecture de commande reposant sur une modulation directe des conversions. **Cet exemple précis montre l'universalité de cette méthode de modélisation et de conception des commandes des convertisseurs.**

2.2.3.3 Contrôle des conversions

La tension aux bornes du condensateur C_2 est également sujette à des variations qui peuvent nuire au fonctionnement normal en multiniveau. Une stratégie similaire à la précédente peut être employée pour maintenir une valeur constante aux bornes de C_2 . On rappelle que les condensateurs sont supposés idéaux. Seules les configurations représentées sur les figures 2.15 a) et 2.15 b) ont des effets déséquilibrant car un courant positif ou négatif charge ou décharge le condensateur intermédiaire (C_2). Les actions de charge et de décharge sont identiques à celles occasionnées pour le hacheur à potentiel distribué (tableau 2.2). La même stratégie de régulation de tension par choix de la configuration la plus adaptée à la stabilisation de cette tension a été utilisée. Cela conduit aux mêmes algorithmes de calcul des fonctions génératrices de conversion ($\langle m_{1_ref} \rangle$, $\langle m_{2_ref} \rangle$).

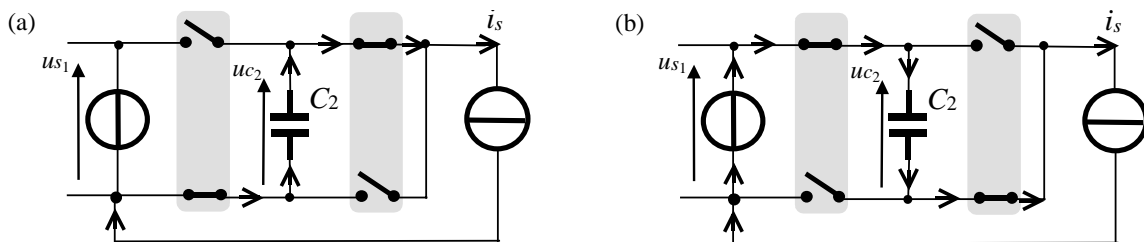


Figure 2.15 : Effets des différentes configurations sur l'équilibre

2.2.3.4 Résultats de simulation

Cette commande a été évaluée par simulation sur un convertisseur ayant les caractéristiques suivantes : $L=10$ mH, $C_2=20$ μ F, $T_m=1/8000$ s, $R=20$ Ω pour $0\text{ms} < t < 7\text{ms}$ puis $R=10$ Ω ensuite, $u_s=800\text{V}$ pour $0 < t < 12$ ms puis $u_{s1}=1000$ V ensuite.

Un contrôle en boucle fermée du courant est utilisé pour fixer la valeur moyenne de la tension multiniveau. Les tests ont été réalisés avec des trajectoires particulières pour les références afin de comparer la dynamique du courant et la stabilité de la tension aux bornes du condensateur intermédiaire avec les résultats obtenus pour un contrôle par mode glissant [PIN 98] [PIN 99]. La figure 2.16 montre l'évolution du courant dans le récepteur et de la tension aux bornes du condensateur. Une régulation correcte du courant est constatée. Le condensateur est chargé à la moitié de la tension (400V) en 1,5 ms. Puis, celle-ci est maintenue constante.

A 4 ms, on peut constater que le changement d'amplitude du courant n'influence pas la valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur.

A 7 ms, malgré le changement de valeur de la charge résistive, le courant est maintenu à sa référence. Les courants modulés étant de moindre amplitude, les oscillations de la tension aux bornes du condensateur sont moindres également.

A 12 ms, la source de tension est augmentée à 1000V. On peut remarquer qu'aucun changement n'apparaît sur le courant. La stratégie de régulation charge automatiquement le condensateur à la nouvelle valeur correspondante au demi-niveau.

Ce travail a permis de montrer qu'un contrôle en boucle fermée du courant, associé à une modulation directe des conversions, permettait d'obtenir une dynamique correcte de

régulation du courant mais également un bon maintien de la tension aux bornes du condensateur ; ceci grâce à la régularité des changements entre configuration de charge et de décharge du condensateur [C.19].

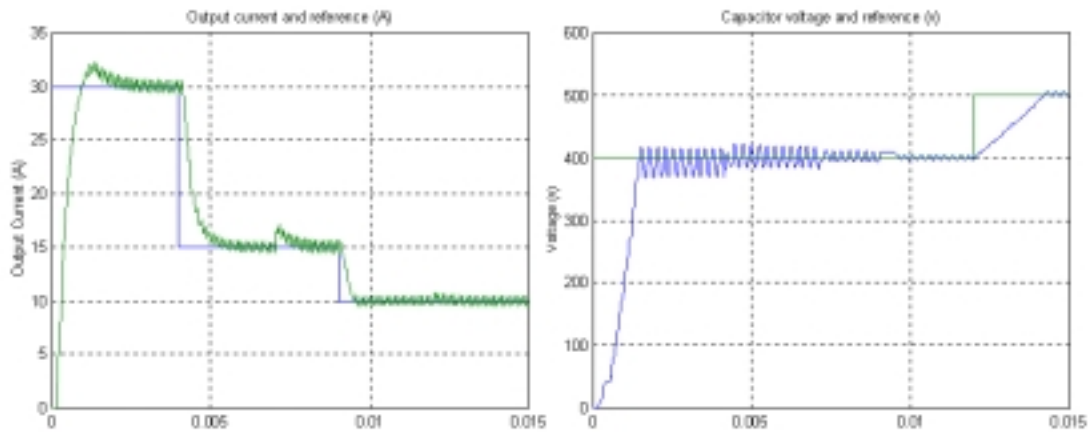


Fig. 2.16 : Evolution du courant i_s (courbe de gauche) et de la tension (u_{c2})

2.2.4 Extension aux topologies boost

Cette méthode d'analyse et de conception du dispositif de commande peut être appliquée également au hacheur multiniveau "boost" à potentiel distribué (fig. 2.17a) que l'on trouve notamment dans les chargeurs de batteries à facteur de puissance unitaire [BAR 97] [PIN 96].

La même Partie Opérative que celle du hacheur multiniveau "boost" à potentiel distribué (fig. 2.4) est obtenue. La différence notable se situe au niveau de l'orientation du courant dans la self qui change car une convention générateur est utilisée. Le même G.I.C., pour le modèle et pour le dispositif de commande, est obtenu aux relations de connexion près (équations (2.1) et (2.2)) étant donné que les semi-conducteurs commandables sont intervertis avec les diodes. Pour ce qui est de l'équilibrage du diviseur capacitif, les effets de charge et de décharge se trouve être permutés par rapport au tableau 2.4, du fait du changement de signe du courant (tableau 2.5). Néanmoins, les mêmes algorithmes de calcul des fonctions génératrices peuvent être utilisés pour le peu que l'on considère maintenant la régulation de la tension u_{c1} .

Nous ne nous attarderons pas sur la topologie "boost" à cellules imbriquées pour laquelle des résultats identiques peuvent être également établis (figure 2.17b)).

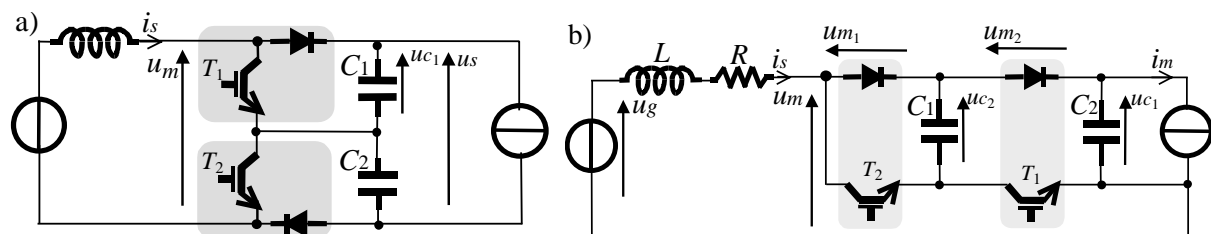


Figure 2.17 : Schéma électrique de hacheurs multiniveaux "boost"
 a) à potentiel distribué
 b) à une cellule imbriquée

3 Modulation directe par préformation de l'onde multiniveau

3.1 Principe

La modulation par préformation de l'onde multiniveau est une simplification de la modulation directe de largeur et de position d'impulsions. En effet, cette dernière consistait à générer des références de conversion jumelles aux fonctions de conversion et ayant donc les mêmes domaines de définition ; ainsi le générateur de conversion est conçu pour générer une onde multiniveau et pour maintenir la condition d'équilibre sur les tensions capacitives. Ce contrôleur de conversion peut être simplifié en reportant cette seconde fonction au niveau du contrôleur de connexion (les relations entre fonctions de connexion et fonctions de conversion sont linéaires, voir fig. 1.12). Cette disposition apporte une simplification dans la réalisation technologique du modulateur. En pratique, les références de conversion sont alors générées à partir d'une simple comparaison de la valeur moyenne de la référence de la tension multiniveau avec autant de signaux en dents de scie que de niveaux non nuls (fig. 2.19).

Remarque : Pour ce type de modulation les fonctions de conversion et leur référence n'ont pas le même domaine de variation.

Pour réaliser l'équilibrage du diviseur capacitif, le générateur de connexion a besoin d'une information sur l'état de charge des condensateurs. A partir de cette information, les actions sur les tensions des condensateurs peuvent être choisies en sélectionnant les configurations adéquates des semi-conducteurs.

3.2 Applications aux topologies hacheur à quatre niveaux

3.2.1 Introduction

La modulation directe par préformation de l'onde multiniveau est maintenant illustrée à travers son application pour diverses topologies hacheur à quatre niveaux. L'intérêt essentiel que l'on peut avoir à augmenter le nombre de niveaux des grandeurs modulées est l'augmentation de la puissance et de la qualité spectrale de la tension multiniveau qui en résulte. Si l'on raisonne à puissance équivalente par rapport à une topologie conventionnelle, les semi-conducteurs et les éléments filtrants requis pour une topologie multiniveau ont un moindre dimensionnement et donc un coût unitaire inférieur. Cependant la topologie multiniveau doit être soigneusement considérée du point de vue économique puisque plus de semi-conducteurs sont exigés. En outre, les multiples condensateurs qui sont utilisés comme sources des niveaux intermédiaires sont sujets à des instabilités de charge. Beaucoup de causes sont à l'origine des fluctuations de ces tensions, citons la différence entre les temps de retard dans les portes logiques des drivers, la différence des caractéristiques de commutation de chaque semi-conducteur, ... Une régulation des tensions aux bornes de chaque condensateur est donc indispensable. Elle peut être effectuée par des redresseurs externes à source de courant et contrôlés en tension. Dans ce cas l'avantage économique d'un unique bus continu est perdu. Une autre technique de régulation des tensions aux bornes des condensateurs est l'utilisation d'une stratégie de modulation permettant de réaliser un équilibrage dynamique des tensions en exploitant les configurations redondantes. Cependant, ceci ne peut être réalisé que pour les topologies multiniveaux ayant cette caractéristique et une étude de faisabilité doit donc être réalisée au préalable.

Dans cette partie, nous allons tout d'abord présenter les propriétés communes des hacheurs à quatre niveaux de type 'buck'. Ensuite nous examinerons les possibilités de régulation par l'utilisation des seules redondances internes pour chaque topologie. On

montrera notamment les intérêts du hacheur quatre niveaux à cellules imbriquées et du hacheur hybride à quatre niveaux. Pour ces deux topologies, un dispositif de commande identique reposant sur la modulation directe des conversions sera présenté.

3.2.2 Caractéristiques communes

Une tension modulée sur quatre niveaux est décrite par la somme de trois tensions élémentaires modulées (fig. 2.18) :

$$u_m = u_{m_1} + u_{m_2} + u_{m_3} \quad (2.21)$$

Chaque tension modulée élémentaire (u_{m_l}) est produite par conversion d'une source de tension (u_{s_l}) :

$$u_{m_l} = m_l \cdot u_{s_l} \quad (2.22)$$

avec $l \in \{1, 2, 3\}$ et $u_{s_1} = \frac{1}{3} \cdot u_s$, $u_{s_2} = \frac{2}{3} \cdot u_s$, $u_{s_3} = u_s$.

Cette description mathématique montre qu'une onde à quatre niveaux est obtenue par combinaison de trois fonctions de conversion. Les valeurs prises par la fonction de conversion dépendent de la topologie du convertisseur et des ordres de commande des transistors :

$$m_l = f_{topologie}(Tr) \quad (2.23)$$

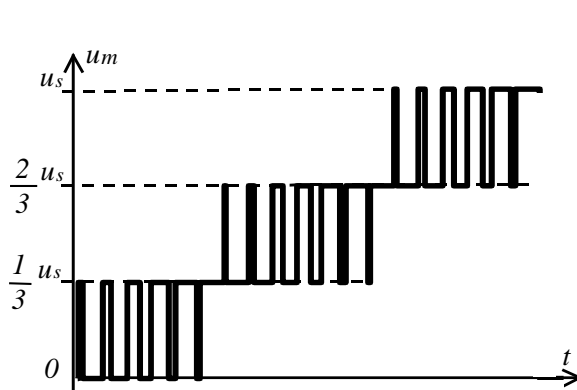


Figure 2.18 : Evolution temporelle d'une tension modulée sur quatre niveaux

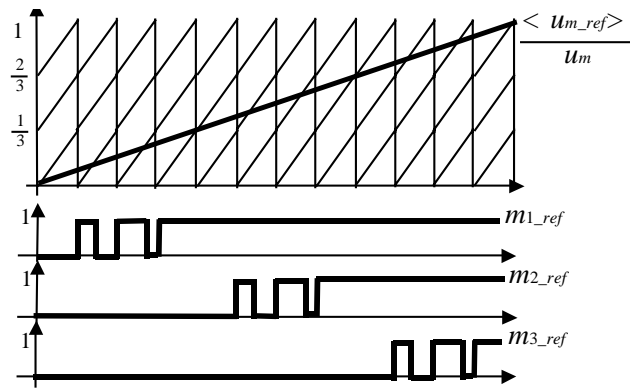


Figure 2.19 : Préformation de trois références de conversion positives

Le figure 2.20 est une représentation générale du système de commande des quatre topologies qui sont étudiées en omettant la présence de stabilisateurs externes des tensions aux bornes des condensateurs (et dont la présence dépend de la topologie considérée).

Trois références de conversion sont nécessaires et le dispositif de commande repose sur la modulation directe des fonctions de conversion. Une commande en boucle fermée régule le courant (i_s) à une référence (i_{s_ref}) par un réglage de la valeur moyenne de la tension modulée multiniveaux ($\langle u_{m_ref} \rangle$). Le modulateur retenu consiste à comparer cette valeur moyenne avec des niveaux de référence : $\frac{1}{3} \cdot u_s$ et $\frac{2}{3} \cdot u_s$ (fig. 2.21).

Le tableau 2.2 recense les valeurs des références de conversion (m_{l_ref}) produites par ce système de modulation et les niveaux correspondants de la tension modulée souhaitée (u_{m_ref}).

Un générateur de connexion permet de déterminer les ordres de commande des transistors selon l'inverse de la relation (2.23). Dans cette étude, ce générateur a été conçu de manière à implémenter l'équilibrage des tensions aux bornes des différents condensateurs en cas de charge ou de décharge nécessaire. C'est ce qui distingue cette technique des techniques de modulation classiques [WAL 99].

Différentes topologies possibles sont maintenant considérées. Pour chacune, les contraintes dues à l'équilibrage des condensateurs sont caractérisées.

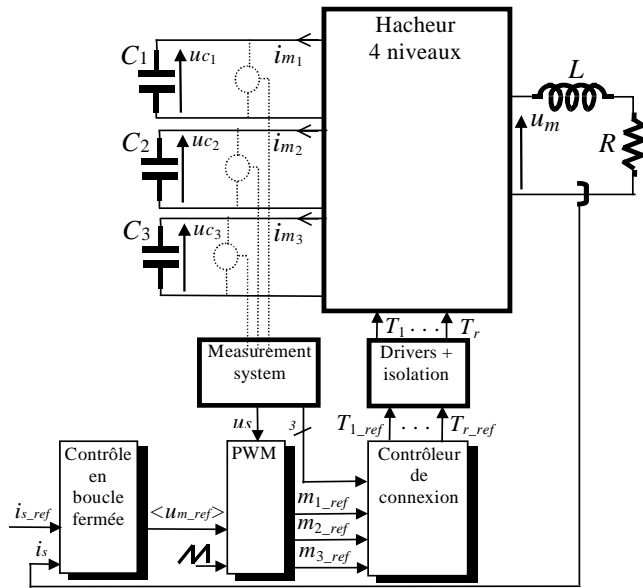


Figure 2.20 : Description générale du système de commande

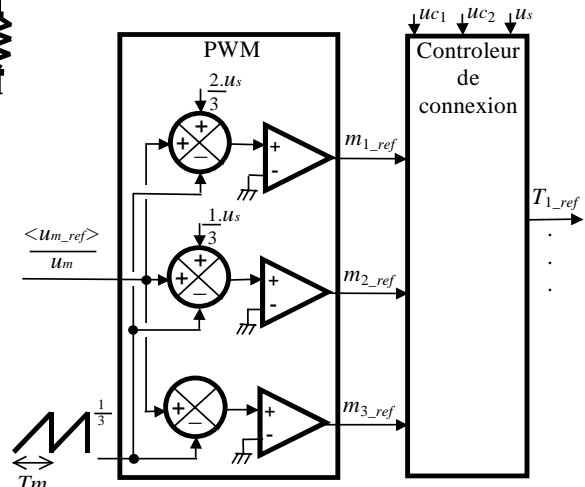


Figure 2.21 : Système de modulation des références de conversion

u_{m_ref}	m_{3_ref}	m_{2_ref}	m_{1_ref}
0	0	0	0
$\frac{1}{3} \cdot u_s$	0	0	1
$\frac{2}{3} \cdot u_s$	0	1	1
u_s	1	1	1

Table 2.2 :

3.2.3 Topologies nécessitant plusieurs redresseurs

Diverses topologies peuvent être imaginées telles que :

- la mise en série de trois hacheurs conventionnels [SIR 01] (fig. 2.22).
- la mise en série de trois condensateurs sur un même redresseur [BHA 83] (fig. 2.23).
- le hacheur à potentiel distribué sur les deux phases du récepteur (fig. 2.24).

Toutes ces topologies nécessitent l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs : $u_{c1} = u_{c2} = u_{c3} = \frac{1}{3} \cdot u_s$.

Cet équilibrage ne peut être réalisé par les configurations redondantes car, soit celles-ci impliquent une seule action (décharge) sur les condensateurs, soit que les actions de charge et de décharge ne sont pas spécifiques à un unique condensateur [C.26].

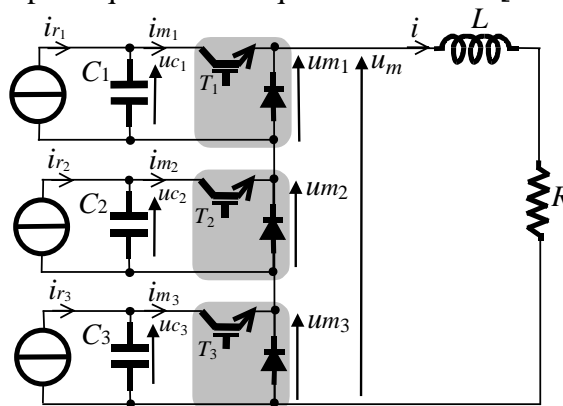


Figure 2.22 : Mise en série de trois hacheurs

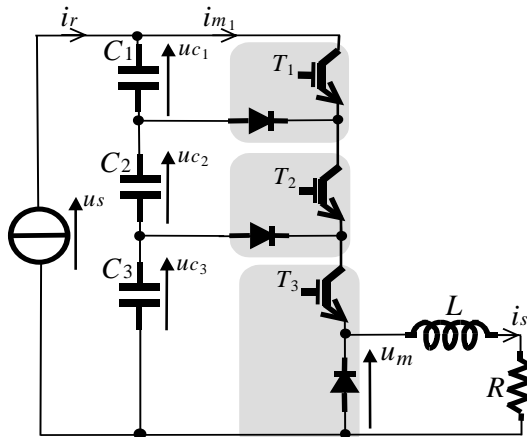


Figure 2.23 : Mise en série de condensateurs

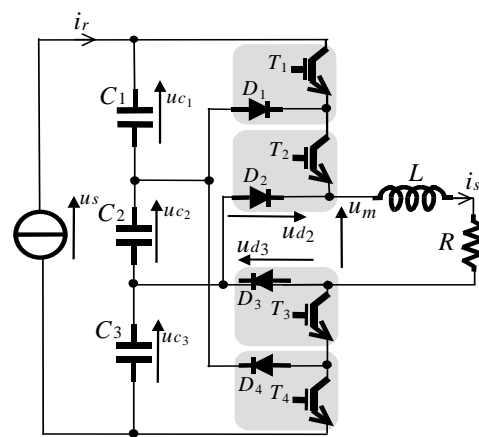


Figure 2.24 : Hacheur biphasé à potentiel distribué

Les deux topologies qui sont maintenant présentées ne présentent pas ces inconvénients.

3.2.4 Hacheur multiniveau à cellules imbriquées

3.2.4.1 Principe et modélisation

La structure de puissance de ce hacheur consiste à connecter trois cellules de commutation en série via deux condensateurs intermédiaires (fig. 2.25). La tension modulée est obtenue dynamiquement en connectant en série des condensateurs dont la polarité peut être égale ou opposée. La tension modulée se déduit des tensions aux bornes des diodes (tableau 2.3).

$u_m = m_3 \cdot u_{s3} + m_2 \cdot u_{s2} + m_1 \cdot u_{s1}$		(2.24)
$m_1 = T_1 - T_2$	(2.25)	$m_2 = T_2 - T_3$
$m_3 = T_3$	(2.27)	(2.26)
avec $m_1 \in \{-1, 0, 1\}$, $m_2 \in \{-1, 0, 1\}$ et $m_3 \in \{0, 1\}$.		

Tableau 2.3 :

Les trois cellules de commutation impliquent huit configurations différentes générant autant de niveaux pour la tension modulée (tableau 2.4). Quatre niveaux de tension sont obtenus si la condition d'équilibre suivante est réalisée :

$$u_{s1} = u_{c1} = \frac{1}{3} \cdot u_s, \quad u_{s2} = u_{c2} = \frac{2}{3} \cdot u_s, \quad u_{s3} = u_{c3} = u_s \quad (2.28)$$

Cette topologie a besoin seulement d'un seul redresseur contrôlé en tension puisque que les configurations permettent la charge et la décharge indépendante des condensateurs. C'est un avantage comparé aux structures précédentes.

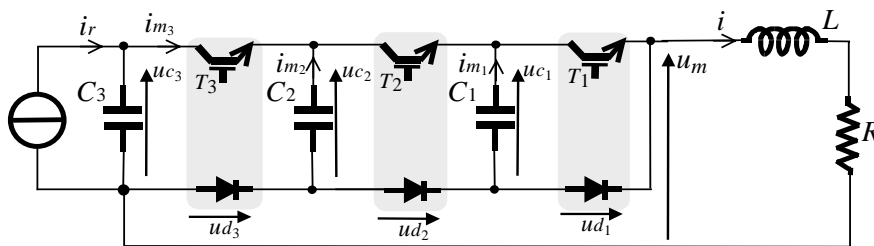


Figure 2.25 : Schéma électrique d'un hacheur à trois cellules imbriquées

Configuration	T_3	T_2	T_1	Tension modulée : u_m		u_{c2}	u_{c1}	m_3	m_2	m_1
				Condition d'équilibre						
1	0	0	0	0	→ 0	-	-	0	0	0
2	0	0	1	u_{c1}	→ $1/3 . u_s$	-	↓	0	0	1
3	0	1	0	$u_{c2}-u_{c1}$	→ $1/3 . u_s$	↓	↑	0	1	-1
4	0	1	1	u_{c2}	→ $2/3 . u_s$	↓	-	0	1	0
5	1	0	0	$u_{c3}-u_{c2}$	→ $1/3 . u_s$	↑	-	1	-1	0
6	1	0	1	$u_{c3}-u_{c2}+u_{c1}$	→ $2/3 . u_s$	↑	↓	1	-1	1
7	1	1	0	$u_{c3}-u_{c1}$	→ $2/3 . u_s$	-	↑	1	0	-1
8	1	1	1	u_{c3}	→ u_s	-	-	1	0	0

Tableau 2.4 : Niveaux de la tension multiniveau obtenus avec un hacheur à trois cellules imbriquées

3.2.4.2 Contrôleur de connexion

Plusieurs configurations fournissent le niveau $\frac{1}{3}.u_s$ (correspondant aux références $(m_{3_ref} m_{2_ref} m_{1_ref}) = (001)$) et $\frac{2}{3}.u_s$ (correspondant aux références $(m_{3_ref} m_{2_ref} m_{1_ref}) = (011)$). Les multiples configurations se distinguent par les aiguillages différents du courant qui conduisent à la charge ou la décharge des condensateurs. Pour produire ces niveaux, le générateur de connexion est conçu de manière à choisir parmi les configurations équivalentes celle qui équilibre les tensions aux bornes des condensateurs. Ces dernières doivent être mesurées et deux bits sont créés comme suit:

$$b_1 = 1 \text{ si } u_{c1} > \frac{1}{3}.u_s, \text{ sinon } b_1 = 0 \quad (2.29)$$

$$b_2 = 1 \text{ si } u_{c2} > \frac{2}{3}.u_s \text{ sinon } b_2 = 0 \quad (2.30)$$

A partir de cette information, les actions sur les tensions aux bornes des condensateurs peuvent être choisies en sélectionnant les configurations adéquates selon le tableau 2.4.

Quand deux actions ne peuvent être exécutées sur les deux condensateurs (lignes grisées par exemple), la priorité est donnée à la charge. Ceci peut être implémenté simplement sous la forme d'une lecture directe d'une table à l'intérieur d'une mémoire

3.2.4.3 Résultats de simulation

Cette technique particulière de modulation a été simulée avec les éléments suivants : $L = 10 \text{ mH}$, $C_1 = C_2 = 20 \text{ }\mu\text{F}$, $1/Tm = 16 \text{ kHz}$, $R = 20 \text{ }\Omega$ et $u_{c3} = 750\text{V}$. La figure 2.26 montre l'évolution du courant de sortie (son contrôle en boucle fermée n'est pas utilisé) et des tensions aux bornes des condensateurs pour la référence en tension constituée d'une rampe de 4 kV/s et puis d'une valeur constante de 600V .

Références de conversion			Détection		Action souhaitée		Action appliquée		Configuration sélectionnée		
m_{3_ref}	m_{2_ref}	m_{1_ref}	b_2	b_1	u_{c2}	u_{c1}	u_{c2}	u_{c1}	T_{3_ref}	T_{2_ref}	T_{1_ref}
0	0	0	X	X	-	-	-	-	0	0	0
0	0	1	0	0	↑	↑	↑	-	1	0	0
0	0	1	0	1	↑	↓	↑	-	1	0	0
0	0	1	1	0	↓	↑	↓	↑	0	1	0
0	0	1	1	1	↓	↓	-	↓	0	0	1
0	1	1	0	0	↑	↑	-	↑	1	1	0
0	1	1	0	1	↑	↓	↑	↓	1	0	1
0	1	1	1	0	↓	↑	-	↑	1	1	0
0	1	1	1	1	↓	↓	↓	-	0	1	1
1	1	1	X	X	-	-	-	-	1	1	1

Tableau 2.4 : Equilibrage par sélection des ordres de commande

La durée de charge du condensateur C_2 est de 1,5 ms, le double de la durée de charge du condensateur C_1 (charge à courant constant). Les oscillations crête à crête de la tension aux bornes du condensateur C_2 sont de 40V (8%). Pour un fonctionnement à courant constant, on a pu également observer que les ordres de commande ont le même rapport cyclique et régulièrement déphasés.

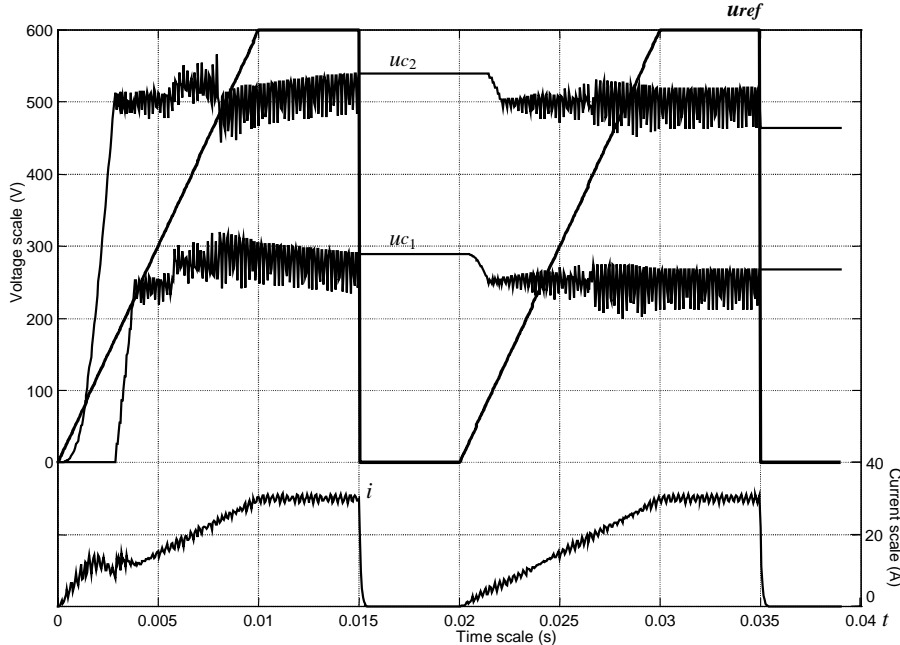


Figure 2.26 : Evolution temporelle de la tension aux bornes des condensateurs, du courant et de la référence en tension

3.2.5 Topologie hybride

3.2.5.1 Principe et modélisation

Une topologie hybride peut être obtenue en mettant en série à la fois la topologie à deux cellules imbriquées et deux cellules à potentiel distribué (figure 2.27).

Par exemple, si l'on suppose le transistor T_3 ouvert et la diode D_3 fermée, ce convertisseur fonctionne comme un hacheur biphasé à trois niveaux et, alors les configurations 1 à 4 du tableau 2.11 peuvent être générées. Si l'on considère le transistor T_3 fermé et la diode D_3 ouverte, ce convertisseur se comporte comme un hacheur à cellules imbriquées et les configurations 5 à 8 du tableau de la figure 2.27 peuvent être utilisées. La tension modulée est issue de la somme des tensions aux bornes des diodes :

$$u_m = u_{d1} + u_{d2} + u_{d3} \quad (2.31)$$

$$\text{avec } u_{d1} = T_1 \cdot u_{c1}, u_{d2} = T_2 \cdot u_{c2}, u_{d3} = T_3 \cdot (u_{c3} - u_{c2} - u_{c1}) \quad (2.32)$$

Quatre niveaux sont disponibles si la condition suivante d'équilibrage est respectée :

$$u_{c1} = u_{c2} = \frac{1}{3} \cdot u_s, u_{c3} = u_s \quad (2.33)$$

Un contrôle indépendant de la charge et de la décharge des condensateurs C_1 et C_2 est possible en utilisant la même stratégie que précédemment, par contre le générateur de connexion doit être conçu spécialement pour cette topologie.

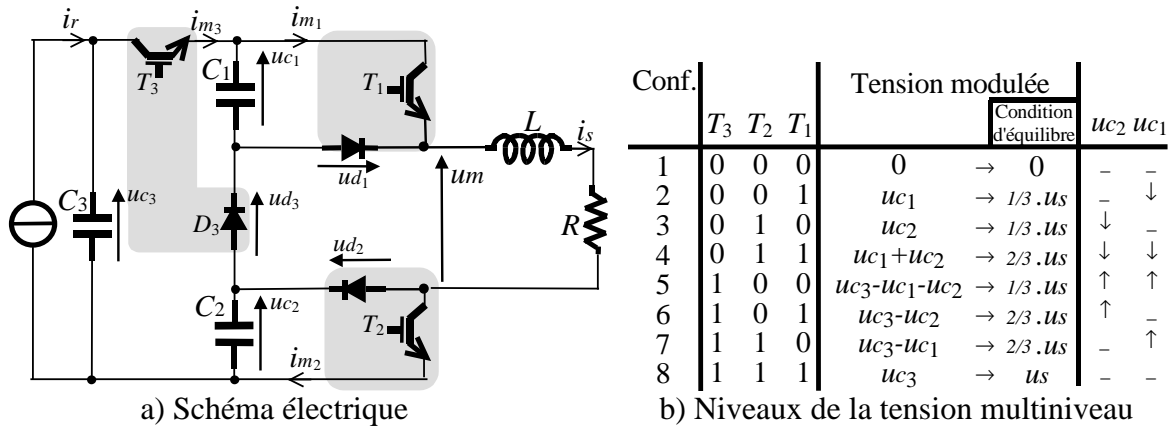


Figure 2.27 : Topologie hybride

3.2.5.2 Contrôleur de connexion

Deux bits sont nécessaires pour connaître l'état de charge des condensateurs, un troisième est utilisé pour décider d'une action prioritaire de charge quand le cas se présente :

$$b_1 = 1 \text{ si } uc_1 > \frac{us}{3}, \quad b_2 = 1 \text{ si } uc_2 > \frac{us}{3}, \quad b_3 = 1 \text{ si } uc_2 > uc_1$$

A partir de la connaissance de ces bits, les actions de charge et de décharge sont identiques, par contre les configurations correspondantes changent (tableau 2.5).

Références de conversion			Détection			Action souhaitée		Action appliquée		Configuration sélectionnée		
m_{3_ref}	m_{2_ref}	m_{1_ref}	b_3	b_2	b_1	uc_2	uc_1	uc_2	uc_1	T_{3_ref}	T_{2_ref}	T_{1_ref}
0	0	0	X	X	X	-	-	-	-	0	0	0
0	0	1	X	0	0	↑	↑	↑	↑	1	0	0
0	0	1	X	0	1	↑	↓	-	↓	0	0	1
0	0	1	X	1	0	↓	↑	↓	-	0	1	0
0	0	1	0	1	1	↓	↓	-	↓	0	0	1
0	0	1	1	1	1	↓	↓	↓	-	0	1	0
0	1	1	0	0	0	↑	↑	↑	-	1	0	1
0	1	1	X	0	1	↑	↓	↑	-	1	0	1
0	1	1	X	1	0	↓	↑	-	↑	1	1	0
0	1	1	X	1	1	↓	↓	↓	↓	0	1	1
0	1	1	1	0	0	↑	↑	-	↑	1	1	0
1	1	1	X	X	X	-	-	-	-	1	1	1

Tableau 2.5 : Equilibrage par sélection des ordres de commande

3.2.5.3 Résultats de simulation

Cette seconde topologie a été simulée avec les mêmes valeurs des éléments que la topologie à cellules imbriquées et dans les mêmes conditions. Les temps de charge sont identiques (fig. 2.28). On peut remarquer également que les tensions aux bornes des condensateurs ont des oscillations de même amplitude mais avec des évolutions temporelles différentes. A courant constant, les ordres de commande ont le même rapport cyclique et sont déphasés comme pour la topologie précédente.

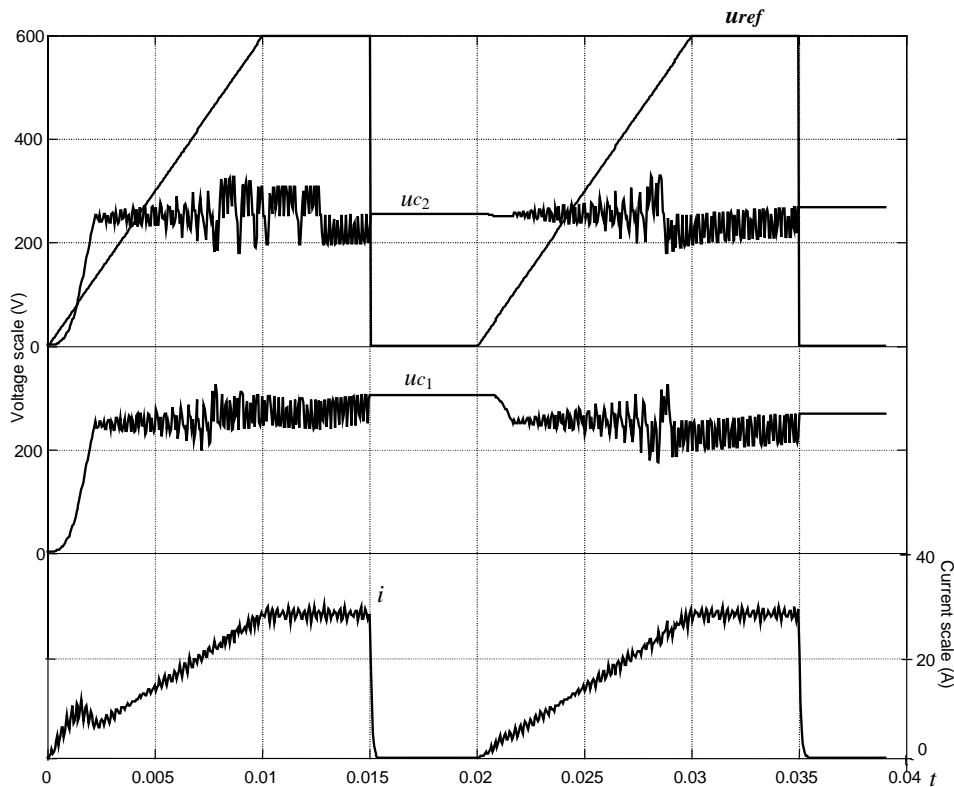


Figure 2.28 : Evolution temporelle de la tension aux bornes des condensateurs et du courant

3.2.6 Comparaison et discussion

Plusieurs topologies peuvent être utilisées pour réaliser la fonction hacheur à 4 niveaux. Pour la topologie à cellules imbriquées et la topologie hybride, un seul redresseur de tension contrôlée est nécessaire. En régime permanent, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs peut être obtenu quand les ordres de commande ont le même rapport cyclique et sont déphasés régulièrement. Notons que l'énergie stockée dans la topologie hybride est moindre. Cela a un impact sur l'encombrement et le coût du convertisseur. Ce dernier point apporte un avantage à la topologie hybride.

Cette étude a permis de montrer que le choix de la topologie à utiliser doit être soigneusement effectué en tenant compte de la présence de configurations redondantes sous peine d'être obligé d'utiliser des redresseurs à tension contrôlée.

Pour les deux topologies adéquates, la stratégie d'équilibrage des tensions capacitives est identique. Seul change le générateur de connexion qui permet de sélectionner les configurations correspondantes propres à chaque topologie.

4 Dispositif pour la reconfiguration des commandes en cas de défauts

4.1 Introduction

Nous avons vu que les convertisseurs multiniveaux, de part leurs topologies, possédaient des configurations redondantes. L'exploitation de ce degré de liberté par un dispositif de commande adéquat peut permettre de réguler des grandeurs électriques additionnelles et donc de limiter le nombre de redresseurs de tension contrôlée à utiliser.

Dans ce chapitre, nous montrons que ce degré de liberté peut être également utilisé pour effectuer une reconfiguration d'algorithmes en cas de défauts sur les semi-conducteurs de puissance. En effet jusqu'à présent, lorsque apparaît une faute sur un semi-conducteur, la cellule de commutation à laquelle il appartient n'est plus utilisée [COL 01] [KAS 94] et l'application doit être arrêtée. Le coût d'un arrêt de production peut être important et justifie le développement de stratégies de commande permettant le maintien du fonctionnement en mode dégradé. Nous démontrons la faisabilité d'un tel fonctionnement par l'utilisation des configurations redondantes des convertisseurs multiniveaux.

L'application qui est ici étudiée concerne une alimentation non-interruptible (fig. 2.29) pour laquelle un onduleur à potentiel distribué (Neutral Point Clamped Inverter) est employé. La tolérance aux fautes est obtenue par reconfiguration du contrôleur de conversion après détection et isolement par un module de diagnostic du semi-conducteur défectueux. Cette reconfiguration des lois de commande apporte à l'application une marge de manœuvre et peut permettre par exemple un arrêt sécurisé de l'application.

La génération d'ondes de tension (ou de courant) sur plusieurs niveaux avec des polarités changeantes constitue une extension des résultats établis précédemment sur les hacheurs multiniveaux. En effet, les courants sont de signe variable ce qui apporte des nouvelles possibilités de décharge/charge des condensateurs. C'est pourquoi dans un premier temps la modélisation de l'onduleur à potentiel distribué est d'abord établie.

Le problème de la régulation des tensions distribuées est un point fondamental caractérisant ce type de convertisseur. Nous nous sommes donc posé, entre autres, ce problème que l'on a résolu en utilisant une modulation directe des conversions électriques et qui supporte également la stratégie de reconfiguration.

Pour ce type d'application, d'autres topologies multiniveaux peuvent être employées. Nous décrirons brièvement les extensions nécessaires à l'utilisation d'un onduleur à cellules imbriquées.

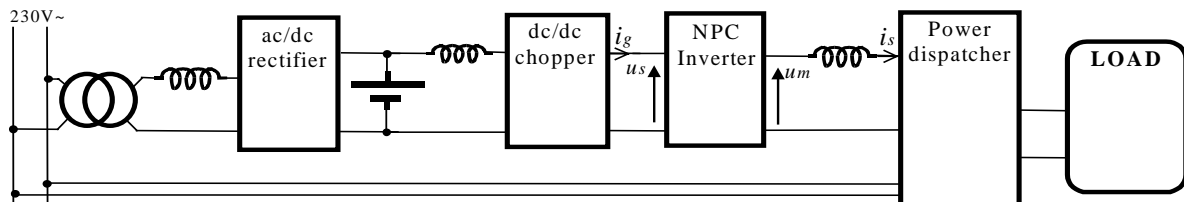


Figure 2.29 : Alimentation ininterrompue comportant un onduleur à potentiel distribué

4.2 Onduleur monophasé à potentiel distribué

4.2.1 Principe et modélisation

4.2.1.1 Modélisation de la Partie Commande

Tout d'abord, nous présenterons le principe de l'onduleur à potentiel distribué, encore désigné onduleur NPC (Neutral Point Clamped), dans des conditions normales de fonctionnement (figure 2.30).

Les cellules de commutation sont composées de quatre interrupteurs synthétisés permettant d'obtenir une tension multiniveau modulée réversible (u_m). Comme le courant dans la charge est de signe alternatif, les semi-conducteurs requis sont composés d'un transistor IGBT et d'une diode en anti-parallèle. Des diodes additionnelles sont utilisées pour connecter un potentiel de chaque IGBT au point milieu. La tension aux bornes de ce pont provient d'une alimentation stabilisée en tension.

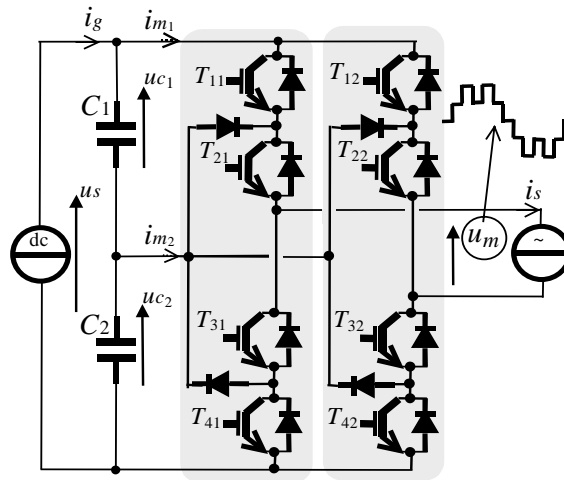


Figure 2.30 : Schéma électrique d'un onduleur à potentiel distribué

Si les tensions aux bornes de chaque condensateur sont contrôlées de manière à ce qu'elles soient identiques, la tension multiniveau générée peut être modulée sur cinq niveaux :

$$u_{c1} = u_{c2} = \frac{u_s}{2} \quad (2.42)$$

Dans ce mode de fonctionnement, chaque IGBT voit à l'état ouvert la moitié de la tension aux bornes du diviseur, ce qui rend cet onduleur intéressant pour les applications ou des alimentations en haute tension (traction, réseau électrique, ...). Comme les interrupteurs ainsi synthétisés sont commandables à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture, leur état dépend uniquement de l'ordre de commande appliqué sur les grilles des IGBTs.

Chaque cellule de commutation est équivalente à une cellule de commutation idéale pour laquelle un interrupteur idéal est toujours fermé parmi les trois (fig. 2.31 b). Les fonctions de connexion dépendent des ordres de commande des IGBTs selon les équations logiques suivantes :

$$f_{1c} = T_{1c}, f_{3c} = T_{4c}, f_{2c} = T_{2c} T_{3c} \quad (2.34)$$

De plus, il est possible de déterminer les signaux de commande à appliquer aux IGBTs pour imposer des fonctions de connexion particulières:

$$T_{1c} = f_{1c_ref}, T_{2c} = f_{1c_ref} + f_{2c_ref}, T_{3c} = f_{2c_ref} + f_{3c_ref}, T_{4c} = f_{3c_ref} \quad (2.34^{-1})$$

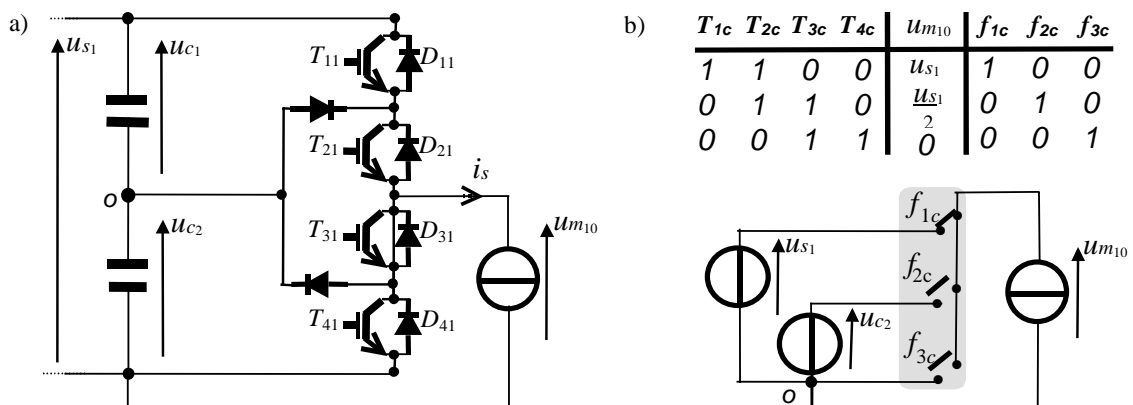


Figure 2.31 : Cellules de commutation idéalisées

4.2.1.2 Modélisation de la Partie Opérative

La décomposition fonctionnelle fait apparaître une topologie matricielle de la Partie Opérative Discontinue à six interrupteurs idéalisés avec $L=3$ et $C=2$ (fig. 2.32).

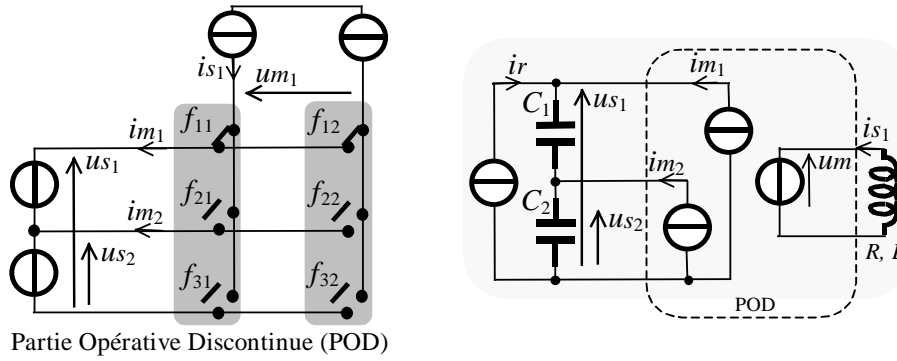


Figure 2.32 : Part Opérative d'un onduleur monophasé à potentiel distribué

L'application des relations (1.4), (1.5) et (1.6) permet de quantifier le modèle de ce convertisseur :

$im_1 = m_1 \cdot is$	(2.35)		
$im_2 = m_2 \cdot is$	(2.36)	$um = m_1 \cdot us_1 + m_2 \cdot us_2$	(2.37)
$m_{11} = f_{11} - f_{12} = m_1$	(2.38)	$m_{21} = f_{21} - f_{22} = m_2$	(2.39)
avec $m_1 \in \{-1, 0, 1\}$ et $m_2 \in \{-1, 0, 1\}$.			

Table 2.1 :

Contrairement au cas du hacheur à potentiel distribué (équations (2.8) et (2.9)), les deux fonctions de conversion ont toutes les deux un domaine de variation sur trois valeurs ($\{-1, 0, 1\}$) (tableau 2.6).

Un modèle aux conversions moyennes (équation (1.10)) peut être déterminé en considérant la valeur moyenne équivalente de la tension multiniveau et aboutit à l'équation (1.14). Cependant les deux fonctions de conversion ont maintenant le même domaine de variation $[-1, 1]$.

Circuit 1				Circuit 2				Circuit 1				Circuit 2				Vecteurs		Tension modulée				$is > 0$	$is < 0$	
T_{11}	T_{21}	T_{31}	T_{41}	T_{12}	T_{22}	T_{32}	T_{42}	f_{11}	f_{21}	f_{31}	f_{12}	f_{22}	f_{32}	m_1	m_2	\vec{um}	um	im_1	im_2	uc_1	uc_2			
1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	z_1	0	0	0	0	—	—		
1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	-1	c_1	uc_1	$\rightarrow \frac{1}{2} \cdot us_1$	is	$-is$	\uparrow	\downarrow		
1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	l_1	$uc_1 + uc_2$	$\rightarrow us_1$	is	0	—	—		
0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	-1	1	d_2	$-uc_1$	$\rightarrow -\frac{1}{2} \cdot us_1$	$-is$	is	\downarrow	\uparrow		
0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	z_2	0	$\rightarrow 0$	0	0	—	—		
0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	d_1	uc_2	$\rightarrow \frac{1}{2} \cdot us_1$	0	is	\downarrow	\uparrow		
0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1	0	l_2	$-uc_1 - uc_2$	$\rightarrow -us_1$	$-is$	$-is$	—	—		
0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	-1	c_2	$-uc_2$	$\rightarrow -\frac{1}{2} \cdot us_1$	0	$-is$	\uparrow	\downarrow		
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	z_3	0	$\rightarrow 0$	0	0	—	—		
Balancing condition																								

Table 2.6 :

4.2.2 Système de commande par modulation directe des conversions

Le système de commande doit à la fois produire une forme d'onde sur plusieurs niveaux et maintenir une tension identique aux bornes des condensateurs. En cas d'apparition de défauts, le convertisseur perd un certain nombre de configurations réalisables et sa commandabilité s'en trouve dégradée. Il convient alors d'estimer les possibilités d'utiliser les conversions électriques restantes (configurations saines) pour maintenir le fonctionnement et d'appliquer les lois de commande correspondantes. L'architecture du système de commande est donc très importante car elle doit pouvoir implémenter plusieurs lois de commande. Celle qui a été utilisée repose sur la modulation directe des conversions électriques et a été obtenue

par inversion de modèle au conversion moyenne (fig. 2.33). Trois blocs principaux permettent une modulation directe de la tension multiniveau :

- Un générateur de connexion détermine les ordres de commande des transistors de manière à imposer les références de conversion (m_{l_ref}) par l'intermédiaire d'une lecture inverse du tableau 2.6.
- Deux modulateurs de largeur et de position d'impulsion des fonctions génératrices de conversion produisent des références de conversion à trois niveaux.
- La dernière fonctionnalité est un contrôleur de conversion qui a été conçu pour un fonctionnement normal et pour un fonctionnement en cas de défaut.

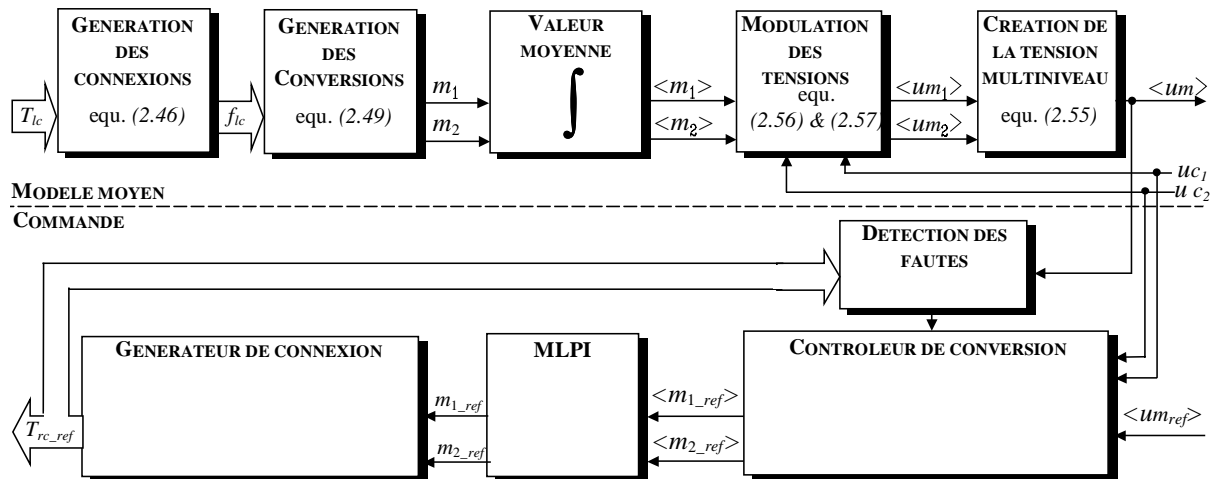


Figure 2.33 : Représentation graphique du modèle du convertisseur et de sa commande

4.2.3 Fonctionnement normal en multiniveau

Une modulation en amplitude et en largeur d'impulsion est possible. En employant les niveaux 0 et $E/2$, nous obtenons une modulation en demi-niveau. En employant les niveaux $E/2$ et E nous obtenons une modulation en plein niveau comme représentée sur la figure 2.34.

Pour distinguer les différentes configurations, nous avons défini un vecteur tension (modulé) dont les valeurs sont classées suivant l'amplitude (tableau 2.6).

Les vecteurs \vec{l} correspondent à l'application du plein niveau (positif ou négatif). Ces vecteurs de grande amplitude ne relient aucune des phases au potentiel commun (milieu) des condensateurs et ainsi aucune variation n'apparaît sur leur tension.

Les vecteurs \vec{c} et \vec{d} correspondent à l'application d'un même demi-niveau. Par exemple, pour un signe donné du courant ($i_s > 0$), l'utilisation du vecteur \vec{c} va charger le condensateur C_2 , l'utilisation du vecteur \vec{d} diminuera la tension à ses bornes. L'effet contraire se produit si le courant est négatif. Ce choix possible est un degré de liberté qui sera exploité pour régler l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

La dernière famille de vecteurs sont les vecteurs nuls appelés \vec{z} .

La stratégie de régulation des tensions aux bornes des condensateurs est identique à celle précédemment expliquées. Elle est ici généralisée à un convertisseur triphasé par l'utilisation d'un « vecteur tension modulée ». Connaissant le signe du courant alternatif dans le récepteur, la déviation des tensions aux bornes des condensateurs ($uc_1 - uc_2$) ainsi que le signe de la référence de la tension multiniveau ($\langle um_{ref} \rangle$), un vecteur (c_1 ou d_1 pour la génération de demi-niveaux positifs ou c_2 ou d_2 pour la génération du demi-niveau négatif) doit être choisi à chaque période de modulation (tableau 2.7). Puis, les durées de l'application

du vecteur (c'est à dire encore les références de conversion) doivent être calculées dans le cas d'une modulation en demi-niveau et dans le cas d'une modulation en plein niveau.

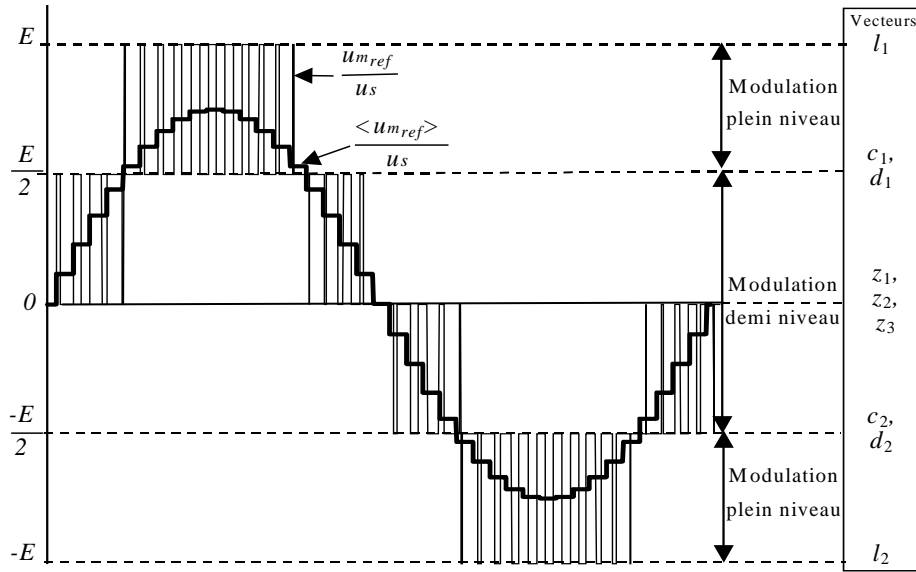


Figure 2.34 : Régions de fonctionnement de la modulation

4.2.4 Le contrôle des conversions

4.2.4.1 Modulation en demi-niveau

Si un vecteur \vec{d} est choisi, les durées des références de conversion sont données par :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 0, \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) \quad (R5)$$

Sinon, un vecteur \vec{c} est utilisé et induit les durées suivantes :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 2 \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right), \langle m_{2_ref} \rangle = -2 \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) \quad (R6)$$

4.2.4.2 Modulation en plein niveau

Si un vecteur \vec{d} est choisi les deux références de conversion ont des signes différents :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = \text{Sign} \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} - \text{Sign} \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) \right) \quad (R7)$$

Si un vecteur \vec{c} est choisi, les références des génératrices de conversion ont pour expression :

$$\langle m_{1_ref} \rangle = 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} - \text{Sign} \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) \langle m_{2_ref} \rangle = 2 \cdot \text{Sign} \left(\frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \right) - 2 \cdot \frac{\langle um_{ref} \rangle}{us_1} \quad (R8)$$

4.2.4.3 Architecture du multi-contrôle

Le contrôleur de conversion se compose d'un multi-contrôleur et d'un système de surveillance (figure 2.35). Le multi-contrôleur consiste à appliquer un des quatre algorithmes (constitués pour chacune de deux lois de commande pour chaque référence de conversion) : (R5) ou (R6) pour une modulation en demi-niveau ou (R7) ou (R8) pour une modulation en plein niveau. Un système de surveillance choisit l'algorithme adéquat selon le point de fonctionnement (la consigne, le type de modulation et l'erreur entre les tensions aux bornes

des condensateurs). En fonctionnement normal, le bloc de détection des défauts n'a aucune influence sur le multi-contrôleur. Comme exemple, la figure 2.36 décrit les tests nécessaires et donne les vecteurs choisis pour un fonctionnement normal.

	$i_s > 0$	$i_s < 0$
$u_{c1} > u_{c2}$	c_1	d_1
$u_{c2} < u_{c1}$	d_1	c_1

Demi niveaux positifs

	$i_s > 0$	$i_s < 0$
$u_{c1} > u_{c2}$	c_2	d_2
$u_{c2} < u_{c1}$	d_2	c_2

Demi niveaux négatifs

Tableau 2.7 : Procédure de sélection des vecteurs

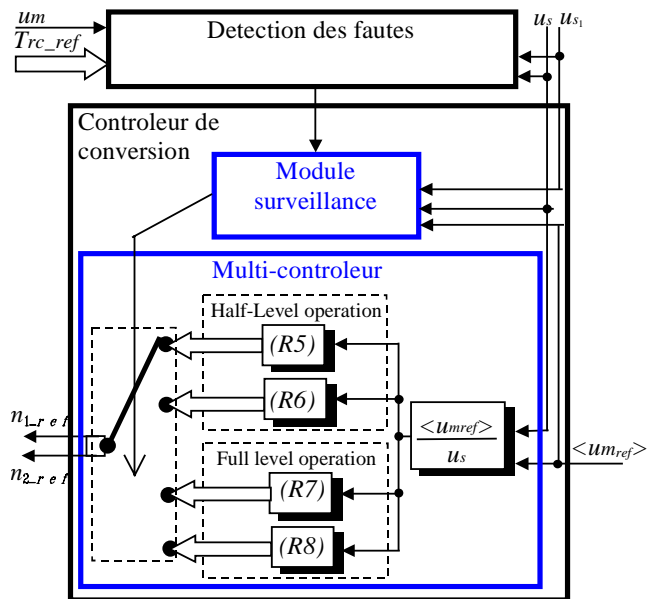


Figure 2.35 : Architecture du contrôleur de conversion

4.2.5 Fonctionnement en cas de défauts

Ce dispositif permet facilement la reconfiguration des lois de commande en cas de défaillance d'un semi-conducteur. Le fonctionnement peut être maintenu en empêchant le parcours de certains chemins dans un arbre décisionnel. Une détection préalable de la faute est nécessaire et brièvement décrite. La tension multiniveau est mesurée et comparée avec la valeur prédite déterminée à partir de la connaissance des ordres de commande des transistors et des tensions aux bornes des condensateurs. En cas de différence, le semi-conducteur en cause est retrouvé par un système logique grâce au tableau 2.6. A titre d'exemple, considérons que le système de diagnostic détecte le défaut suivant " T_{41} ne se ferme pas". Le tableau 2.6 montre que dans ce cas l'algorithme de commande ne doit pas utiliser les configurations correspondant aux vecteurs l_2 , d_2 et z_3 . En conséquence, l'arbre décisionnel en fonctionnement normal doit être réduit de manière à n'utiliser que des configurations (et donc des vecteurs) saines. Les lignes en pointillés de la figure 2.37 montrent les tests qui ont été éliminés et donc les chemins qui ne sont plus suivis lorsque ce défaut apparaît. Deux vecteurs nuls (z_1 et z_2) restent et peuvent être utilisés. Les pleins niveaux négatifs sont impossibles à réaliser et donc la modulation négative en plein niveau est interdite. Pour la génération du demi-niveau positif, seule la configuration correspondant au vecteur c_2 peut être utilisée. Elle permet ainsi le maintien du fonctionnement. En conséquence, la tension aux bornes du condensateur C_1 augmente durant les valeurs négatives de la tension multiniveau (u_{mref}). Les IGBTs doivent bien sûr avoir des caractéristiques électriques qui supportent un tel fonctionnement. Pendant la génération de niveaux positifs, une correction des tensions aux bornes des condensateurs peut être réalisée.

Pour les autres défauts (un semi-conducteur toujours ouvert ou toujours fermé), l'arbre décisionnel doit être modifié selon les tests à supprimer. Etant donné qu'un algorithme parmi les quatre est toujours sélectionné, la valeur moyenne de la tension multiniveau est toujours respectée cependant l'équilibrage des tensions capacitatives est altéré durant l'apparition du

défaut. C'est ce que nous avons essayé d'évaluer expérimentalement et que nous présentons ci-après.

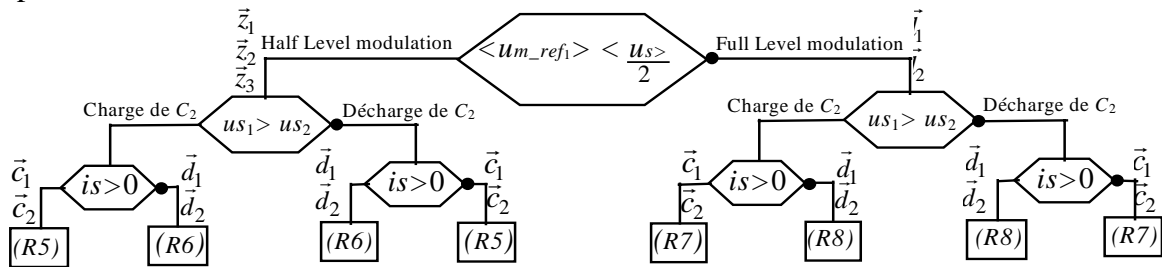


Figure 2.36 : Arbre décisionnel pour la sélection d'algorithme en fonctionnement normal

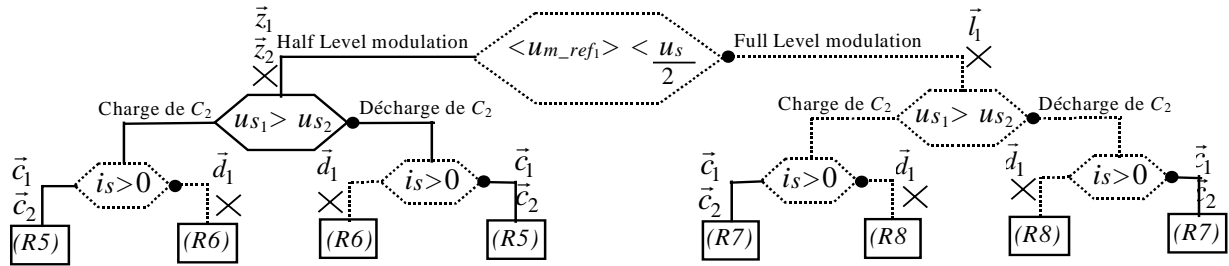


Figure 2.37 : Arbre décisionnel pour le défaut $T_{41}=0$

4.2.6 Résultats expérimentaux

Pour cette application, un prototype a été réalisé. Les semi-conducteurs de puissance utilisés ont une puissance de 6kVA sous 400V. Le redresseur fournit une tension constante (u_s) de 300V. Les condensateurs ont une valeur de 1500 μ F/350V et une bobine de 10 mH est utilisée. La copie d'écran d'oscilloscope (fig. 2.38) montre les formes d'onde obtenues lors de l'apparition du défaut sur le transistor T_{41} . On constate qu'après détection du défaut il n'y a plus de niveaux négatifs (configuration 7) et que la tension aux bornes du transistor T_{41} devient négative. De plus la régulation de la tension aux bornes des condensateurs n'est plus possible durant la durée correspondant à la génération de ces niveaux négatifs.

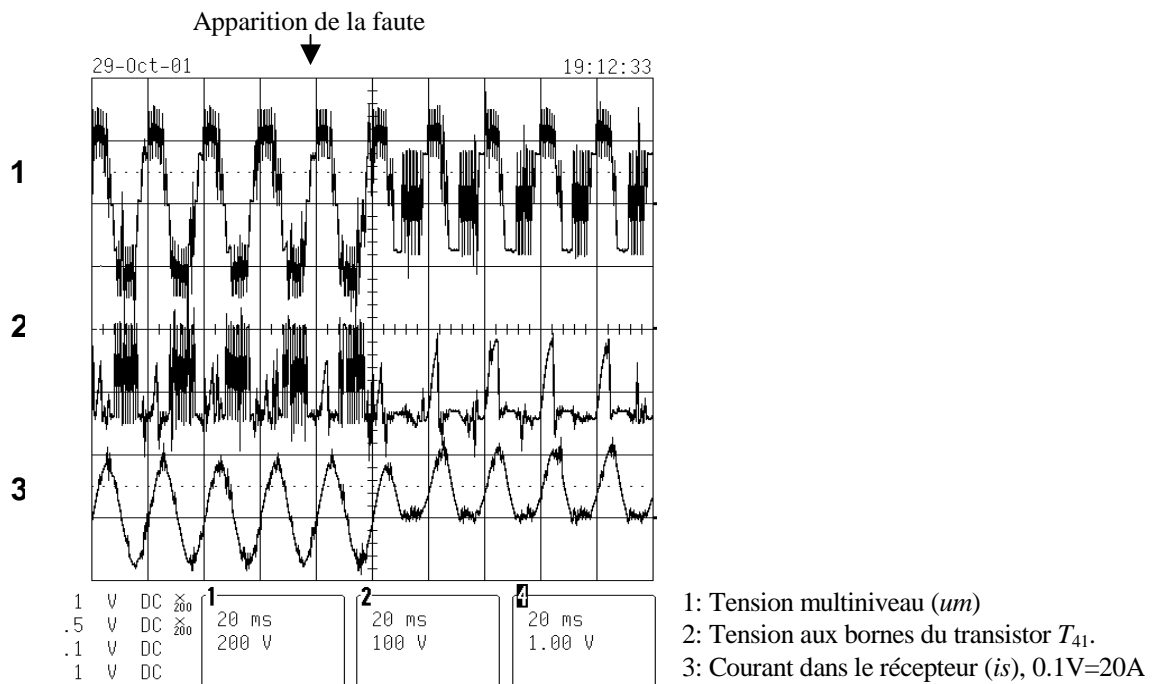


Figure 2.38 : Copie d'écran d'oscilloscope

4.2.7 Conclusion

Nous avons présenté un dispositif de commande permettant le maintien de fonctionnement d'un onduleur monophasé à potentiel distribué en cas de défauts sur les semi-conducteurs. Aucun dispositif externe additionnel n'est utilisé. Seules les configurations redondantes provenant de la topologie du convertisseur sont exploitées. L'approche consiste à appliquer un ensemble d'algorithmes selon les conditions de fonctionnement. L'arbre décisionnel permettant la sélection de l'ensemble d'algorithmes est le cœur de ce système de reconfiguration. En cas de défaut, les tests non nécessaires sont éliminés et seuls les algorithmes sains sont utilisés.

4.3 Extension à l'onduleur monophasé à cellule imbriquée

4.3.1 Principe

Un onduleur monophasé multiniveau peut être également réalisé en utilisant la topologie à cellule imbriquée ('Stacked Multilevel Converter') [GAT 01-1] [GAT 01-2]. Dans cette partie, nous allons présenter son modèle et ses similitudes avec l'onduleur à potentiel distribué. Nous montrerons que la majeure partie du système de commande par modulation des conversions est identique.

Ce convertisseur est alimenté par deux redresseurs à source de courant et tension contrôlée (les tensions E et $-E$ sont donc constantes). Etant donné que les sources de tension ne peuvent être court-circuitées et les sources de courant ouvertes, on est amené à considérer deux cellules de commutation (verticales) pour lesquelles un seul ensemble transistors-diodes est fermé parmi les trois (fig. 2.39). On peut réduire le nombre de semi-conducteurs en utilisant pour la cellule de commutation connectée au récepteur alternatif une cellule de commutation à potentiel distribué. En supposant cette contrainte satisfaite ainsi que des commutations instantanées, la Partie Opérative Discontinue de ce convertisseur se compose alors de deux cellules de commutation de trois interrupteurs idéaux (fig. 2.40).

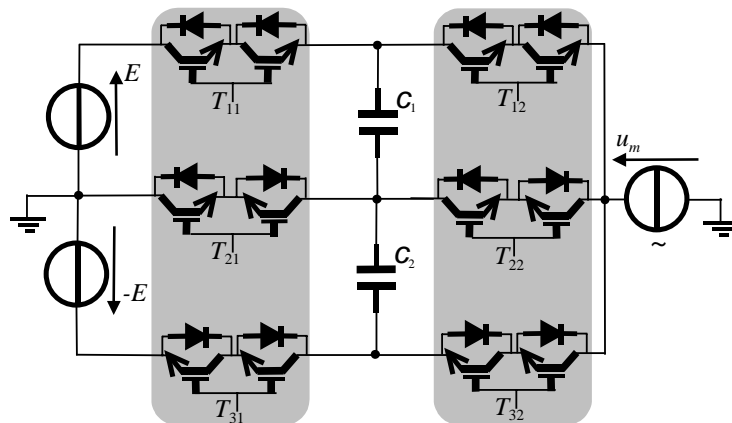


Figure 2.39 : Convertisseur à une cellule imbriquée et deux couches

4.3.2 Modélisation

Les fonctions de connexion dépendent des ordres de commande des transistors selon :

$$f_{1c} = T_{1c} \quad f_{3c} = T_{3c} \quad f_{2c} = T_{2c} \quad (2.59)$$

Dans ces conditions, la Partie Opérative Discontinue est modélisée par les équations suivantes de la table 2.8.

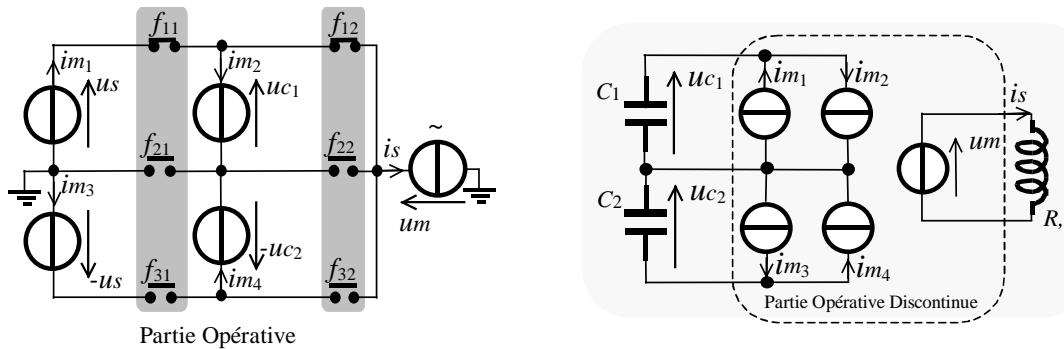


Figure 2.40 : Partie Opérative d'un onduleur multiniveau à cellule imbriquée à une couche

$um = m_1 \cdot us_1 + m_2 \cdot us_2$	(2.53)
$m_1 = f_{11} - f_{31}$	(2.54)
$m_2 = f_{12} - f_{11} + f_{31} - f_{32}$	(2.55)
avec $m_1 \in \{-1, 0, 1\}$ et $m_2 \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$.	

Table 2.8 :

Nous avons ainsi fait apparaître deux fonctions de conversion dont la position et la largeur peuvent être modulées. On obtient cinq niveaux pour la tension modulée lorsque la condition d'équilibre est réalisée (tableau 2.9) :

$$uc_1 = uc_2 = \frac{us}{2} = us_2 \quad (2.56)$$

4.3.3 Système de commande par modulation directe des conversions

Comme pour l'onduleur à potentiel distribué, la tension modulée apparaît comme la somme de deux tensions élémentaires rendues variables par deux fonctions de conversion. Ce degré de liberté est utilisé de la même manière pour réaliser la régulation des tensions aux bornes des condensateurs. L'architecture du dispositif de commande de cet onduleur est identique à celle de l'onduleur multiniveau à potentiel distribué. Nous insisterons essentiellement sur les différences qui apparaissent au niveau de l'implémentation des algorithmes.

4.3.4 Contrôleur de connexion

Comme nous l'avons vu pour le cas des hacheurs multiniveaux, le générateur de connexion est adapté à la topologie. Le contrôleur de conversion doit, pour cette structure, réguler deux tensions capacitatives. Nous montrons ci-après que l'une peut être régulée lors de l'application de demi niveaux positifs et que l'autre peut l'être lors de l'application de demi niveaux négatifs.

Dans le tableau 2.9, nous avons représenté l'influence de chaque configuration sur les tensions aux bornes des condensateurs dans le cas d'un courant positif.

Les associations entre les fonctions de conversion et le vecteur tension modulé sont identiques à celles de l'onduleur monophasé ainsi que les effets sur la charge des condensateurs (tableau 2.6). La même stratégie de modulation permettant de limiter les variations des tensions aux bornes des condensateurs en choisissant la configuration qui améliore l'équilibrage peut donc être utilisée avec les mêmes algorithmes. Les configurations 1 et 9 sont à éviter car elles ont une action identique (charge ou décharge) et simultanée sur les tensions capacitatives.

Conf.	Circuit 1			Circuit 2			Conversions		Tension modulée	Vecteurs	$i_s > 0$	
	f_{11}	f_{21}	f_{31}	f_{12}	f_{22}	f_{32}	m_1	m_2	u_m	\vec{u}_m	u_{c1}	u_{c2}
1	1	0	0	0	0	1	1	-2	$E-uc_1-uc_2 \rightarrow 0$	z_1	\uparrow	\uparrow
2	1	0	0	0	1	0	1	-1	$E-uc_1 \rightarrow 1/2.E$	c_1	\uparrow	—
3	1	0	0	1	0	0	1	0	$E \rightarrow E$	l_1	—	—
4	0	1	0	0	0	1	0	-1	$-uc_2 \rightarrow -1/2.E$	c_2	—	\uparrow
5	0	1	0	0	1	0	0	0	$0 \rightarrow 0$	z_2	—	—
6	0	1	0	1	0	0	0	1	$uc_1 \rightarrow 1/2.E$	d_1	\downarrow	—
7	0	0	1	0	0	1	-1	0	$-E \rightarrow -E$	l_2	—	—
8	0	0	1	0	1	0	-1	1	$-E+uc_2 \rightarrow -1/2.E$	d_2	—	\downarrow
9	0	0	1	1	0	0	-1	2	$-E+uc_1+uc_2 \rightarrow 0$	z_3	\downarrow	\downarrow

Table 2.9 : Effet sur la charge des condensateurs

4.3.5 Résultats

Ceci a été validé par simulation avec des condensateurs de 1500 μ F/350V et une self de 10 mH. Le redresseur fournit une tension constante (u_s) de 400V. Une attention particulière a été portée sur l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs qui intervient de manière différente par rapport à l'onduleur N.P.C. Pour l'essai ici présenté, les condensateurs sont initialement déchargés et une référence pour le courant est activée à $t=0,012$ s. Une onde multiniveau pour la tension modulée a été obtenue et le courant dans le récepteur est parfaitement sinusoïdal. Le condensateur C_2 se charge d'abord en premier (la tension multiniveau est négative à cet instant) en 0,2 ms avec un courant qui, à cet instant, apparaît avec une amplitude de 48 A (figure 2.42). Le condensateur C_1 met un temps plus long pour se charger (0,5 ms) car le courant à cet instant est de moindre amplitude (fig. 2.53).

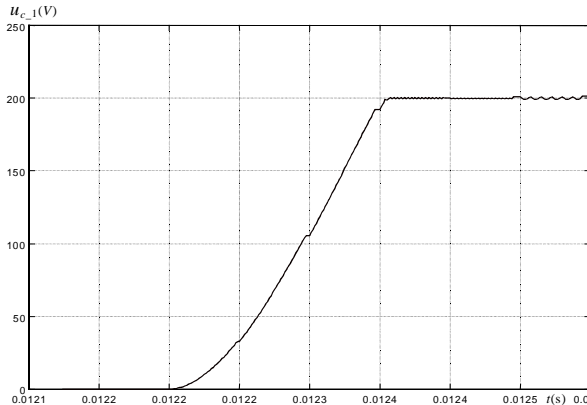


Figure 2.42 : Evolution temporelle de la tension aux bornes de C_1

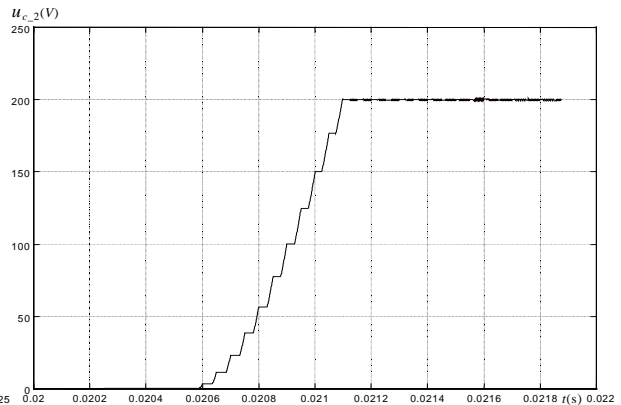


Figure 2.43 : Evolution temporelle de la tension aux bornes de C_2

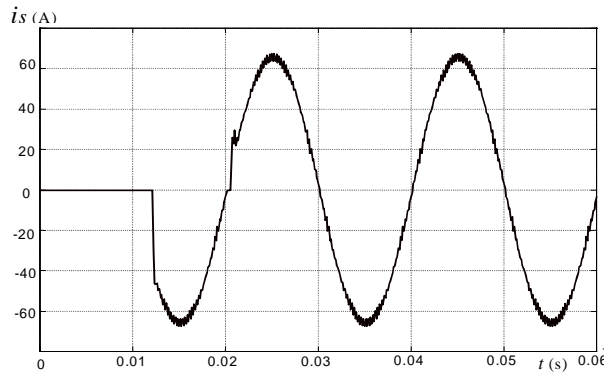


Figure 2.41 : Evolution temporelle du courant

4.3.6 Conclusion

Deux caractéristiques importantes distinguent l'onduleur à cellule imbriquée de l'onduleur à potentiel distribué. Tout d'abord, un redresseur supplémentaire est nécessaire et son coût doit être pris en compte dans l'étude économique. Ensuite, une seule configuration permet réellement d'implanter des conversions nulles. Cela sous-entend qu'une stratégie de minimisation des pertes ou minimisation des commutations par choix des configurations nulles ne peut être implantée. Il s'ensuit donc un stress plus important pour les semi-conducteurs de cette deuxième topologie dont l'étude a permis néanmoins de mettre en valeur des propriétés communes aux onduleurs multiniveaux monophasés.

5 Contrôle vectoriel d'un onduleur triphasé multiniveau par modulation directe des conversions

5.1 Introduction

Les stratégies de commande des onduleurs triphasés à potentiel distribué rapportées dans la littérature reposent sur la modulation du vecteur spatial instantané [KIM 99]. Les tensions modulées sont générées en commutant pendant des durées bien déterminées certaines configurations. Ces configurations sont sélectionnées de manière à minimiser les variations du point milieu du diviseur capacitif mais la complexité des calculs nécessaires nécessite des processeurs puissants (DSP, composant programmable avec un cœur DSP, ...) [ROJ 95], [KIM 00]. L'utilisation de la transformation des tensions dans un repère de Park a été également explorée et a conclu à l'utilisation de correcteurs à hystérésis [SIL 00]. Cependant, la variation obtenue de la fréquence de modulation demeure une contrainte sévère pour les gammes des puissances et des tensions envisagées. La limitation majeure reste encore le problème de la stabilisation du point milieu du diviseur capacitif et limite leur développement industriel.

Notre attention s'est tournée vers l'amélioration des performances du dispositif de commande de ce convertisseur. Les objectifs sont doubles : présenter une stratégie de modulation à fréquence de modulation fixe et estimer ses avantages dans le cadre d'une application industrielle. Cette étude est directement liée à l'intérêt industriel d'obtenir un algorithme de commande simple qui puisse être ainsi implanté aisément sur des cartes-processeurs industrielles. Ainsi, dans la méthode ici présentée la transformation de Park et son inverse ne sont pas utilisés. Le pilotage des modulateurs se fait dans le repère naturel (en a, b, c) et réduit ainsi le nombre de calculs.

5.2 Principe et modélisation

La topologie repose sur l'utilisation de trois cellules de commutation reliées à un diviseur capacitif (fig. 2.44).

La tension aux bornes de ce pont provient d'une alimentation stabilisée en tension. La partie Opérative de ce convertisseur triphasé se déduit aisément de celle de la version monophasée par l'ajout d'une cellule de commutation d'interrupteurs idéaux (fig. 2.45). Dans ces conditions, la Partie Opérative Discontinue est modélisée par les équations décrites dans le tableau de la figure 2.45.

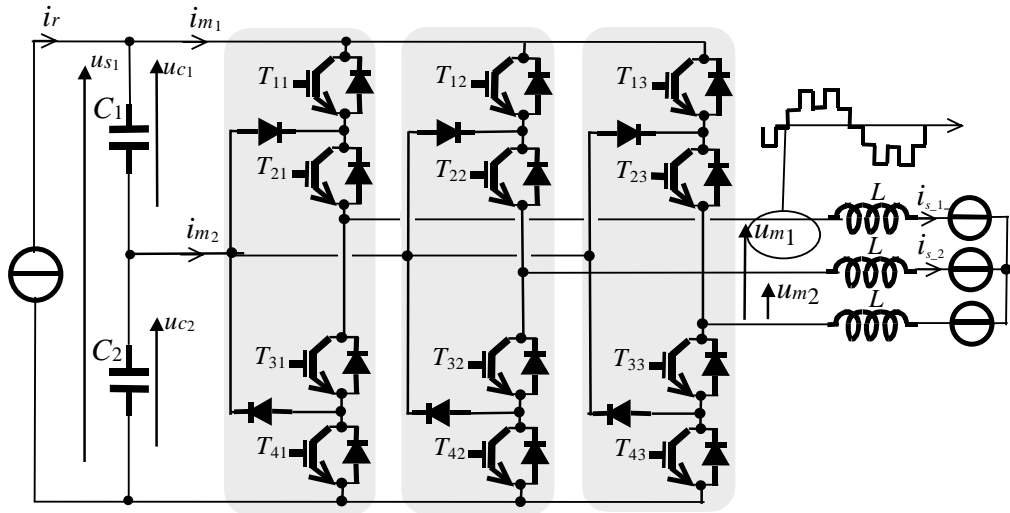


Figure 2.44 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé à potentiel distribué

$\begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{m2} \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.57)$	$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.58)$
$m_{11} = f_{11} - f_{13} \quad (2.59)$	$m_{21} = f_{21} - f_{23} \quad (2.60)$
$m_{12} = f_{12} - f_{13} \quad (2.61)$	$m_{22} = f_{22} - f_{23} \quad (2.62)$
avec $m_{1i} \in \{-1, 0, 1\}$ et $m_{2i} \in \{-1, 0, 1\}$.	

Table 2.10 :

Chaque tension modulée peut être considérée comme la conversion de deux niveaux de tensions (u_{s1} et u_{s2}). Comme les sources de tension ont des valeurs constantes, chaque tension modulée est formée à travers deux fonctions de conversion suivant :

$$u_{m1} = u_{m11} + u_{m21} \quad (2.63)$$

avec $u_{m11} = m_{11} \cdot u_{s1} \quad (2.64)$ et $u_{m21} = m_{21} \cdot u_{s2} \quad (2.65)$

et $u_{m2} = u_{m12} + u_{m22} \quad (2.66)$

avec $u_{m12} = m_{12} \cdot u_{s1} \quad (2.67)$ et $u_{m22} = m_{22} \cdot u_{s2} \quad (2.68)$

Un modèle aux conversions moyennes peut être établi en écrivant :

$$\langle u_{mc} \rangle = \langle u_{m1c} \rangle + \langle u_{m2c} \rangle \quad (2.69)$$

avec $\langle u_{m1c} \rangle = \langle m_{1c} \rangle \cdot u_{s1} \quad (2.70)$ et $\langle u_{m2c} \rangle = \langle m_{2c} \rangle \cdot u_{s2} \quad (2.71)$

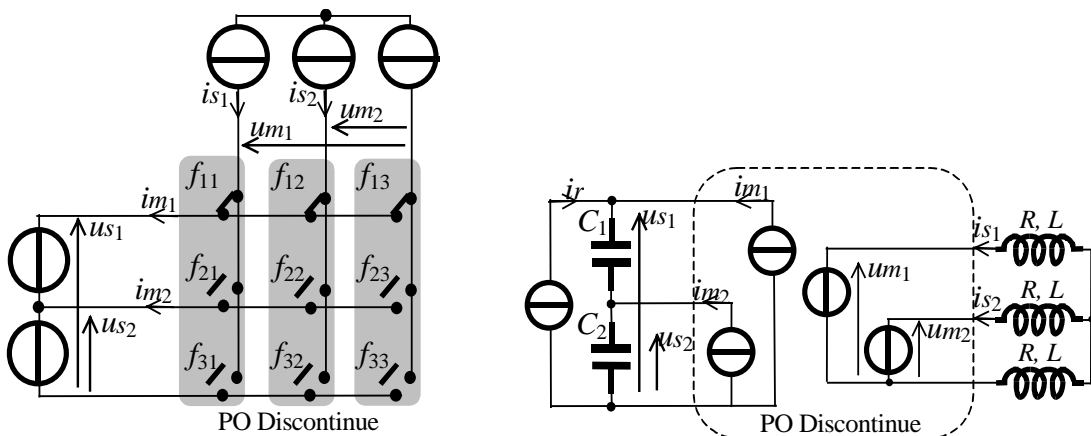


Figure 2.45 : Partie Opérative de l'onduleur triphasé à potentiel distribué

Pour un même niveau de tension modulée, des configurations équivalentes peuvent exister et la sélection d'une configuration particulière aura un effet sur l'équilibre du pont capacitif suivant le signe des courants dans la charge. Ce degré de liberté sera utilisé à chaque période de modulation pour maintenir la condition : $uc_1=uc_2=\frac{Us_1}{2}$.

5.3 Système de commande par modulation directe des conversions

5.3.1 Architecture

En ordonnant l'ensemble des relations, on obtient une représentation graphique du modèle de ce convertisseur (fig. 2.46). Le système de commande est composé d'un générateur de connexion et d'un système de modulation vectorielle des conversions.

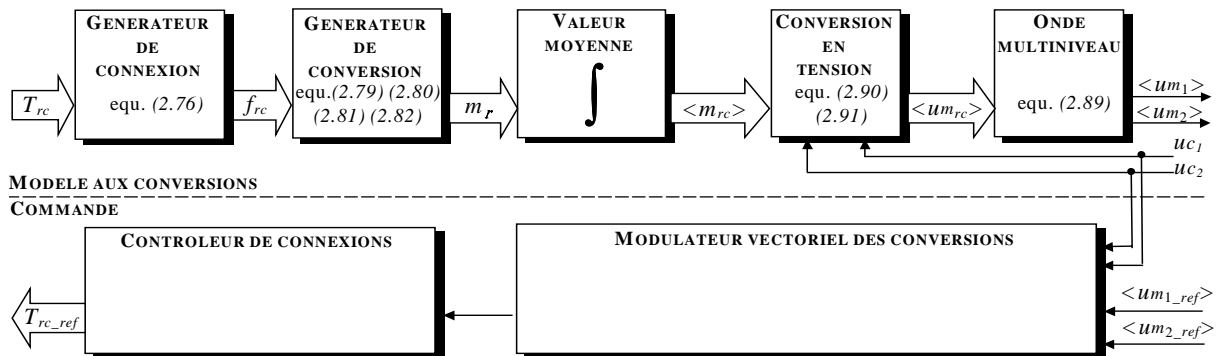


Figure 2.46 : Dispositif de commande de l'onduleur triphasé

5.3.2 Modulation vectorielle des conversions

Il existe 27 configurations différentes pour les fonctions de connexion générant 19 configurations différentes pour les fonctions de conversion. Chaque configuration peut être représentée dans le plan des tensions modulées ($\vec{0}, \langle \vec{u}_{m_2} \rangle, \langle \vec{u}_{m_1} \rangle$) sous la forme d'un vecteur dit de conversion qui possède donc 19 positions (fig. 2.47). Les passages entre vecteurs adjoints sont représentés par des traits fins. La valeur moyenne des deux tensions modulées peut être imposée en commutant successivement les trois vecteurs correspondant à la surface qui inclut le point de fonctionnement désiré (fig. 2.48).

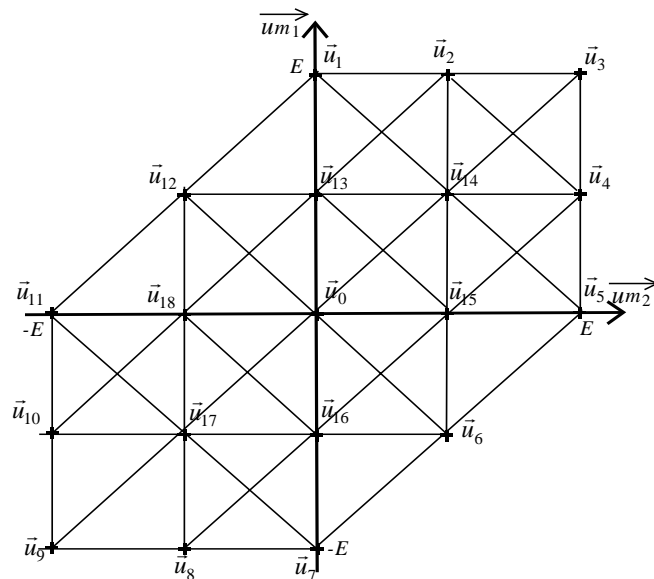


Figure 2.47 : Domaine de variation

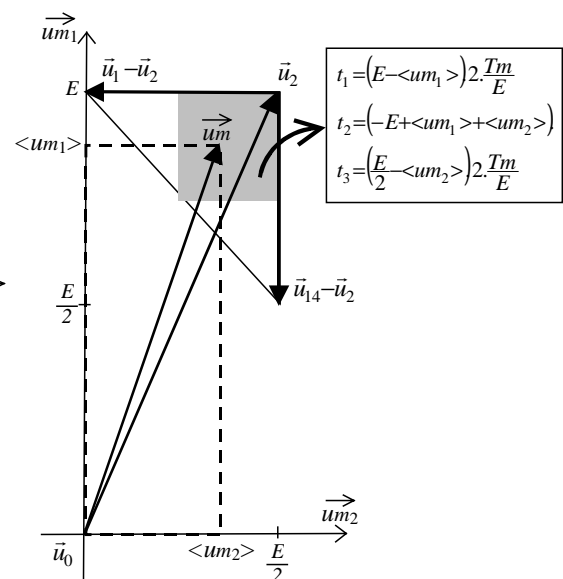


Figure 2.48 : Modulation vectorielle

La durée d'application de chaque vecteur est déterminée simplement par projection sur les supports des vecteurs sélectionnés. Pour la surface grisée de la figure 2.48, les vecteurs de conversion sélectionnés sont $\vec{v}_1 = \vec{u}_1$, $\vec{v}_2 = \vec{u}_2$, $\vec{v}_3 = \vec{u}_{14}$, et les durées d'applications respectives t_1 , t_2 , t_3 sont liées par :

$$\vec{U}_m = \frac{t_1}{T_m} \cdot \vec{v}_1 + \frac{t_2}{T_m} \cdot \vec{v}_2 + \frac{t_3}{T_m} \cdot \vec{v}_3 \quad (2.72)$$

En réalité seulement deux durées doivent être déterminées car leur somme doit être égale à la période de modulation :

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_m \quad (2.73)$$

De manière à obtenir des projections directement sur les parallèles aux vecteurs \vec{u}_{m1} et \vec{u}_{m2} , c'est le temps respectif au vecteur marquant l'angle droit du triangle qui sera systématiquement déterminé en fonction des deux autres. Seul le choix des vecteurs de conversion est à reconsidérer en fonction de la zone (hachurée sur la figure 8) où se trouve le vecteur modulé à générer. Les durées de chaque secteur triangulaire peuvent être ainsi déterminées par translation. Pour la réalisation pratique, chaque localisation du vecteur (\vec{u}_x) a été codée par un numéro x sur 5 bits. Le modulateur vectoriel est conçu à l'aide d'un multiplexeur dont la sélection est contrôlée par un temporisateur (timer) (fig. 2.49). Selon les références souhaitées ($\langle um1_ref \rangle$ et $\langle um2_ref \rangle$), la région est située, les trois vecteurs sont choisis et les valeurs correspondantes de x sont appliquées au multiplexeur. Les durées (t_1 et t_2) sont envoyées aux temporisateurs.

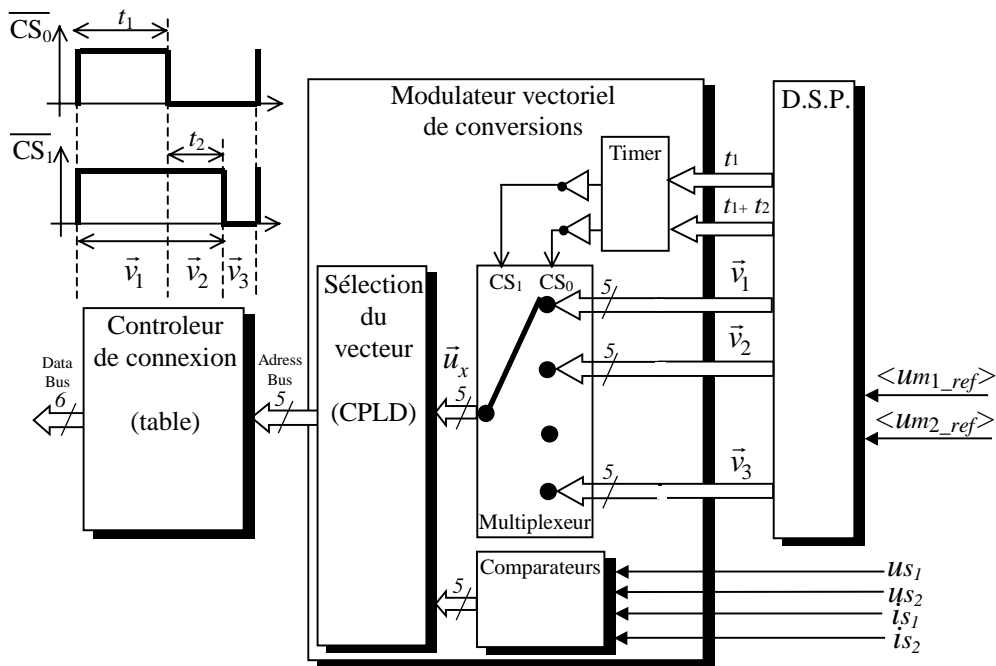


Figure 2.49 : Implementation pratique du système de modulation vectorielle des conversions

5.4 Equilibrage du diviseur capacitif

Les différentes positions du vecteur ont été classées selon leur amplitude comme pour le cas de l'onduleur monophasé. Les vecteurs doivent être choisis, non seulement pour générer les tensions modulées, mais également pour réduire le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs. Comme il y a 6 redondances dans la sélection des vecteurs (vecteurs \vec{c} et \vec{d}). Selon le secteur où se trouve le vecteur tension de référence, les possibilités d'équilibrage

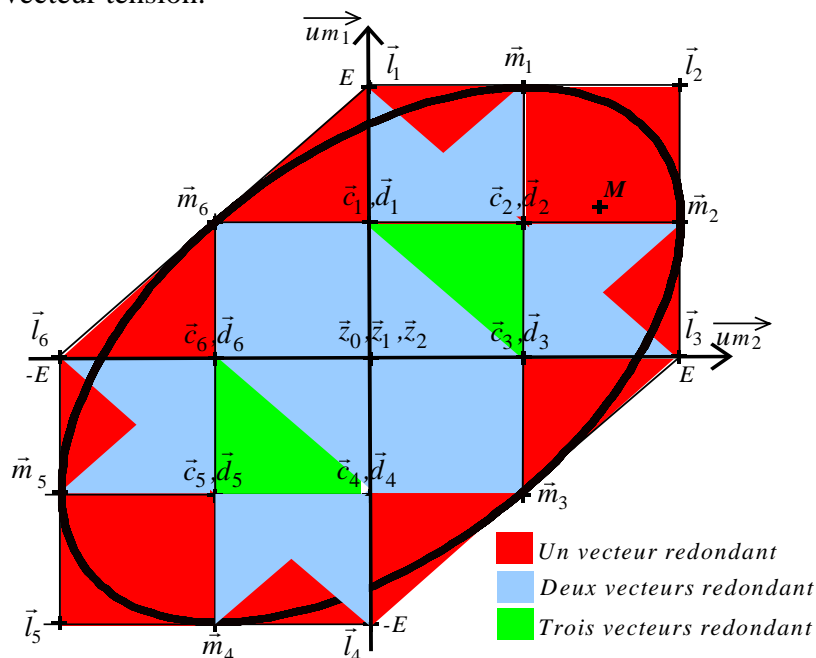
dépendent du domaine de fonctionnement [C.11]. En effet, on peut soit avoir la possibilité d'utiliser un vecteur redondant ou deux ou trois ou aucun (fig. 2.50). Ainsi, deux vecteurs équivalents peuvent exister et le choix de l'un aura un effet particulier sur l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Ce degré de liberté sera employé pour obtenir la condition d'équilibrage :

$$u_{c1}=u_{c2}=\frac{u_{s1}}{2}=\frac{E}{2}. \quad (2.74)$$

Pour un demi-niveau de signe donné et un fonctionnement en mode régénératif (courants négatifs), l'utilisation d'un vecteur \vec{c} chargera le condensateur C_2 , l'utilisation d'un vecteur \vec{d} diminuera la tension à ses bornes (tableau 2.11). Ces deux vecteurs ont des effets complémentaires sur les tensions des condensateurs. Ce choix possible est un degré de liberté qui est exploité pour régler l'équilibrage des tensions de condensateur. Ainsi, la sélection des vecteurs tension est réalisée de la manière suivante :

- si un grand vecteur \vec{l} ou moyen \vec{m} est sélectionné, il est transféré au générateur de connexion.
- si un petit vecteur est sélectionné, alors, selon le signe des courants alternatifs et la mesure du déséquilibre ($u_{c1}-u_{c2}$), un vecteur (c_x or d_x) est choisi à chaque période de modulation afin de corriger ce déséquilibre (tableau 2.12). Ce test logique peut être implanté sur un circuit CPLD qui produit l'adresse de la table du générateur de connexion.

Trois vecteurs nuls existent, ceci implique un choix possible pour l'annulation d'un des trois courants modulés. Les pertes par commutation dépendent directement de la puissance dissipée au cours des transitions d'ouverture et de fermeture et donc de l'intensité des courants à ce moment là. Afin de réduire au minimum les pertes par commutation, la phase qui conduit le courant maximum est détectée et le vecteur nul est choisi de manière à maintenir la conduction de ce courant. Ce choix est également mis en application dans la procédure de sélection du vecteur tension.



Vecteurs	Fonctions de conversion				Tensions		$i_{s1}<0$	$i_{s2}<0$	$i_{s1}+i_{s2}<0$
	m_{11}	m_{21}	m_{12}	m_{22}	um_1	um_2	u_{c1}	u_{c1}	u_{c1}
c1	1	-1	0	0	E/2	0		—	—
d1	0	1	0	0	E/2	0		—	—
c2	1	-1	1	-1	E/2	E/2	—	—	
d2	0	1	0	1	E/2	E/2	—	—	
c3	0	0	1	-1	0	E/2	—		—
d3	0	0	0	1	0	E/2	—		—
c4	0	-1	0	0	-E/2	0		—	—
d4	-1	1	0	0	-E/2	0		—	—
c5	0	-1	0	-1	-E/2	-E/2	—	—	
d5	-1	1	-1	1	-E/2	-E/2	—	—	
c6	0	0	0	-1	0	-E/2	—		—
d6	0	0	-1	1	0	-E/2	—		—

Tableau 2.11 : Influence de la sélection des vecteurs sur la tension u_{c1} in en mode régénératif

x	1 or 4		3 or 6		2 or 5	
	$i_{s1}<0$	$i_{s1}>0$	$i_{s2}<0$	$i_{s2}>0$	$(i_{s1}+i_{s2})<0$	$(i_{s1}+i_{s2})>0$
$u_{s1}>u_{s2}$	d_1, d_4	c_1, c_4	d_3, d_6	c_3, c_6	d_2, d_5	c_2, c_5
$u_{s2}<u_{s1}$	c_1, c_4	d_1, d_4	c_3, c_6	d_3, d_6	c_2, c_5	d_2, d_5

Tableau 2.12 : Procédure de sélection des vecteurs tension pour réaliser l'équilibrage

5.5 Résultats expérimentaux

Nous présentons à la figure 2.51 notre prototype. Les IGBTs ont une puissance de 6kVA et une tension nominale de 400V. Le redresseur maintient une tension continue de 250V. Les modules de puissance sont constitués de deux transistors isolés. Des condensateurs de 1500 μ F/350V et une inductance de 100 mH sont utilisées.

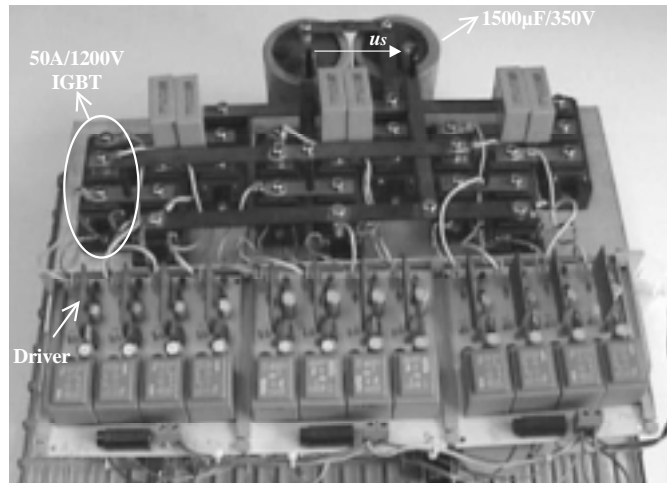
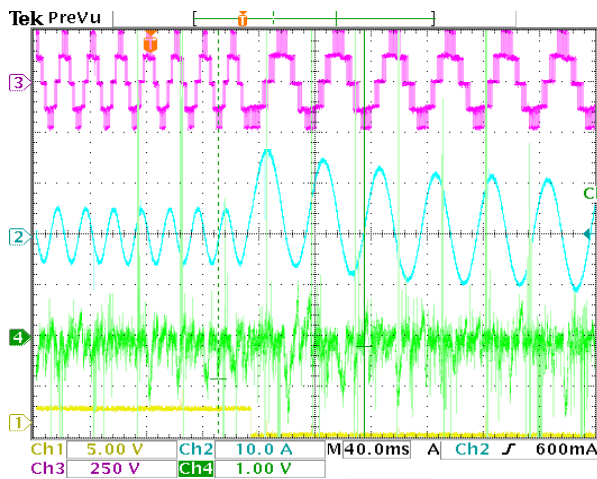


Figure 2.51 : Le prototype

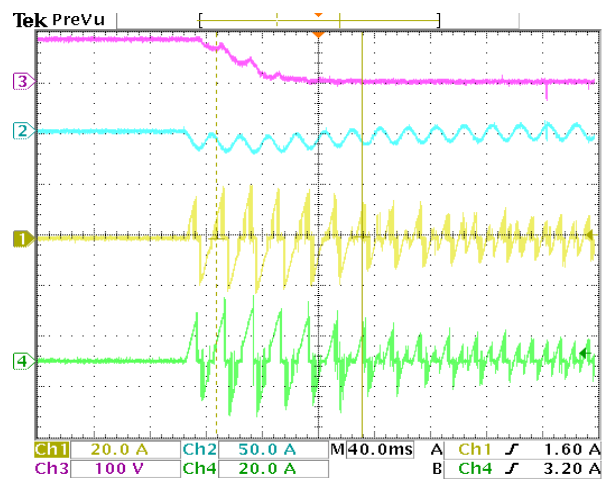
La réponse du système a été étudiée sous différentes conditions de manière à évaluer la qualité de l'équilibrage obtenu des tensions. La copie d'écran de l'oscilloscope (fig. 2.52) montre quelques formes d'ondes obtenues pour un saut de fréquence dans la tension de référence de 50 Hz à 25Hz. En régime permanent, une charge symétrique des condensateurs à travers la modulation des fonctions de conversion est nécessaire pour limiter les fluctuations des tensions capacitatives. L'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs est de l'ordre de 4 V crête à crête et reste constante en régime permanent. Lors du changement de

fréquence, on constate un régime transitoire de 40 ms avant de retrouver une stabilité. Il est à noter qu'un contrôle en boucle fermée peut réduire encore ce temps.

Le second test présenté consiste en un démarrage avec une charge dissymétrique des condensateurs (fig. 2.53) afin de vérifier les capacités d'équilibrage de la technique de modulation. Ceci a été réalisé en connectant une résistance en parallèle avec le condensateur C_2 . En conséquence, une chute de tension de 80V apparaît et cause une difficulté supplémentaire pour générer correctement des ondes multiniveaux. Le système de modulation élimine cet écart en 80 ms à l'aide d'un courant de 8A (ac). Les formes dissymétriques des courants modulés dans le pont capacitif permettent de mieux comprendre la stratégie d'équilibrage suivie par la modulation. D'autres tests pour différentes charges ont été réalisés afin de caractériser la dynamique de la régulation de tension.



1: Signal de commande pour le changement de fréquence
 2: Courant dans la charge (i_s)
 3: Tension modulée (u_m)
 4: Déséquilibre en tension ($u_{c1} - u_{c2}$)
 Figure 2.52 : Variation de fréquence



1: Courant modulé (i_{m2})
 2: Courant dans la charge (i_s)
 3: Déséquilibre en tension ($u_{c1} - u_{c2}$)
 4: Courant modulé (i_{m1})
 Figure 2.53 : Démarrage en condition déséquilibrées

6 Conclusion générale

Les études menées sur les hacheurs multiniveaux ont montré que, pour une fonction donnée, un modèle unique du fonctionnement du convertisseur pouvait être déterminé quelle que soit la topologie employée. Le contrôle par modulation directe des conversions est identique pour ces topologies, seul change le générateur de connexion. On peut donc raisonner sur la topologie matricielle pour l'étude d'une topologie à cellules imbriquées et inversement.

L'utilisation d'un modulateur à la fois de largeur et de position d'impulsion permet d'avoir une marge de manœuvre maximale pour la génération des conversions, même si, en se passant d'un critère tel que la minimisation des commutations un modulateur plus simple (par préformation de l'onde multiniveau) peut être utilisé en pratique.

Concernant l'augmentation du nombre de niveaux, une première généralisation a été proposée pour la fonction hacheur avec des tensions à quatre niveaux. Il a été montré à nouveau que plusieurs topologies multiniveaux peuvent être considérées. A chaque fois, les niveaux intermédiaires sont obtenus à l'aide de condensateurs utilisés comme sources de tension. Pour chaque topologie, il est nécessaire de caractériser ses conditions de fonctionnement en multiniveaux afin de déterminer l'emplacement des redresseurs externes à source de tension ou l'utilisation de condensateurs comme source de tension. Cette seconde

option peut être rendue possible sous réserve de l'existence de configurations redondantes. Dans ce cas, une stratégie de modulation peut être mise en oeuvre pour maintenir au mieux l'équilibre des tensions aux bornes de ces condensateurs en utilisant la configuration la plus adéquate. **Un avantage majeur de cette technique est qu'elle ne dégrade pas la forme de l'onde multiniveau générée contrairement à la technique classique de contrôle des tensions capacitives par un correcteur (en boucle fermée) qui nécessite la modification des largeurs des impulsions générées.**

Nous nous sommes intéressés aux topologies qui requièrent un minimum de redresseur à source de tension. Le contrôle de ces topologies engendre une complexité supérieure dans les algorithmes de commande puisque le maintien des tensions aux bornes des condensateurs est une contrainte supplémentaire à satisfaire.

Que ce soit pour les hacheurs ou les onduleurs monophasés multiniveaux, nous avons montré jusqu'où pouvaient aller les similitudes des modèles mathématiques et des dispositifs de commande.

L'étude des convertisseurs triphasés complexifie inexorablement l'analyse du fonctionnement. L'utilisation de la notion de vecteur de conversion et l'utilisation d'une modulation directe des conversions permettent d'emblée de trouver un dispositif de commande qui exploite au mieux tout le domaine de variation ainsi que tous les degrés de liberté permettant le maintien des conditions d'équilibrage.

7 Bibliographie du chapitre 2

- [BAR 96] P. Bartholomeus, *Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi-unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries*, thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 1996
- [BAR 97] P. Bartholomeus, P. Lemoigne, *A 3 kW Unit-power Factor multilevel Rectifier Based on a Double-Boost Converter*, 7 European Conference on Power Electronics and Applications: 1997, Vol.4, p.204-209, Trondheim, Norway
- [BHA 83] P.M. Bhagwat, V.R. Stefanovic, *Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter*, IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. IA-19, No6, p. 1057-1069, Nov. Dec. 1983
- [COL 01] A. Colasse, J.L. Delporte, J.E. Masselus, M. Odée, P. Mathys, Zhang, F. C. Lee, D. Boroyevich, "Symetrisation of Asymetrical Short-Circuits in IGBT Drives", 9th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2001, Graz (Austria), CD
- [COM 93] T. Communale, *Modélisation d'un transformateur et comande d'un filtre actif*, Mémoire de D.E.A., 1993
- [FRO 01] N. Fröhleke, M. Schiniedermann, *Enhanced Analysis and Design Issues of a 3-Level DC/DC Converter with Zero Voltage and Zero Current Switching*, 10th European Conference on Power Electronics and Applications: EPE'2001, Graz (Austria), CD
- [GOL 98] B. Gollentz B., J.L. Pouliquen, H. Baerd, *Intérêt industriel des convertisseurs multiniveaux*, Electronique de puissance du futur : EPF'98, p.399-404
- [GUI 93] R. Guidini, D. Chatroux, Y. Guyon, D. Lafore, *Esemiconductor power mosfet devices in series*, European Conference on Power Electronics and Applications: EPE'1993, p. 425-430
- [HEM 96] F. Hembert, *Etude et réalisation d'un filtre actif monophasé à structure multiniveaux obtenue par mise en série de pont à quatre interrupteurs*, thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1, 1996
- [JUF 99] A. Jufer, M. Veenstra, *Asymmetric multilevel converter for high resolution voltage phasor generation*, 9th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE 1999, CD, 7-9 Sept. 1999, EPFL Lausanne, Switzerland
- [KAS 94] D. Kastha, B. K. Bose, "Investigation of Faults Modes of Voltage-Fed Inverter System", IEEE Trans. On Industry application, 30 (4) : p. 1028-1038, July-august 1994
- [KIM 99] R Y Kim, Y. H. Lee, "SVPM for Small Fluctuation of Neutral point Current in high index Modulation Region of the Three-level Inverter", 9th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE 1999, CD, 7-9 Sept. 1999, EPFL Lausanne, Switzerland
- [KIM 00] H. J. Kim, H. D. Lee and SK Sul, "A New PWM Strategy for Common Mode Voltage reduction in Neutral-Point Clamped Inverter-Fed AC Motor Drives", *IEEE Industry Application Conference of Electrical Energy 35th Annual Meeting : IAS 2000*, CD, 8-12 Oct. 2000, Roma, Italy

- [KIM 01] E.S. Kim, T.J. Kim, Y.B.V. Byun, T.G. Koo, Y.H. Kim, *High Power Full Bridge DC/DC Converter Using Digital-To-Phase Shift PWM Circuit*, 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference: PESC'2001, Vancouver, Canada, June 17-22 2001, CD
- [MEY 91] T.A. Meynard, H. Foch, *Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique*, brevet français No9109582 du 25 Juillet 1991, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) No9200652 du 08/07/93
- [MEY 92] T.A. Meynard, H. Foch, *Multilevel choppers for high voltage applications*, EPE'92, p. 45-50
- [NAB 81] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagy, *A neutral point clamped PWM inverter*, 32nd IEEE Transaction on industrial applications, vol. IA Annual Power Electronics Specialists No5 18, p. 518-523, 1981
- [PIN 96] J.R. Pinheiro, D.L.R. Vidor, H.A. Grudling, *Dual Output Three-Level Boost power Factor Correction Converter with Unbalanced Loads*, IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference: PESC'1996, p. 733-739
- [PIN 98] Pinon D., Fadel M., Meynard T., *Commande par mode glissant d'un hacheur à deux cellules : étude de l'installation des cycles limites*, Revue Internationale de Génie Electrique, vol.1, No3, 1998, p. 393-415
- [PIN 99] D. Pinon, M. Fadel, T. Meynard, *Sliding mode controls for a two-cell chopper*, EPE'99, Lausanne, CD
- [ROJ 95] R. Rojas and T. Ohnishi, " An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral-Point-Clamped Inverters ", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.10, no6, p. 666-672, Nov. 1995
- [RUA 02] X. Ruan, B. Li, Q. Chen, " Three-Level Converters _ A New Approach for High Voltage and High Power DC to DC Conversion", 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference: PESC'2002, Cairns, Australia, June 23-27, 2002, CD
- [SIR 01] S. Sirisukprasert, Th. Liu, J.S. Lai, *A Novel Cascaded Multilevel Converter Drive System with Minimum Number of Separated DC Sources*, 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference: PESC'2001, Vancouver, Canada, June 17-22 2001, CD
- [SIL 00] J.F. Silva, N. Rodrigues and J. Costa, " Space vector Alpha-Beta Sliding Mode Current Controllers for Three-Phase Multilevel Inverters ", *31st Annual IEEE Power Electronic Specialist Conference : PESC 2000*, CD, 18-23 Jun. 2000, National University of Ireland, Galway, Ireland
- [STE 92] J.K. Steinke, " Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter" , *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 7, no 3, p. 487-496, Jul. 1992.
- [WAL 99] G. R. Walker, " Modulation and Control of Multilevel Converters" , *Ph. D. in Electrical Engineering*, University of Queensland, November 16, 1999

Chapitre 3 :

**Modélisation et impact
des générateurs dispersés
dans les réseaux électriques**

« La sagesse, c'est d'avoir des rêves suffisamment grands pour ne pas les perdre de vue lorsqu'on les poursuit. »

Oscar Wilde

Modélisation et impact des générateurs dispersés dans les réseaux électriques

1 Introduction

1.1 Le contexte

L'énergie électrique est un facteur essentiel pour le développement et l'évolution des sociétés humaines que ce soit sur le plan de l'amélioration des conditions de vie que sur le développement des activités industrielles. Elle est devenue une forme d'énergie indispensable par sa souplesse d'utilisation et par la multiplicité des domaines d'activité où elle est appelée à jouer un rôle. Ces modes de production ainsi que les moyens de distribution associés sont amenés à subir de profonds changements au cours des prochaines décennies.

En effet, jusqu'à présent la production d'électricité provenait essentiellement de la filière nucléaire et de la transformation de ressources naturelles fossiles. Ces deux modes de production posent des problèmes dont l'importance est croissante au fil des années. Il s'agit du stockage des déchets nucléaires non retraitables et de la disparition prévue au 21^{ème} siècle, des principales sources d'énergie fossile. Les contraintes environnementales concernant les rejets dans l'atmosphère de gaz à effet de serre (principalement le CO₂ et le CH₄) renforcent également l'idée d'une production d'énergie électrique propre, économe et durable.

De plus, la dépendance énergétique de l'Union Européenne élargie, aujourd'hui de 50%, pourrait passer à plus de 70% dans les vingt prochaines années si rien n'est entrepris pour essayer de corriger cette tendance [LAM 03]. Les marges de manœuvre étant extrêmement réduites au niveau de l'offre énergétique, la Commission Européenne a mis en avant à la fois la nécessité de promouvoir les énergies nouvelles et la nécessité de laisser ouverte l'option nucléaire.

Ainsi, les modes de production reposant sur la transformation d'énergie renouvelable (éolien, solaire, ...) sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable. Pour réaliser ceci, le contexte politique et économique actuel va dans le sens d'une libération totale du marché de l'électricité. L'objectif étant de diversifier l'offre de production et de distribution de l'énergie électrique en favorisant la concurrence. Pour y parvenir, des procédures de déréglementation progressives ont déjà été mises en place.

En raison de ces bouleversements et, compte tenu de la nature répartie des gisements, il est légitime d'imaginer une politique de développement de l'énergie allant dans le sens d'une décentralisation des moyens de production couplant plusieurs sources d'énergie complémentaires (éolien, photovoltaïque, pile à combustible, diesel...). Ainsi, depuis déjà quelques années, on assiste à une croissance à la fois en nombre et en puissance des unités de production d'énergie renouvelable. Jusqu'à présent les réseaux électriques actuels comportaient une majorité d'unités de production conventionnelles et son fonctionnement était très peu affecté par la connexion de ces nouveaux moyens de production. Il n'en sera pas de même dans un avenir proche. Des progrès technologiques sont donc attendus à la fois par les producteurs en ce qui concerne l'amélioration des rendements de la transformation de l'énergie

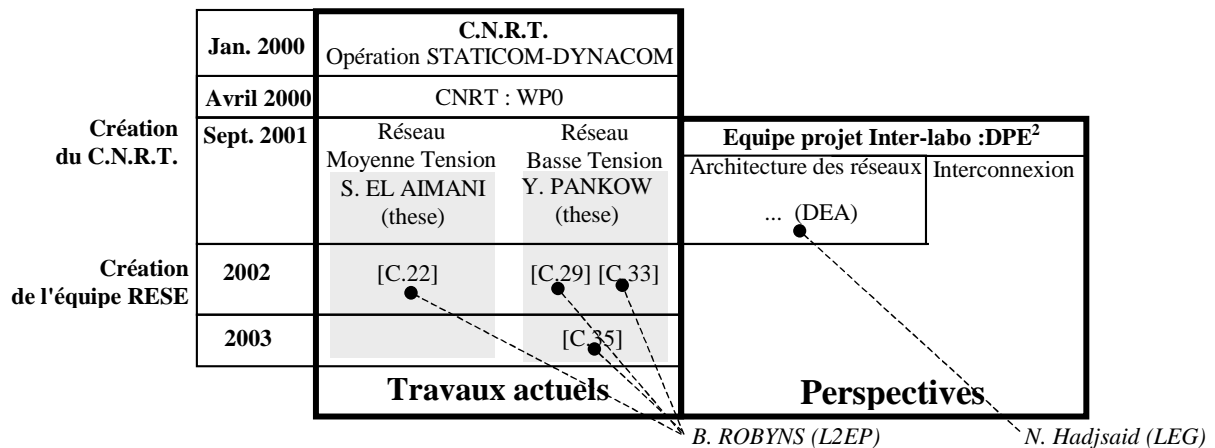
primaire mais également par les gestionnaires des réseaux en ce qui concerne le transport, la distribution et la gestion de cette forme d'énergie, nouvelle par sa nature fortement fluctuante.

1.2 Les restructurations au sein du laboratoire

Récemment, des thématiques de recherche autour des réseaux électriques au sein du laboratoire ont émergé. Les opportunités qui se sont présentées m'ont conduit à une implication de plus en plus forte dans ce domaine.

Ce fut d'abord la création du Centre National de Recherche Technologique (C.N.R.T.) "Réseaux et machines électriques du futur" et, plus spécifiquement le démarrage du premier projet "Futurelec 1" où se retrouvent des chercheurs de laboratoires publics : Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille, Laboratoire des Systèmes Electrotechniques et Environnement de Béthune et de laboratoires privés : Laborelec, Tractebel, Elyo (du groupe Suez), EDF, Jeumont Industrie. Cette structure m'a donné l'occasion de démarrer des activités de recherche sur la modélisation des composants des réseaux électriques en co-encadrant deux doctorants. Un bilan des premiers travaux est réalisé dans la partie suivante de ce document.

Ensuite, la création au laboratoire d'une équipe axée sur les Réseaux Electriques et les Systèmes Energétiques (R.E.S.E.) ainsi que la création de l'équipe projet entre le L2EP, le GE44 et le LEG sur les Dispositifs et Production d'Energie Electrique (DPE²) m' a permis de m'intéresser aux problématiques de la stabilité des réseaux électriques. Plus précisément il s'agit de la conception de fonctions propres à la gestion du réseau au sein des convertisseurs de puissance et de la conception de nouvelles architectures de réseau possédant des propriétés stabilisantes intrinsèques. Cela constitue mes perspectives de recherche à long terme qui sont expliquées dans la dernière partie de ce document



2 Travaux réalisés au sein du C.N.R.T.

2.1 Présentation du projet Futurelec 1

Les thématiques de recherche que j'ai initiées ces dernières années ont été fortement influencées par la création du Centre National de Recherche Technologique "Réseaux et machines électriques du futur" à Lille dans lequel je suis fortement impliqué. Au sein de ce C.N.R.T., le premier projet, appelé "Futurelec 1" concerne l'analyse des performances actuelles et surtout futures de différents dispositifs (unités de production indépendantes,

régleurs électroniques et unités de stockage) dont la croissance attendue sur les réseaux électriques pourrait mettre en péril leur fonctionnement. Cette thématique doit pouvoir apporter des réponses technologiques de faisabilité à des orientations politiques dans le domaine du développement durable de la production énergétique.

Deux classes de composants primaires interviennent dans les systèmes de génération d'énergie dispersée :

- Les dispositifs avec composants dynamiques, caractérisés par une cinématique de transmission dans la génération de puissance ou les échanges énergétiques : les éoliennes, les micro-turbines hydrauliques ou à gaz, le stockage inertiel,...
- Les dispositifs avec composants statiques, caractérisés par l'absence de mouvement mécanique dans la génération de puissance ou les échanges énergétiques : les panneaux photovoltaïques, les piles à combustible, les super-condensateurs, les batteries d'accumulateurs, les FACTS,...

C'est pourquoi au sein de la thématique "composants de la génération dispersée", deux opérations "DYNACOM" et "STATICOM" ont été créées et traitent respectivement des composants dynamiques et des composants statiques (fig. 1). Responsable de l'opération STATICOM, j'ai naturellement une forte implication dans l'opération DYNACOM à travers l'encadrement de deux thèses.

Au global, le programme Futurelec 1 porte sur cinq thèmes interdépendants :

- Le comportement dynamique des turbines à gaz aéro-dérivées utilisées en cogénération (opération TAG),
- L'étude et la modélisation des générateurs et échangeurs d'énergie électrique utilisés dans les futurs réseaux (opération DYNACOM pour les composants faisant intervenir de l'énergie mécanique, opération STATICOM pour les autres),
- L'optimisation structurelle et la dynamique des réseaux futurs, optimisés au sens de la fiabilité et de la disponibilité (opération RESODYN),
- L'exploitation des futurs réseaux visant à définir les démarches de conception, les spécifications et la gestion (opération SPECIF)
- L'optimisation des algorithmes de simulation des modèles afin de disposer de la plus grande convivialité d'analyse et de synthèse systémique (opération ALGORITHM)

2.2 Les opérations STATICOM et DYNACOM

2.2.1 Objectifs

Les opérations STATICOM et DYNACOM sont directement liées à l'arrivée à maturité de nouveaux moyens de transformation de l'énergie primaire. Le recours à la modélisation de ces nouvelles sources est nécessaire afin de permettre la simulation de leur fonctionnement. Pour le producteur et le gestionnaire du réseau, il s'agit notamment de définir les conditions d'optimisation globale de la production d'énergie décentralisée. De plus pour le gestionnaire du réseau, il est indispensable de pouvoir appréhender le fonctionnement du « système multi-générateur multi- consommateur » que sera le réseau de distribution futur.

Les opérations DYNACOM et STATICOM ont pour objectif de fournir une bibliothèque fiable, validée, flexible et évolutive de modèles paramétrables, représentatifs des sources et des échangeurs d'énergie électrique : les éoliennes, les micro-turbines hydrauliques ou à gaz, les systèmes photovoltaïques, les batteries d'accumulateurs, les super condensateurs, le stockage inertiel, les SMES, les FACTS,

Les dynamiques des phénomènes à reproduire font apparaître une profonde modification des besoins dans le domaine de la modélisation. La résolution des problèmes de

précision / temps de simulation passent par la résolution de ceux de méthodologies de modélisation avec une approche globale. La rationalisation des moyens informatiques, les limitations des temps d'exécution des processeurs sous entendent l'obligation de repenser la modélisation selon les courants suivant :

- une réflexion sur l'intégration des connaissances tributaires des connaissances des disciplines connexes (comme la mécanique, la thermique, ...), de leur capitalisation pour des réutilisations totales ou partielles ultérieures,
- une réflexion autour des différentes techniques de modélisation et de leur formulation adaptée,
- une réflexion autour de la résolution des modèles dans lesquels entrent en jeu le savoir-faire algorithmique (lien avec les informaticiens - numériciens) et la considération de nouveaux moyens informatiques à base d'architecture à processeurs parallélisés.

Les problématiques de ce dernier axe sont propre à l'opération ALGORITHM et ne seront pas abordées dans ce document.

2.2.2 L' intégration des connaissances

2.2.2.1 Contraintes sur la structuration des modèles à développer

Pour chacun des dispositifs à simuler, l'ensemble de la chaîne de transformation est à prendre en compte ; chaque élément de la chaîne considérée doit faire l'objet d'une étude sur la base d'hypothèses valides face au contexte de mise en œuvre : les réseaux. Par exemple, pour un système à éoliennes, les grandeurs caractéristiques du vent et du réseau (exprimées en termes de vitesse, de tension...) seront des variables d'entrée du modèle : l'utilisateur doit pouvoir ainsi analyser les interactions en agissant sur divers paramètres comme la puissance de court-circuit, l'impédance de liaison, le niveau harmonique, etc.. Une telle disposition est indispensable pour appréhender les phénomènes qui interviendront soit lorsque de multiples systèmes de ce type seront interconnectés dans une infrastructure existante, soit lorsque les conditions économiques exigeront des extensions de l'infrastructure.

La démarche adoptée pour la modélisation doit être menée avec le souci de l'interconnexion ; en effet, le modèle de chacun des dispositifs envisagés doit être immédiatement adaptable à toute topologie tout en respectant les contraintes du système physique. Les relations rigides entre variables d'état qui résultent d'associations doivent être automatiquement prises en compte : ces situations sont donc à envisager dès la phase d'analyse.

Concernant les logiciels de simulation de réseau électrique, il existe des logiciels dédiés comme Eurostag dont les preuves ne sont plus à faire dans les cas de situations conventionnelles, à condition de se limiter essentiellement aux modes électromécaniques (terme défini au paragraphe 2.2.2.3). Par ailleurs, des logiciels de simulation de systèmes comme Matlab associés à l'environnement Simulink permettent d'envisager les mêmes situations prenant a priori en compte des dynamiques plus élevées, cependant une évaluation est nécessaire dans le cadre applicatif visé. En effet, le temps de calcul ne doit pas devenir prohibitif et il ne fait nul doute que la structuration et les hypothèses de la modélisation vont intervenir pour une large part.

2.2.2.2 Les méthodologies de modélisation

Les modèles développés par les acteurs des opérations STATICOM et DYNACOM reposent sur les différentes méthodologies (G.I.C. et R.E.M.) développées par le passé au sein du laboratoire.

Le Graphe Informationnel Causal (G.I.C.) est un outil graphique qui permet, lors de la phase d'analyse, la prise en compte des causalités à la fois internes (liées à la présence d'éléments accumulateurs dans la chaîne de conversion) et des causalités externes (liées à l'ordonnancement des phénomènes physiques mis en jeu). Le caractère descriptif et qualitatif de cet outil permet d'obtenir une modélisation des systèmes physiques quelque soit la nature des phénomènes mis en jeu. L'application des règles d'inversion qui lui sont associées permet d'obtenir très rapidement un système de commande qui ne s'attache pas aux spécificités technologiques, le cas échéant.

La Représentation Energétique Macroscopique (R.E.M.) permet de synthétiser sous forme de macro blocs un ensemble de relations décrivant un processus de transformation en suivant les principes d'action et de réaction. Une vue d'ensemble des différents composants est ainsi possible et leur inadéquation peut être ainsi très rapidement repérée.

2.2.2.3 Les différentes classes de modèle

Une caractéristique commune aux moyens de production étudiés est la présence de convertisseurs de l'électronique de puissance. Dès lors, la dynamique des grandeurs électriques est beaucoup plus importante et donc la précision des modèles doit être augmentée afin d'anticiper l'apparition d'oscillations de puissance engendrée par ces nouvelles sources. Cependant, dans le contexte général du projet "Futurelec 1", il est nécessaire ne pas s'attacher à des détails technologiques relevant du domaine des constructeurs afin d'appréhender les comportements macroscopiques les plus probables. La modélisation des convertisseurs de puissance sera donc réalisée en utilisant la notion de valeur moyenne instantannée, et en permettant le support de tout type de stratégie de commande.

La précision des phénomènes jusqu'alors simulés peut être augmentée en prenant en compte les transformations électro-énergétiques rapides. Cet objectif est naturellement limité par le fait que, plus un modèle est fin au sens des modes (implicitement des énergies internes localisées), plus il est exigeant en temps de calcul. Cela conduit naturellement à envisager un certain nombre de modèles dont les hypothèses fondatrices définissent le domaine fréquentiel des phénomènes ainsi retranscrits et, par la même, le domaine de validité du modèle.

Le choix d'un modèle doit être ainsi adapté aux dynamiques des phénomènes examinés. Selon ce critère, on peut considérer trois classes de modèle.

- Une première classe de modèles comprend les modèles obtenus à partir d'un schéma équivalent monophasé. Ces modèles électromécaniques permettent de reproduire des dynamiques électromécaniques de 0 à 10 Hz et ont l'avantage de permettre la simulation d'un grand nombre d'éléments et donc des réseaux électriques conséquents
- Une seconde classe de modèles doit permettre la reproduction de dynamiques électromagnétiques (10 Hz à 10 kHz) et comprend deux types de modèles. Un modèle moyen équivalent peut être obtenu en idéalisant les convertisseurs de puissance sous la forme de modèles d'interrupteurs idéaux dont un modèle moyen équivalent peut être obtenu en utilisant les rapports cycliques (fonctions génératrices de connexion) [JIN 97], [HAU 99]. On obtient alors un modèle moyen temporel de chaque composant. Par contre, leur dispositif de commande utilise des lois de commande établies dans le repère de Park. Le calcul d'une transformée de Park et de son inverse pour chaque composant commandé est donc nécessaire. La figure 2 montre ainsi les différentes transformées nécessaires à la modélisation constituée d'une unité de production décentralisée constituée d'une génératrice triphasée alternative reliée à un réseau moyenne tension par un ensemble de deux convertisseurs commandables. Les grandeurs i_s et i_{res} représentent des vecteurs contenant les courants triphasés. Les grandeurs um_1 , um_2 et $ures$ représentent des vecteurs contenant les tensions triphasées.

C'est pourquoi, dans un premier temps, un modèle continu équivalent dit "homogène" reproduisant le comportement des récepteurs, des générateurs et de leur commande dans le repère unique de Park est utilisé (figure 2). Ce type de modélisation est intéressant pour les raisons suivantes :

- Il est bien adapté à une intégration numérique dans la mesure où il n'est pas nécessaire de choisir un pas d'intégration inférieur à la période de fonctionnement des convertisseurs, qui est déterminée par la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Le temps de simulation reste alors limité, ce qui est intéressant, car l'on doit souvent considérer les fluctuations du vent sur plusieurs minutes ;
- Il permet de simuler le comportement dynamique global du système de génération ;
- Il permet de dimensionner les différents correcteurs intervenant dans le contrôle des génératrices, des échanges de puissances avec le réseau et la tension du bus continu ;
- Il est assez aisé d'ajouter dans ce modèle des éléments complémentaires reliés à un bus continu tels que d'autres sources d'énergie (systèmes photovoltaïques, batteries,...), des systèmes de stockage (batteries, stockage inertielle,...) ou encore un système de dissipation d'énergie, sans que le temps de calcul de la simulation de ces modèles ne devienne trop élevé.
- Une troisième classe de modèles permet la reproduction des harmoniques de commutation des convertisseurs (1 kHz - 1 MHz). Cette classe comprend les modèles de convertisseur à interrupteurs idéaux ainsi que les modèles reposant sur les caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs utilisés. Evidemment cette classe de modèles ne peut permettre la simulation d'un grand nombre d'éléments, mais, localisée sur une portion de réseau, permet l'étude de la qualité des ondes distribuées.

Actuellement, seuls des raccordements sur des réseaux basse-tension ou des réseaux moyenne-tension sont envisagés. C'est pourquoi la modélisation des générateurs dispersés susceptibles de s'y raccorder fait l'objet de deux sujets de thèse dont un état d'avancement est maintenant présenté.

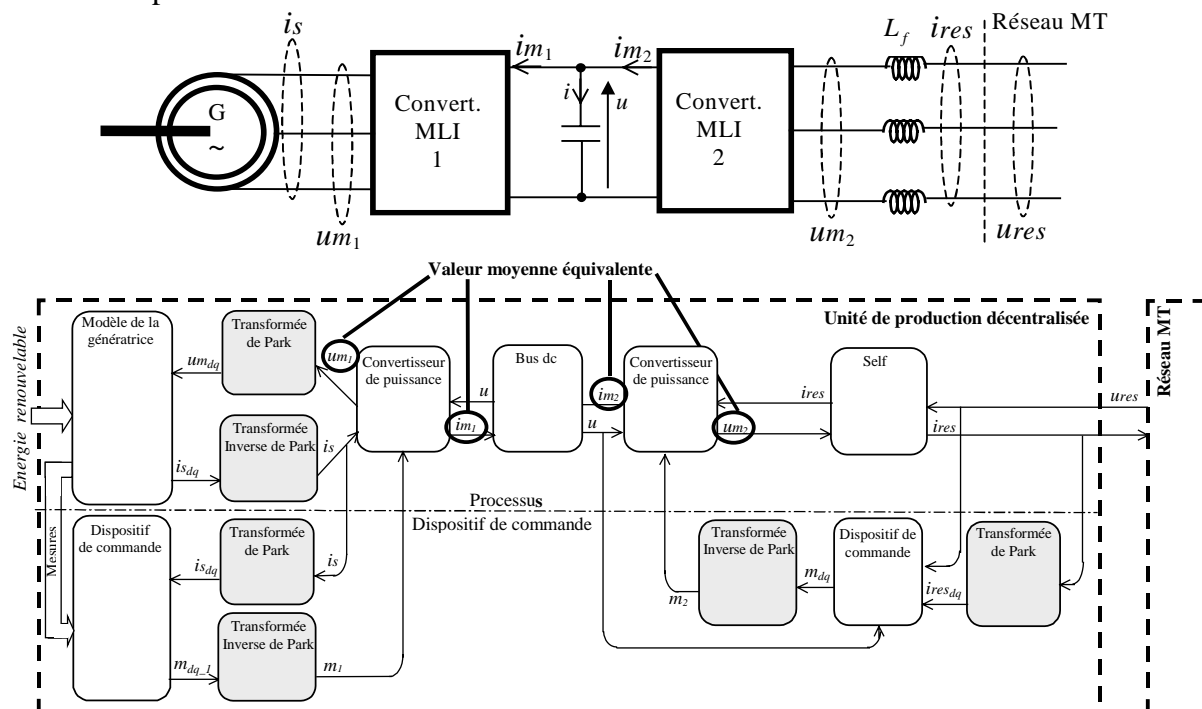


Figure 1 : Modèle moyen équivalent dans le domaine temporel

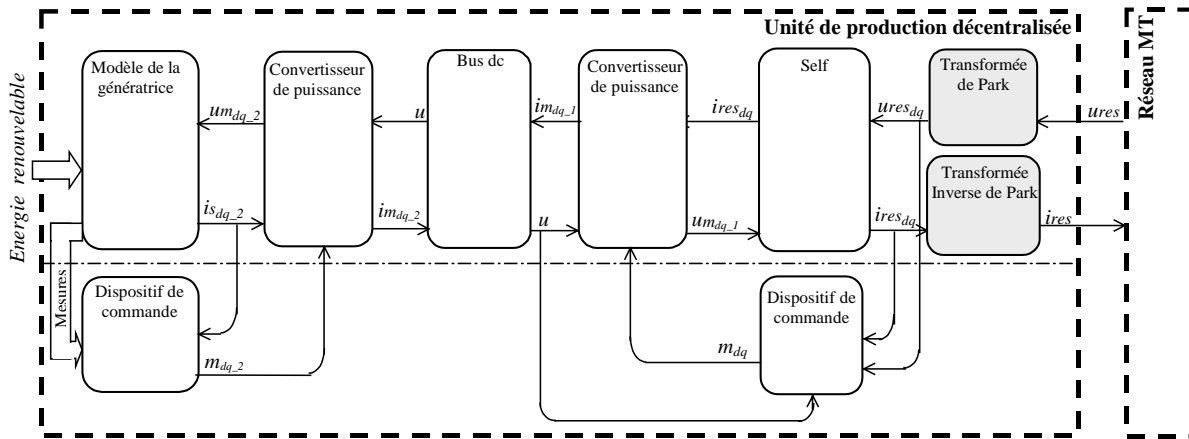


Figure 2 : Modèle moyen équivalent dans le domaine de Park

2.3 Modélisation de différentes technologies de générateurs éoliens sur un réseau moyenne-tension

2.3.1 Présentation de la thématique

• Le premier sujet de thèse est traité par Salma El Aimani et concerne la modélisation de différentes technologies de générateurs éoliens sur un réseau moyenne-tension. Historiquement, les premières unités de production décentralisée raccordées sur les réseaux moyenne-tension étaient des turbines à combustion (gaz, charbon, ...) ou des turbines hydrauliques. La disponibilité de leur ressource naturelle garantit un flux constant des puissances générées et donc a priori toute cause éventuelle d'oscillations de puissance. Il n'en est pas de même pour les générateurs éoliens dont la puissance des unités actuellement en cours d'installation dépasse le mégawatt. C'est pourquoi il est important de disposer de modèles des différentes technologies de générateurs éoliens raccordables à un réseau moyenne-tension (fig. 3).

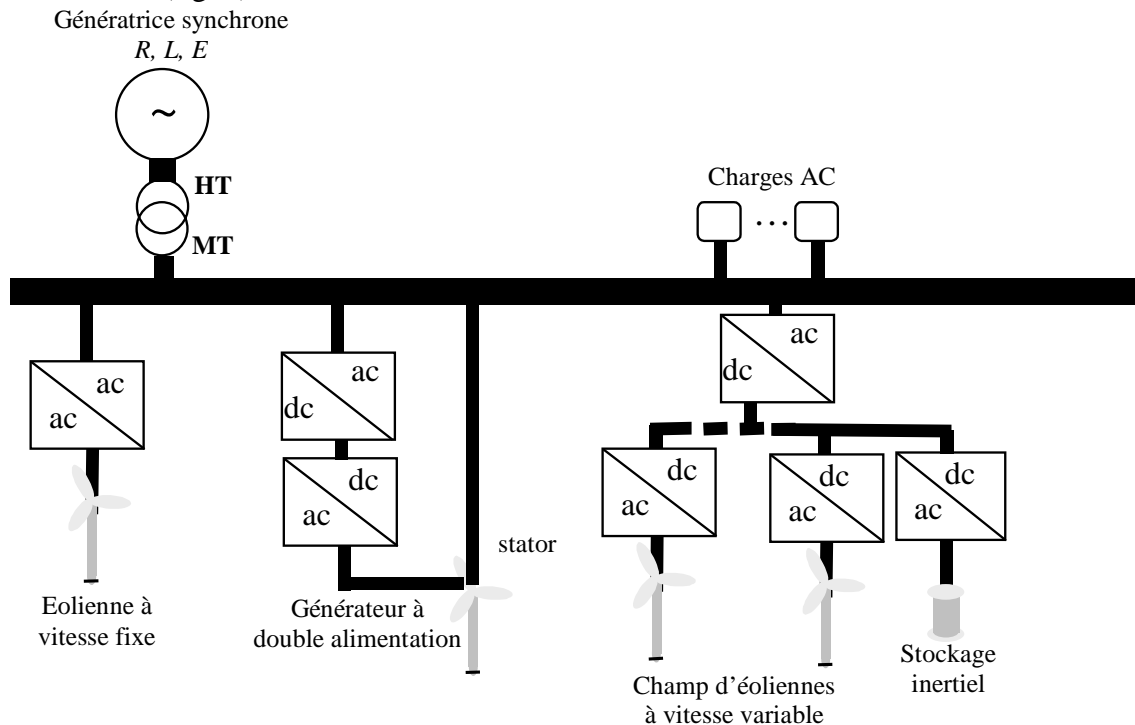


Figure 3 : Exemple de productions décentralisées éoliennes sur un réseau moyenne tension

Ces éoliennes peuvent être classées selon trois catégories : Les éoliennes à vitesse fixe directement couplées au réseau, généralement basées sur une génératrice asynchrone à cage.

- Les éoliennes à vitesse variable basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné, commandées par le rotor au moyen de convertisseurs statiques.
- Les éoliennes à vitesse variable commandées par le stator au moyen de convertisseurs statiques. Ces éoliennes peuvent être équipées de génératrices asynchrones à cage, mais elles sont plus généralement équipées de machine synchrone à rotor bobiné ou de machine à aimants permanents.

2.3.2 Modélisation d'une centrale d'éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à cage

Les travaux de thèse ont démarré par l'élaboration du modèle d'une éolienne à vitesse variable à partir de travaux antérieurs existant [NAS 01] [ROB 01]. La machine utilisée est une génératrice asynchrone à cage de 300 kW dont la vitesse est rendue variable grâce à un onduleur MLI relié à un bus continu (fig. 4). Le bus continu est relié au réseau alternatif par un second convertisseur MLI qui permet de contrôler les échanges de puissance active et réactive avec le réseau [ROB 99].

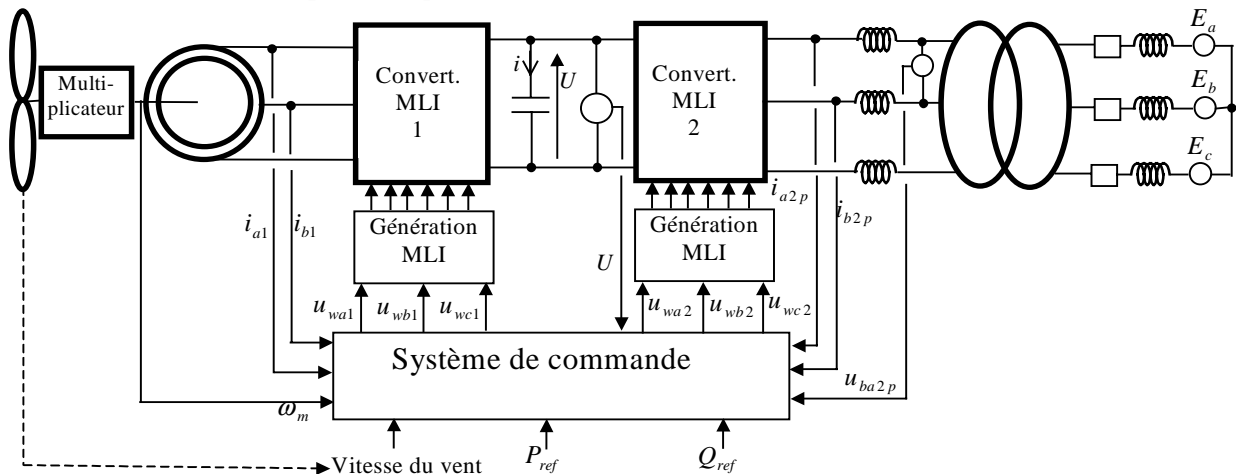


Figure 4 : Générateur éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone à cage

Pour augmenter la puissance générée, nous avons considéré l'exemple d'une ferme éolienne constituée de trois éoliennes de ce type, reliées à un bus continu commun (fig. 5). Cette association est actuellement envisagée pour des centrales éoliennes off-shore.

Un modèle continu équivalent de cette centrale éolienne qui prend en compte les composantes utiles des courants et des tensions au niveau des génératrices, du bus continu et du réseau a été développé et présenté lors d'une conférence [ELA 02]. Les résultats de simulation ont montré qu'il est possible de réaliser ce genre de système avec une condition sur le dimensionnement du bus continu. Ce dimensionnement a été paramétré en fonction des puissances nominales à transiter.

2.3.3 Modélisation d'une éolienne constituée d'une machine asynchrone à double alimentation

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1 MW utilisent une machine asynchrone pilotée par le rotor [MUL 02].

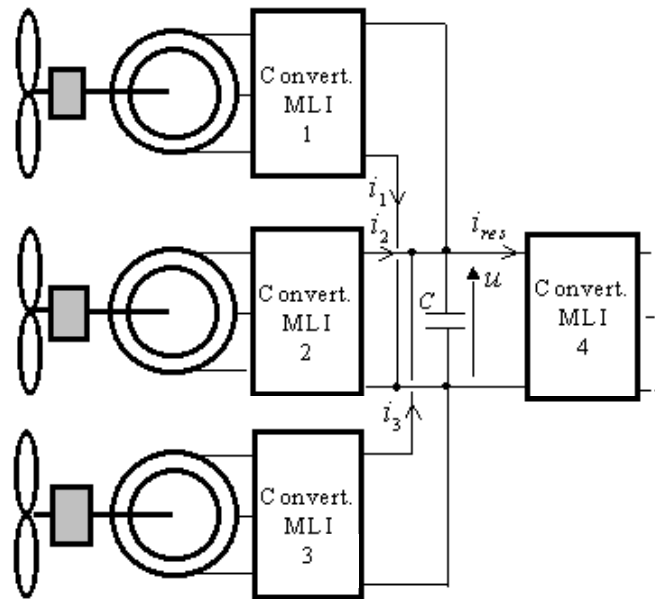


Figure 5 : Centrale à trois éoliennes

Une synthèse bibliographique a mis en évidence l'abondante littérature sur le sujet et a permis d'identifier un système d'alimentation particulièrement adéquat reposant sur l'utilisation de deux onduleurs à MLI (fig. 6). Les convertisseurs sont dimensionnés pour transiter la puissance rotorique qui représente environ 30 % de la puissance nominale. C'est le principal intérêt de cette technologie. Un premier onduleur (MLI 2) permet de créer un bus continu intermédiaire et permet également de compenser la puissance réactive générée par le circuit statorique (STATCOM). Un second onduleur permet de faire varier la vitesse de la turbine, et par là même, la puissance extraite, en agissant sur les tensions aux bornes des circuits rotoriques.

La modélisation de ce système de génération éolien a été réalisée. Pour cette technologie d'éolienne, trois zones de fonctionnement peuvent être distinguées (fig. 7) [ROD 00] :

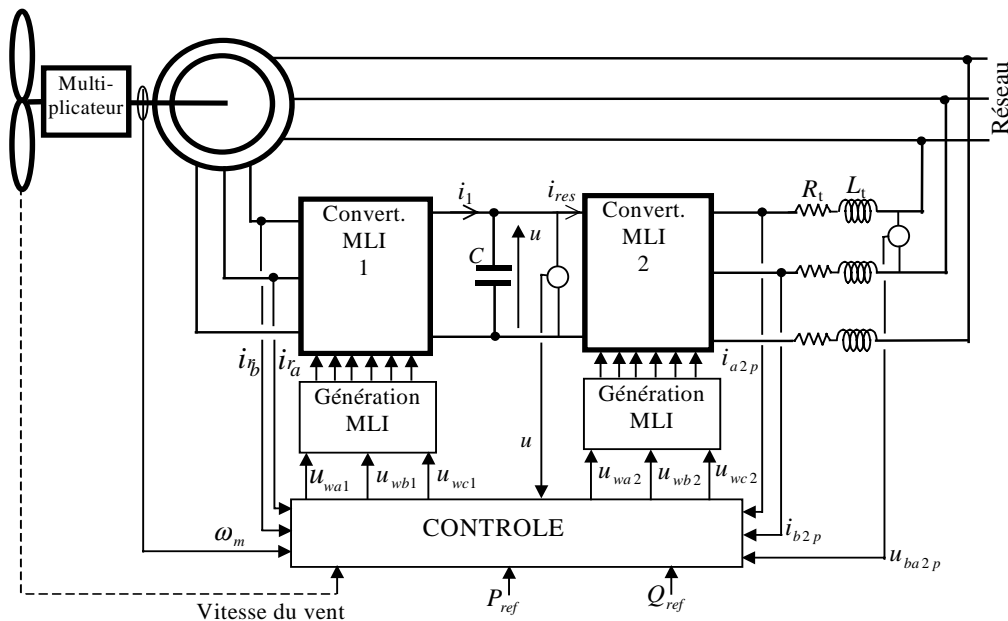


Figure 6 : Machine Asynchrone à Double Alimentation

- **Zone 1** : C'est la zone de démarrage de la machine, elle commence lorsque la vitesse mécanique atteint environ 70% de la vitesse du synchronisme de la génératrice.
- **Zone 2** : Dans cette zone, la vitesse de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la vitesse nominale qui correspond à une puissance voisine de la puissance nominale P_{nom} .
- **Zone 3** : Arrivée à cette puissance, une limitation est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pâles : pitch control.

Le fonctionnement en zone 2 a d'abord été étudié. Un modèle simplifié de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a été établi en supposant le flux statorique orienté (projection suivant l'axe "q" constamment nul : $\phi_{sq}=0$). A partir de ce modèle un dispositif permettant un contrôle vectoriel de la vitesse de la machine a été déterminé. La vitesse de la génératrice est asservie à une référence issue d'un algorithme permettant l'extraction maximale de la puissance, lui-même nécessitant la mesure ou l'estimation de la vitesse du vent. Une autre technique permettant de calculer le couple de référence nécessaire à partir de la mesure de la vitesse a été également testé. Pour un vent moyen autour de 12m/s (zone 2), quelques résultats de simulation sont présentés sur la figure 8. On observe que le glissement est effectivement réglé selon la vitesse du vent de manière à extraire le maximum de puissance. Un peu de puissance réactive apparaît lors des régimes transitoires rapides en raison de la dynamique limitée des convertisseurs de puissance.

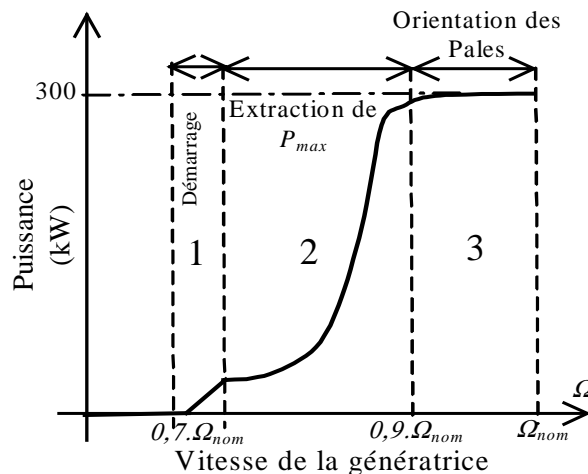


Figure 7 : Caractéristique puissance en fonction de la vitesse de la génératrice

2.3.4 Perspectives

Lors d'un démarrage de la MADA (zone 1), quatre actions sont à réaliser :

- La charge du bus continu
- La magnétisation de la machine
- La connexion du stator
- Le contrôle des puissance actives et réactives

Des procédures permettant de limiter l'appel de puissance lors du démarrage sont en cours de développement.

Pour l'étude du fonctionnement en zone 3 (fonctionnement à puissance constante), un modèle plus précis de la turbine prenant en compte les caractéristiques de la pôle en fonction de son angle de rotation sera à développer ainsi que le système de régulation des pâles (pitch control).

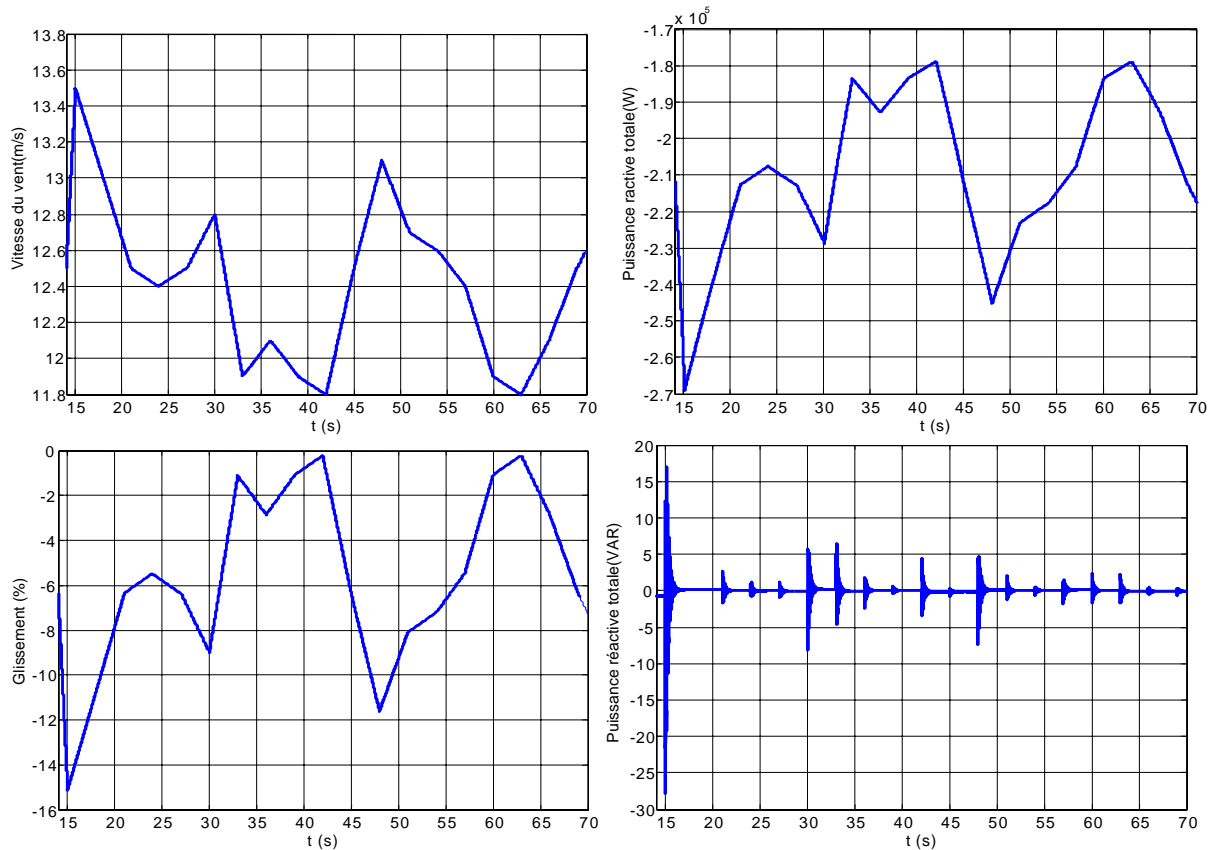


Figure 8 : Evolution des puissances actives et réactives pour un vent moyen autour de 12m/s.

Avec le partenariat de LABORELEC, il est convenu d'intégrer des résultats de mesures effectuées sur une éolienne de 1,6 MW se trouvant à Schelle (Belgique) afin de valider les modèles développés.

Une fois réalisé, le modèle global de cette unité de production sera intégré dans un réseau de moyenne tension simulé avec la boîte à outils SimPowerSystem (Matlab) afin d'étudier l'impact de ce type de production sur ce réseau.

2.4 Modélisation de différents générateurs dispersés sur un réseau basse tension

2.4.1 Présentation de la thématique

Actuellement on assiste à un développement commercial de petites unités de production inférieures à 100 kW [EVE 97] comme les systèmes photovoltaïques, les micro turbines à gaz associés à différents systèmes de stockage, tels que les batteries d'accumulateurs, les supercondensateurs ou le stockage inertiel (fig. 9). Un développement significatif de ces systèmes de production entraînerait un foisonnement important de points d'injection de puissance sur les réseaux basse tension de nature à y générer des difficultés d'exploitation puisque ce type de réseau n'est pas conçu pour recevoir de la production. L'utilisation de l'électronique de puissance dans ces systèmes de production soulève plusieurs problèmes relatifs à la qualité de la tension. Dans le but d'étudier l'impact de cette intégration croissante, des modèles de ces nouveaux types de production décentralisée doivent être établis. Ces travaux font l'objet de la thèse de Yann Pankow et concernent la modélisation de différents générateurs dispersés sur un réseau basse tension. Une analyse de l'impact de ces sources sur ce réseau, mais aussi du réseau sur ces sources sera effectuée.

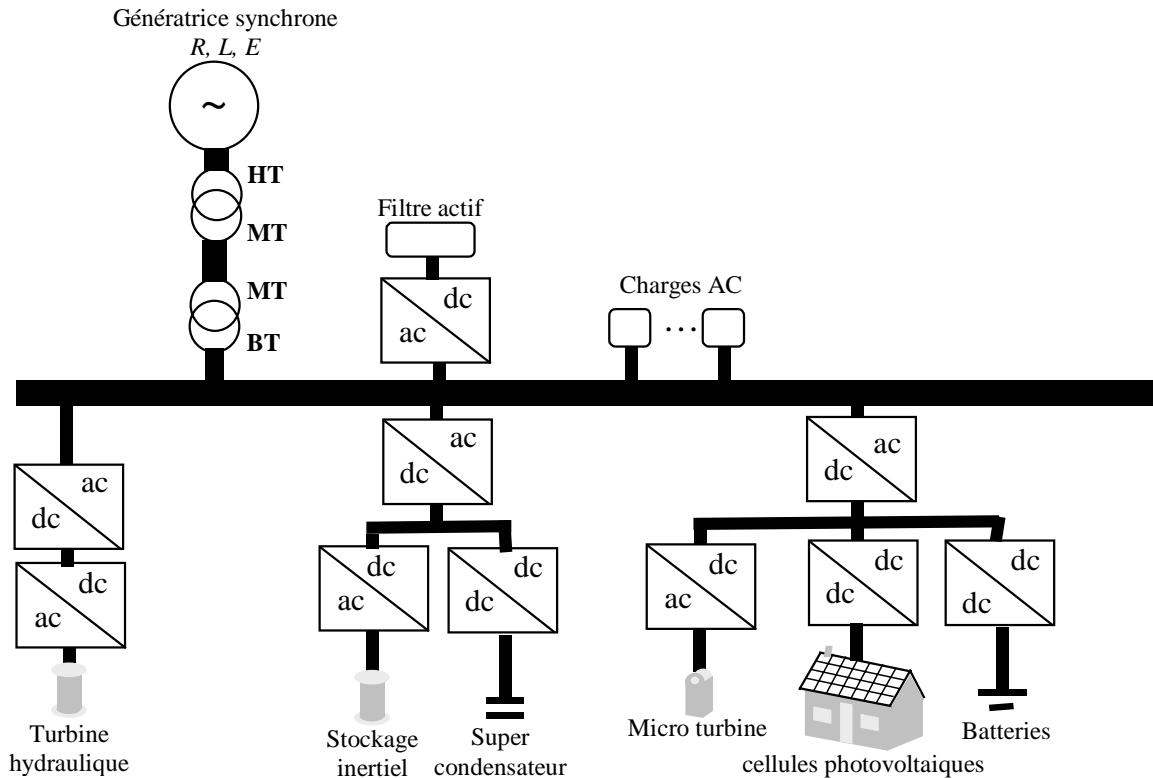


Figure 9 : Exemple de productions décentralisées sur un réseau basse tension

2.4.2 Modélisation d'une centrale solaire

Ce travail a commencé par la modélisation d'un ensemble de panneaux solaires par ses caractéristiques courant/tension soumis à différents éclairagements. Différentes structures de conversion électrique pour l'interfaçage avec le réseau sont possible. La structure choisie est composée d'un hacheur survolteur associé à un onduleur triphasé (fig. 10).

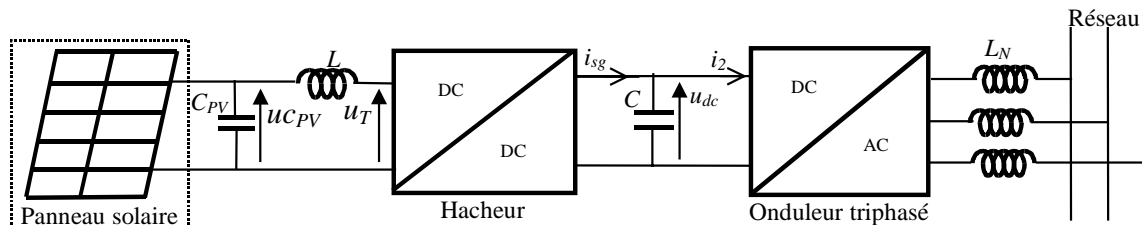


Figure 10 : Structure de conversion de la centrale solaire

Le modèle de ce système sous forme de schéma bloc est représenté figure 11 ainsi que son dispositif de commande.

Pour extraire le maximum de courant, la tension aux bornes du panneau doit être ajustée selon l'éclairage de manière à obtenir une extraction maximale de la puissance (commande MPPT). Cet ajustement est rendu possible en faisant varier le rapport cyclique du transistor (du hacheur) et en réalisant une régulation de la tension aux bornes du panneau et du courant dans la self (L). Plusieurs techniques de MPPT ont été testées, notamment le MPPT (Maximum Power Point Tracking) numérique [SHI 01] pour laquelle la puissance est évaluée en sortie des panneaux solaires (fig. 12). Avec une variation de la tension (ΔU) de 1 Volt et un calcul toutes les millisecondes, une convergence vers le maximum de puissance en quelques centaines de millisecondes a été obtenue [C.33].

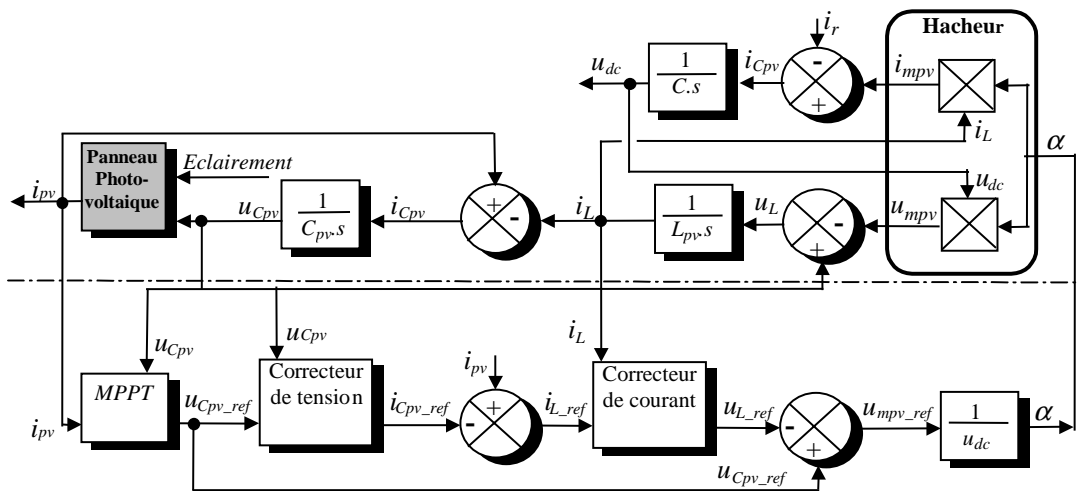


Figure 11 : Représentation de la centrale solaire associée à son dispositif de commande

Le modèle de l'onduleur connecté au réseau est identique à celui développé précédemment, son dispositif de commande a été conçu également pour réguler le bus continu et pour fonctionner à facteur de puissance unitaire.

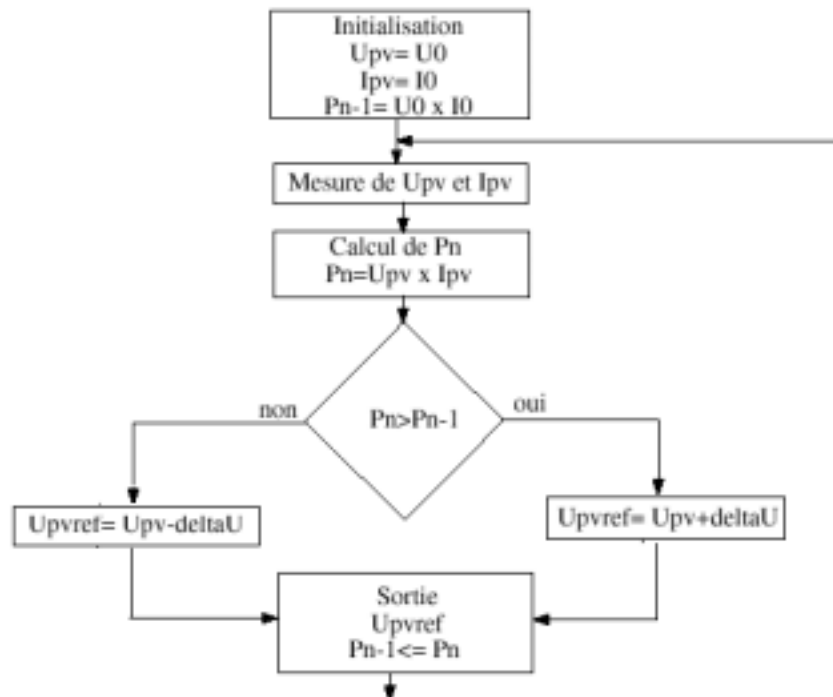


Figure 12 : Algorithme du MPPT numérique

2.4.3 Intégration de la centrale solaire dans un réseau basse tension

Le modèle de la centrale solaire a été implanté sous Simulink. Les valeurs moyennes des tensions modulées de l'onduleur triphasées sont transformées du repère de Park dans le repère naturel (a,b,c). Des générateurs de tension équivalents permettent d'interfacer ce modèle à un réseau basse tension (beaucoup plus complexe) simulé sous SimPowerSystem. Les courants sont ensuite mesurés, transformés dans le repère de Park et envoyés au modèle réalisé sous Simulink [C.29].

Le réseau moyenne tension est décrit à la figure 13. Pour pouvoir comparer l'influence de la puissance injectée sur la ligne au nœud 4, la centrale solaire fournira sa puissance

maximale (54 kW environ). Une deuxième simulation sera faite en remplaçant le générateur solaire par un générateur diesel couplé à un alternateur de 57 kVA.

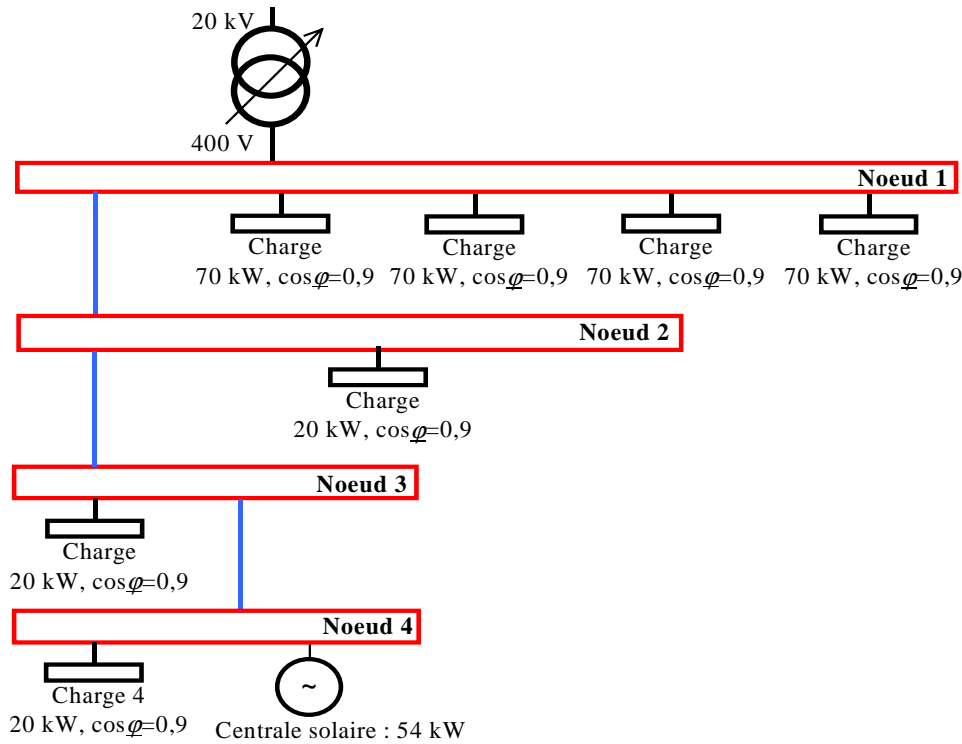
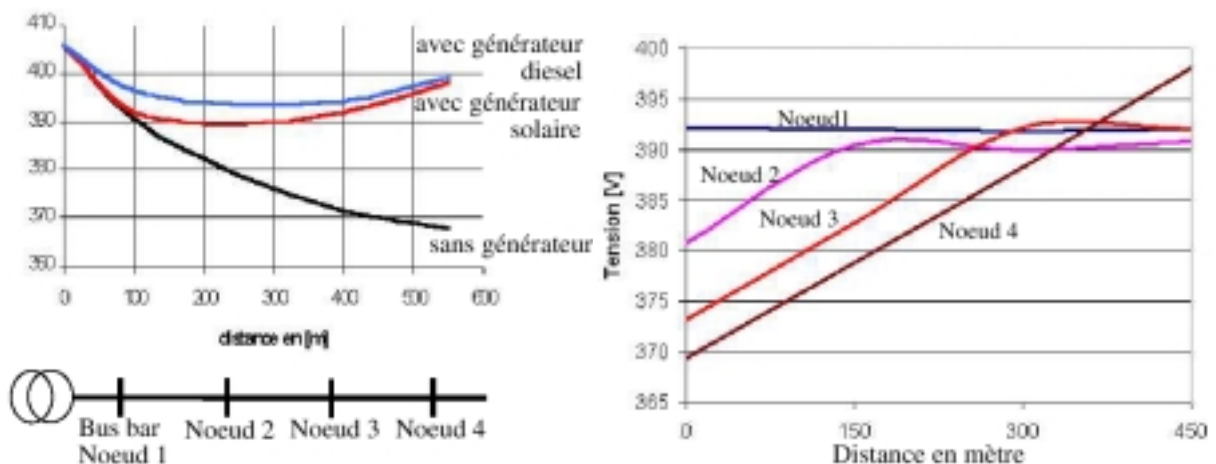


Figure 13 : Plan du réseau basse tension

2.4.4 Evaluation de l'impact de la centrale solaire sur le réseau

Les impacts tels que l'élévation de la tension, l'influence de la localisation de la centrale solaire sur le réseau, l'enclenchement d'une charge, les effets des creux de tension ont fait l'objet d'une publication [C.36]. A titre illustratif, concernant l'élévation de la tension, la figure 18 montre l'évolution du plan de tension pour diverses situations. Pour un fonctionnement normal (sans connexion de la centrale solaire au nœud 4), la tension baisse le long de la ligne à cause des impédances de ligne (fig. 14 a). Un changement significatif intervient sur le profil de la tension lorsque le générateur solaire est connecté. On retrouve le même profil lorsque l'on place un générateur diesel de puissance équivalente.



(a) Profil de la tension le long de la ligne (b) Influence de la position du générateur solaire

Figure 14 : Evolution en statique du plan de tension

La figure 14 b) illustre l'influence de la position du générateur solaire sur la tension aux différents nœuds. On observe, par exemple, que la valeur de la tension au nœud 4 est proportionnelle à l'éloignement du transformateur (position initiale). Cette progression linéaire est due à la répartition uniforme des charges le long de la ligne. Une grande sensibilité aux variations de puissance de la tension est observée en bout de ligne. C'est pourquoi le générateur solaire sera connecté à ce nœud dans la suite des simulations présentées.

2.4.5 Perspectives

Les différentes perspectives concernent :

- La modélisation du convertisseur de liaison au réseau dans un référentiel triphasé. Celle-ci permettra l'étude lors d'un fonctionnement sous tensions déséquilibrées. Le réseau devrait être aussi modifié, le régime de neutre est à prendre en compte ainsi qu'un système de protection.
- L'insertion d'un système de stockage comme une batterie d'accumulateur. Avec une supervision adaptée, ceci permettrait d'améliorer la qualité de la puissance injectée au réseau.
- La gestion de la production ou de la consommation d'énergie réactive par le contrôle du convertisseur. Ceci atténuerait les variations de la tension sur le réseau. Il serait intéressant d'évaluer si une centrale solaire peut maintenir le plan de tension quel que soit les conditions (éclairage et perturbations sur le réseau).
- La modélisation d'une micro turbine à gaz sera une étape suivante du travail à venir.

3 Les perspectives de recherche

3.1 Solutions pour l'intégration de productions décentralisées

L'insertion à grande échelle de moyens de production décentralisés et indépendants dans les réseaux de moyenne tension cause de nouveaux problèmes sur les plans techniques et fonctionnels qui sont à l'origine de l'apparition d'instabilités. Ces problèmes sont principalement de trois types :

- 1) La dégradation de la qualité de l'énergie et la perturbation du fonctionnement des réseaux (notamment par la création de pulsation de puissance) causées par les caractéristiques de puissance, de tension et de courant, propre à chaque unité décentralisée,
- 2) La création de transits bidirectionnels d'énergie (Les systèmes de protection doivent être revus et les conséquences sur le réseau de transport évaluées),
- 3) L'apparition de flux d'énergie imprévus et dus à l'indépendance entre les trajets contractuels et physiques des flux d'énergie. (Les risques d'écroulement des réseaux s'en trouvent augmentés).

Pour faire face à ces comportements nouveaux, une première manière d'opérer est d'effectuer une action curative en exploitant les possibilités de réglage des convertisseurs de puissance. En effet, ces derniers permettent de réaliser des fonctions d'interfaçage entre les unités de production décentralisées et le réseau. La progression dans ce sens dépend des progrès réalisés suivant deux axes de recherche bien distincts.

Le premier axe rentre dans le domaine de l'électronique de puissance et concerne à la fois les topologies de convertisseurs et les fonctions de contrôle. Les fonctions de gestion des flux énergétiques et de protection restent à développer par rapport aux spécificités liées à l'intégration de la production décentralisée. Plus spécifiquement par rapport à cette thématique, les actions de recherche à mener visent à développer des applications au niveau du contrôle local des grandeurs électriques ainsi que des applications permettant la participation de l'unité décentralisée à la gestion du réseau. Ensuite, vu les niveaux de tensions et les puissances mis en jeu, de nouveaux concepts (et/ou topologies) de convertisseurs

doivent être envisagés. Ces innovations contribuent de façon certaine à la résorption des problèmes de qualité et des problèmes liés aux systèmes de protection.

Le deuxième axe consiste à se placer en amont de ces actions curatives en ayant pour objectif de proposer, dès la phase de conception du réseau, une architecture de réseau électrique ayant des conditions optimales pour l'insertion de productions décentralisées. L'architecture que je me propose d'étudier est une architecture de réseau en grappes où chaque grappe est constituée autour d'unités de génération, d'unités de stockage et, bien sur, des charges. Chaque grappe doit être capable de fonctionner en îlotage et de répondre à la demande d'un réseau secondaire de distribution.

3.2 L'interconnexion par convertisseur de puissance

3.2.1 Contrôle local et participation à la gestion du réseau

Dans la plupart des applications considérées, l'interface avec le réseau comprend de l'électronique de puissance. Les évolutions récentes, dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, permettent de réaliser des structures de convertisseurs rapides pouvant être utilisés dans les réseaux de distribution, seuls ou en combinaison avec des moyens de production décentralisée. Par rapport à la production classique utilisant les machines tournantes synchrones ou asynchrones, celle-ci introduit des possibilités nouvelles en terme de réglage. Ainsi, les stratégies de commande associée peuvent viser au réglage de la production d'une part, à la qualité de service des réseaux d'autre part. La flexibilité introduite par ce type de connexion permet d'apporter au gestionnaire de réseau de nombreux services [MAS 00], notamment :

- Le contrôle de la puissance active,
- La compensation de la puissance réactive voir sa production pour le renforcement du réseau par contrôle local de la valeur efficace de la tension,
- et, dans un cadre général, un filtrage des perturbations introduites par les charges polluantes connectés à la portion considérée du réseau.

Ces services sont réalisés au point de connexion de l'unité de production et, dans le cadre de la refonte des réglementations, une tarification de ces services est envisagée.

3.2.2 Convertisseur de puissance ac/ac relié par transformateur

Dans l'immédiat, la structure de conversion la plus adéquate pour réaliser ces fonctionnalités est une structure composée de deux onduleurs à source de tension commune (fig. 15).

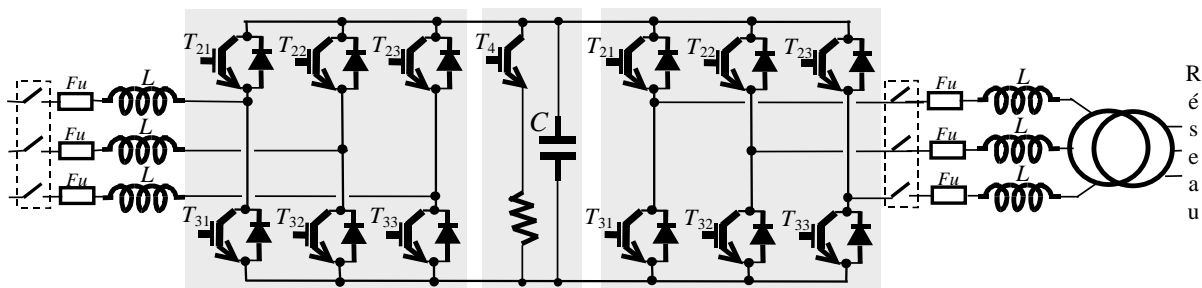


Figure 15 : Convertisseur de puissance ac/ac relié par transformateur

De manière à évaluer concrètement les possibilités réelles de cette structure, une maquette expérimentale est en cours de construction (fig. 16). Par cette maquette, un

ensemble de problématiques communes aux structures de puissance utilisées dans les réseaux va être abordé. Citons :

- Pour le prélèvement de l'énergie électrique sur le réseau de distribution, le souhait de réduire la pollution harmonique en imposant un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance quasi-unitaire.
- Pour la production d'énergie électrique, les problèmes d'accrochage (synchronisation, délestage total du convertisseur par contacteur après accrochage, ...) et les problèmes de protection à la fois contre les court-circuits et contre les surcharges, l'impact des perturbations issues du réseau sur le fonctionnement des générateurs
- Pour les unités de stockage connectées sur le réseau (volant d'inertie, batteries d'accumulateurs, supercondensateurs, ...), le problème de la gestion en temps réel de la réversibilité des transferts énergétiques.

Ces études seront axées sur le dimensionnement, la commande et l'optimisation des performances. Pour cette dernière caractéristique, l'objectif est l'étude de stratégies de compensation de différents types de perturbations telles que : harmoniques, creux de tensions, déséquilibres, microcoupures.

Il est à noter qu'une dépollution du réseau peut être réalisée localement en greffant aux portions sensibles du réseau de tels systèmes de conversions utilisés en "régulateurs" (STATCOM, ...) et associés à des éléments de stockage (inertiel, hydraulique, ...).

En ce qui concerne les services systèmes, les recherches porteront sur l'exploration de nouvelles lois de commande permettant le maintien du plan de tension, le filtrage actif, le réglage des flux de puissance active et réactive. Des modèles de simulation devront également être développés pour valider les lois de commande aux différents niveaux requis.

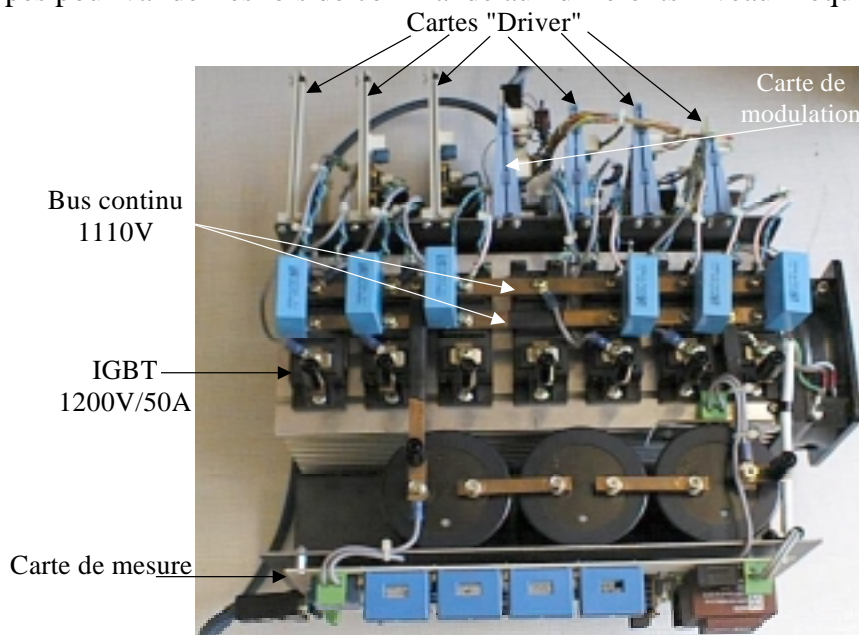


Figure 16 : Prototype en cours de réalisation

3.2.3 Couplage direct sur les réseaux MT

Actuellement la connexion de générateurs dispersés est obligatoirement réalisée par un transformateur de type étoile/triangle. Pour le gestionnaire du réseau, cela apporte une sécurité sur la propagation des harmoniques de rang trois. Le producteur est, quant à lui, assuré d'une alimentation équilibrée en tensions simples. L'utilisation de ce transformateur a une incidence néfaste en terme de coût sur la pénétration des producteurs privés sur le marché de l'énergie électrique. De par les progrès réalisés en électronique de puissance, notamment

concernant la génération des harmoniques et le contrôle de la puissance réactive, il est fort à penser que la réglementation actuelle évoluera vers une connexion réalisée au moyen de bobines et avec un spectre fréquentiel réglementairement imposé. Dès lors, une telle perspective permettra l'apparition sur les réseaux électriques de convertisseurs multiniveaux. En effet leur topologie résultant de la mise en série d'un grand nombre d'éléments autorise des fonctionnements en haute tension tout en offrant des formes d'onde excellentes.

Ainsi, par rapport à cette thématique, une premier axe de recherche se dégage concernant le choix d'une topologie multiniveau au regard du nombre et de la nature des unités de production à connecter et des contraintes de stationnarités de ces unités par rapport à l'évolution temporelle de l'onde multiniveau à générer. La figure 17 montre un exemple de mise en série d'onduleurs générant une tension multiniveau pour la connexion directe de panneaux photovoltaïques sur un réseau basse tension.

Un autre exemple présenté figure 18 permet une connexion directe sur un réseau moyenne tension en utilisant un onduleur en cascade avec un onduleur N.P.C. Des tensions modulées sur 9 niveaux sont obtenues.

D'une manière générale, une augmentation non-négligeable de la puissance transitée par ces dispositifs ainsi qu'une réduction des éléments de filtrage est attendue et doit être évaluée pour une qualité de fourniture équivalente. Les enjeux technico-économiques se situent au niveau du coût et de l'encombrement des dispositifs (filtres, convertisseurs, ...) mais aussi sur les dynamiques de réglages qui se trouvent être ainsi augmentées.

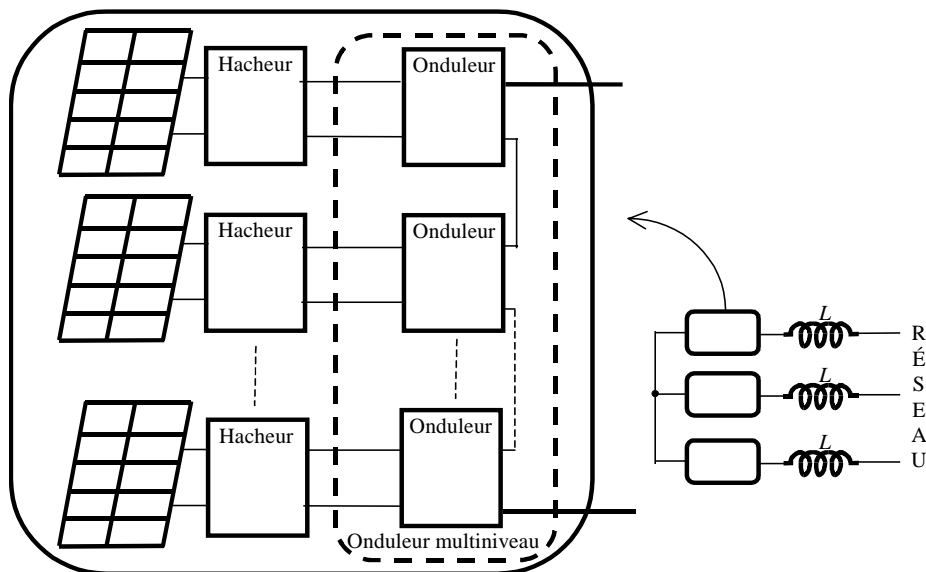


Figure 17 : Mise en série d'onduleurs pour la génération de tensions multiniveaux

3.3 Architecture de réseaux pour la production décentralisée

3.3.1 Le but

Dans le réseau électrique français actuel, la majorité de l'énergie est injectée à partir de centrales importantes sur le réseau THT, et une exploitation centralisée permet d'optimiser la gestion de la production pour le bénéfice des clients. Les réseaux de distribution incluent, pour leur part, peu de production, et leur structure et leur exploitation sont fortement marquées par le fait que l'énergie y est transportée des niveaux de tension les plus hauts vers les plus bas. Dans une telle infrastructure, le développement de la production décentralisée est donc un nouveau défi.

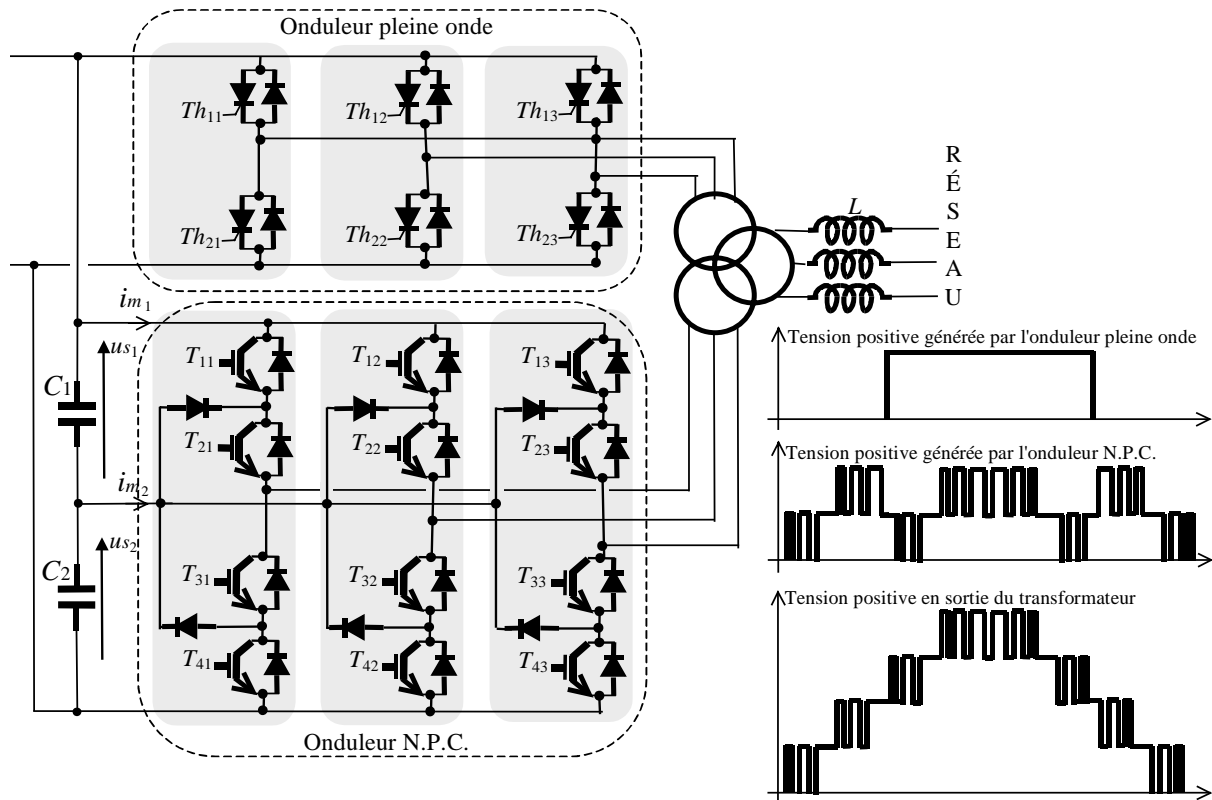


Figure 18 : Mise en cascade d'onduleurs pour la génération de tensions multiniveaux

Dans un premier temps des dispositions techniques sont nécessaires pour assurer les conditions de l'intégration locale au système électrique. Cependant dans la perspective d'un développement important de la production décentralisée, le relatif découplage actuel de l'exploitation des réseaux de transport et de distribution est remis en question et nécessite des adaptations significatives.

C'est vers le développement de nouvelles architectures de réseau électrique moyenne tension propices à l'accueil des unités de production décentralisées que s'orientent mes travaux de recherche sur le long terme. L'objectif étant de faire abstraction de l'architecture actuelle et d'imaginer ce que pourrait être l'architecture qui maximise les avantages apportées par la production décentralisée tout en prenant en compte les impératifs de la nécessaire régulation centralisée (supervisée) des réseaux. Ci-après, je décris brièvement mes premières réflexions.

3.3.2 Nouvelles architectures de réseau

La première architecture imaginée consiste à regrouper les différents producteurs et consommateurs autour d'un réseau moyenne tension pouvant fonctionner en îlotage par rapport au reste du réseau. Ce système est donc composé d'au moins une unité de production décentralisée d'énergie renouvelable (PDER), une unité de production décentralisée conventionnelle (PDC) et éventuellement d'une unité de stockage, le tout étant connecté à un réseau de distribution externe qui permet l'appoint ou l'évacuation d'énergie (fig. 19). Un tel ensemble doit permettre aux clients d'accéder à la qualité, la fiabilité et de satisfaire ses besoins en puissance et constitue en lui-même un réseau insulaire. Sur ce dernier sont connectés des clients qui peuvent avoir le choix d'approvisionnement auprès des divers producteurs décentralisés, d'où la terminologie 'réseau en grappes'. Sur une grappe, l'existence et le fonctionnement d'un marché structuré de vente et d'achat d'électricité se trouve facilité du point de vue technologique. Les excédents de production peuvent être, soit partiellement

stockés, soit revendus sur le réseau centralisé ou à une autre grappe via le réseau centralisé (fig. 20).

Du point de vue de la gestion centralisée, l'architecture globale a l'avantage d'être reconfigurable. Toute grappe à l'origine d'une instabilité sur le réseau centralisé peut être isolée. Cela évite de développer :

- des solutions curatives en greffant aux portions sensibles du réseau des convertisseurs de puissance utilisés en "régleurs" (STATCOM, FACTS, ...).
- ou une supervision des différents générateurs dispersés sur le réseau de manière à atténuer les oscillations de puissance (Power System Stabilizers), solution qui reste encore aujourd'hui à explorer expérimentalement sur un réseau moyenne-tension composée de P.D.E.R.

Au sein de ce vaste projet, il convient d'étudier dans un premier temps les aspects à la fois statiques, dynamiques et harmoniques d'une "grappe". Notamment :

- le dimensionnement des divers composants d'une grappe : (unités de production, unités de stockage, charges),
- le placement optimal des moyens de production conventionnel et des moyens de réglage,
- la gestion des transferts énergétiques et plus spécifiquement le fonctionnement en îlotage,
- l'adaptation de la production à la demande suivant le marché instauré,
- la maximisation de la puissance extraite dans le cas d'unités de production à base d'énergie renouvelable.

Dans un second temps, la supervision et la conduite centralisée de l'ensemble des grappes reste à imaginer. Ces tâches se trouvent facilitées de par le fait que chaque grappe est vue de la gestion centralisée comme une portion consommant ou produisant de la puissance.

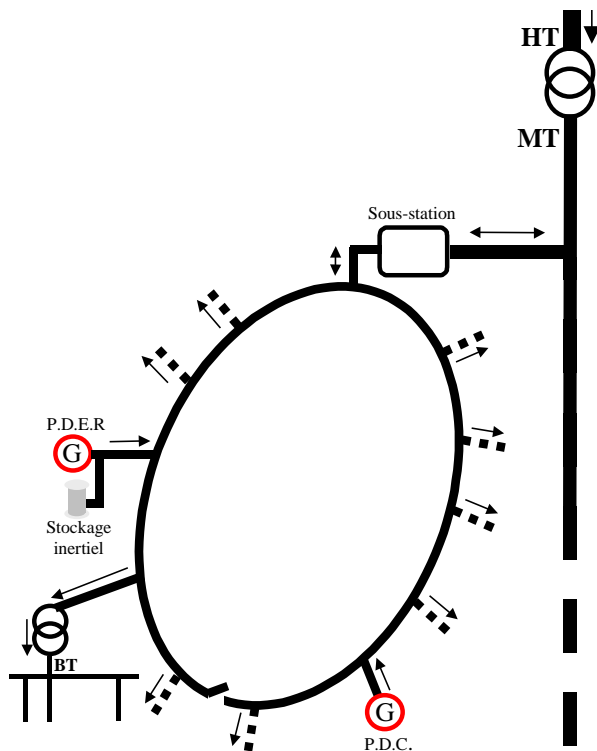


Figure 19 : Composition générale d'une grappe en grappes

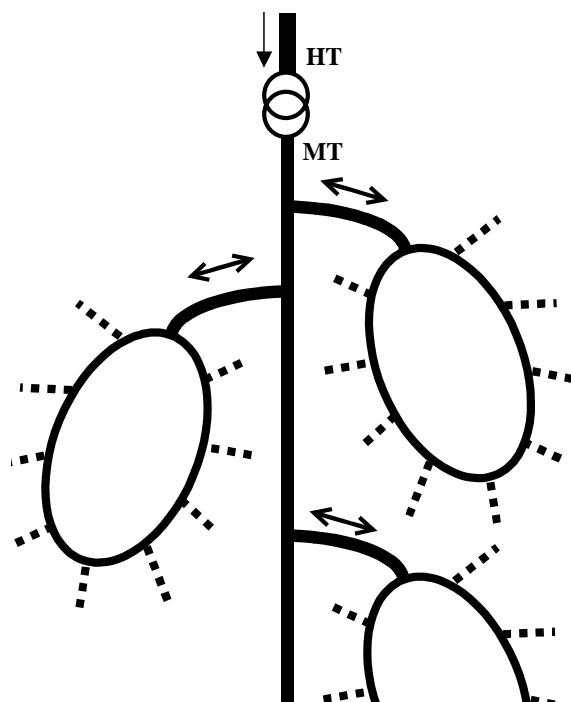


Figure 20 : Arborescences des réseaux autour d'une production centralisée

4. Bibliographie du chapitre 3

[CRA 02] M. Crappe, "Contraintes techniques de l'intégration de la production décentralisée aux réseaux électriques", *Revue E* (2002)

- [DUP 02] P. Dupuis, "Quelles sont les stratégies de développement de la production des énergies renouvelables ?", Journée EUROFORUM Production décentralisée : Les objectifs vont-ils être respectés ?, 15 Octobre 2002
- [FRA 02] J.-L. Fraisse, "Le raccordement de la production décentralisée en hta et bt", *REE* (2002), no. 7.
- [HAU 99] J.P.Hautier, J.P.Caron, "Convertisseurs statiques, méthodologie causale de modélisation et de commande", *Editions Technip*, 1999
- [JIN 97] H. Jin, "Behavior-Mode Simulation of Power Electronic Circuits", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 12, No 3, May 1997, p. 443-452
- [LAM 03] F. Lamoureux, "Discours d'ouverture de la 39^e session du CIGRE par François LAMOUREUX, directeur général de l'énergie et des transports de la commission européenne", *ELECTRA*, No 206, Février 2003
- [MAS 00] E. Massada, "Power Converters for renewable and Distributed Power Sources", *9Th International conference on Power Electronics and Motion Control : EPE-PEMC 2000*, Kosice, Slovak republic, CD
- [MEY 97] J.L. Meyer et A. Marquet, "Les techniques futures de production d'électricité décentralisée, éléments prospectif", *Journée d'études SEE: Conditions techniques d'insertion de la production décentralisée sur les réseaux de transport d'énergie* (1997).
- [MUL 02] S. Muller, M. Deicke, R.W. De Doncker, "Doubly-Fed Induction Generators Systems for Wind Turbines", *IEEE Industry Applications Magazine*, May - June 2002
- [NAS 01] M. Nasser, "Etude d'un générateur éolien à vitesse variable basé sur une génératrice asynchrone à cage", *Mémoire C.N.A.M*, 29 Mars, 2001
- [ROB 99] B.Robyns, M. Esselin, "Power control of an inverter-transformer association in a wind generator", *Electromotion*, Vol. 6, n°1-2, 1999, p. 3-7
- [ROB 01] B.Robyns, M. Nasser, F. Berthereau, F. Labrique, "Equivalent continuous dynamic model of a variable speed wind generator", *Electromotion*, Vol. 8, n°4, 2001
- [ROD 00] J.L. Rodriguez-Amenedo, J.L. Cano, J.C. Burgos, C. Veganzones, "Control system Design and Performance evaluation of a Variable Speed WECS Equipped with a Doubly Fed Induction Generator", *European Wind Energy Conference*, 1-5 March 199, Nice, France, p. 863-866
- [SHI 01] T. Shimizu, M. Hirakata et T. Kamezawa, "Generation control circuit for photovoltaic modules", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16 (2001), no. 3, p. 293
- [SWE 00] B. Swezey and L. Bird, "[Green Power Marketing in the United States: A Status Report](#)", *NREL/TP-620-28738*. Golden: CO: National Renewable Energy Laboratory, August 2000

Partie III :

**ENCADREMENTS, TRANSFERT,
ACTIVITES COLLECTIVES, TRAVAUX**

« Nous gagnerions plus de nous laisser voir tels que nous sommes, que d'essayer de paraître ce que nous ne sommes pas. »
LA ROCHEFOUCAULD

1 Activités d'Encadrement

Encadrement de stagiaires D.E.A.

Xavier KESTELYN

" Modélisation par réseau de neurones artificiels de la caractéristique non linéaire du couple d'une machine à réluctance variable "
(1998-1999).

Dans les machines à réluctance variable, la variation non-linéaire de la réluctance sous-entend, à l'heure actuelle, un contrôle algorithmique complexe du couple et un système de commande (hardware) de coût prohibitif comparé au coût de la machine. Une solution envisagée est d'utiliser un réseau de neurones artificiels de petite taille afin d'obtenir une approximation du couple électromoteur à travers la mesure en temps réel de la position et des courants de chaque enroulement [C.15]. La conception de ce réseau s'appuie sur des concepts développés lors de mon stage en D.E.A. et a été réalisée et validée par M. Xavier Kestelyn (stagiaire D.E.A.) encadré par moi-même[R.8].

Pascal PECQUEUR

" Conception d'un dispositif de modulation directe des conversions électriques pour un onduleur N.P.C. triphasé "
(2000-2001)

Le sujet de DEA proposé consistait à déterminer et à caractériser une architecture de commande basée sur la modulation directe des conversions électriques réalisées au sein de cette structure de puissance. Les domaines de fonctionnement des tensions modulées ont été délimités en formant des cadrans, pour dissocier avec précision les contraintes pour chaque domaine. Pour chaque cadran, les degrés de liberté permettant un rééquilibrage des tensions capacitives ont été caractérisés et les algorithmes permettant la synthèse des fonctions de conversion ont été déterminés et vérifiés expérimentalement [C.24].

Ferhat CHABOUR

" Participation d'une unité décentralisée aux services auxiliaires ("systèmes") d'un réseau isolé moyenne tension "
(2002-2003)

Actuellement, la production décentralisée d'énergie renouvelable est limitée de part un certain nombre de contraintes qu'elle impose au gestionnaire du réseau centralisé. Parmi ces contraintes figurent la non fourniture de services auxiliaires ("services système") parmi lesquels apparaît le contrôle de la tension au point de connexion. Cette fonctionnalité est immédiatement intéressante pour des réseaux isolés de moyenne tension. Pour atteindre ce but, il faut revoir la structure globale de l'unité de production ainsi que sa supervision. Ce sujet de DEA visait à concevoir une unité de production décentralisée d'énergie renouvelable qui assure ce maintien de la tension. Plusieurs méthodes et algorithmes visant à assurer ce contrôle sur un onduleur triphasé à source de tension ont été étudiés, simulés et comparés.

Encadrement des doctorants

Hugues RALAIVAO

" Commande des structures matricielles multiniveaux : Application au convertisseur N.P.C. "

Thèse de l'U.S.T.L. soutenue le 16/12/1999, No 2679

Responsables : J.P. Hautier, B. Francois

Dans cette thèse, les convertisseurs multiniveaux à topologie matricielle sont tout d'abord modélisés [C.11]. Les différents degrés de liberté quant à l'implémentation d'un contrôleur de connexion ont été étudiés. Une stratégie de modulation des connexions a été proposée et le maintien de l'équilibre des sources de tensions capacitives a également été réalisé [R.5], [C.14].

Salma EL AIMANI

" Modélisation d'un réseau de distribution moyenne tension "

Thèse de l'Ecole Centrale de Lille, 1^{ère} inscription : le 01/10/2001

Responsables : B. Robyns, B. Francois

Yann PANKOW

" Modélisation d'un réseau de distribution basse tension "

Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers, 1^{ère} inscription : le 01/10/2001

Responsables : B. Robyns, B. Francois

Faiza CHARFI

" Amélioration de la fiabilité et de la sûreté de fonctionnement des convertisseurs de puissance - Application aux véhicules électriques "

Thèse de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, 1^{ère} inscription : le 01/09/2001

Responsables : F. Sellami, B. Francois

2 Liaisons avec les autres opérations de recherche du laboratoire

L'influence en terme de performance de l'alimentation de deux machines asynchrones sur un même convertisseur a été étudiée par l'opération "Systèmes Multi-convertisseurs Multi-machines". Ce travail est le fruit d'une collaboration avec deux collègues enseignant-chercheurs de l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1 (Alain Bouscayrol et Philippe Delarue) et a débuté par la conception d'un onduleur à 5 cellules de commutations reliées à un même bus continu. Cet onduleur alimente deux machines asynchrones qui possèdent donc un point de connexion commun [C.12]. L'intérêt de cette application est d'utiliser un nombre minimal de composants de puissance tout en conservant les performances d'un système classique à deux onduleurs triphasés. Le contrôle indépendant du couple des deux machines a été obtenu par un découplage algorithmique des deux systèmes de tension appliqués aux machines [C.13]. Suite à la présentation de ces travaux, une application originale pour la conversion directe alternative a été proposée par J. NIIRANEN (société ABB) et a fait l'objet d'une étude de faisabilité [C.16].

A partir du modèle établis de l'onduleur triphasé N.P.C. une modulation vectorielle particulière, thématique de recherche développée par Eric SEMAIL (enseignant-chercheur à l'ENSAM), faisant appel à un vecteur dit de conversion dans le repère naturel a été développée. [C.32].

3 La valorisation

3.1 Le transfert industriel

[CO 1] Contrat Moteur Fox

Sujet : "Supervision de la gestion énergétique d'un moteur à volant d'inertie intégré"

Dates : Dec. 1999 - Dec. 2000

Le moteur coaxial est conçu à partir de deux moteurs électriques imbriqués. Le stator d'une machine est en effet entraîné par le rotor de la seconde, ce qui permet de disposer d'un stockage inertiel intermédiaire dans le transfert énergétique global. L'intérêt d'un tel dispositif apparaît lors des régimes transitoires, comme les démarrages ou freinages. En effet, d'importants transferts de puissance s'effectuent lors de ces phases ; le surplus de puissance peut ainsi être fourni par le stockage mécanique (naturel) plutôt que par l'alimentation électrique. Le contrat portait sur la conception d'un dispositif permettant la supervision et le contrôle des échanges de puissance [C.31].

[CO 2] Formation Mathworks

Sujet : " Formation sur la conception des commandes des actionneurs électriques "

Dates : 28-30 Novembre 2000, Avril 2001

Intervenants :

- Xavier Guillaud (Professeur à l'Ecole Centrale de Lille)
- Alain Bouscayrol (Maître de Conférences à l'Université de Lille 1)
- Philippe Degobert (Maître de Conférences à l'ENSAM CER de Lille)
- Bruno Francois (Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille)
- Jean Paul Hautier (Professeur à l'ENSAM CER de Lille)

Mon rôle a consisté à mettre en place la demi-journée de formation sur la modélisation et la commande des convertisseurs de puissance ainsi que d'effectuer le suivi de la demi-journée expérimentale.

[CO 3] Contrat Jeumont 3

Sujet : Génération d'énergie sur un réseau EDF : Qualité de l'onde de tension

Date : Décembre 2000-Juillet 2001

- Xavier Guillaud (Maître de Conférences à l'ENSAM CER de Lille)
- Alain Bouscayrol (Maître de Conférences à l'Université de Lille 1)
- Philippe Degobert (Maître de Conférences à l'ENSAM CER de Lille)
- Bruno Francois (Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille)
- A. Tounzi (Maître de Conférences à l'Université de Lille 1)

Dans le cadre de ce contrat, les performances de la modulation directe des conversions ont été comparées avec différents types de stratégies d'injection d'harmoniques dans les algorithmes de commande.

3.2 La diffusion vers l'enseignement

Cours G3 à l'Ecole Centrale de Lille sur la modélisation des systèmes électriques en vue de leur simulation (12 HTD)

Cours L5 à IG2I sur la modélisation causale des systèmes électriques ainsi que sur la conception de leur commande (21 HTD)

Cours en DEA d'Electronique de l'Ecole Nationale des Ingénieurs Sfax sur les convertisseurs multiniveaux.

3.3 Participation aux programmes nationaux de recherche

Avec mes collègues du L2EP, nous avons participé à trois groupes de recherche qui ont été déterminants dans notre montée en compétences dans ces domaines, dans notre connaissance des acteurs et des thématiques de recherche, ainsi que dans les collaborations et actions de diffusion scientifiques que nous avons effectuées. Ces trois groupes de recherche illustrent bien également trois aspects de mes thématiques de recherche :

- l'aspect « Modélisation hybride des convertisseurs » au sein du GDR « Automatique »
- l'aspect « Commande des convertisseurs » au sein du GDR « Sûreté et Disponibilités des Systèmes Electrotechniques »
- l'aspect « Modélisation et gestion des transferts énergétiques dans les réseaux » au sein du GDR « Maitrise de l'Energie Electrique : Du matériau au système ».

G.D.R. "Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques" (1998 - 2001)

L'ensemble des travaux concernant le convertisseur pentaphasé a largement contribué au développement d'une méthode de description des Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs (SMM) au sein du groupe de travail (de même nom) de l'atelier commande du G.D.R. "Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques" [E.2], [E.4], [E.5]. Les apports se situent au niveau de la caractérisation de l'influence des convertisseurs de l'électronique de puissance au sein d'un système comprenant plusieurs charges à contrôler [R.6], [E6] et également au niveau du partage de l'utilisation partagée par deux sous-systèmes d'une même ressource, plus précisément le condensateur et sa tension à ses bornes pour l'exemple du convertisseur pentaphasé. Les analogies réalisées avec d'autres SMM tels que l'utilisation de deux onduleurs triphasés reliés à un même bus continu ou la mise en parallèle de deux machines triphasées sur un même onduleur triphasé [C.20] pour l'alimentation d'une machine hexaphasée [C.30] ont permis la distinction de couplages amonts et de couplages aval. Il a été montré que le contrôle d'un SMM comportant un couplage aval peut être réalisé en utilisant un degré de liberté permettant l'optimisation éventuelle d'un critère lié à la répartition et au transit de l'énergie au sein du système. Le contrôle d'un SMM comportant un couplage amont de sous systèmes nécessite un algorithme pour le contrôle des grandeurs de chaque sous-système. Sous une formulation générale, cela conduit à une loi de commande paramétrée permettant le contrôle en maître d'un unique sous-système (et donc en esclave pour les autres) ou le contrôle par valeur moyenne ou pondération de l'ensemble des lois de commande de chaque sous-système [E.8], [R.9].

G.D.R. "Automatique"

Action " Systèmes Dynamiques Hybrides et convertisseurs statiques ".

Les systèmes électriques constituent une classe de systèmes qui présente la caractéristique d'être hybride de part la présence pour la majorité d'entre eux de convertisseurs de l'électronique de puissance. L'objectif de cet atelier de travail est de reprendre les méthodes de modélisation et de conception de commande sous l'angle des systèmes hybrides. Il est apparu que les méthodes et démarches que j'ai développées sont des points de départ pour résoudre des problèmes SDH qui ne sont pas originalement issus de cette technique [E7]. Ainsi il a été montré que de nombreux problèmes traités pouvaient se traduire dans la problématique des SDH. Certains relèvent de problèmes qui sont généraux (stabilité, atteignabilité, commande optimale,...), ils n'ont pas de solution générale pour des SDH quelconques, mais peuvent en avoir pour la classe des systèmes électriques considérés comme les convertisseurs multiniveaux [E9].

Actuellement cet atelier est orienté vers la caractérisation des domaines d'application et les limites de validité des modèles développés, la stabilité (des points, des fonctionnements périodiques ou presque,...), les observateurs (commutation d'observateurs), l'optimisation (en régime permanent, en mouvement transitoire, contraintes) et l'application de méthodes non linéaires.

G.D.R. "Maîtrise de l'Energie Electrique : Du Matériau au Système" : (M.E².M.S.)

Le thème numéro 3 "Systèmes" (Luc LORON) de ce G.D.R. comprend un axe intitulé "Production décentralisée de l'énergie". Ce type de production est réalisé par des unités de faible ou moyenne puissance, situées souvent au plus près du lieu de consommation et fonctionnant soit de façon autonome, soit sur un réseau central plus puissant. La conception de tels systèmes suppose au préalable une caractérisation rationnelle et globalement optimale de l'architecture, de son dimensionnement et du système de gestion de l'énergie transitée, ce qui constitue la principale préoccupation de ce groupe de travail. La caractérisation des systèmes de production d'énergie décentralisée passe par la définition des spécifications des sources complémentaires et des éléments de stockage qui le composent. L'objectif étant, dans un premier temps, de définir une solution globalement satisfaisante, en réponse à un cahier des charges, sans chercher à concevoir les différents constituants, mais en les définissant. Afin de garantir une disponibilité maximale de l'énergie, différentes sources et couplages peuvent être envisagés, en fonction des caractéristiques et des ressources du site. Dans ce contexte, des solutions reposant sur un couplage éolien-photovoltaïque ainsi qu'un couplage éolien photovoltaïque diesel ont déjà été envisagées, quantifiées et simulées [E10]. Les systèmes de production décentralisée posent de nombreux problèmes intéressants pour lesquels un savoir personnel peut être apporté. Citons :

- le degré d'interaction entre les constituants du système, surtout si le réseau de distribution est autonome vis-à-vis du réseau national ;
- l'intégration de dispositifs permettant de stocker l'énergie électrique afin d'assurer une plus grande disponibilité pour l'utilisateur.
- la supervision des constituants du système de production.

3.4 Collaborations inter-laboratoires

LEEI (Toulouse)

Une collaboration scientifique sur le thème des algorithmes pour le contrôle d'un hacheur à cellules imbriquées avec Maurice FADEL (professeur à l'ENSEEIH et chercheur au LEEI de Toulouse) et Christophe SAUDEMONT (enseignant-chercheur à l'ESIEE d'Amiens à l'époque) a été engagée. A l'issue de ce travail, une comparaison des performances obtenues par la modulation directe des conversions et par la modulation par mode glissant a pu être établie [C.19].

Equipe projet CNRS "Production et Distribution de l'Energie Electrique"

Cette équipe comprend des enseignants-chercheurs du L2EP, du laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) et du GE 44. Le programme de recherche porte plus particulièrement sur la conception des équipements de production dispersée, sur leur insertion dans les réseaux et sur le pilotage et la sûreté des réseaux en présence de cette production. Au sein de ce groupe, je travaille plus particulièrement sur la participation au réglage en tension d'une unité de production décentralisée au sein des réseaux électriques. Dans ce contexte, les problématiques abordées par Ferhat CHABOUR, étudiant en D.E.A. que j'encadre, sont plus particulièrement liées à la conception de stratégies de commande et de supervision robustes face à des incidents venant du réseau électrique (creux de tension, défauts déséquilibrés, ...).

Université de Sétif, Faculté des Sciences de l'Ingénieur,

Une collaboration a été réalisée avec Ahmed Gherbi, enseignant-chercheur au département d'électrotechnique, pour réaliser un état de l'art sur les méthodes utilisées pour l'analyse de la stabilité transitoire des systèmes électro-énergétiques. Un document de synthèse a été écrit et est actuellement soumis pour une publication en revue.

4 Le rayonnement

4.1 Participation à des jurys de doctorat

Hugues RALAIVAO, " Commande des structures matricielles multiniveaux : Application au convertisseur N.P.C. ", thèse de l'U.S.T.L. soutenue le 16/12/1999

Frédérique BERTHEREAU, " Commande vectorielle multialgorithmique de la machine asynchrone avec optimisation par supervision floue ", thèse de l'U.S.T.L. soutenue le 30/05/2001

4.2 Examen d'articles et organisation de sessions

Relecteur :

- _ **IEEE “Systems, Man and Cybernetics”** dans le domaine des réseaux de neurones artificiels, 20 articles critiqués de 1995 à 1999.
- _ **EPE Association**

Organisation de sessions dans les congrès :

- _ Congrès des doctorants des Ecoles Centrales (1997-1998-1999)
- _ Une session lors de la multi-conférence IMACS-IEEE : Computational Engineering in Systems Applications **CESA'96** (July 9-12 1996) : "*Industrial Applications of Digital Signal Processors*"
- _ Quatre sessions (18 auteurs) lors du symposium **IMACS System Analysis and Simulation' 95** (Berlin June 26-30, 1995 ayant pour sujet :
 - *Methods and tools for control of electrical machine*
 - *Simulation and design of power converters*
 - *Electrical machine and speed drives, Simulation*
 - *Control of power converters*
- _ Une session avec P. Bauer (Delft University) lors de **10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference : EPE-PEMC 2002**, 09-11 Septembre 2002, sur le thème "*Wind Energy and Offshore Windparks*"
- _ Une session lors de la Multiconference "**Computational Engineering in Systems Applications**" : **CESA 2003**, 9-11 Juillet 2003, Lille, France sur le thème général des systèmes électriques
- _ Une session avec J. DRIESEN Johan, (Katholieke Universiteit Leuven, Belgique) lors de **10th EUROPEAN POWER ELECTRONICS International Conference : EPE 2003**, 02-04 Septembre 2003, sur le thème "*Distributed power, renewable energy systems and alternative energies*"

4.3 Conférence invitée

« Problématiques de l'intégration d'unités de production décentralisée dans un réseau d'énergie », Congrès sur les Energies Renouvelables et l'Environnement « CERE », 28, 29 et 30 novembre 2004, Tunisie, Sousse

5 Responsabilités diverses

- Membre élu à la commission des spécialistes de l'Ecole Centrale de Lille
- Membre nommé à la commission des spécialistes de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers
- Membre élu au Conseil des Etudes de l'Ecole Centrale de Lille
- Membre du Conseil de laboratoire du L2EP
- Responsable de l'opération "Commande des convertisseurs" de l'équipe Commande (1999-2000)

- Responsable de l'opération "STATICOM" du C.N.R.T. "Réseaux et Machines électriques du futur" (2000-...)
- Bénéficiaire de la P.E.D.R.
- Administrateur du serveur WEB du L2EP

6 Bibliographie personnelle

Articles dans des Revues et Recueils Scientifiques avec Comité de Lecture

1996

- [R.1] "Orthogonal Considerations in the Design of Neural Networks for Function Approximation",
B. FRANCOIS,
Mathematics and Computers in Simulation,
Vol. 41, p.95-108, Elsevier, July 1996
- [R.2] "Caractérisation des Convertisseurs Matriciels : Part. I) Structure de l'Automate de Commande Rapprochée"
B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER,
Journal de Physique III,
Vol. 6, p. 625-639, Mai 1996
- [R.3] "Caractérisation des Convertisseurs Matriciels : II) Synthèse des Fonctions de Connexion"
B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER,
Journal de Physique III,
Vol. 6, p. 641-660, Mai 1996

1999

- [R.4] "Commande d'un onduleur triphasé de tension par modulateur de largeur et de position d'impulsions",
B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,
Revue Internationale de Génie Electrique,
p. 359-387, Vol.2 No3, Octobre 1999
- [R.5] "A Strategy for Modelling and Controlling a Single Phase Multilevel Inverter in Mean Values",
H. RALAIVAO, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,
Progress in Simulation, Modeling, Analysis and Synthesis of Modern Electrical and Electronic Devices and Systems
P. 348-353, July 1999, World Scientific Engineering Society Press, ISBN 960-8052-08-4
Texte repris suite à une conférence [C.14]

2000

- [R.6] "Multi-machine multi-converter systems: applications to electromechanical drives",
A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, M. PIETRZAK-DAVID,
EPJ Applied Physics,
vol. 10, no. 2, May 2000, pp-131-147

2001

- [R.7] "A Direct Modulation of Electrical Conversions for a Multilevel NPC Chopper",
B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER
Advances in Systems Science: Measurement, Circuits and Control
P. 120-125, July 2001, World Scientific Engineering Society Press, ISBN 960-8052-39-4
Texte repris suite à une conférence [C.18]

2002

- [R.8] "A Torque Estimator for a Switched Reluctance Motor using an Orthogonal Neural Network",
X. KESTELYN, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER
Electrical Engineering Research Report Journal
No14, December 2002, ISSN 1126-5310, Texte repris suite à une conférence [C.15]

2003

- [R.9] "Modelling of generated harmonics from a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator",
S. EL AIMANI, B. FRANCOIS, B. ROBYNS, F. MINNE
Electromotion,
vol.10, n°4, October-November 2003, pp. 629-634.

- [R.10] "Structures de commande des systèmes multi-machines multi-convertisseurs",
A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, P. ESCANE, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, D. HADIOUCHE, J. P. HAUTIER, J. P. MARTIN, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, V. DE OLIVERA, R. PEÑA-EGUILUZ, J. PIERQUIN, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK, E. SEMAIL
Revue Internationale de Génie Electrique,
vol 6, n° 3-4, Novembre 2003, pp. 307 - 324.
- [R.11] "Control structures for Multi-machine Multi-converter Systems with upstream coupling",
A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK, E. SEMAIL, M. F. BENKHORIS
Mathematics and Computers in Simulation,
vol. 63, issue 3-5, pp. 261-270, November 2003.

Communications dans des Congrès internationaux avec Comité de Lecture

1993

- [C.1] "Design and Initialization of a Multilayer Neural Network Applied to Function Approximation",
B. FRANCOIS, P. BORNE
III IMACS International Workshop on Qualitative Reasoning and Decision Technologies,
Barcelona, Spain, June 16-18 1993

1995

- [C.2] "A New Approach for Synthesizing Logic Connection Controller in Power Converters",
B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER,
6th European Conference on Power Electronics and Applications: EPE'95,
p. 693-698, vol.3, Sevilla, Spain, September 17-21 1995

1996

- [C.3] "Hierarchical Control Design Using Structural Decomposition of a Rectifier Converter Model",
B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,
ELECTRIMACS 1996,
p. 255-260, vol. 1, St Nazaire, FRANCE, September 17-18 1996
- [C.4] "A Neural Network Approach for the Improvement of Power Rectifiers Control",
B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER,
IEEE International Symposium on Industrial Electronics : ISIE'96,
p. 362-367, vol. 1, Warszawa, Poland, June 17-20 1996
- [C.5] "Neural Networks : New Tools in Power Systems ? ",
B. FRANCOIS
8th Mediterranean Electrotechnical Conference : MELECON'96,
IEEE region 8, p. 645-648, Vol.2, Bari, Italy, May 13-16, 1996
- [C.6] "A DSP Interface Device for Control Algorithms Implementation in the Scope of Power Systems",
D. LORIOL, B. FRANCOIS, P. DEGOBERT
IMACS-Multi Conference on Computational Engineering in Systems Applications : CESA'96,
p. 717-722, vol. 2, Lille France, July 9-12 1996

1997

- [C.7] "Design of logic connection controllers for three-phase voltage-source converters",
B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE,
IEEE International Symposium on Industrial Electronics : ISIE'97,
p. 543-549, vol.2, cat number 97th 8280, Guimaraes, Portugal, July 7-11 1997
- [C.8] "Synthesis of logic connection controllers for matrix converters",
H. RALAIVAO, J.P. CAMBRONNE, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,
7th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'97,
p. 350-355, Vol.2, Trondheim, Norway, September 8-10 1997

1998

[C.9] “Modelling and control of a neutral-point-clamped inverter with a closed loop control of capacitive voltages ”

B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,

IMACS Multi Conference on Computational Engineering in Systems Applications : CESA'98,

p. 878-883, vol.1, Hammamet, Tunisia , April 1-4 1998

1999

[C.10] “ Pulse Position and Pulse Width Modulation of Electrical Power Conversions : Application to a Three-Phase Voltage-Fed Inverter ”,

B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,

3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems : ELECTROMOTION 1999,

Vol.2, p.653-658, Patras, Greece, July 8-9,1999, texte repris en revue voir [R.5]

[C.11] “ Influence of Freedom Degrees in the Control of a Matrix Multilevel Inverter ”,

H. RALAIVAO, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,

3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems : ELECTROMOTION 1999,

Vol.2, p.625-630, Patras, Greece, July 8-9,1999

[C.12] “ Design and Modelling of a Five-Phase Voltage-Source Inverter for Two Induction Motors ”,

B. FRANCOIS, A. BOUSCAYROL,

8th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'99,

CD, Lausanne, Switzerland, September 7-9, 1999

[C.13] “ Control of Two Induction Motors Fed by a Five-Phase Voltage-Source Inverter ”,

B. FRANCOIS, A. BOUSCAYROL,

ELECTRIMACS 1999,

Vol.3, p. 313-318,ISBN 972-98257-0-X, Lisboa, Portugal, September 14-16, 1999

[C.14] “A Strategy for Modelling and Controlling a Single Phase Multilevel Inverter in Mean Values”,

H. RALAIVAO, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER,

3rd Multiconference on CIRCUITS SYSTEMS, COMMUNICATIONS and COMPUTERS : CSCC'99

July 4-8, 1999, Athens, Greece, CD, texte repris en revue voir [R.5]

2000

[C.15] “A Torque Estimator for a Switched Reluctance Motor using an Orthogonal Neural Network”,

B. FRANÇOIS, X. KESTELYN, J.P. HAUTIER

SPEEDAM 2000,

Ischia (Italy), June 2000, BB1, p.23-28, texte repris en revue voir [R.8]

[C.16] “Multimachine multiconverter systems for drives: analysis of couplings by a global modeling”,

A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER,

F. MEIBODY-TABAR, M. PIETRZAK-DAVID,

IAS'2000, 35th Annual meeting of the IEEE Industry Applications Society,

Roma, October 8-12 2000 , CD

[C.17] “Five-leg ac-ac power converter: structure, modeling and control”,

B. FRANÇOIS, P. DELARUE, A. BOUSCAYROL, J. NIIRANEN

IAS'2000, 35th Annual meeting of the IEEE Industry Applications Society,

Roma, October 8-12 2000 , CD

2001

[C.18] “A Direct Modulation of Electrical Conversions for a Multilevel N.P.C. Chopper”,

B. FRANÇOIS, J.P. HAUTIER

5th Multiconference on CIRCUITS SYSTEMS, COMMUNICATIONS and COMPUTERS :

CSCC'2001,

Rethymnon-Crete (Greece), 8-15 July 2001, CD

[C.19] “Direct Modulation of Electrical Conversions for a Multilevel Chopper”,

C. SAUDEMONT, M. FADEL, B. FRANÇOIS

9^h European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2001,

27-29 August 2001, Graz (Austria), CD

[C.20] “Control structures for Multi-machine Multi-converter Systems with downstream coupling”,

A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-

TABAR, E. MONMASSON, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK

- 9th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2001,**
27-29 August 2001, Graz (Austria), CD
- [C.21] "Control Method for Multi-leg Voltage-Source Inverters",
P. DELARUE, A. BOUSCAYROL, E. SEMAIL, B. FRANÇOIS,
9th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2001,
27-29 August 2001, Graz (Austria), CD
- 2002**
- [C.22] "Modelling of variable speed wind generators jointly connected to continuous bus"
S. EL AIMANI, B. FRANÇOIS, B. ROBYNS
Forum International sur les Energies Renouvelables : FIER 2002,
8-10 May 2002, Tétouan (Maroc), CD
- [C.23] "NPC based topologies for multilevel DC/DC converters"
B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER
International Conferences on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality: PCIM 2002,
ZM Communication GmbH, May 14-16, 2002, Nurnberg, Germany, CD.
- [C.24] "Analysis and Practical Limits of DC Link Capacitor Voltage Balance in a Three Phase N.P.C. Inverter Controlled by a Direct Modulation of electrical Conversions"
P. PECQUEUR, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER
International Conferences on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality: PCIM 2002,
ZM Communication GmbH, May 14-16, 2002, Nurnberg, Germany, CD.
- [C.25] " IGBT Modeling based on State Graph Representation "
F. CHARFI, M. BEN MESSAOUD, B. FRANÇOIS, K. AL-HADDAD, F. SELLAMI
13th IASTED International Conference on Power and Energy Systems: (PES 2002)
May 13-15, 2002, Marina Del Rey, USA
- [C.26] " Multilevel Structures for Four Level DC/DC Voltage Conversions : Enhanced Analysis and Control Design Issues "
B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER
33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference : PESC 2002
CD, 8-11 Juillet 2002, L'Aquila, Italy
- [C.27] " Design of fault tolerant control system for a N.P.C. Multilevel Inverter",
B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER
IEEE International Symposium on Industrial Electronics : ISIE'2002,
CD, July 8-11, 2002 L' Aquila, Italy
- [C.28] " Use of State Graph Theory in Power Components Modeling",
F.CHARFI, M.BEN MESSAOUD, B.FRANCOIS, K.AL-HADDAD, F.SELLAMI,
7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems: ELECTRIMACS 2002,
CD, 18-21 Aout 2002, Montreal, Canada
- [C.29] " Equivalent Continuous Dynamic Model of Renewable Energy Systems",
B. ROBYNS, Y. PANKOW, L. LECLERCQ, B. FRANÇOIS
7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems: ELECTRIMACS 2002,
CD, 18-21 Aout 2002, Montreal, Canada
- [C.30] " Control Structures for Multi-machine Multi-converter Systems with Upstream Coupling"
A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK, E. SEMAIL, M. F. BENKHORIS
7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems: ELECTRIMACS 2002,
CD, 18-21 Aout 2002, Montreal, Canada, texte repris en revue [R.11]
- [C.31] " Power monitoring of an induction motor with an integrated flywheel "
B. FRANÇOIS, F. GILLON, P. BROCHET
15th International Conference on Electrical Machines : ICEM 2002
CD, 25-28 Aout 2002, Bruges, Belgique
- [C.32] " Modeling and Control of a Three-Phase Neutral Point Clamped Inverter by means of a Direct Space vector Control of Line to Line Voltages
B. FRANÇOIS, E. SEMAIL
10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference : EPE-PEMC 2002,
CD, 9-11 Septembre 2002, Cavtat, Croatie

- [C.33] " Modeling and Simulation of Hybrid Wind-Photovoltaic Generating System "
 Y. PANKOW, L. LECLERCQ, B. FRANÇOIS, B. ROBYNS
10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference : EPE-PEMC 2002,
 CD, 9-11 Septembre 2002, Cavtat, Croatie
- [C.34] " IGBT Advanced Model Used on Degraded Mode Analysis ",
 F. CHARFI, B. FRANCOIS, M. BEN MESSAOUD, K. AL-HADDAD, F. SELLAMI
IEEE International Conference on System Man and Cybernetics: SMC 2002,
 CD, 6-9 Octobre 2002, Hammamet, Tunisie
- [C.35] " Two Novel Modeling Methodologies For IGBT Transistor ",
 F. CHARFI, M. BEN MESSAOUD, B. FRANCOIS, K. AL-HADDAD, F. SELLAMI
27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society : IECON'02,
 November 5 - 8 2002, CD, Sevilla, Spain

2003

- [C.36] "Analysis of a photovoltaic generator integrated in a low voltage network",
 Y. PANKOW, B. ROBYNS, B. FRANÇOIS, F. MINNE
17th International Conference on Electricity Distribution : CIRED 2003,
 Barcelona (Spain), 12-15 May 2003, CD
- [C.37] "Control implementatin of a five-leg voltag-source inverter supplying two three-phase induction machines",
 Ph. DELARUE, A. BOUSCAYROL, B. FRANÇOIS
IEEE International Electric machines and Drives Conference : IEMDC 2003,
 Madison, Wisconsin (USA), 1-4 June 2003, CD
- [C.38] "Comparison Analysis of Control Structures For Variable Speed Wind Turbine",
 S. EL AIMANI, F. MINNE, B. FRANÇOIS, B. ROBYNS
Computational Engineering in Systems : CESA'2003,
 July 9 – 11, 2003, Lille, France, CD
- [C.39] "Modelling of switching phenomena in a photovoltaic power system",
 Y. PANKOW, B. FRANÇOIS, F. MINNE, D. LORIOU, B. ROBYNS
Computational Engineering in Systems : CESA'2003,
 July 9 – 11, 2003, Lille, France, CD
- [C.40] "Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators for Variable Speed Wind Turbines integrated in a Distribution Network",
 S. EL AIMANI, F. MINNE, B. FRANÇOIS, B. ROBYNS
10th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2003,
 September 2 - 4, 2003, Toulouse (France), CD, ISBN 90-75815-07-7.
- [C.41] "A causal method for the modelling of static converter and the control design : Application to a Voltage Source Converter",
 X. GUILLAUD, B. FRANCOIS
10th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE'2003,
 September 2 - 4, 2003, Toulouse (France), CD, ISBN 90-75815-07-7.
- [C.42] "Modelling of generated harmonics from a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator",
 S. EL AIMANI, B. FRANÇOIS, B. ROBYNS, F. MINNE
5^h International Symposium on Advanced ELECTROMECHANICAL MOTION SYSTEMS : ELECTROMOTION 2003,
 November 26 - 28, 2003, Marrakesh (Marocco), texte repris en revue [R.10]

Conférences invitées dans des Congrès Internationaux :

- [I.1] "Problématiques technico-économiques de l'intégration d'unités de production décentralisée dans un réseau d'énergie ",
 B. FRANÇOIS
Congrès sur les énergies renouvelables et l'environnement : CERE 2003,
 28-30 Novembre 2003, Sousse (Tunisie)

Exposés lors de séminaires de recherche

1992

- [E.1] "Architectures de réseaux de neurones appliquées à l'approximation de fonctions",
B. FRANCOIS

Séminaire Conception des réseaux de neurones,

Laboratoire d'Automatique et d'Informatique de Lille, Novembre 1992,

1998

- [E.2] "Onduleur de tension à cinq bras pour alimenter deux moteurs asynchrones indépendants",
B. FRANCOIS, A. BOUSCAYROL

Séminaire Systèmes multiconvertisseurs multimachines, GDR "Sûreté et disponibilité des systèmes électrotechniques ",

20 & 21 Décembre 1998, GREEN Nancy

- [E.3] "Perspectives des méthodes neuronales pour la modélisation et la commande des systèmes hybrides",
B. FRANCOIS

Séminaire Nouvelles techniques pour la modélisation et la commande des systèmes hybrides,

26 Novembre 1998, centre ENSAM de Lille

- [E.4] "Utilisation des convertisseurs matriciels alimentant plusieurs machines asynchrones",
B. FRANCOIS

GDR "Sûreté et disponibilité des systèmes électrotechniques ",

09 Septembre 1998, ENSEEIHT Toulouse

1999

- [E5] "Convertisseur 5 bras : de l'onduleur pour deux machines au redresseur - onduleur couplés",
P. DELARUE, A. BOUSCAYROL, B. FRANCOIS,

Séminaire Systèmes multiconvertisseurs multimachines, GDR "Sûreté et disponibilité des systèmes électrotechniques ",

Toulouse, 18-19 novembre 1999

2000

- [E6] "Formalisme pour la caractérisation des systèmes multi-machines multiconvertisseurs",

A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, P. ESCANE, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, N. MOUBAYED, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK,

Journées du GDR "Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques",

Lyon, 20-21 janvier 2000, pp 86-91

- [E7] "Méthodes pour la modélisation et la commande des convertisseurs : Essai pour une approche unifiée et systématique",

B. FRANCOIS,

Séminaire de l'atelier "Systèmes Dynamiques Hybrides", G.D.R. "Automatique",

Paris, 30 Mars 2000

2001

- [E8] " Structures de commande des Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs ",

A. BOUSCAYROL, B. DAVAT, P. ESCANE, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, D. HADIOUCHE, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR, E. MONMASSON, N. MOUBAYED, V. DE OLIVERA, R. PENAEUILUZ, J. PIERQUIN, M. PIETRZAK-DAVID, H. RAZIK,

Journées du GDR-Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques,

2001

- [E9] "Stratégie de modulation pour la commande des convertisseurs multiniveaux",

B. FRANCOIS

Séminaire de l'atelier "Systèmes Dynamiques Hybrides", G.D.R. "Automatique",

Paris, 2001

2002

- [E10] "Stabilisateur cinétique de réseau associé à un couplage éolien-diesel",

L. LECLERCQ, B. ROBYNS, B. FRANCOIS

Séminaire de l'atelier "Production décentralisée de l'énergie" du G.D.R. "Maîtrise de l'Energie Electrique : Du Matériau au Système (M.E².M.S.)",

Paris, 21 Juin 2002

Rapports de synthèse :

- [U.1] “Les réseaux de neurones utilisés en commande intelligente de processus”,
Rapport de D.E.A.,
Juillet 1992
- [U.2] “Formalisme de Modélisation et de Synthèse des Commandes appliqué aux
Convertisseurs Statiques à Structure Matricielle”,
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1,
08 janvier 1996, No d'ordre : 1677
<http://www.univ-lille1.fr/l2ep/c-br-fr-phd.htm>

Serveur web

<http://www.univ-lille1.fr/l2ep/c-br-fr.htm>