



**HAL**  
open science

# Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse

François Gruson

► **To cite this version:**

François Gruson. Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2010. Français. NNT : 2010ECLI0027 . tel-01128262

**HAL Id: tel-01128262**

**<https://theses.hal.science/tel-01128262>**

Submitted on 9 Mar 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : 141

ECOLE CENTRALE DE LILLE

## THESE

présentée en vue  
d'obtenir le grade de

## DOCTEUR

en

**Génie Electrique**

par

**François Gruson**

DOCTORAT DELIVRE PAR L'ECOLE CENTRALE DE LILLE

---

# Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse.

---

Soutenue le 13 décembre 2010 devant le jury d'examen :

Président	<i>Eric MONMASSON, Professeur des universités, SATIE, Université Cergy Pontoise</i>
Rapporteur	<i>Jean Pascal CAMBRONNE, Professeur des universités, LAPLACE - Université Paul Sabatier de Toulouse</i>
Rapporteur	<i>François FOREST, Professeur des universités, IES - Université de Montpellier 2</i>
Directeur de thèse	<i>Philippe LE MOIGNE, Professeur des universités, L2EP - Ecole Centrale de Lille</i>
Co-encadrant de thèse	<i>Philippe DELARUE, Maître de Conférences, L2EP - Université de Lille 1- Sciences et Technologie</i>
Membre invité	<i>Michel ARPILLIERE STIE, Pacy-sur-Eure</i>

Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (**L2EP**)

Ecole Doctorale SPI 072

PRES - Université Lille Nord-de-France



***Remerciements***

*Je tiens à remercier ici l'ensemble des personnes qui ont contribué à la réussite de ce travail et à l'extrême plaisir que j'ai pris à effectuer cette thèse au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.*

*Tout d'abord, je souhaite adresser ma profonde et sincère reconnaissance à mon directeur de thèse **Ph. Le Moigne**, professeur à l'Ecole Centrale de Lille et responsable de l'équipe E.P. du L2EP, ainsi qu'à mon co-encadrant de thèse **Ph. Delarue**, maître de conférences à l'Université de Lille 1 – Sciences et Technologies, qui m'ont permis de confirmer mon intérêt pour la recherche dans le cadre de mon stage de Master et m'ont ainsi incité à poursuivre dans cette voie dans le cadre de cette thèse. La confiance, les conseils, remarques et critiques qu'ils m'ont apportés au cours de ces trois années, ont grandement contribué à la réalisation de ce travail, tout comme l'autonomie qu'ils m'ont accordé pour apprécier pleinement le rôle de doctorant. Je souhaite les remercier particulièrement pour les heures, journées et soirées qu'ils ont bien voulu consacrer à la relecture et la correction du mémoire mais aussi pour leurs précieux conseils et aides pédagogiques prodigués pour présenter et expliquer les travaux effectués sur ce sujet pointu. Je souhaite leur dire que si je devais refaire une thèse, j'aimerais que ce soit de nouveau avec eux. Merci !*

*J'adresse également mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de mon jury de soutenance, en commençant par **E. Monmasson**, Professeur à l'Université de Cergy Pontoise (SATIE), qui a accepté de présider ce jury. Je souhaite aussi vivement remercier **F. Forest**, Professeur à l'Université de Montpellier 2 (IES) et **J.P. Cambronne**, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse (LAPLACE), pour avoir accepté la lourde tâche de rapporter sur ce mémoire. Je leur suis reconnaissant pour les critiques très constructives qu'ils ont apporté et qui ne manqueront pas d'être examinées attentivement par la suite. Merci pour leurs remarques et pour l'attention qu'ils ont porté à mes travaux. Je remercie également **M. Arpillière**, ingénieur chez STIE, pour ses remarques en qualité d'examinateur ainsi que pour son avis industriel fondamental pour l'application concrète de ce travail.*

*Je remercie grandement **Ph. Baudesson**, ancien ingénieur chez Schneider Toshiba Inverter Europe (STIE) et initiateur du sujet de ma thèse, **Ph. Loizelet**, ingénieur et responsable du service Electronique de STIE pour la composante industrielle très concrète et très riche en enseignements qu'ils m'ont apporté.*

*Mes remerciements vont aussi à Monsieur **F. Piriou**, directeur du L2EP et professeur à l'Université de Lille 1 – Sciences et Technologies, ainsi qu'à **E. Craye**, directeur de l'Ecole Centrale de Lille, pour leur accueil chaleureux et pour les excellentes conditions de travail qu'ils mettent à la disposition des doctorants.*

Outre, bien sûr, les membres de l'équipe Electronique de Puissance, je tiens à souligner ici les contributions significatives de **X. Cimetière** et de **S. Thomy** dont l'aide et la disponibilité ont toujours été précieuses pour le développement du banc expérimental. J'aimerais aussi remercier **X. Margueron** et **P. Bartholomeus** pour leur aide et les conseils avisés qu'ils ont pu me fournir au cours de ces trois années.

Je souhaite remercier **M. Hecquet** de m'avoir permis de finir la rédaction du mémoire dans des conditions optimales et **F. Gillon** d'avoir accepté d'être mon tuteur de monitorat et pour tous les conseils qu'il a pu me prodiguer.

J'adresse mes humbles remerciements aux différents enseignants qui ont participé à ma formation (Bac, DUT, Licence, Maîtrise, Master Recherche). Je souhaite remercier tout particulièrement **R. Bausière**, **N. Idir** et **T. Communal** pour leurs enseignements en Electronique de Puissance qui m'ont conduit à m'intéresser à cette discipline.

De manière moins formelle, je pense également aux collègues (permanents ou non) de l'Ecole Centrale de Lille avec lesquels j'ai partagé la vie de tous les jours au laboratoire : Merci pour la bonne ambiance régnante à l'école (certainement aidée par les pots réguliers). Je pense en particulier à mes compagnons du bureau C123-125, **Kana** et **Mc Fly** (toujours prêts à fraguer dans UT!), **Yann** (le péqueux de bordure ; 😊!), **La colombienne** (David, attention aux embuscades chez Vu !), **Vu** (toujours prêt à partager des spécialités Vietnamiennes). Je pense aussi à **Petar** et **Corentin**, visiteurs réguliers du bureau (venant de temps en temps se perdre dans le Nord) et les petits "jeunes", **notre SpécialistE CEM** (Conversion Electro-Mécanique), **Wenhua** (fournisseur officiel de hua mei et de thé), **Yé**, **Dmitri** et **Mr MMC**.

Je pense aussi aux doctorants du 2<sup>ème</sup> étage avec **Sangkla** (attention, il y a toujours un sniper en haut d'une tour), **Amir** (faut pas pousser mémé dans les orties, hein !!! Biloute !), les rangers du risque, **Tic et Tac** (ils se reconnaîtront), **Martin** (avec sa méthode peu orthodoxe de conservation du pâté), **les roumains** (Alex et Dan) et **les chinois** (Tao, Di, Jinlin et Ling).

Je souhaite faire un petit clin d'œil au **frisé montagnard** (pour quand le prochain déménagement ?) et à **notre maître brasseur Béthunois** (bricoleur à ses heures perdues).

Je dois sûrement oublier des personnes mais je fais confiance à ceux qui ne sont pas mentionnés ici pour ne pas m'en tenir rigueur.

*J'adresse enfin des remerciements particuliers à toutes les personnes qui ont pu se déplacer pour assister à la soutenance. J'en viens à ma famille et notamment à **mes parents** qui m'ont poussé à faire de hautes études (chose qui n'était pas gagnée initialement), qui ont soutenu mes choix et qui ont toujours, tout mis en œuvre, pour m'offrir de bonnes conditions de travail. Je leur en suis extrêmement reconnaissant et souhaite que l'achèvement de cette thèse représente pour eux une récompense de leurs efforts. Merci encore !!! Je remercie aussi **ma sœur** et **mes grands parents** pour leur aide et leur soutien depuis toujours. Je souhaite remercier aussi **ma belle-famille** pour tout le soutien et l'aide qu'ils ont pu m'apporter. Un tcho clin d'oeil à mes frères et sœurs de cœur, **David** (Dave ; l'ami molette), **Geoffrey** (Nuinnut) et **Noémie**, pour tout ce qu'ils ont pu faire pour m'aider à supporter le stress. Les gars, ... ont va pouvoir entendre les drelins hurler à fond les balais cette année.*

*Enfin, je ne pourrai pas finir cette partie sans remercier **ma femme, Philippine**, pour les encouragements et le soutien qu'elle m'a apportés durant ces trois années de thèse. Je souhaite la féliciter pour avoir réussi à me supporter lors cette épreuve, surtout pendant la rédaction et avant la soutenance. Je la remercie aussi pour l'organisation du pot de soutenance fort réussi. Pour tout cela merci, (586).*

***A tous, Encore merci !***

A Philippine,

A mes parents,

A mes grands-parents.



# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 : INTRODUCTION, GENERALITES SUR LES VARIATEURS DE VITESSE</b>	<b>7</b>
<i>I.1. Introduction</i>	10
<i>I.2. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/DC/AC avec stockage</i>	11
I.2.a. Principe	11
I.2.b. Problèmes liés aux variateurs de vitesse standards et leurs solutions	12
<i>I.3. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/AC sans stockage</i>	17
I.3.a. Le convertisseur matriciel	17
I.3.b. Les convertisseurs matriciels “double étage”	22
I.3.c. Conclusion	28
<i>I.4. Interrupteurs quatre segments</i>	29
I.4.a. Topologie à transistor connecté à un pont à diode	29
I.4.b. Topologie à transistors	30
I.4.c. Topologie à RB-IGBT	31
I.4.d. Conclusion	32
<i>I.5. Etat de l’art des méthodes de modulation des convertisseurs AC/AC sans stockage</i>	33
I.5.a. Méthodes scalaires	34
I.5.b. Méthodes vectorielles	44
I.5.c. Conclusion sur les méthodes de modulation	57
<i>I.6. Conclusion</i>	57
<b>CHAPITRE 2 : MODULATION NATURELLE DES CONVERTISSEURS AC/AC SANS STOCKAGE</b>	<b>59</b>
<i>II.1. Introduction</i>	63
<i>II.2. Méthode de modulation proposée</i>	63
II.2.a. Matrice de conversion	64
II.2.b. Le modulateur, générateur de la matrice de connexion.	71
II.2.c. Validation expérimentale de la modulation	77
II.2.d. Conclusion	79
<i>II.3. Généralisation de la matrice de conversion [M]</i>	79
II.3.a. Génération de la matrice de conversion sans roue libre	80
II.3.b. Introduction de phases de roue libre	80
II.3.c. Conclusion	82
<i>II.4. Amélioration / modification de la modulation</i>	82
II.4.a. Roue libre et degrés de liberté de la modulation	82
II.4.b. Relevés expérimentaux de la modulation améliorée	89
II.4.c. Conclusion	90
<i>II.5. Adaptation de la modulation aux convertisseurs matriciels indirects</i>	91
II.5.a. Implantation d’une modulation indirecte issue de la modulation matricielle	91
II.5.b. Conclusion	99
<i>II.6. Calcul des pertes et des rendements</i>	99
II.6.a. Méthodologie de calcul des pertes	99
II.6.b. Résultats du calcul des pertes et de l’efficacité du convertisseur.	101
II.6.c. Conclusion	106
<i>II.7. Conclusion</i>	107



<b>CHAPITRE 3 : COMMANDE RAPPROCHEE ET PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL</b>	<b>109</b>
<i>II.1. Introduction</i>	<i>112</i>
<i>II.2. Commutation des interrupteurs quatre segments</i>	<i>112</i>
II.2.a. Problématique des commutations	113
II.2.b. Commutation en courant	114
II.2.c. Commutation en tension	118
II.2.d. Stratégie de séquençement des commutations implantée dans le prototype	121
<i>II.3. Dispositifs annexes nécessaires (filtres, protections)</i>	<i>124</i>
II.3.a. Protections	124
II.3.b. Filtre d'entrée	128
<i>II.4. Prototype</i>	<i>133</i>
II.4.a. Démonstrateur	133
II.4.b. Génération de la commande	135
<i>II.5. Conclusion</i>	<i>137</i>
<b>CHAPITRE 4 : MODIFICATION DU MODE DE FONCTIONNEMENT A LA FREQUENCE DU RESEAU D'ENTREE</b>	<b>139</b>
<i>II.1. Introduction</i>	<i>142</i>
<i>II.2. Principe du mode de fonctionnement proposé à la fréquence des tensions d'entrée</i>	<i>142</i>
<i>II.3. Transition de type gradateur MLI</i>	<i>144</i>
II.3.a. Principe de la transition	144
II.3.b. Vecteur tournant à utiliser	144
II.3.c. Transition entre les modes de fonctionnement	145
II.3.d. Simulations	147
II.3.e. Conclusion	150
<i>II.4. Transition avec amplification</i>	<i>151</i>
II.4.a. Principe	151
II.4.b. Méthode pour effectuer cette transition	153
II.4.c. Modulation du convertisseur de la phase de transition	156
II.4.d. Simulations	158
II.4.e. Conclusion	160
<i>II.5. Conclusion</i>	<i>160</i>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES</b>	<b>163</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	<b>169</b>
<b>ANNEXE I : DEMONSTRATION DE LA PROPORTIONNALITE DES RAPPORTS CYCLIQUES VIS A VIS DES TENSIONS COMPOSEES D'ENTREE.</b>	<b>175</b>



***CHAPITRE 1 : Introduction, généralités sur les  
variateurs de vitesse***



<b>CHAPITRE 1 : INTRODUCTION, GENERALITES SUR LES VARIATEURS DE VITESSE .....</b>	<b>7</b>
<b><i>I.1. Introduction .....</i></b>	<b><i>10</i></b>
<b><i>I.2. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/DC/AC avec stockage.....</i></b>	<b><i>11</i></b>
I.2.a. Principe .....	11
I.2.b. Problèmes liés aux variateurs de vitesse standards et leurs solutions .....	12
I.2.b.i. Harmoniques des courants d'entrée .....	12
I.2.b.ii. Surtensions générées sur le moteur .....	15
I.2.b.iii. Problèmes dus aux capacités de stockage .....	16
<b><i>I.3. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/AC sans stockage .....</i></b>	<b><i>17</i></b>
I.3.a. Le convertisseur matriciel .....	17
I.3.a.i. Généralités, possibilités .....	17
I.3.a.ii. Lois et contraintes électriques de la structure .....	18
I.3.a.iii. Limites.....	21
I.3.b. Les convertisseurs matriciels “double étage” .....	22
I.3.b.i. Généralités, possibilités .....	22
I.3.b.ii. Lois électriques de la structure.....	23
I.3.b.iii. Variantes.....	25
I.3.c. Conclusion.....	28
<b><i>I.4. Interrupteurs quatre segments .....</i></b>	<b><i>29</i></b>
I.4.a. Topologie à transistor connecté à un pont à diode.....	29
I.4.b. Topologie à transistors .....	30
I.4.b.i. Topologie à transistors et diodes en anti-parallèle.....	30
I.4.b.ii. Topologie à transistor et diode en série.....	31
I.4.c. Topologie à RB-IGBT .....	31
I.4.d. Conclusion .....	32
<b><i>I.5. Etat de l'art des méthodes de modulation des convertisseurs AC/AC sans stockage .....</i></b>	<b><i>33</i></b>
I.5.a. Méthodes scalaires .....	34
I.5.a.i. Méthode scalaire AV .....	34
I.5.a.ii. Méthode scalaire ROY .....	37
I.5.a.iii. Méthode scalaire Ph.D.....	38
I.5.a.iv. Méthode scalaire ISHIGURO.....	39
I.5.b. Méthodes vectorielles.....	44
I.5.b.i. Méthode du vecteur spatial.....	44
I.5.b.ii. Méthode indirecte.....	51
I.5.c. Conclusion sur les méthodes de modulation .....	57
<b><i>I.6. Conclusion .....</i></b>	<b><i>57</i></b>

## I.1. Introduction

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance. Un variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement.

Comme le montre le synoptique de la Figure 1-1, le convertisseur d'un variateur de vitesse relie une source électrique alternative (monophasée ou triphasée) à un moteur (le plus souvent alternatif) par l'intermédiaire d'un dispositif de filtrage situé de part et d'autre du convertisseur. Ces variateurs sont conçus autour d'une même architecture. Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées. Un dispositif de protection est connecté au convertisseur du variateur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système.

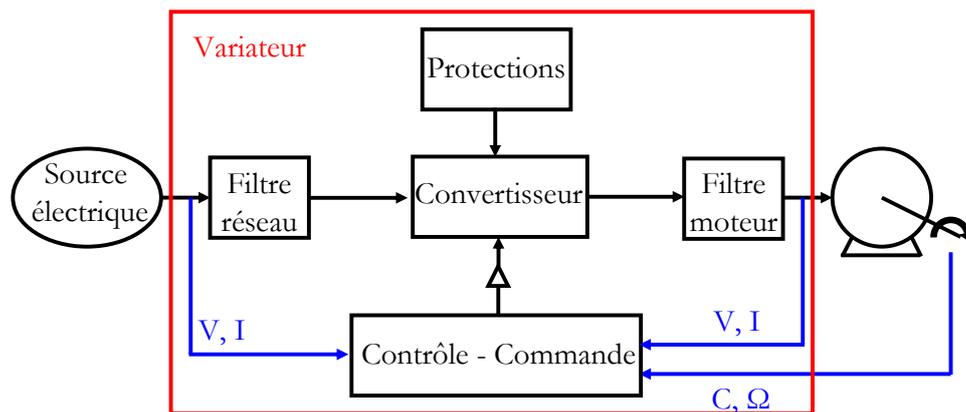


Figure 1-1 : Synoptique d'un variateur de vitesse.

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cycloconvertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels. On écartera de cette étude les cycloconvertisseurs, qui sont utilisés pour des applications de très forte puissance (>10MW).

Cette thèse s'intéresse à la conversion directe AC/AC entre un réseau alternatif triphasé et une machine triphasée (synchrone ou asynchrone) à l'aide des convertisseurs matriciels. Ce chapitre présente, tout d'abord, la solution classique utilisée pour la variation de vitesse des machines électriques triphasées. Ses atouts, mais aussi ses points faibles, sont soulignés. Ensuite, ce chapitre s'oriente vers la présentation des variateurs de vitesse à base de convertisseurs sans

stockage, matriciel et matriciel “double étage”. Enfin, les méthodes de modulation décrites dans la littérature scientifique seront exposées, présentant ainsi la difficulté de contrôle de ces convertisseurs.

## I.2. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/DC/AC avec stockage

### I.2.a. Principe

Les variateurs de vitesse standards, traditionnellement utilisés dans l’industrie, présentés à la Figure 1-2, sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus DC), constitué de condensateurs [Grb-10]. Cette topologie permet d’assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peu coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d’un réseau d’entrée monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les plus fortes puissances). Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasé, commandé en Modulation de Largeur d’Impulsions (MLI) [Lab-07], permettant ainsi de faire varier l’amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui seront appliquées au moteur.

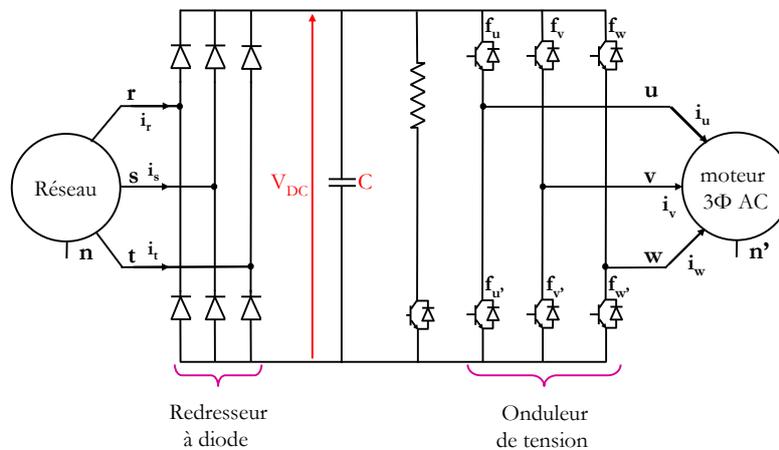


Figure 1-2 : Topologie des variateurs de vitesse standards.

Cette topologie permet de produire les tensions souhaitées aux bornes de la machine quelles que soient les éventuelles perturbations sur le réseau, le bus continu faisant office d’étage tampon.

L’étage redresseur à diodes n’est pas réversible en puissance et on ne peut réinjecter sur le réseau d’entrée l’énergie provenant d’une phase de freinage électrique. Cette énergie de freinage va conduire à augmenter dangereusement la tension du bus continu. Il est donc nécessaire d’introduire sur le bus continu, un bras de freinage constitué d’un interrupteur en série avec une

résistance. Cette fonction est essentielle pour assurer la sécurité de la chaîne de conversion, car elle permet de maintenir la tension du bus continu à une valeur acceptable.

### I.2.b. Problèmes liés aux variateurs de vitesse standards et leurs solutions

#### I.2.b.i. Harmoniques des courants d'entrée

La topologie décrite à la Figure 1-2 conduit à des courants de ligne fortement pollués [Pai-95]. Un exemple de relevé expérimental est présenté en Figure 1-3(a). Le courant de ligne est très riche en harmoniques cinq et sept, comme le présente le relevé spectral de la Figure 1-3(b).

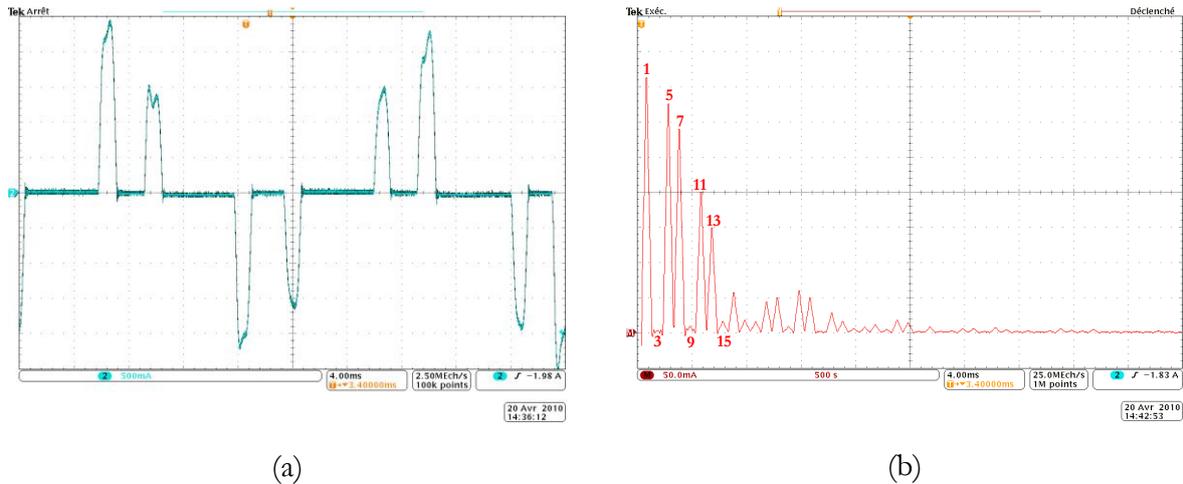


Figure 1-3 : Courant de ligne absorbé par un redresseur à diode triphasé.

Il en résulte un taux de distorsion harmonique en courant,  $THD_I$  (relation (1.1)), du courant de ligne très élevé pouvant avoir un effet néfaste pour les charges et équipements sensibles connectés à proximité. Pour les relevés expérimentaux présentés plus haut, le  $THD_I$  du courant prélevé sur le réseau d'entrée est de 58.2%.

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \times 100\% \quad (1.1)$$

La norme européenne en vigueur IEC61000-3-12 impose un  $THD_I$  des courants réseaux inférieur à 48% afin d'obtenir la conformité CE. Il existe une norme plus contraignante (IEEE 519) pour laquelle le  $THD_I$  doit être inférieur à 15% voir même à 5% lorsque la puissance de court circuit ( $P_{cc}$ ) est faible [IEE-92].

Il est donc intéressant de développer et de disposer de solutions permettant de réduire la valeur du  $THD_I$ .

- Filtrage:

Une solution consiste à placer un filtre passe bas de type L-C-L à l'entrée du redresseur (Figure 1-4). La fréquence de coupure de ce dispositif est comprise entre la fréquence du réseau

d'entrée et de la fréquence du premier harmonique polluant. Le coût et le volume d'un dispositif de filtrage dépendent principalement de la fréquence de coupure mais aussi de la puissance transmise au sein de ce dispositif. Cette fréquence de coupure est très basse et engendre donc un volume conséquent et un coût élevé.

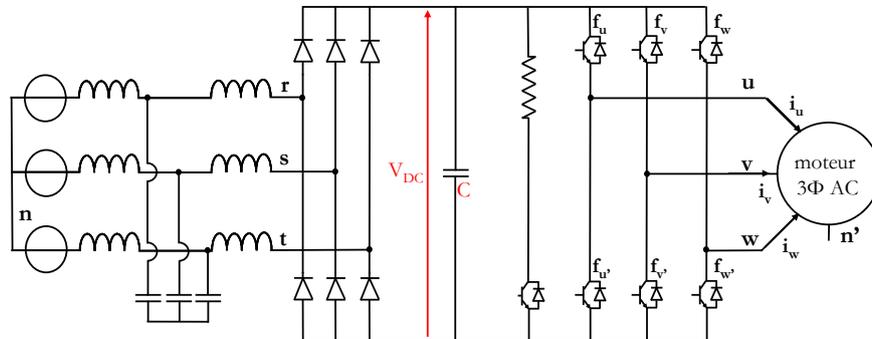


Figure 1-4 : Filtre L-C-L des variateurs de vitesse standards.

Il est également possible d'utiliser une inductance par phase [Rod-05] ou une seule et unique inductance sur le bus intermédiaire continu (Figure 1-5), afin de réduire le THD<sub>1</sub>.

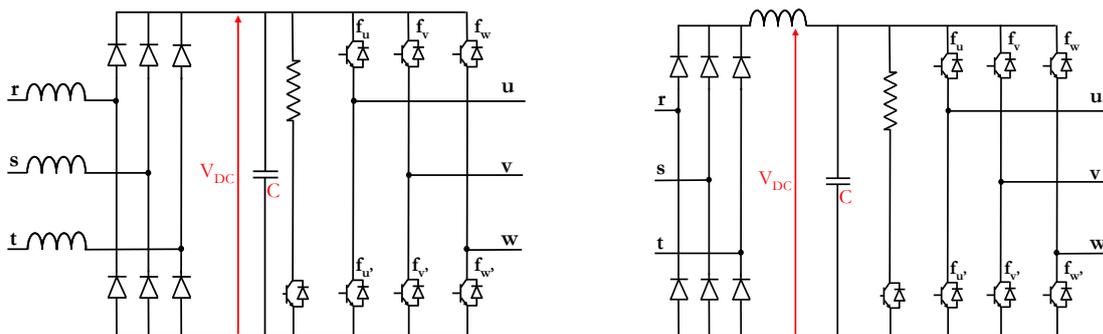


Figure 1-5 : Filtrage inductif des variateurs de vitesse standards.

Une autre solution consiste à placer entre la sortie du redresseur et le bus continu un convertisseur DC/DC commandé de sorte que le courant de sortie du redresseur soit constant. Il en résulte que les courants réseaux sont rectangulaires avec une ouverture de 120°. Cette dernière technique conduit à un THD<sub>1</sub> d'une valeur d'environ 30% [Grb-10].

- Redresseur commandé :

Pour obtenir de très faible THD<sub>1</sub>, le redresseur à diode peut être remplacé par un redresseur MLI (Figure 1-6) [Rod-05]. Cette solution permet d'imposer la forme des courants réseaux indépendamment des tensions appliquées à la machine, et donc de réduire fortement la taille des éléments du filtre d'entrée. Cette solution rend le variateur réversible en puissance et permet donc de supprimer le bras de freinage sur le bus continu. En revanche, le redresseur MLI étant une structure commandée, son coût sera naturellement plus élevé qu'un pont à diode.

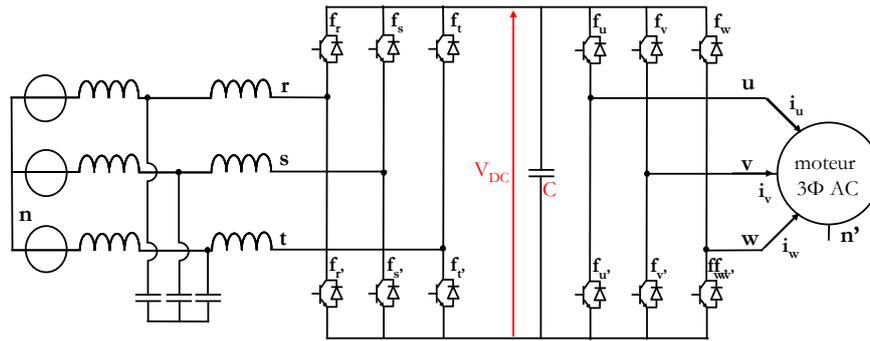


Figure 1-6 : Topologie du variateur à redresseur commandé.

- Filtrage actif:

Le principe de cette solution, comme le montre la Figure 1-7, est de compenser les grandeurs perturbées en ajoutant, au variateur standard, un convertisseur possédant un ou plusieurs éléments de stockage (condensateurs en général) [Lot-97 ; Rah-09].

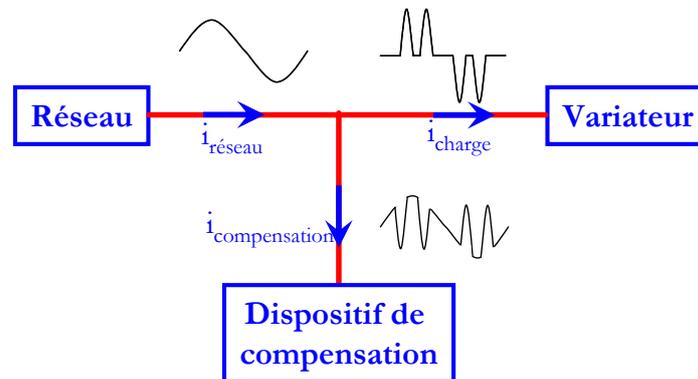


Figure 1-7 : Principe du filtrage actif et absorption sinusoïdale.

Ce dispositif est connecté en amont des variateurs de vitesse. Il permet de compenser les harmoniques des courants absorbés par le(s) variateur(s) conduisant ainsi à des courants réseaux quasiment sinusoïdaux.

Cette solution est intéressante puisqu'elle ne remet pas en cause la structure des variateurs. Elle peut être considérée comme une option à choisir lorsqu'on souhaite respecter une norme contraignante. En revanche, le filtrage actif ajoute au système des convertisseurs commandables générant une plus grande complexité du contrôle, une augmentation des pertes globales et un coût additionnel important.

I.2.b.ii. Surtensions générées sur le moteur

Des surtensions aux bornes du moteur sont engendrées par les fronts de tension générés par l'onduleur. Leur gradient influence directement la tension maximale observée en bout de câble [Muk-04]. Le câble d'énergie reliant le moteur au variateur peut être modélisé par un ensemble de cellules de type R, L, C, G [Wee- 06], tel que représenté en Figure 1-8(a), répondant aux équations des télégraphistes pour les lignes de transmission. Lorsqu'un front de tension se propage dans le câble, ce dernier est alors le siège de phénomènes de réflexion d'ondes à chacune de ses extrémités [Per-92; Sau-96]. L'impédance de la machine étant nettement supérieure à l'impédance caractéristique du câble, une réflexion se produit côté machine avec un coefficient proche de 1. A l'inverse, l'impédance de l'onduleur étant beaucoup plus petite que l'impédance caractéristique du câble, le coefficient de réflexion côté onduleur est proche de -1. Il en résulte une évolution temporelle de la tension représentée en Figure 1-8(b).

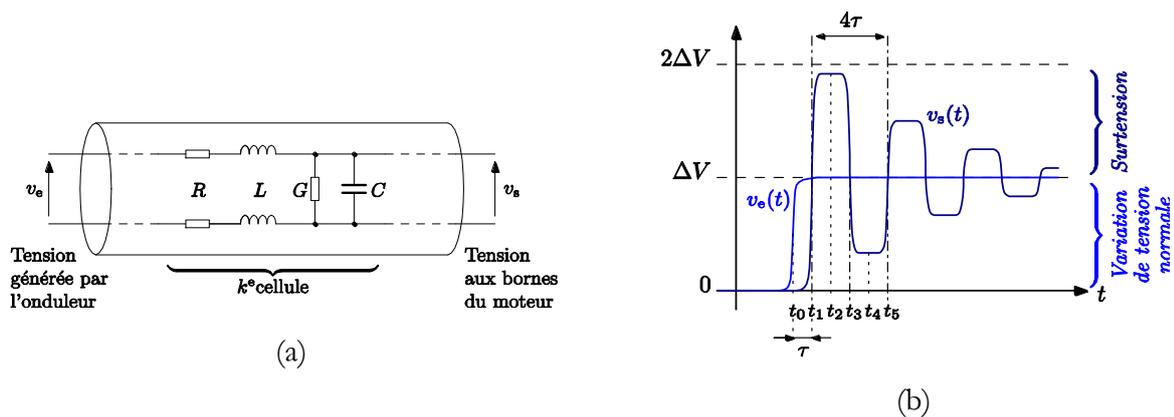


Figure 1-8 : Représentation du phénomène de surtension sur un câble long.

Les surtensions aux bornes du moteur sont néfastes pour les isolants des enroulements du moteur dimensionnés pour une certaine tenue en tension, créant ainsi un risque de claquage de l'isolant. Pour prévenir la destruction de la machine, il est donc possible d'autoriser des surtensions d'un niveau "raisonnable" sans jamais dépasser cette tension de claquage. La National Electrical Manufacturers Association (NEMA) et la norme IEC 61034-25 fournissent des recommandations quant aux contraintes à appliquer sur les machines en termes de niveaux de tension et de temps de montée des commutations, en fonction de la longueur du câble et du type de machine. En pratique, les machines connectées au réseau triphasé 400 V sont spécifiquement conçues pour être alimentées par un variateur de vitesse. Le coût de ces machines étant plus élevé, on installe souvent des machines de moins bonne qualité ce qui augmente le risque de défaillance.

La solution idéale serait d'installer le variateur de vitesse au plus proche du moteur, voir d'y intégrer la partie onduleur, source de ces perturbations, permettant ainsi de limiter au maximum la longueur du câble nécessaire. En cas de contraintes sur la mise en œuvre de ce dispositif, on trouve dans la littérature scientifique, deux familles de possibilités d'action. Une première famille de solution consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations grâce à l'ajout d'un filtrage passe bas (sinus ou de mode commun) entre le variateur et la machine. Une seconde approche consiste à agir directement sur l'origine des perturbations en réduisant les gradients de tension appliqués lors de la commutation des interrupteurs. Pour cela, il peut être envisagé d'agir au plus près des transistors sur leur commande de grille par modification de leur résistance, et d'y ajouter des éléments passifs d'aide à la commutation, pour adoucir les transitions ou encore de complexifier la topologie de la structure en vue d'assurer des commutations douces. Enfin, on peut agir sur la stratégie de commande rapprochée du convertisseur en vue, par exemple, de faire interagir judicieusement les commutations sur différents bras, cette solution présentant l'avantage de ne nécessiter aucun composant supplémentaire. Ces différentes solutions sont plus amplement détaillées dans [Vid-08].

#### I.2.b.iii. Problèmes dus aux capacités de stockage

Généralement on doit connecter plusieurs condensateurs en série pour pouvoir supporter la tension redressée (environ 560V pour le réseau triphasé basse tension français) du bus continu. On utilise principalement des condensateurs électrolytiques car ce sont les plus économiques.

Cette technologie ne conduit pas à des densités de courant importantes. Cependant, il est important de mettre des condensateurs électrolytiques ayant une capacité conséquente car il est souhaitable de réduire au maximum l'ondulation de la tension du bus continu, afin d'obtenir une meilleure qualité des tensions de sortie de l'onduleur.

Le stockage capacitif du bus continu conduit à un volume important, entre 30 et 50% du volume total du variateur pour des niveaux de puissance supérieur au kilowatt.

Ce stockage possède une forte sensibilité aux températures élevées réduisant dans certaines applications [Mad-05], sa durée de vie et augmentant donc les problèmes de maintenance. A noter que les éléments ayant la plus petite durée de vie dans un variateur sont les condensateurs électrolytiques du bus continu.

### I.3. Les variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/AC sans stockage

#### I.3.a. Le convertisseur matriciel

##### I.3.a.i. Généralités, possibilités

Le convertisseur matriciel, présenté à la Figure 1-9, a été proposé en 1976 par Guygyi - Pelly [Guy-76]. C'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée. Ces interrupteurs seront présentés dans la partie I.4.

Ce convertisseur permet à la fois une absorption sinusoïdale des courants réseaux mais également une consommation nulle de puissance réactive.

Ces convertisseurs étant commandés par MLI, le volume ainsi que le coût du dispositif de filtrage d'entrée nécessaire sont réduits.

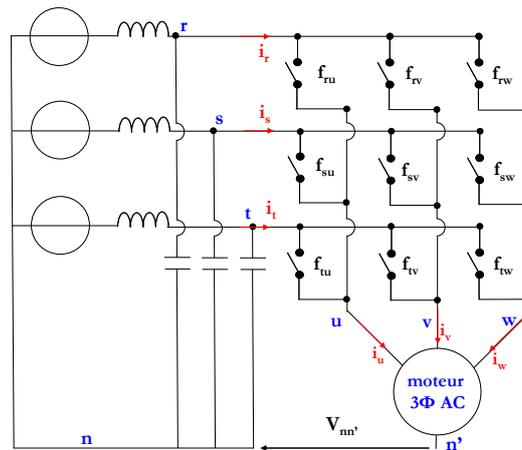


Figure 1-9 : Convertisseur matriciel.

Ce type de convertisseur possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire.

Les potentiels d'entrée, nommés r, s et t, sont connectés à la sortie du filtre engendrant une source de nature capacitive sur l'entrée, assimilée à une source de tension. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel n, neutre du réseau d'entrée. Les potentiels de sortie nommés u, v et w sont connectés à un moteur. Le moteur étant de nature inductive, son comportement peut être assimilé à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont quant à eux, référencés à un neutre moteur n'. Une tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît, nommée  $v_{nn'}$ .

Le convertisseur matriciel idéalisé est présenté à la Figure 1-10.

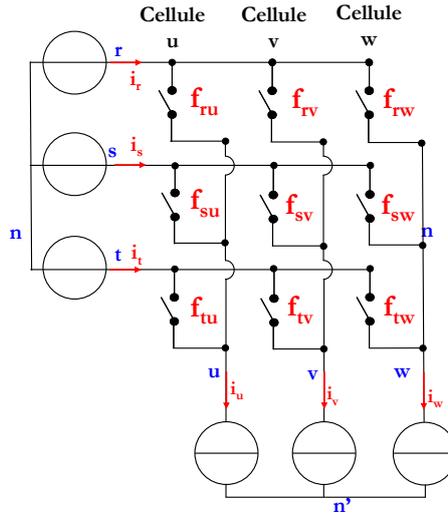


Figure 1-10 : Convertisseur matriciel idéalisé.

Les grandeurs de références seront symbolisées par leur nom suivi d'une étoile (\*) tandis que leurs mesures seront symbolisées uniquement par leur nom.

### I.3.a.ii. Lois et contraintes électriques de la structure

Le réseau d'entrée peut être défini par un vecteur d'amplitude  $V_E$  et de fréquence  $f_{IN}$  (relation (1.2)). De même, la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'entrée, d'amplitude  $I_E$  et en phase avec sa tension simple d'entrée, est définie par l'équation (1.3).

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_r^* \\ i_s^* \\ i_t^* \end{bmatrix} = I_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

La puissance instantanée délivrée par le réseau d'entrée, nommée  $p_E$  est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant, définis par la relation (1.4).

$$p_E = \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix}^T = v_{rn} \times i_r + v_{sn} \times i_s + v_{tn} \times i_t \quad (1.4)$$

La référence en tension du réseau de sortie peut être définie par un vecteur, d'amplitude et de fréquence respectivement égales à  $V_S$  et  $f_{OUT}$ , décrit par (1.5). De même les courants de sortie,

d'amplitude égale à  $I_s$  et déphasés de  $\varphi_s$  par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par la relation (1.6).

$$\begin{bmatrix} v_{un'}^* \\ v_{vn'}^* \\ v_{wn'}^* \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} t) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} t + \varphi_s) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La puissance instantanée délivrée en sortie, nommée  $p_s$  est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant de sortie, défini par l'équation (1.7).

$$p_s = \begin{bmatrix} v_{un'} \\ v_{vn'} \\ v_{wn'} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}^T = v_{un'} \times i_u + v_{vn'} \times i_v + v_{wn'} \times i_w \quad (1.7)$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, les puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales, aux pertes silicium près.

$$p = p_E = p_S = v_{un'} \times i_u + v_{vn'} \times i_v + v_{wn'} \times i_w = v_{rn} \times i_r + v_{sn} \times i_s + v_{tn} \times i_t \quad (1.8)$$

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur s'appuie principalement sur une écriture matricielle de la topologie [Fra-96] (matrice de connexion nommée  $[F]$ ) ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexion ( $f_{ij}$ ), décrite par l'équation (1.9).

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{rv} & f_{rw} \\ f_{su} & f_{sv} & f_{sw} \\ f_{tu} & f_{tv} & f_{tw} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Ces fonctions de connexion (fonction logique) décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur [Cam-96]. Une fonction de connexion égale à un ( $f_{ij} = 1$ ) correspond à un interrupteur fermé alors que cette même fonction de connexion égale à zéro ( $f_{ij} = 0$ ) correspond à un interrupteur ouvert.

Ainsi, la formulation matricielle du comportement électrique instantané du convertisseur peut se traduire par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Comme présenté à la Figure 1-11, le convertisseur matriciel est composé de trois cellules de commutation, indicées par la phase de sortie qu'elles connectent (u, v, w).

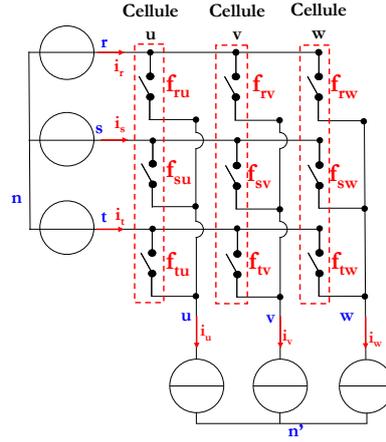


Figure 1-11 : Cellules de commutation du convertisseur matriciel.

La nature des sources imposant de ne pas court-circuiter une source de tension et ne pas ouvrir une source de courant, chacune des cellules de commutation ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à chaque instant, ce qui se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} f_{ru} + f_{su} + f_{tu} = 1 \\ f_{rv} + f_{sv} + f_{tv} = 1 \\ f_{rw} + f_{sw} + f_{tw} = 1 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} f_{ij} = 1 : \text{int interrupteur fermé} \\ f_{ij} = 0 : \text{int interrupteur ouvert} \end{cases} \quad (1.11)$$

Cela amène à 27 états possibles du convertisseur (chaque colonne a 3 états possibles, donc  $3^3=27$ ).

Dans un convertisseur, les commandes (MLI) des interrupteurs doivent être telles que, sur une période de découpage ( $T$ ), les valeurs moyennes des tensions de sortie soient égales à leurs tensions de référence. Si la fréquence de commutation  $f$ , égale à  $1/T$ , est nettement supérieure aux fréquences du réseau d'entrée et des références de sortie, on peut considérer comme constantes les tensions d'entrée sur une période de découpage  $T$ .

Si  $t_{ij}$  représente le temps de fermeture de l'interrupteur correspondant, durant l'intervalle  $T$ , les valeurs moyennes des tensions de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \langle v_{un'} \rangle_T \\ \langle v_{vn'} \rangle_T \\ \langle v_{wn'} \rangle_T \end{bmatrix} = \frac{1}{T} \begin{bmatrix} t_{ru} & t_{rv} & t_{rw} \\ t_{su} & t_{sv} & t_{sw} \\ t_{tu} & t_{tv} & t_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{un'}^* \\ v_{vn'}^* \\ v_{wn'}^* \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Cette relation correspond à une formulation moyenne introduisant les rapports cycliques des fermetures des interrupteurs avec la relation ci dessous:

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T} \quad (1.13)$$

Afin de ne pas alourdir les notations, les valeurs moyennes sur une période de découpage T seront notées en gras comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \langle v_{un'} \rangle_T &= \mathbf{v}_{un'} = v_{un}^* \\ \langle i_s \rangle_T &= \mathbf{i}_s = i_s^* \end{aligned} \quad (1.14)$$

On considérera que le modulateur MLI remplit sa fonction. Par conséquent, les valeurs moyennes sur une période de découpage T sont égales à leurs références. Par la suite, on utilisera uniquement la notation correspondant aux valeurs moyennes sur la période de découpage T.

Cette formulation moyenne conduit aux équations suivantes.

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{rv} & m_{rw} \\ m_{su} & m_{sv} & m_{sw} \\ m_{tu} & m_{tv} & m_{tw} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [M]^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} m_{ru} + m_{su} + m_{tu} = 1 \\ m_{rv} + m_{sv} + m_{tv} = 1 \\ m_{rw} + m_{sw} + m_{tw} = 1 \end{cases} \quad \text{avec } 0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad (1.17)$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, ses puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales. Comme on fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, les puissances moyennes sont constantes et égales (1.18).

$$P = p_E = p_S = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E = \frac{3}{2} V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi_S \quad (1.18)$$

### I.3.a.iii. Limites

Du fait de l'absence d'élément de stockage, le convertisseur matriciel possède une limite intrinsèque quant au niveau maximal de l'amplitude des tensions générées en sortie du variateur [Ale-89]. L'amplitude de la plus grande tension composée de sortie est, à chaque instant, inférieure ou égale à l'amplitude de la plus grande tension composée d'entrée. L'amplitude de la tension composée de sortie est donc limitée à la valeur minimale de la plus grande tension composée d'entrée. La Figure 1-12 montre l'enveloppe basse et haute des tensions composées du réseau d'entrée (avec un réseau ayant une tension simple de 230V efficace et une de fréquence 50 Hz) illustrant ainsi la limite de l'amplitude maximale des tensions composées de sortie. Cette valeur est égale à la tension composée d'entrée maximale multipliée par un rapport de  $\sqrt{3}/2$  ( $\approx 0.867$ ).

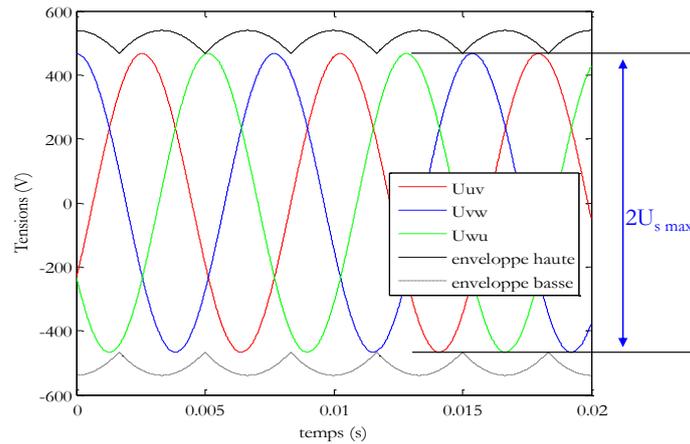


Figure 1-12 : Envelopes des tensions composées d’entrée limitant l’amplitude de sortie.

Cette contrainte peut être transposée pour l’amplitude des tensions simples. Un ratio de transformation en tension, nommé  $q$ , peut être défini comme étant le rapport entre l’amplitude de la tension de sortie et de l’amplitude de la tension d’entrée. Compte tenu de l’égalité des puissances entre l’entrée et la sortie, ce ratio s’applique aussi sur les courants (relation (1.19)).

$$q = \frac{V_S}{V_E} = \frac{I_E}{I_S \cdot \cos(\varphi_S)} \quad (1.19)$$

La limite maximale du ratio de transformation  $q$ , permettant d’obtenir des tensions de sortie sans harmoniques basse fréquence, vaut  $\sqrt{3}/2$ . Cette limite est commune à tous les convertisseurs AC/AC sans stockage.

### I.3.b. Les convertisseurs matriciels “double étage”

#### I.3.b.i. Généralités, possibilités

Une structure équivalente “éclatée”, passant par un étage intermédiaire sans éléments de stockage capacitif, peut être proposée comme alternative au convertisseur matriciel. Cette structure est composée d’une association de deux convertisseurs, d’où le nom de convertisseur matriciel “double étage” [Cha-04]. Un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse comme le montre la Figure 1-13. Cette structure possède les mêmes caractéristiques d’entrée et de sortie que le convertisseur matriciel.

La tension intermédiaire, nommée  $u_{rec}$  (différence de potentiel entre p et o), doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit des condensateurs du filtre d’entrée via les diodes de l’onduleur (contrainte liée aux interrupteurs trois segments).

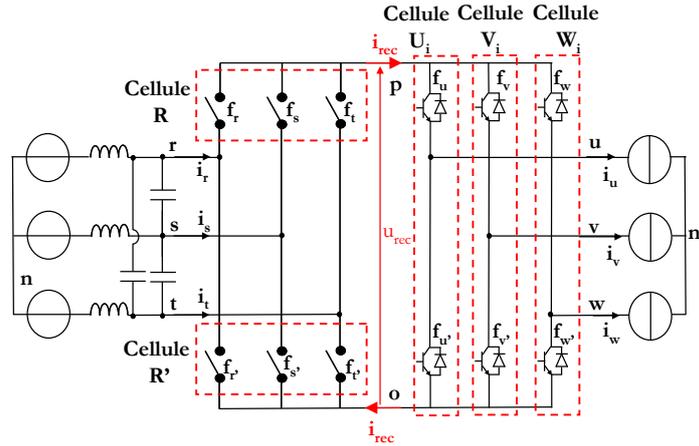


Figure 1-13 : Convertisseur matriciel “double étage”.

## I.3.b.ii. Lois électriques de la structure

Le convertisseur matriciel “double étage” peut être dissocié en deux :

- une première partie “redresseur”
- une seconde partie “onduleur”

Le redresseur du convertisseur matriciel “double étage” est composé de deux cellules de commutation, nommée R et R', décrites par la relation (1.20). Ces cellules de commutation doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par la relation (1.21).

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

$$\begin{cases} f_r + f_s + f_t = I \\ f_{r'} + f_{s'} + f_{t'} = I \end{cases} \quad (1.21)$$

Le fonctionnement du redresseur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

L'onduleur du convertisseur matriciel “double étage” est composé de trois cellules de commutation, nommée U<sub>i</sub>, V<sub>i</sub> et W<sub>i</sub>, décrite par la relation (1.23) et répondant aux contraintes décrites par (1.24).

$$[F_{ond}] = \begin{bmatrix} f_u & f_v & f_w \\ f_{u'} & f_{v'} & f_{w'} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} f_u + f_{u'} = I \\ f_v + f_{v'} = I \\ f_w + f_{w'} = I \end{cases} \quad (1.24)$$

Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Le produit des matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de connexion du convertisseur matriciel "double étage" nommée  $[F_{DE}]$

$$[F_{DE}] = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] = \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel puisque ces deux structures (convertisseur matriciel d'une part, convertisseur matriciel "double étage" de l'autre) assurent la même conversion.

On peut donc établir une relation entre les fonctions de connexion du convertisseur matriciel et celles du convertisseur matriciel "double étage":

$$\begin{aligned} [F] &= [F_{DE}] \\ \longrightarrow \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{su} & f_{tu} \\ f_{rv} & f_{sv} & f_{tv} \\ f_{rw} & f_{sw} & f_{tw} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Une formulation en fonction de modulation des interrupteurs est également utilisable pour le convertisseur "double étage". Elle engendre une équivalence des équations décrites précédemment en "fonction de connexion", transposées en "fonction de modulation". Pour chaque partie du convertisseur matriciel "double étage", les matrices de conversion définies par leurs "fonctions de modulation" sont décrites par les équations (1.28) à (1.31).

$$[M_{red}] = \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$\begin{cases} m_r + m_s + m_t = 1 \\ m_{r'} + m_{s'} + m_{t'} = 1 \end{cases} \quad (1.29)$$

$$[M_{ond}] = \begin{bmatrix} m_u & m_v & m_w \\ m_{u'} & m_{v'} & m_{w'} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$\begin{cases} m_u + m_{u'} = 1 \\ m_v + m_{v'} = 1 \\ m_w + m_{w'} = 1 \end{cases} \quad (1.31)$$

Les équations moyennes sur la période de modulation, peuvent être décrites comme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{pn} \\ \mathbf{v}_{on} \end{bmatrix} = [M_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} = [M_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rec} \\ -\mathbf{i}_{rec} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{un} \\ \mathbf{v}_{vn} \\ \mathbf{v}_{wn} \end{bmatrix} = [M_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{pn} \\ \mathbf{v}_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rec} \\ -\mathbf{i}_{rec} \end{bmatrix} = [M_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_u \\ \mathbf{i}_v \\ \mathbf{i}_w \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Le produit des matrices de conversion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de conversion du convertisseur matriciel "double étage" nommée  $[M_{DE}]$

$$[M_{DE}] = [M_{ond}]^T \cdot [M_{red}] = \begin{bmatrix} m_u & m_{u'} \\ m_v & m_{v'} \\ m_w & m_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Comme précédemment, cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel.

On a donc une relation entre les fonctions de conversion du convertisseur matriciel et du convertisseur matriciel "double étage", telle que :

$$\begin{aligned} [M] &= [M_{DE}] \\ \longrightarrow \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{su} & m_{tu} \\ m_{rv} & m_{sv} & m_{tv} \\ m_{rw} & m_{sw} & m_{tw} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} m_u & m_{u'} \\ m_v & m_{v'} \\ m_w & m_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.35)$$

Ces différentes relations permettent d'établir un lien entre la commande des interrupteurs d'un convertisseur matriciel et la commande d'un convertisseur matriciel "double étage".

### I.3.b.iii. Variantes

Le redresseur du convertisseur matriciel "double étage", introduit par J.W. Kolar [Kol-08], peut être réalisé de différentes manières. Les cinq variantes répertoriées sont présentées à la Figure 1-14.

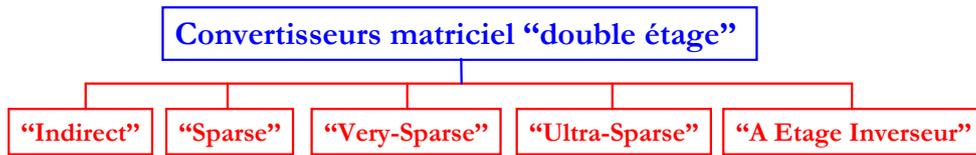


Figure 1-14 : Variantes du convertisseur matriciel "double étage".

- Le convertisseur matriciel "indirect"

La première topologie se nomme convertisseur matriciel indirect, et est présentée à la Figure 1-15. Le redresseur est composé de six interrupteurs quatre segments à double commande (à émetteur ou collecteur commun).

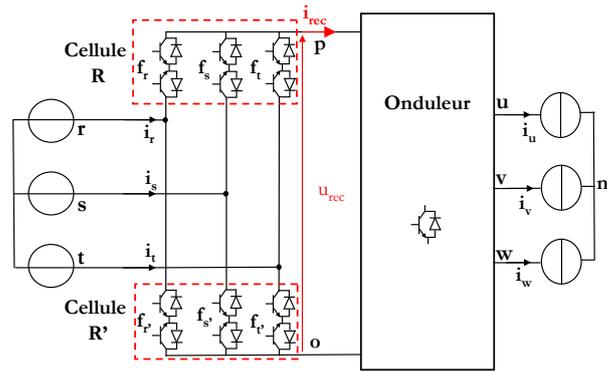


Figure 1-15 : Le convertisseur matriciel “indirect”.

Ces interrupteurs permettent d’opérer avec un courant  $i_{rec}$  positif ou négatif, acceptant ainsi une réversibilité de puissance. A chaque instant, deux transistors et deux diodes conduisent dans le redresseur. Cette première topologie génère moins de pertes par conduction par rapport aux topologies suivantes, en revanche elle nécessite un plus grand nombre de transistors. Les topologies suivantes ont été proposées afin de réduire le nombre de composant commandable nécessaire et de limiter la complexité du contrôle-commande.

- Le convertisseur matriciel “Sparse”

Cette topologie, représentée Figure 1-16, est engendrée par la mise en commun d’un premier interrupteur commandable de la cellule R avec un second de la cellule R’, au sein d’un même bras [Kol-07].

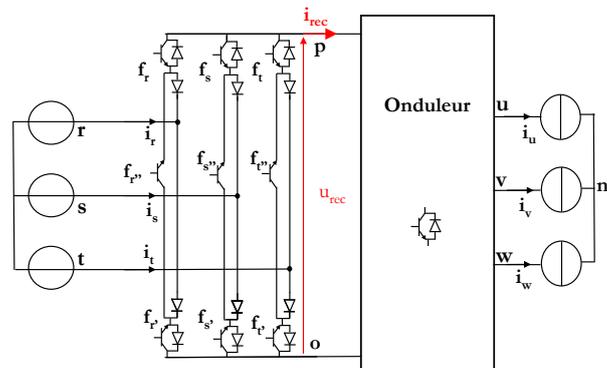


Figure 1-16 : Convertisseur matriciel “Sparse”.

Cette structure permet de supprimer trois composants commandables du redresseur par rapport à la topologie précédente. En revanche, en fonction du sens de transit de la puissance, trois transistors et trois diodes (puissance transmise à la charge) ou deux transistors et deux diodes (puissance réinjectée dans le réseau d’entrée) sont conducteurs. Les pertes par conduction de cette topologie seront par conséquent, plus importantes que celles générées par le redresseur de la solution “matriciel indirect”.

- Le convertisseur matriciel “Very-Sparse”

La topologie, nommée convertisseur matriciel “Very-Sparse” et présentée à la Figure 1-17, est composée de six interrupteurs quatre segments à transistor unique. Cette topologie permet de limiter à six le nombre de composants commandables pour le redresseur, réduisant ainsi par deux leur nombre par rapport au redresseur de la topologie “indirect”. Les pertes par conduction de cette topologie sont plus grandes puisque chaque élément actif nécessite la mise en conduction d’un transistor ainsi que de deux diodes. Ainsi, le redresseur sollicite, à chaque instant, deux transistors et quatre diodes.

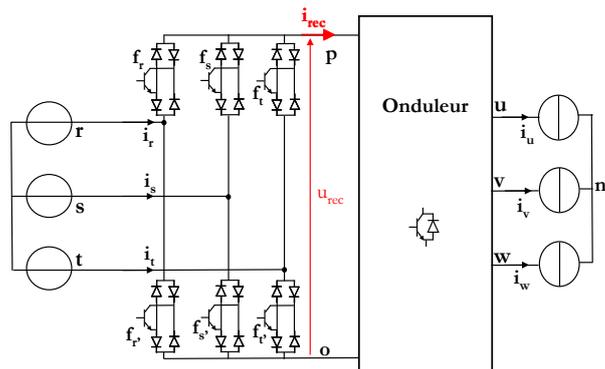


Figure 1-17 : Convertisseur matriciel “Very-Sparse”.

- Le convertisseur matriciel “Ultra-Sparse”

Cette topologie limite le nombre d’interrupteur à son strict minimum, c’est-à-dire, un seul par phase d’entrée comme le montre la Figure 1-18. Cette topologie requiert la conduction de deux diodes et d’un transistor par bras commandé. Le redresseur de la structure produit donc des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie “Very-Sparse”. Contrairement aux solutions proposées précédemment, cette structure n’est pas réversible en puissance et ne permet donc pas le “mode freinage” du dispositif (diodes connectées aux bornes p et o).

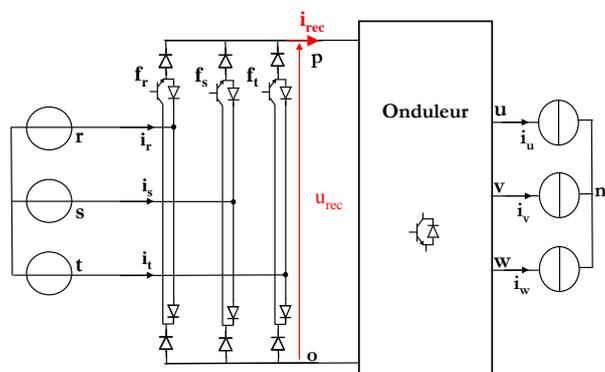


Figure 1-18 : Convertisseur matriciel “Ultra-Sparse”.

- Le convertisseur matriciel “à Etage Inverseur”

Le redresseur de la topologie du convertisseur matriciel dit “à Etage Inverseur” (Figure 1-19), est composé d’un redresseur à interrupteurs unidirectionnels en courant, en cascade avec un second étage d’inversion. Il possède autant de composants commandables que la version “Sparse”. Ce redresseur permet de récupérer l’énergie grâce à son étage inverseur. Devant fonctionner à la même fréquence de modulation que le reste de la structure, cette topologie engendre des pertes par commutation supplémentaires ainsi qu’une plus grande complexité de la commande. En conséquence, cette topologie ne sera pas considérée par la suite.

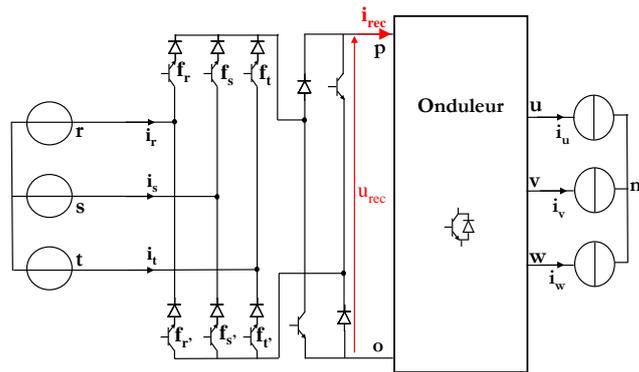


Figure 1-19 : Convertisseur matriciel “à Etage Inverseur”.

### I.3.c. Conclusion

A composants semi-conducteurs identiques, toutes ces topologies produisent des pertes par commutation similaires car elles commutent au même instant les mêmes tensions sous un courant  $i_{rec}$  identique, hormis le convertisseur matriciel “à Etage Inverseur” qui dispose d’un étage supplémentaire. Pour ne pas désavantager la structure du convertisseur matriciel “double étage” vis à vis du convertisseur matriciel, et ayant pour objectif de proposer des convertisseurs à haut rendement, seule la topologie “indirect” est étudiée par la suite, puisque son redresseur produit moins de pertes par conduction que les autres solutions indirectes présentées.

Un tableau récapitulatif (Tableau 1-1) synthétise les avantages et les inconvénients de chacune de ces solutions.

Topologie	Facilité de commande	Chute de tension (pertes par conduction)	bidirectionnalité en puissance
Matriciel	☹	☺	oui
Matriciel Indirect	☹	☺	oui
Matriciel Sparse	☺	☹	oui
Matriciel Very-Sparse	☺☺	☹	oui
Matriciel Ultra -Sparse	☺☺	☹	non
Matriciel à Etage Inverseur	☹☹	☹	oui

Tableau 1-1 : Synthèse des topologies des convertisseurs AC/AC sans stockage.

## I.4. Interrupteurs quatre segments

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée à la Figure 1-20. Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe.

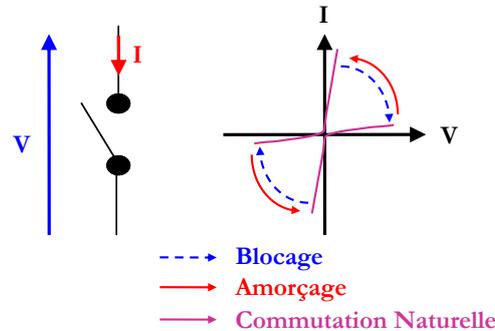


Figure 1-20 : Caractéristique statique/dynamique idéale.

Du fait de leur mise en œuvre très complexe, seules de petites productions d'interrupteurs quatre segments monolithiques sont envisageables de nos jours. La capacité de blocage en tension inverse est une faiblesse des transistors, ces composants étant capables de bloquer une tension inverse très faible (20V environ pour un transistor de calibre en tension égal à 1200V). Ces interrupteurs quatre segments sont donc créés par l'association de plusieurs éléments discrets, unidirectionnels en tension et en courant. Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrant à partir d'éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode.

### I.4.a. Topologie à transistor connecté à un pont à diode

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diode comme illustré à la Figure 1-21[Aré-08 ; Mat-01]. Ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor. L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant commandable. Cette particularité permet de réduire d'une part le coût de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers<sup>1</sup>, qui fournissent les signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur quatre segment). En revanche, le défaut majeur de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension importante à ses bornes. Cette chute de tension

<sup>1</sup> Le circuit driver est le dispositif d'interfaçage entre la partie commande et la partie puissance.

engendre donc des pertes par conduction importantes limitant le rendement du convertisseur, cette topologie sera donc écartée de l'étude.

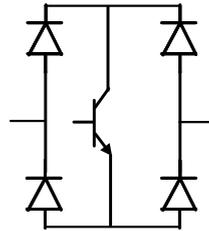


Figure 1-21 : Topologie transistor connecté à un pont à diode.

#### I.4.b. Topologie à transistors

##### I.4.b.i. Topologie à transistors et diodes en anti-parallèle

Les interrupteurs utilisés dans les onduleurs de tension, comportent un transistor connecté en anti-parallèle à une diode. Ils sont bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension. Deux configurations sont possibles pour concevoir un interrupteur quatre segments à base de cette configuration [Aré-08 ; Mat-01].

- Interrupteur quatre segments à émetteur commun

Cet arrangement de semi-conducteur est composé deux diodes et deux transistors connectés comme le présente la Figure 1-22. Les diodes restent indispensables, elles permettent de fournir la capacité de blocage en tension inverse. L'un des avantages de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur (voir chapitre 3).

Les pertes par conduction sont également réduites puisque, à tout moment, seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent. Comme pour la topologie à pont de diodes, chaque interrupteur quatre segments, nécessite une alimentation isolée car la commande des drivers est référencée au même potentiel.

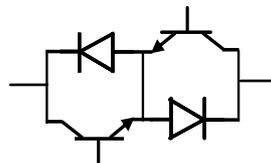


Figure 1-22 : Topologie à émetteur commun.

- Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun

Cet arrangement est similaire et possède les mêmes caractéristiques que la configuration précédente. La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun comme le montre la Figure 1-23. Les pertes par conduction sont strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées. Pour la

réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs.

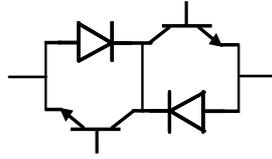


Figure 1-23 : Topologie collecteur commun.

#### I.4.b.ii. Topologie à transistor et diode en série

Deux autres configurations possibles sont créées à partir d'un transistor en série avec une diode engendrant un composant bidirectionnel en tension mais unidirectionnel en courant. L'interrupteur quatre segments est composé de deux de ces assemblages disposés en antiparallèle comme le montre la Figure 1-24 [Aré-08]. La possibilité (a) conduit au même nombre d'alimentations isolées que la topologie à collecteur commun de la Figure 1-23. La solution (b), en revanche, n'ayant pas de potentiel commun entre les émetteurs, conduit à deux alimentations isolées par interrupteur quatre segments. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, dix huit alimentations isolées sont nécessaires.



Figure 1-24 : Topologies sans connexion centrale.

#### I.4.c. Topologie à RB-IGBT

Certaines sociétés, comme STMicroelectronics, Fuji electric et IXYS, ont développé et commencent à proposer des interrupteurs intégrés bidirectionnels en tension (comportement similaire à un IGBT en série avec une diode), nommé RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT) [Gon-06].

La structure du RB-IGBT est basée sur celle d'un IGBT de technologie N.P.T (Non-Punch-Through) dont la tenue en tension inverse a été renforcée par une zone de déplétion<sup>2</sup> verticale supplémentaire. Elle est engendrée par une introduction de caisson traversant verticalement, descendant de la jonction P<sup>+</sup> existante pour les IGBT NPT pour rejoindre l'oxyde de silicium de la base (cf. points 1 à la Figure 1-25). Ce nouvel interrupteur permet alors de réaliser un composant commandable, bidirectionnel en tension, dont la chute de tension à l'état passant n'est causée que

<sup>2</sup> Zone de déplétion : Qualifie la zone sans porteurs de charge située à la jonction de deux matériaux semi-conducteurs dopés N et P.

par une seule jonction PN. Cette chute de tension typique est alors de l'ordre de 1.6 à 2.2V, grâce à une forte injection de trous depuis la zone P<sup>+</sup> en face supérieure. Cette injection permet ainsi de réduire les pertes par conduction de l'interrupteur.

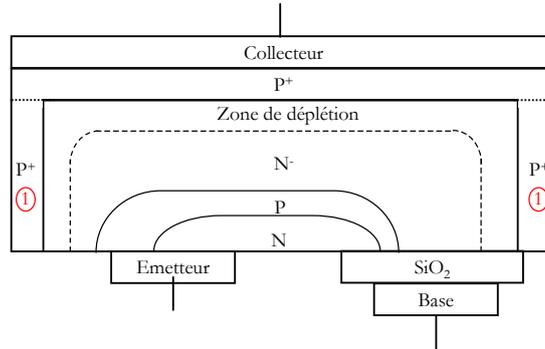


Figure 1-25 : Structure de la technologie RB-IGBT.

La Figure 1-26 introduit le symbole du RB-IGBT, utilisé dans ce mémoire. Un autre schéma possible est présenté dans [Tak-04]. L'interrupteur quatre segments est ainsi constitué de deux de ces interrupteurs disposés "tête-bêche".

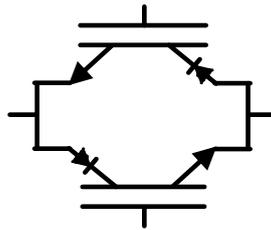


Figure 1-26 : Schéma de l'interrupteur quatre quadrant à RB-IGBT.

#### I.4.d. Conclusion

Un tableau récapitulatif (Tableau 1-2) permet de synthétiser les avantages et les inconvénients de chacun de ces interrupteurs quatre segments.

Association de semi conducteurs	Facilité de commande	Chute de tension en conduction	Alimentation isolée nécessaire pour le convertisseur matriciel
Transistor et pont à diode	simple	élevé	9
Transistor et diode en anti-parallèle	plus complexe	moyenne	6 ou 9
Transistor et diode en anti-série	plus complexe	moyenne	6 ou 18
RB-IGBT	plus complexe	faible	6

Tableau 1-2 : Synthèse des interrupteurs.

## I.5. Etat de l'art des méthodes de modulation des convertisseurs AC/AC sans stockage

Les méthodes de modulation d'un convertisseur matriciel peuvent être décomposées en deux étapes distinctes (Figure 1-27).

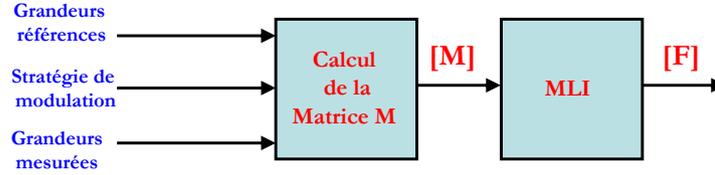


Figure 1-27 : Schéma des étapes de la modulation.

La commande du convertisseur matriciel consiste donc à trouver dans un premier temps une matrice de conversion  $[M]$ , correspondant au modèle moyen et image des temps de connexion relatif à une période donnée pour chaque interrupteur [Cam-96 ; Fra-96]. On détermine ainsi les neuf rapports cycliques  $m_{jk}$  des neuf interrupteurs de la matrice, ce qui permet :

- D'obtenir des tensions de sortie moyennes égales aux tensions de sortie référence, à partir des tensions d'entrée fournies par le réseau, données par les équations (1.36) et (1.38),
- D'obtenir des courants d'entrée moyens égaux aux courant d'entrée référence (en phase avec leur tension d'entrée respective), à partir des courants de sortie générés par le moteur, données par les équations (1.37) et (1.39),

avec un ratio de transformation  $q$  comme le montre l'équation (1.40).

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) \\ \cos\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = I_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} * t + \varphi_s) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_S * \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} * t) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + v_{m'} = q * V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} * t) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + v_{m'} \quad (1.38)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} = I_E^* \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = q^* \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$q^* = \frac{V_S^*}{V_E} = \frac{I_E^*}{I_S \cdot \cos(\varphi_S)} \quad (1.40)$$

Ensuite, il est nécessaire de transformer ces neuf rapports cycliques en neuf fonctions de connexion de façon à pouvoir commander les interrupteurs, tout en respectant les contraintes liées aux cellules de commutation (1.11). Cette étape devra permettre de définir la matrice des fonctions de connexion [F], à partir de la matrice de conversion [M].

Deux types de mise en forme des stratégies de modulation peuvent être définies :

- les stratégies scalaires.
- les stratégies vectorielles.

Les stratégies scalaires, ainsi que la première stratégie de modulation vectorielle, permettent de commander uniquement le convertisseur matriciel. En revanche, la modulation indirecte, réalisée à partir de la seconde stratégie de commande vectorielle présentée, peut être appliquée aux convertisseurs matriciels et matriciels “double étage”.

### I.5.a. Méthodes scalaires

#### I.5.a.i. Méthode scalaire AV

La première stratégie de modulation a été proposée par A. Alesina et M. Venturini en 1980 [Ale-81 ; Ven-80]. Elle résout le système défini par les équations (1.16) et (1.17), avec des références de tension de sortie possédant un terme homopolaire nul ( $\mathbf{v}_{nn}=0$ ). La résolution de ce système d'équations engendre deux solutions possibles présentées en (1.41) et (1.42).

$$[M_1(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Avec  $\omega_R = \omega_{OUT}^* - \omega_{IN}$

$$[M_2(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) \\ 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q^* \cos(\omega_R t) & 1 + 2q^* \cos\left(\omega_R t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Avec  $\omega_R = \omega_{OUT}^* + \omega_{IN}$

Chaque solution génère un déphasage du courant d'entrée égal à celui des courants de la charge ou à son opposé. Il est donc possible de synthétiser tous les déphasages possibles en entrée compris, entre le courant de la charge et à son opposé, à l'aide de l'équation (1.43)

$$[M(t)] = \alpha_1 [M_1(t)] + \alpha_2 [M_2(t)] \text{ avec } \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (1.43)$$

Le résultat, permettant d'obtenir un déphasage d'entrée nul ( $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$ ), est présenté en (1.44), avec  $j$ , phase d'entrée numérotée ( $r=1, s=2, t=3$ ) et  $k$ , la phase de sortie notée ( $u=1, v=2, w=3$ ).

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left( 1 + 2q^* \cos \left[ 2\pi f_{IN} t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cdot \cos \left[ 2\pi f_{OUT}^* t - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right) \quad (1.44)$$

Une solution plus compacte peut être proposée (1.45)

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left( 1 + 2 \frac{v_{jn}(t) \cdot v_{kn}(t)}{V_E^2} \right) \quad (1.45)$$

L'inconvénient majeur de cette méthode de modulation est son ratio de transformation,  $q$ , limité à 0.5. Cette contrainte résulte du choix d'un terme homopolaire, égal à zéro. Ce choix conduit à toujours rester dans l'enveloppe des tensions simples d'entrée et centrée sur zéro, comme le présente la Figure 1-28.

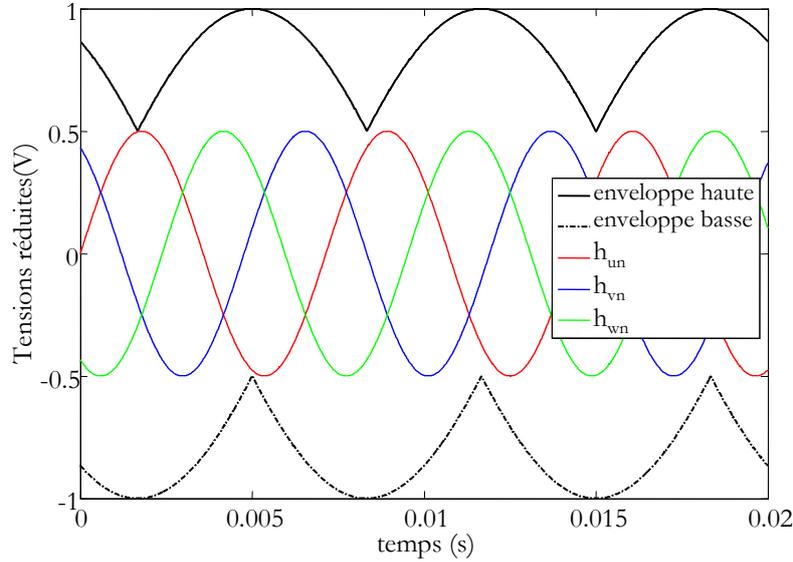


Figure 1-28 : Illustration du ratio de transformation en tension limitée à 0,5.

La tension réduite est définie par la relation (1.46).

$$h_{jn}(t) = \frac{v_{jn}(t)^*}{V_E} \quad (1.46)$$

La méthode scalaire AV a été améliorée en 1989 [Ale-89] par l'introduction d'un terme homopolaire dans les tensions de référence afin d'atteindre 0.867 pour  $q$ , comme le montre la Figure 1-29.

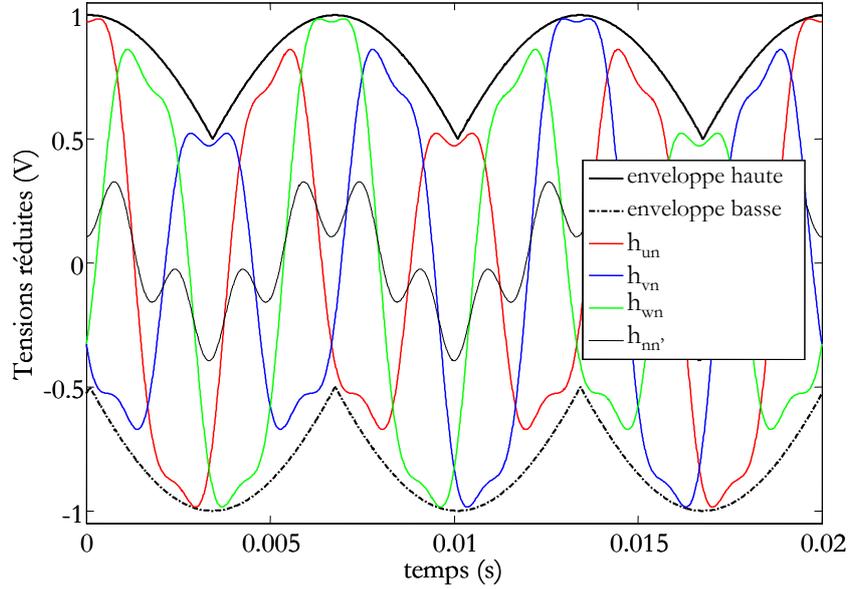


Figure 1-29 : Illustration du ratio de transformation en tension limitée à 0,867.

Pour cela, il faut théoriquement retrancher aux tensions de sortie un harmonique de rang triple de la fréquence  $f_{OUT}$ , de même pour les tensions d'entrée avec un harmonique à trois fois la fréquence  $f_{IN}$ . Pratiquement, les formes d'onde en entrée sont imposées par le réseau. Donc, au lieu de retrancher un 3ème harmonique de  $f_{IN}$  en entrée, il est ajouté aux références de sortie (1.47).

$$\begin{bmatrix} v_{un}^* \\ v_{vn}^* \\ v_{tn}^* \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} * t) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} - \frac{1}{6} \cos(3 \times 2\pi f_{OUT} * t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3 \times 2\pi f_{IN} t) \quad (1.47)$$

Le résultat est présenté en (1.48), avec  $j$ , phase d'entrée numérotée ( $r=1, s=2, t=3$ ) et  $k$ , la phase de sortie notée ( $u=1, v=2, w=3$ ).

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left\{ \begin{array}{l} 1 - \frac{2}{3\sqrt{3}} q^* \left[ \cos\left(8\pi f_{IN} t - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(4\pi f_{IN} t + (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ + 2q^* \cos\left[2\pi f_{IN} t - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right] \cdot \left[ \cos\left(2\pi f_{OUT} * t - (k-1)\frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(6\pi f_{OUT} * t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(6\pi f_{IN} t) \right] \end{array} \right\} \quad (1.48)$$

Une solution plus compacte peut être proposée (1.49)

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left( 1 + 2 \frac{v_{jn} \cdot v_{kn}}{V_E^2} + \frac{4q^*}{3\sqrt{3}} \sin(2\pi f_{IN} t + \beta_K) \sin(6\pi f_{IN} t) \right) \quad (1.49)$$

Avec  $\beta_K = 0; \frac{2\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}$ , déphasage respectif de la phase donnée.

Cette méthode reste très limitée car les fréquences des réseaux d'entrée et de sortie doivent être parfaitement connues. La fréquence introduite dans le calcul doit être exactement la fréquence du réseau d'entrée. Cette méthode ne gère ni les déséquilibres, ni la pollution du réseau d'entrée et son implantation nécessite une boucle à verrouillage de phase (PLL : phase lock loop) pour synchroniser la commande avec le réseau d'entrée. Le développement du modulateur, créant les fonctions de connexion des interrupteurs, n'est pas détaillé dans la bibliographie et donc la compréhension de cette stratégie de modulation s'arrête au calcul de la matrice de conversion [M]. Les éléments nécessaires à la stratégie de modulation sont schématisés sur la Figure 1-30.

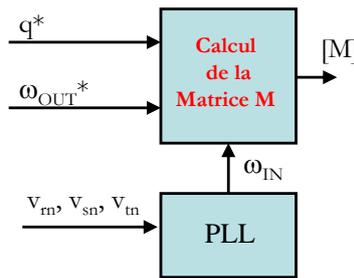


Figure 1-30 : Synoptique de la stratégie de modulation AV.

Avec :

$$\begin{cases} \omega_{IN} = 2\pi f_{IN} \\ \omega_{OUT}^* = 2\pi f_{OUT}^* \end{cases} \quad (1.50)$$

#### I.5.a.ii. Méthode scalaire ROY

En 1987, G. ROY a proposé une autre stratégie de modulation scalaire [Roy-87]. L'algorithme de modulation est basé sur le rapport instantané des tensions de phase d'entrée mesuré pour calculer la matrice de conversion du convertisseur matriciel comme proposé dans [Roy-89].

Cet algorithme impose de respecter trois règles :

- L'indice M est affecté à la phase d'entrée ayant une polarité différente des deux autres phases d'entrée.
- L'indice L est attribué à la plus petite des deux autres tensions d'entrée en valeur absolue.
- L'indice K est affecté à la dernière tension d'entrée.

Les rapports cycliques de chaque cellule de commutation peuvent être calculés, sur une période de découpage T, avec les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 m_{Lj} &= \frac{(\mathbf{v}_{jn'} - v_M) \times v_L}{1.5V_E^2} \\
 m_{Kj} &= \frac{(\mathbf{v}_{jn'} - v_M) \times v_K}{1.5V_E^2} \text{ avec } j = u, v \text{ et } w \\
 m_{Mj} &= 1 - m_{Kj} - m_{Lj}
 \end{aligned} \tag{1.51}$$

Cette méthode de calcul inclut un terme homopolaire nul, le ratio de transformation est donc limité à  $q=0.5$ .

Encore une fois, l'ajout d'une tension de mode commun  $v_{nn'}$  est utilisé pour atteindre un ratio  $q$  égal à 86.7%. Malgré les apparentes différences, cette méthode donne un résultat similaire à la méthode améliorée de M. Venturini, mais permet de gérer les fluctuations du réseau d'entrée, en remplaçant la valeur théorique du réseau d'entrée de la méthode précédente par la valeur mesurée des trois tensions d'entrée. Son implantation nécessite une boucle à verrouillage de phase pour synchroniser la commande avec le terme homopolaire et le réseau d'entrée. Le développement du modulateur MLI n'est pas détaillé dans la bibliographie de cette méthode et donc la compréhension de cette modulation s'arrête de nouveau au calcul de la matrice de conversion  $[M]$ . Les éléments nécessaires à la stratégie de modulation sont schématisés sur la Figure 1-31.

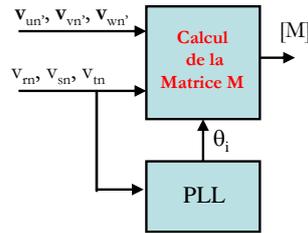


Figure 1-31 : Synoptique de la stratégie de modulation de ROY.

#### I.5.a.iii. Méthode scalaire Ph.D

En 2006, Ph. Delarue a montré qu'il était possible de contourner les inconvénients majeurs de ces deux méthodes [Del-07], c'est-à-dire l'utilisation d'une PLL et la détermination des termes sinusoïdaux liés aux tensions d'entrée, uniquement par la mesure des tensions simples d'entrée. La valeur des rapports cycliques est déduite par la relation (1.52).

$$m_{jk} = c_j + \frac{v_{jn}(\mathbf{v}_{kn'} - v_{nn'})}{(v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2)} \text{ avec } \begin{matrix} j = r, s, t \\ k = u, v, w \end{matrix} \tag{1.52}$$

Les termes  $v_{nn'}$  et  $c_j$  sont, quant à eux, définis par (1.53)

$$\begin{aligned}
 v_{nn'} &= \frac{\text{Max}(v_{rn}, v_{sn}, v_{tn}) + \text{Min}(v_{rn}, v_{sn}, v_{tn})}{2} \\
 c_j &= \frac{|v_{jn}| - (|v_{rn}| + |v_{sn}| + |v_{tn}|)}{3} + 1/3 \\
 &= \frac{2\sqrt{3}}{3} (v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2)
 \end{aligned} \tag{1.53}$$

Cette méthode permet d'atteindre le ratio de transformation  $q$  maximal (0.86). Cette stratégie de modulation permet de conserver un système de tension sinusoïdal en sortie et une puissance instantanée constante lorsque le réseau d'entrée est déséquilibré et/ou pollué par des harmoniques; les courants d'entrée ont alors la même forme d'onde que les tensions d'entrée. Les éléments nécessaires à la stratégie de modulation sont schématisés sur la Figure 1-32.

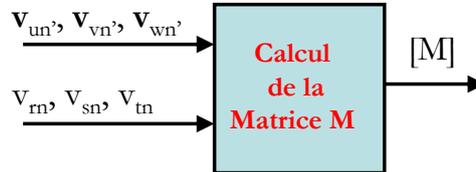


Figure 1-32 : Synoptique de la stratégie de modulation Ph.D.

#### I.5.a.iv. Méthode scalaire ISHIGURO

- Stratégie de modulation.

En 1991, A. Ishiguro a proposé une méthode de calcul de la matrice de conversion basée sur la construction de deux tensions composées positives de sortie à partir des deux plus grandes tensions composées positives d'entrées [Ish-91].

Afin de calculer la matrice de conversion, Ishiguro a présenté sa méthode de calcul pour un secteur particulier des tensions d'entrée et de sortie (Figure 1-33).

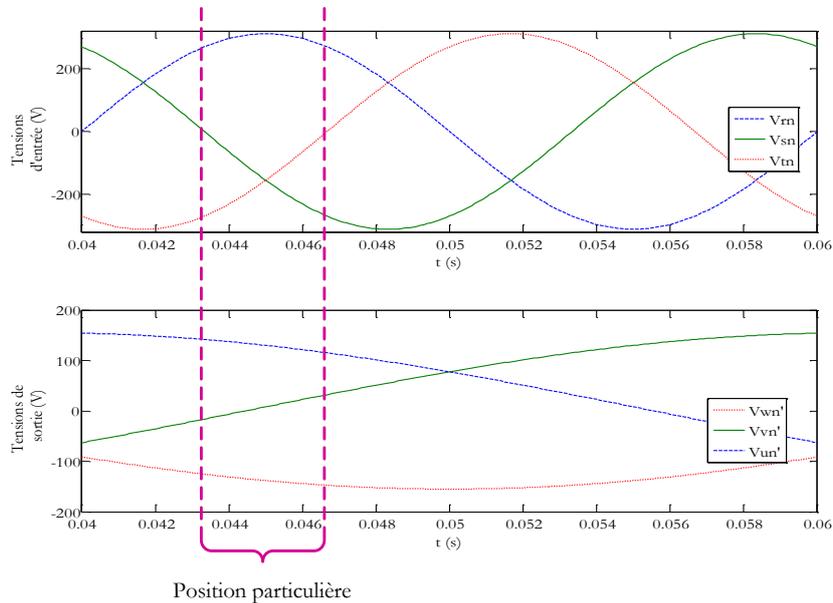


Figure 1-33 : Position prédéfinie des réseaux entrée/sortie.

Compte tenu des signes des tensions d'entrée et de sortie choisis précédemment, Ishiguro a pu établir l'expression de la décomposition des tensions composées de sortie moyenne ( $\mathbf{u}_{uv}$ ,  $\mathbf{u}_{uw}$ ,  $\mathbf{u}_{vw}$ ) en fonction des tensions composées positives d'entrée ( $u_{rs}$ ,  $u_{rt}$ ,  $u_{st}$ ). Comme la somme des trois tensions composées est nulle, la troisième est déduite à partir des deux premières. Seules

deux tensions composées positives sont calculées, l'une étant la plus grande des trois. Dans ce cas, les tensions  $\mathbf{u}_{uv}$  et  $\mathbf{u}_{uw}$  sont calculées.

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{uv} = b_{rs} \cdot \mathbf{u}_{rs} + b_{rt} \cdot \mathbf{u}_{rt} + b_{st} \cdot \mathbf{u}_{st} + b_0 \cdot \mathbf{u}_0 \\ \mathbf{u}_{uw} = c_{rs} \cdot \mathbf{u}_{rs} + c_{rt} \cdot \mathbf{u}_{rt} + c_{st} \cdot \mathbf{u}_{st} + c_0 \cdot \mathbf{u}_0 \end{cases} \quad (1.54)$$

Toutes les tensions introduites sont positives et les  $b_{ij}$  sont des coefficients positifs qui représentent une combinaison des rapports cycliques des interrupteurs permettant de connecter  $u_{ij}$  sur la tension composée de sortie  $u_{uv}$ . Ainsi  $b_{rs}$  fait intervenir les rapports cycliques des 4 interrupteurs reliant (r, s) à (u, v). Il en est de même avec les  $c_{ij}$  associés à la tension de sortie  $u_{uw}$ . Les coefficients  $b_0$  et  $c_0$  sont introduits comme le complément des  $b_{ij}$  et  $c_{ij}$  à affecter à une tension nulle afin de ne pas ouvrir les sources de courant et ne pas court-circuiter les sources de tension sur le reste de la période de modulation :

$$\begin{cases} b_{rs} + b_{rt} + b_{st} + b_0 = 1 \\ c_{rs} + c_{rt} + c_{st} + c_0 = 1 \end{cases} \quad (1.55)$$

L'annexe 1 ainsi que [Ish-88] et [Aok-90] montrent qu'en générant des rapports cycliques  $b_{ij}$  et  $c_{ij}$  proportionnels à la tension composée d'entrée qu'ils connectent, les courants moyens sur T sont proportionnels à leurs tensions simples respectives. Cette proportionnalité produit un déphasage nul en entrée. Il est donc nécessaire de définir deux coefficients de proportionnalités  $\alpha$  et  $\beta$ , un pour chaque tension de sortie à produire, tel que défini en (1.56).

$$\begin{cases} b_{rs} = \alpha \cdot \mathbf{u}_{rs} \\ b_{rt} = \alpha \cdot \mathbf{u}_{rt} \\ b_{st} = \alpha \cdot \mathbf{u}_{st} \\ b_0 = 1 - b_{rs} - b_{rt} - b_{st} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} c_{rs} = \beta \cdot \mathbf{u}_{rs} \\ c_{rt} = \beta \cdot \mathbf{u}_{rt} \\ c_{st} = \beta \cdot \mathbf{u}_{st} \\ c_0 = 1 - c_{rs} - c_{rt} - c_{st} \end{cases} \quad (1.56)$$

En introduisant (1.56) dans (1.54), il est possible d'obtenir une équation simplifiée (1.57), permettant à son tour de définir les coefficients de proportionnalités  $\alpha$  et  $\beta$  comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{uv} = \alpha(\mathbf{u}_{rs}^2 + \mathbf{u}_{rt}^2 + \mathbf{u}_{st}^2) \\ \mathbf{u}_{uw} = \beta(\mathbf{u}_{rs}^2 + \mathbf{u}_{rt}^2 + \mathbf{u}_{st}^2) \end{cases} \quad (1.57)$$

$$\begin{cases} \alpha = \mathbf{u}_{uv} / (\mathbf{u}_{rs}^2 + \mathbf{u}_{rt}^2 + \mathbf{u}_{st}^2) \\ \beta = \mathbf{u}_{uw} / (\mathbf{u}_{rs}^2 + \mathbf{u}_{rt}^2 + \mathbf{u}_{st}^2) \end{cases} \quad (1.58)$$

Les relations (1.56) et (1.58) permettent de déterminer la valeur des coefficients  $b_{ij}$  et  $c_{ij}$  (1.59).

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{rs} = \frac{u_{rs} \cdot u_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ b_{rt} = \frac{u_{rt} \cdot u_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ b_{st} = \frac{u_{st} \cdot u_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ b_0 = 1 - b_{rs} - b_{rt} - b_{st} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} c_{rs} = \frac{u_{rs} \cdot u_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ c_{rt} = \frac{u_{rt} \cdot u_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ c_{st} = \frac{u_{st} \cdot u_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ c_0 = 1 - c_{rs} - c_{rt} - c_{st} \end{array} \right. \quad (1.59)$$

Cette position particulière permet de synthétiser les tensions composées de sortie  $u_{uv}$  et  $u_{uw}$  à partir des deux plus grandes tensions composées d'entrée qui sont dans cet intervalle temporel  $u_{rs}$  et  $u_{rt}$ .

Dans un second temps, Ishiguro modifie l'équation (1.54) en utilisant uniquement les deux plus grandes tensions composées d'entrée, à savoir  $u_{rs}$  et  $u_{rt}$  dans la position particulière choisie du réseau. En reprenant cette hypothèse, il simplifie l'équation (1.54) en décomposant la tension composée la plus petite par une différence des deux autres. L'équation (1.60) illustre ce choix :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{uv} = (b_{rs} - b_{st}) \cdot u_{rs} + (b_{rt} + b_{st}) \cdot u_{rt} + b_0 \cdot u_0 \\ u_{uw} = (c_{rs} - c_{st}) \cdot u_{rs} + (c_{rt} + c_{st}) \cdot u_{rt} + c_0 \cdot u_0 \end{array} \right. \quad (1.60)$$

Le choix qu'il effectue ensuite est de connecter en permanence le plus grand potentiel d'entrée en valeur absolue au potentiel de sortie de même signe que le précédent et le plus grand en valeur absolue. De cette façon, le montage se présente pour cette configuration de tension comme un double hacheur DC/DC multiniveaux construisant deux tensions composées de sorties positives à partir de deux tensions composées d'entrées positives. Comme les tensions d'entrée utilisées sont les plus grandes, on sait que ce choix permettra de développer les performances maximales en terme de ratio de transformation  $q$  entre l'entrée et la sortie.

Ce choix se traduit, dans cette position particulière, par la connexion du potentiel commun des tensions d'entrée  $r$  au potentiel commun des tensions de sortie  $u$ . Il en découle un blocage de la cellule  $u$  avec la fermeture permanente de l'interrupteur reliant  $r$  et  $u$  ( $m_{ru}=1$ ), comme le montre la Figure 1-34, créant ainsi une modulation de type "Flat Top". Cette terminologie est proposée et est un choix particulier de modulation du convertisseur matriciel, de la même manière que pour un onduleur de tension on bloque un bras en utilisant une modulation de type Flat Top. Ce choix permet de réduire les possibilités de connexion des  $b_{ij}$  et  $c_{ij}$ , car le rapport cyclique  $m_{ru}$  est forcé à 1 pour cette configuration particulière de tensions. La cellule  $u$  étant bloquée avec le potentiel de sortie connecté au potentiel d'entrée  $r$ , la tension  $u_{rr}$  intervient naturellement comme tension nulle. La phase de roue libre est par conséquent réalisée par court-circuit sur le potentiel de sortie  $r$ .

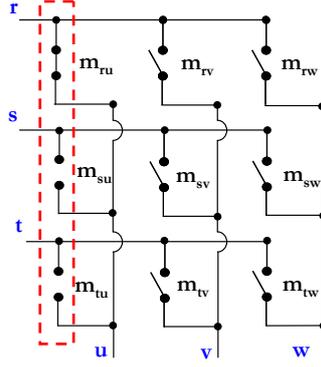


Figure 1-34 : Blocage d'une cellule du convertisseur matriciel.

Les termes  $b_0$  et  $c_0$  sont donc liés au potentiel  $r$ .

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{uv} = (b_{rs} - b_{st}) \cdot u_{rs} + (b_{rt} + b_{st}) \cdot u_{rt} + b_0 \cdot u_{rr} \\ \mathbf{u}_{uw} = (c_{rs} - c_{st}) \cdot u_{rs} + (c_{rt} + c_{st}) \cdot u_{rt} + c_0 \cdot u_{rr} \end{cases} \quad (1.61)$$

Avec les égalités suivantes

$$\begin{cases} m_{rv} = b_0 & m_{rw} = c_0 \\ m_{sv} = (b_{rs} - b_{st}) & m_{sw} = (c_{rs} - c_{st}) \\ m_{tv} = (b_{rt} + b_{st}) & m_{tw} = (c_{rt} + c_{st}) \end{cases} \quad (1.62)$$

Ces hypothèses permettent de définir les valeurs des rapports cycliques décrites en (1.63), à appliquer au convertisseur matriciel dans le cas de figure choisi.

$$\begin{cases} m_{ru} = 1 \\ m_{su} = 0 \\ m_{tu} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} m_{rv} = 1 - m_{sv} - m_{tv} \\ m_{sv} = \frac{(u_{rs} - u_{st}) \cdot \mathbf{u}_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ m_{tv} = \frac{(u_{st} - u_{tr}) \cdot \mathbf{u}_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} m_{rw} = 1 - m_{sw} - m_{tw} \\ m_{sw} = \frac{(u_{rs} - u_{st}) \cdot \mathbf{u}_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ m_{tw} = \frac{(u_{st} - u_{tr}) \cdot \mathbf{u}_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \end{cases} \quad (1.63)$$

Les deux plus grandes tensions composées d'entrée  $u_{rs}$  et  $u_{rt}$ , étant seulement utilisées, l'équation précédente est modifiée en décomposant  $u_{st}$ .

$$\begin{cases} m_{ru} = 1 \\ m_{su} = 0 \\ m_{tu} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} m_{rv} = 1 - m_{sv} - m_{tv} \\ m_{sv} = \frac{(2u_{rs} - u_{rt}) \cdot \mathbf{u}_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ m_{tv} = \frac{(2u_{rt} - u_{rs}) \cdot \mathbf{u}_{uv}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} m_{rw} = 1 - m_{sw} - m_{tw} \\ m_{sw} = \frac{(2u_{rs} - u_{rt}) \cdot \mathbf{u}_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \\ m_{tw} = \frac{(2u_{rt} - u_{rs}) \cdot \mathbf{u}_{uw}}{u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2} \end{cases} \quad (1.64)$$

Cette méthode permet d'atteindre le ratio de transformation  $q$  maximal et conserve un système de tension sinusoïdal en sortie ainsi qu'une puissance instantanée constante lorsque le réseau d'entrée est déséquilibré et/ou pollué par des harmoniques. Cette méthode de calcul de la matrice de conversion est intéressante car elle permet de calculer aisément les neuf rapports cycliques.

Les formules précédemment établies sont valides pour le choix prédéfini des niveaux de tension entrée/sortie (Figure 1-32). Pour les autres zones, il faut procéder de façon similaire pour obtenir l'expression des rapports cycliques. Il existe 36 possibilités de zone de fonctionnement différentes et

donc 36 systèmes d'équations. Ces équations sont toujours les mêmes mais leur affectation aux différents rapports cycliques, évolue en fonction des zones de fonctionnement. Nous montrerons dans le chapitre 2, comment la notion de convertisseur matriciel "virtuel" permet d'utiliser la relation (1.64) quelle que soit la zone considérée.

- Modulateur MLI.

A. Ishiguro a proposé une modulation par comparaison de deux rapports cycliques d'une cellule de commutation à une même porteuse. Ces comparaisons sont indépendantes l'une de l'autre et engendrent deux signaux de contrôle ( $comp_1$  et  $comp_2$ ) qui sont ensuite introduits dans un dispositif de logique combinatoire permettant de définir les fonctions de connexion de la cellule du modulateur comme le montre la Figure 1-35.

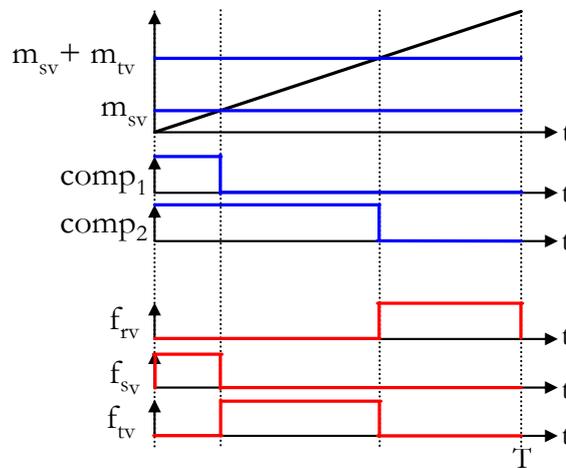


Figure 1-35 : Génération de la modulation par comparaison.

Ce modulateur peut être utilisé quel que soit la méthode de calcul de la matrice de conversion  $[M]$ . Il permet de convertir facilement la matrice de conversion  $[M]$  en une matrice de connexion  $[F]$ .

Les éléments nécessaires à l'implantation de la méthode d'Ishiguro sont schématisés Figure 1-36.

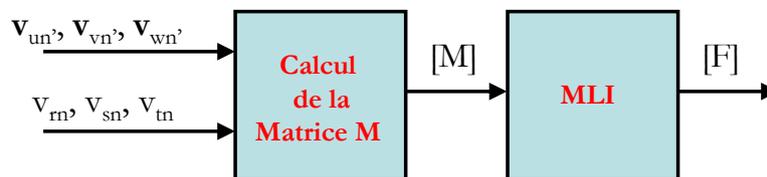


Figure 1-36 : Synoptique de la modulation Ishiguro.

### I.5.b. Méthodes vectorielles

#### I.5.b.i. Méthode du vecteur spatial

Le concept de modulation vectorielle (SVM), connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borojević en 1989 [Hub-89]. Cette approche permet de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge mais aussi les courants à prélever au réseau d'entrée.

- Représentations des grandeurs de référence dans le plan vectoriel :

En appliquant les équations (1.65), il est possible de construire le vecteur de référence des tensions de sortie,  $\underline{v}_S$ , et le vecteur de référence des courants d'entrée  $\underline{i}_E$  dans le plan complexe.

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_S &= \frac{2}{3}(\underline{v}_{un'} + a \cdot \underline{v}_{vn'} + a^2 \cdot \underline{v}_{wn'}) = V_S e^{j\alpha_S} \\ \underline{i}_E &= \frac{2}{3}(\underline{i}_r + a \cdot \underline{i}_s + a^2 \cdot \underline{i}_t) = I_E e^{j\beta_E} \end{aligned} \right\} \text{avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.65)$$

Les vecteurs  $\vec{v}_S$  et  $\vec{i}_E$  ont une longueur (amplitude  $V_S$  et  $I_E$ ), un angle ( $\alpha_S$  et  $\beta_E$ ) et fréquence (vitesse de rotation dans l'espace vectoriel) définis par leur consigne.

- Représentation des états du convertisseur dans le plan vectoriel :

Le fonctionnement du convertisseur matriciel impose un seul interrupteur passant par phase de sortie. Cela conduit à vingt-sept états possibles pour les interrupteurs du convertisseur. En appliquant de nouveau les équations (1.65), il est possible de déterminer le vecteur tension de sortie et courant d'entrée pour chaque état du convertisseur matriciel.

L'amplitude et la phase de ces vecteurs, pour toutes les configurations possibles, sont exposées dans le Tableau 1-3. Les notations abrégées des états du convertisseur, correspondant à trois chiffres, sont données dans ce même tableau. Chaque chiffre correspond à la connexion d'une cellule avec le chiffre 1 pour une connexion sur r, 2 pour s et 3 pour t. Le premier chiffre correspond à la cellule u, le second à v et le troisième à w.

Comme le montre le Tableau 1-3, les vingt sept états possibles du convertisseur peuvent être décomposés en trois groupes :

**Groupe I**: constitué de 18 combinaisons, ce groupe crée des vecteurs ayant une direction fixe (angles constants décalé de  $\pm 120^\circ$ ) mais avec une amplitude qui varie avec les tensions d'entrée et/ou les courants de sortie. Ces combinaisons résultent de l'utilisation d'une seule tension composée d'entrée. Elles sont donc générées par la connexion de deux phases de sortie à un même potentiel d'entrée.

**Groupe II:** constitué de 3 états, ce groupe crée une roue libre sur la charge. Ces combinaisons sont générées par la connexion des trois phases de sortie sur la même phase d'entrée, engendrant des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls.

**Groupe III:** les six dernières combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte (par exemple r sur u, s sur v et t sur w). Ces états engendrent la création de vecteurs tournants d'amplitude constante. La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes. Ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle.

Les deux vecteurs de références ainsi que les deux premiers groupes de vecteurs sont représentés dans les deux plans complexes en Figure 1-37. Le premier plan complexe donne une représentation du vecteur tension de sortie  $\vec{v}_s$  tandis que le second donne celui du courant d'entrée  $\vec{i}_E$ . Ils permettent de définir 6 secteurs, nommé  $k_v$  pour la tension et  $k_i$  pour le courant.

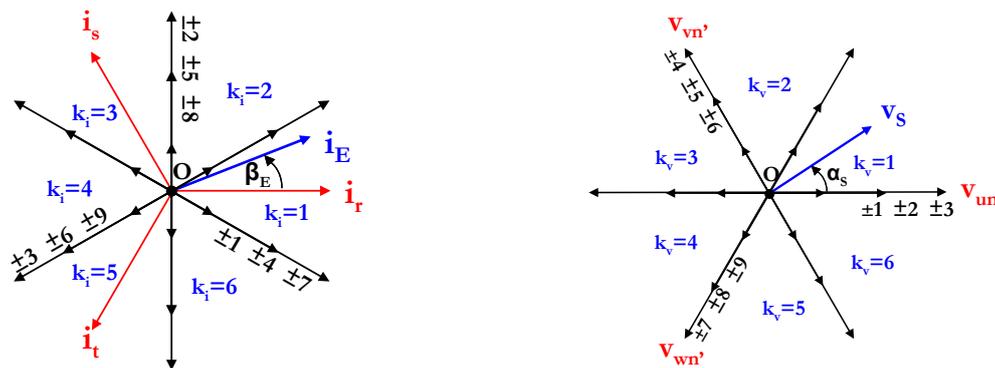


Figure 1-37 : Diagrammes vectoriels de la SVM.

A chaque période d'échantillonnage, les vecteurs de référence sont synthétisés à l'aide des vecteurs adjacents. Pour un onduleur, ce processus est très simple car il n'y a que huit états possibles ( $2^3 = 8$ , deux états possibles par bras et trois phases). La situation avec un convertisseur matriciel est plus complexe car il y a vingt sept états possibles, de plus l'amplitude des tensions d'entrée et des courants de sorties sont variables dans le temps.

Configurations	Etats du convertisseur	$3/2 V_S$	$\alpha_S$	$\sqrt{3}/2 I_E$	$\beta_E$	type d'état	
+1		122	$u_{rs}$	0	$i_u$	$-\pi/6$	Actif
-1		211	$-u_{rs}$	0	$i_u$	$-\pi/6$	Actif
+2		233	$u_{st}$	0	$i_u$	$\pi/2$	Actif
-2		322	$-u_{st}$	0	$i_u$	$\pi/2$	Actif
+3		311	$u_{tr}$	0	$i_u$	$7\pi/6$	Actif
-3		133	$-u_{tr}$	0	$i_u$	$7\pi/6$	Actif
+4		212	$u_{rs}$	$2\pi/3$	$i_v$	$-\pi/6$	Actif
-4		121	$-u_{rs}$	$2\pi/3$	$i_v$	$-\pi/6$	Actif
+5		323	$u_{st}$	$2\pi/3$	$i_v$	$\pi/2$	Actif
-5		232	$-u_{st}$	$2\pi/3$	$i_v$	$\pi/2$	Actif
+6		131	$u_{tr}$	$2\pi/3$	$i_v$	$7\pi/6$	Actif
-6		313	$-u_{tr}$	$2\pi/3$	$i_v$	$7\pi/6$	Actif
+7		221	$u_{rs}$	$4\pi/3$	$i_w$	$-\pi/6$	Actif
-7		112	$-u_{rs}$	$4\pi/3$	$i_w$	$-\pi/6$	Actif
+8		332	$u_{st}$	$4\pi/3$	$i_w$	$\pi/2$	Actif
-8		223	$-u_{st}$	$4\pi/3$	$i_w$	$\pi/2$	Actif
+9		113	$u_{tr}$	$4\pi/3$	$i_w$	$7\pi/6$	Actif
-9		331	$-u_{tr}$	$4\pi/3$	$i_w$	$7\pi/6$	Actif
$O_r$		111	0	-	0	-	Nul
$O_s$		222	0	-	0	-	Nul
$O_t$		333	0	-	0	-	Nul
$R_{d1}$		123	-	-	-	-	Tournant
$R_{d2}$		231	-	-	-	-	Tournant
$R_{d3}$		312	-	-	-	-	Tournant
$R_{i1}$		132	-	-	-	-	Tournant
$R_{i2}$		213	-	-	-	-	Tournant
$R_{i3}$		321	-	-	-	-	Tournant

Tableau 1-3 : Liste des 27 états du convertisseur matriciel.

- Choix des états utiles :

Quel que soit le secteur des vecteurs de référence, chacune des références peut être construite à l'aide de six vecteurs adjacents. L'utilisation d'un vecteur adjacent non commun aux deux diagrammes engendre une perturbation au sein de la grandeur construite par le diagramme n'utilisant pas ce vecteur. Par conséquent, il est impératif de synthétiser les grandeurs de références à l'aide des quatre vecteurs adjacents communs aux deux diagrammes. Par exemple, quand  $\vec{v}_s$  est dans le secteur 1, les configurations 1, 2, 3, 7, 8 et 9 peuvent être utilisées pour le composer. Si, au même instant,  $\vec{i}_E$  se situe dans le secteur 1, il peut être synthétisé par les vecteurs 1, 4, 7, 3, 6, 9. Pour composer les deux vecteurs simultanément, seuls les vecteurs 1, 3, 7 et 9 sont communs et seront donc utilisés. Ces quatre vecteurs utilisent systématiquement les deux tensions composées les plus grandes d'entrée à cet instant donné, nommées  $U_1$  et  $U_2$ . Quant au choix du signe des vecteurs à appliquer, il est défini par le produit des signes générés par le sens du vecteur dans les deux diagrammes. Par exemple pour le vecteur 3, le diagramme en tension indique un signe positif tandis que celui en courant un négatif, par conséquent, le vecteur utilisé sera le -3.

Les quatre vecteurs actifs sélectionnés dans un secteur sont nommés  $A_k$  ou  $B_k$  en fonction de la direction des vecteurs tensions de sortie qu'ils génèrent. Les vecteurs  $A_1$  et  $B_1$  connectent la tension composée  $U_1$  sur les phases du moteur, et  $A_2$  et  $B_2$  connectent  $U_2$  au moteur. La sélection des quatre vecteurs à choisir ainsi que leur position dans la modulation, suivant le secteur de  $k_v$  et  $k_i$ , est définie au Tableau 1-4.

		$k_v$													
		Secteurs				1				2				3	
$k_i$	1	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4		
	2	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6		
	3	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5		
	4	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4		
	5	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6		
	6	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5		
		$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$	$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$	$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$		

		$k_v$													
		Secteurs				4				5				6	
$k_i$	1	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4		
	2	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6		
	3	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5		
	4	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4		
	5	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6		
	6	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5		
		$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$	$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$	$A_1$	$A_2$	$B_1$	$B_2$		

Tableau 1-4 : Sélection des états suivant le secteur de  $k_v$  et  $k_i$ .

- Calcul des rapports cycliques des vecteurs à utiliser.

A chaque instant, les vecteurs de référence ( $v_s$  et  $i_E$ ) sont décomposés en leurs composantes,  $v_s'$ ,  $v_s''$  et  $i_E'$ ,  $i_E''$ , sur les directions des vecteurs adjacents, comme le montre la Figure 1-38, tel que :

$$\begin{aligned}
 v_s' &= |A_1|\delta_I + |A_2|\delta_{II} \\
 v_s'' &= |B_1|\delta_{III} + |B_2|\delta_{IV} \\
 i_E' &= |A_1|\delta_I + |B_1|\delta_{III} \\
 i_E'' &= |A_2|\delta_{II} + |B_2|\delta_{IV}
 \end{aligned}
 \tag{1.66}$$



Figure 1-38 : Décomposition des vecteurs de référence.

Les  $\delta_i$  sont les rapports cycliques d'utilisation des vecteurs  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  ou  $B_2$  pour construire les vecteurs de référence  $v_s$  et  $i_E$ . Afin de déterminer ces quatre inconnues ( $\delta_I$ ,  $\delta_{II}$ ,  $\delta_{III}$  et  $\delta_{IV}$ ), le système de quatre équations (1.66) doit être résolu. Il n'a pas de solution unique car ses équations sont liées par la conservation de la puissance instantanée de part et d'autre du convertisseur matriciel.

Un choix habituellement effectué dans les modulations vectorielles pour lever cette indétermination est de rendre les deux vecteurs  $|A_1|\delta_I + |A_2|\delta_{II}$  et  $|B_1|\delta_{III} + |B_2|\delta_{IV}$  colinéaires à  $i_E$ . Ceci est défini par la relation (1.67):

$$\begin{aligned}
 (|A_1|\delta_I + |A_2|\delta_{II})je^{j\beta_E\frac{\pi}{3}} &= 0 \\
 (|B_1|\delta_{III} + |B_2|\delta_{IV})je^{j\beta_E\frac{\pi}{3}} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.67}$$

Les rapports cycliques  $\delta_i$  sont définis par (1.68) où  $q$  est toujours le ratio de transformation défini en (1.40),  $\tilde{\alpha}_o$  et  $\tilde{\beta}_i$  sont respectivement les angles entre les vecteurs  $\vec{v}_s$  et  $\vec{i}_E$  avec le milieu du secteur dans lequel il se trouve (Figure 1-38).

$$\begin{aligned}
 \delta_I &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i} \\
 \delta_{II} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i} \\
 \delta_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_i} \\
 \delta_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_i}
 \end{aligned} \tag{1.68}$$

Il est ensuite nécessaire de définir le rapport cyclique  $\delta_o$  donnant le temps d'application de la roue libre. Ce rapport cyclique, défini en (1.69), permet de compléter la période de modulation et respecte ainsi la règle définie en (1.17). Il peut être réparti librement sur les trois vecteurs nuls du convertisseur matriciel ( $O_p$ ,  $O_s$  et/ou  $O_t$ ).

$$\delta_o = 1 - (\delta_I + \delta_{II} + \delta_{III} + \delta_{IV}) \tag{1.69}$$

Le choix d'un seul état nul ( $O_p$ , ou  $O_s$  ou  $O_t$ ) est classique. Cela permet de limiter le nombre de vecteurs utiles réduisant par là le nombre de commutation et donc les pertes par commutation.

- Création de la modulation

La modulation vectorielle "généralisée" du convertisseur matriciel utilise donc les quatre vecteurs actifs  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  et  $B_2$ , complétés par un à trois vecteurs nuls  $O_1$ ,  $O_2$  et  $O_3$ , comme le montre la Figure 1-39 [Cas-02 ; Oli-06]. Son séquençement est unique et est choisi de façon à ne créer qu'une et une seule commutation à chaque changement de vecteur. Les trois vecteurs nuls ( $O_p$ ,  $O_s$  et  $O_t$ ) peuvent alors être insérés dans ce séquençement de façon à respecter la règle de commutation unique. Selon le secteur kv considéré, le positionnement temporel des états nuls  $O_p$ ,  $O_s$  et  $O_t$  dans le séquençement doit être adapté. Aussi, on a défini  $O_1$ ,  $O_2$  et  $O_3$  comme étant les 3 vecteurs nuls permettant de respecter cette règle de la façon suivante. L'état nul  $O_2$  est créé sur le potentiel d'entrée commun à  $U_1$  et  $U_2$  et peut donc être égal à  $O_p$ ,  $O_s$  et  $O_t$  selon le secteur considéré. Il permet ainsi de limiter à une seule commutation la transition d'un état  $B_1$  ou  $B_2$  à cet état nul  $O_2$ . De même, l'état nul  $O_1$  est créé sur l'autre potentiel de  $U_1$  et l'état nul  $O_3$  est créé sur l'autre potentiel de  $U_2$ .

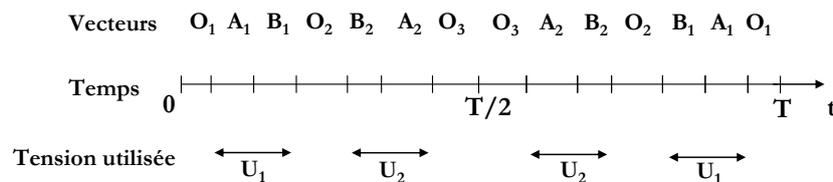


Figure 1-39 : Séquençement de la modulation vectorielle "généralisée".

Le choix d'utiliser uniquement la phase de roue libre  $O_2$  (Figure 1-40) permet de bloquer une des trois cellules du convertisseur matriciel créant ainsi la modulation de type "Flat Top"[Lab-07].

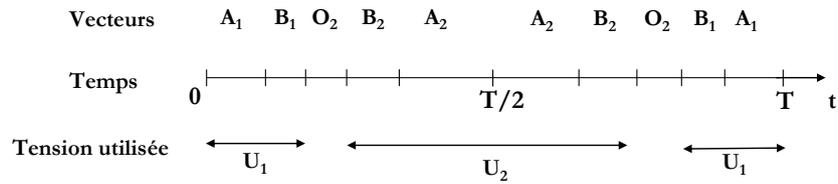


Figure 1-40 : Séquencement de la modulation vectorielle "Flat Top".

Les éléments nécessaires à cette modulation sont schématisés Figure 1-41.

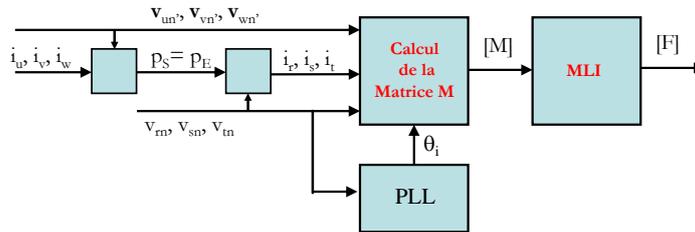


Figure 1-41 : Schéma de la modulation SVM.

Remarques : Une autre méthode est aussi proposée dans la littérature pour générer une modulation dite vectorielle. Cette méthode utilise le calcul de la matrice de conversion [M] obtenue à l'aide de la modulation vectorielle combiné au modulateur MLI de la modulation d'Ishiguro [ISH-91]. La matrice de modulation [M] est calculée à l'aide de l'équation (1.70). La matrice [M] est la somme des matrices de connexion [F<sub>i</sub>] de chaque état utilisé et multiplié par le rapport cyclique ( $\delta_i$ ) appliqué à cet état.

$$[M] = \delta_o [F_o] + \delta_I [F_I] + \delta_{II} [F_{II}] + \delta_{III} [F_{III}] + \delta_{IV} [F_{IV}] \quad (1.70)$$

La matrice [M] est alors injectée dans le modulateur MLI d'Ishiguro, précédemment présenté. L'application de méthode de modulation applique les fonctions de connexion cellule par cellule. Cette méthode n'utilise pas systématiquement les états préconisés par la méthode vectorielle et la commutation unique à chaque changement d'état n'est pas forcément réalisée.

I.5.b.ii. Méthode indirecte

La modulation dite indirecte du vecteur spatial (indirect SVM) a été proposée par Borojević [Hub-95] en 1989 où le convertisseur matriciel est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant à un onduleur de tension connecté par liaison continue virtuelle comme présenté dans la Figure 1-42. Les deux étages de puissance sont directement reliés par leurs cotés continus et sont bidirectionnels en puissance. Le principe de fonctionnement de la SVM indirecte est illustré par une approche graphique [Cha-04 ; Nie-96].

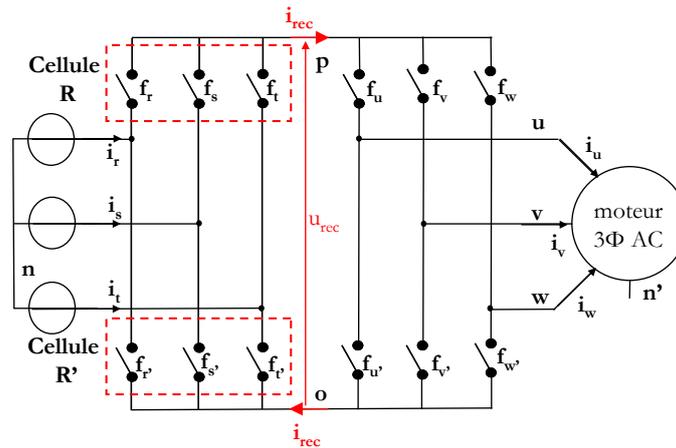


Figure 1-42 : Schéma équivalent du convertisseur matriciel pour “modulation indirecte”.

L'idée de base de la technique de modulation indirecte est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie. Cela est possible en dissociant le contrôle des deux convertisseurs en utilisant la relation (1.27) pour régénérer la matrice des rapports cycliques  $m_{ij}$ .

• Définition des grandeurs intermédiaires:

Cette méthode utilise des diagrammes vectoriels semblables à ceux présentés précédemment, en introduisant un étage intermédiaire. Il est donc utile de définir les grandeurs intermédiaires instantanées ( $u_{rec}$  et  $i_{rec}$ ). Cette définition passe par un bilan de puissance pour chaque étage car ce convertisseur ne possède pas d'élément de stockage. Par conséquent, si les pertes sont négligées, la puissance d'entrée est égale à celle de sortie.

$$\left. \begin{aligned} P_{rec} &= u_{rec} \cdot i_{rec} \\ P_E &= \frac{3}{2} V_E \cdot I_E \\ P_S &= \frac{3}{2} V_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \end{aligned} \right\} \text{donc} \left\{ \begin{aligned} u_{rec} &= \frac{3}{2} V_E \cdot m_C \text{ avec } m_C = \frac{I_E}{i_{rec}} \\ i_{rec} &= \frac{3}{2} I_S \cdot m_V \cdot \cos(\varphi_S) \text{ avec } m_V = \frac{V_S}{u_{rec}} \end{aligned} \right. \quad (1.71)$$

Le produit des ratios  $m_V$  et  $m_C$  génère le ratio de transformation  $q$  du convertisseur matriciel. Ce produit engendre un degré de liberté quant aux choix de la balance entre ces deux ratios. Le ratio  $m_C$  est arbitrairement choisi égal à un, permettant de rendre le ratio  $m_V$  égal à  $q$ .

- Le contrôle du redresseur :

La partie redresseur du circuit équivalent de la Figure 1-42 peut être assimilée à un redresseur alimentant une source de courant continu,  $i_{rec}$ . Les lois électriques présentées précédemment pour le convertisseur matriciel “double étage” sont utilisées.

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (1.72)$$

Les vecteurs courant moyen et tension d'entrée sont définis par la transformation (1.73).

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_E &= \frac{2}{3}(v_m + a \cdot v_{sn} + a^2 \cdot v_m) \\ \underline{i}_E &= \frac{2}{3}(i_r + a \cdot i_s + a^2 \cdot i_t) \end{aligned} \right\} \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.73)$$

Le redresseur possède neuf états possibles, évitant les court-circuits de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente du bus DC (Tableau 1-5). Ces états créent ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté Figure 1-43. Le vecteur  $i_E$  est pris colinéaire au vecteur  $v_E$ , afin de ne créer aucun déphasage à l'entrée.

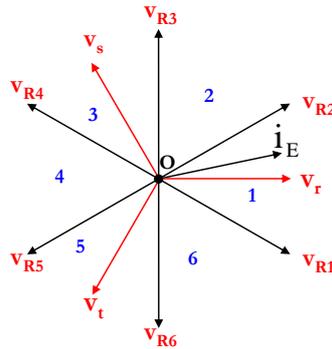


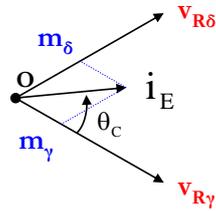
Figure 1-43 : Diagramme vectoriel d'entrée.

La Figure 1-44 montre la référence du vecteur courant entrée  $i_E$  dans un secteur de l'hexagone. Ce vecteur est synthétisé par projection sur les deux vecteurs adjacents  $V_{R\gamma}$  et  $V_{R\delta}$  avec un rapport cyclique respectif égal à  $m_\gamma$  et  $m_\delta$ .

$$\begin{cases} m_\gamma = m_c \cdot \sin(\theta_c) \\ m_\delta = m_c \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_c) \end{cases} \quad (1.74)$$

Vecteurs		Etats		$i_r$	$i_s$	$i_t$	$ i_E $	$\varphi_E$	$u_{rec}$
Actifs	$V_{R1}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$		$i_{rec}$	$-i_{rec}$	0	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$-\pi/6$	$u_{rs}$
	$V_{R2}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$		$i_{rec}$	0	$-i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$\pi/6$	$-u_{tr}$
	$V_{R3}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$		0	$i_{rec}$	$-i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$\pi/2$	$u_{st}$
	$V_{R4}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		$-i_{rec}$	$i_{rec}$	0	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$5\pi/6$	$-u_{rs}$
	$V_{R5}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		$-i_{rec}$	0	$i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$-5\pi/6$	$u_{tr}$
	$V_{R6}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$		0	$-i_{rec}$	$i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{rec}$	$-\pi/2$	$-u_{rs}$
Nuls	$V_{R0}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$			0		0

Tableau 1-5 : Les 9 états du redresseur de la modulation indirecte.


 Figure 1-44 : Projection du vecteur  $i_E$ .

Le vecteur de référence peut être exprimé par combinaison des 2 vecteurs modulés par les rapports cycliques correspondants (1.75).

$$\underline{i_E} = m_\gamma \cdot V_{R\gamma} + m_\delta \cdot V_{R\delta} \quad (1.75)$$

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs moyennes produites par le redresseur

$$[M_{red}] = (m_\gamma \cdot V_{R\gamma} + m_\delta \cdot V_{R\delta}) \quad (1.76)$$

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [M_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [M_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (1.77)$$

- Le contrôle de l'onduleur :

L'onduleur de tension est alimenté par  $u_{rec}$  et débite sur un moteur. Les lois électriques présentées précédemment pour le convertisseur matriciel "double étage" peuvent être réutilisées.

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1.78)$$

Les vecteurs tension de référence et courant de sortie sont définis par la transformation (1.79).

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_S &= \frac{2}{3} (v_{un'} + a \cdot v_{vn'} + a^2 \cdot v_{wn'}) \\ \underline{i}_S &= \frac{2}{3} (i_u + a \cdot i_v + a^2 \cdot i_w) \end{aligned} \right\} \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.79)$$

L'onduleur possède huit états distincts, présentés dans le Tableau 1-6, évitant les courts-circuits du bus DC équivalent et les circuits ouverts des phases du moteur, créant ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté à la Figure 1-45. Deux de ces états sont des états nuls, produisant ainsi une phase de roue libre sur le moteur.

Vecteurs	Etats	$v_{un'}$	$v_{vn'}$	$v_{wn'}$	$ v_S $	$\varphi_S$	$i_{rec}$	
Actifs	$V_{O1}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	0	$i_u$
	$V_{O2}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$\pi/3$	$-i_w$
	$V_{O3}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$2\pi/3$	$i_v$
	$V_{O4}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$\pi$	$-i_u$
	$V_{O5}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-2\pi/3$	$i_w$
	$V_{O6}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-\pi/3$	$-i_v$
Nuls	$V_{O0}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ ou $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$			0		0	

Tableau 1-6 : Liste des 6 états de l'onduleur de la modulation indirecte.

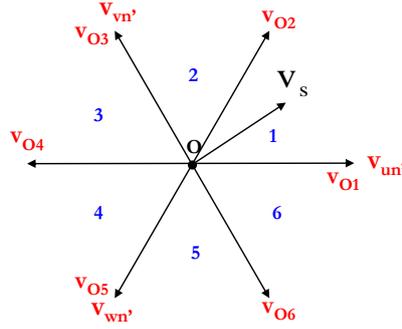
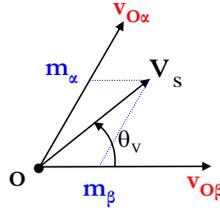


Figure 1-45 : Diagramme vectoriel de sortie.

La Figure 1-46 montre la référence du vecteur tension de sortie  $v_s$  dans un secteur de l'hexagone. Ce vecteur est synthétisé par projection sur les deux vecteurs adjacents  $V_{O\alpha}$  et  $V_{O\beta}$  avec un rapport cyclique  $m_\alpha$  et  $m_\beta$ , respectivement.

$$\underline{v}_s = m_\alpha \cdot V_{O\alpha} + m_\beta \cdot V_{O\beta} \quad (1.80)$$

$$\begin{cases} m_\alpha = m_v \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \\ m_\beta = m_v \cdot \sin(\theta_v) \end{cases} \quad (1.81)$$


 Figure 1-46 : Projection de la tension de référence  $v_s$ .

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs produites par l'onduleur

$$[M_{ond}] = (m_\alpha \cdot V_{O\alpha} + m_\beta \cdot V_{O\beta}) \quad (1.82)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [M_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1.83)$$

La matrice de conversion  $[M]$  du convertisseur matriciel est produite par une fusion des commandes de l'onduleur avec celui du redresseur par l'équation (1.84).

$$[M] = (m_\alpha \cdot V_{O\alpha}^T + m_\beta \cdot V_{O\beta}^T) \cdot (m_\gamma \cdot V_{R\gamma} + m_\delta \cdot V_{R\delta}) \quad (1.84)$$

Il suffit ensuite de compléter la matrice  $[M]$  avec un état nul pour que la somme de chaque colonne soit égale à 1 et respecte ainsi la nature des sources.

$$[M] = (m_\alpha \cdot V_{O\alpha}^T + m_\beta \cdot V_{O\beta}^T) \cdot (m_\gamma \cdot V_{R\gamma} + m_\delta \cdot V_{R\delta}) + m_0 V_0 \quad (1.85)$$

- Le contrôle du convertisseur matriciel :

Cette méthode permet de contrôler aussi bien les convertisseurs matriciels que les convertisseurs matriciels “double étage”. La première méthode de modulation du convertisseur indirect est semblable à la modulation par séquençement de la modulation vectorielle.

$$[M] = \begin{cases} (m_\alpha \cdot m_\gamma \cdot V_{O\alpha}^T \cdot V_{R\gamma}) + (m_\alpha \cdot m_\delta \cdot V_{O\alpha}^T \cdot V_{R\delta}) \\ + (m_\beta \cdot m_\gamma \cdot V_{O\beta}^T \cdot V_{R\gamma}) + (m_\beta \cdot m_\delta \cdot V_{O\beta}^T \cdot V_{R\delta}) \end{cases} \quad (1.86)$$

J. W. Kolar a montré que l'utilisation des deux plus grandes tensions composées d'entrée permet de bloquer une cellule du redresseur [Kol-02]. Il a proposé de contrôler les ordres de l'autre cellule par modulation de type largeur d'impulsion (MLI) comme le présente la Figure 1-47. Par exemple si la cellule R est bloquée et  $f_r$  à un, le redresseur produit une modulation uniquement entre  $f_s$  et  $f_r$ . Cette modulation est générée par la comparaison de  $m_s$  ou  $m_r$  (rapports cycliques des fonctions de connexion  $f_s$  et  $f_r$ ), déduite de l'équation (1.76), avec une porteuse en dent de scie. Le contrôle de l'onduleur est semblable à celui d'un onduleur classique, comparant un rapport cyclique de chaque bras de l'onduleur, calculé en (1.82), avec une porteuse triangulaire impérativement synchronisée sur la commutation du redresseur, comme le montre la Figure 1-47. Cette méthode présente l'inconvénient d'utiliser nécessairement une porteuse asymétrique possédant des pentes variables qui dépendent de la commande du redresseur [Loh-09].

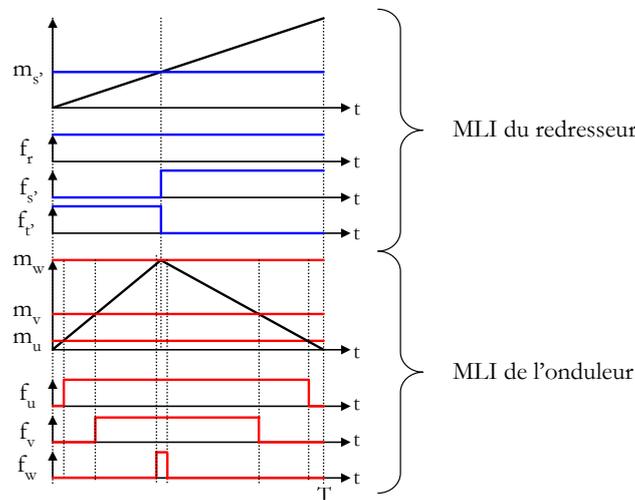


Figure 1-47 : MLI du convertisseur indirect.

Il est possible avec l'équation (1.86) de générer le contrôle séquentiel du convertisseur matriciel. Cette équation produit un résultat identique à celui de l'équation finale de la SVM, réécrite en (1.87), mais ici chaque rapport cyclique  $\delta$  de la SVM correspond au produit de deux rapports cycliques de la modulation indirecte ( $m_\gamma$  et  $m_\alpha$ ). Il en est de même pour les états du convertisseur matriciel, ceux-ci étant le produit d'un état du redresseur par celui de l'onduleur.

$$[M] = \delta_0 [F_0] + \delta_I [F_I] + \delta_{II} [F_{II}] + \delta_{III} [F_{III}] + \delta_{IV} [F_{IV}] \quad (1.87)$$

L'utilisation de la MLI proposée par Ishiguro est encore possible en réalisant le calcul complet de l'équation (1.87). Cependant, les fonctions de connexion sont appliquées cellule par cellule. Cette méthode de modulation n'utilise pas systématiquement les états préconisés par la méthode vectorielle. L'application de ce type de modulation ne génère pas une modulation de type vectoriel.

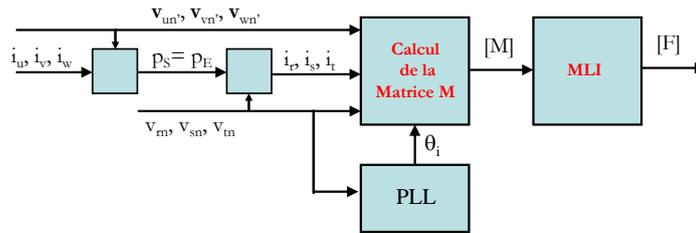


Figure 1-48 : Schéma de la modulation vectorielle indirecte.

### I.5.c. Conclusion sur les méthodes de modulation

Ces stratégies de modulation génèrent la matrice  $[M]$  des rapports cycliques  $m_{ij}$  du convertisseur matriciel. Ces différentes méthodes se distinguent par le choix des phases de roue libre (choix du vecteur nul). Ce choix est délibéré dans les stratégies vectorielles (où les états sont parfaitement définis) et masqués dans les stratégies scalaires. Il en résulte que toutes les matrices de modulation sont similaires au choix du/des vecteurs nuls près.

## I.6. Conclusion

Ce chapitre a présenté la topologie des variateurs de vitesse classiquement utilisée dans l'industrie avec ses avantages, ses inconvénients mais aussi des solutions possibles pour dépasser ces problèmes ou ces limites. Les topologies, contraintes et limites des convertisseurs matriciels et matriciels "double étage" ont été introduites, exposant la possibilité de l'utilisation de celles-ci pour la variation de vitesse des machines triphasées. Les associations de semi-conducteurs nécessaires au bon fonctionnement de ce type de convertisseur sont explicitées en mettant en avant quelques un des assemblages intéressants mais aussi en écartant d'autres solutions pour la suite de l'étude. Ce chapitre présente une synthèse des méthodes de modulation des convertisseurs matriciels disponibles dans la littérature en montrant leurs qualités mais aussi leurs défauts.

Le chapitre suivant va présenter:

- une nouvelle modulation utilisant une méthode de calcul de la matrice de conversion  $[M]$  plus accessible.

- un modulateur naturel MLI créant une modulation équivalente aux stratégies vectorielles du convertisseur matriciel et utilisant les degrés de liberté associés à cette structure.

Cette méthode de modulation sera ensuite étendue afin de commander le convertisseur matriciel “indirect” de façon identique au convertisseur matriciel. Ceci permettra de calculer et de comparer les pertes siliciums de ces deux structures.

***CHAPITRE 2 : Modulation naturelle des  
convertisseurs AC/AC sans stockage***



<b>CHAPITRE 2 : MODULATION NATURELLE DES CONVERTISSEURS AC/AC SANS STOCKAGE .....</b>	<b>59</b>
<b><i>II.1. Introduction.....</i></b>	<b>63</b>
<b><i>II.2. Méthode de modulation proposée .....</i></b>	<b>63</b>
II.2.a. Matrice de conversion.....	64
II.2.a.i. Contraintes générant la matrice de conversion type .....	64
II.2.a.ii. Convertisseur "virtuel".....	65
II.2.a.iii. Génération de la matrice de conversion réelle.....	68
II.2.a.iv. Simulations .....	69
II.2.a.v. Fonctionnement sous réseau d'entrée déséquilibré.....	71
II.2.b. Le modulateur, générateur de la matrice de connexion.....	71
II.2.b.i. Modulateur type d'une cellule de commutation .....	72
II.2.b.ii. Modulation vectorielle Flat Top des convertisseurs matriciels.....	73
II.2.b.iii. Généralisation du modulateur.....	74
II.2.b.iv. Simulations .....	76
II.2.c. Validation expérimentale de la modulation .....	77
II.2.d. Conclusion.....	79
<b><i>II.3. Généralisation de la matrice de conversion [M] .....</i></b>	<b>79</b>
II.3.a. Génération de la matrice de conversion sans roue libre.....	80
II.3.b. Introduction de phases de roue libre.....	80
II.3.c. Conclusion.....	82
<b><i>II.4. Amélioration / modification de la modulation .....</i></b>	<b>82</b>
II.4.a. Roue libre et degrés de liberté de la modulation.....	82
II.4.a.i. Choix de la phase de roue libre .....	83
II.4.a.ii. Choix des porteuses.....	86
II.4.a.iii. Simulations.....	87
II.4.b. Relevés expérimentaux de la modulation améliorée .....	89
II.4.c. Conclusion.....	90
<b><i>II.5. Adaptation de la modulation aux convertisseurs matriciels indirects .....</i></b>	<b>91</b>
II.5.a. Implantation d'une modulation indirecte issue de la modulation matricielle .....	91
II.5.a.i. Décomposition générale.....	91
II.5.a.ii. Méthode de contrôle du redresseur.....	92
II.5.a.iii. Extraction de la matrice du redresseur $[F_{red}]$ du convertisseur matriciel indirecte à partir de $[F]$ .....	94
II.5.a.iv. Extraction de la matrice de l'onduleur $[F_{ond}]$ du convertisseur matriciel indirecte à partir de $F$ .....	96
II.5.a.v. Simulations .....	97
II.5.b. Conclusion.....	99
<b><i>II.6. Calcul des pertes et des rendements .....</i></b>	<b>99</b>
II.6.a. Méthodologie de calcul des pertes.....	99
II.6.a.i. Calcul des pertes.....	100

II.6.a.ii. Modélisation des pertes dans les composants.....	101
II.6.b. Résultats du calcul des pertes et de l'efficacité du convertisseur.....	101
II.6.b.i. Pertes et modulation Flat top. ....	102
II.6.b.ii. Comparaison avec la modulation améliorée.....	105
II.6.b.iii. Comparaison des modulations Flat top et améliorée.....	106
II.6.c. Conclusion.....	106
<b>II.7. Conclusion.....</b>	<b>107</b>

## II.1. Introduction

Ce chapitre présente une méthode de modulation scalaire généralisée avec un modulateur naturel par porteuse, produisant une modulation équivalente à la modulation vectorielle. La méthode est basée sur le principe proposé par Ishiguro [Ish-91], mais a été étendue [Zha-06 ; Can-07]. On y introduit également un modulateur plus performant. La modulation généralisée proposée permet d'utiliser les degrés de liberté intrinsèques à la structure des convertisseurs AC/AC pour, par exemple, réduire les pertes dans les semi-conducteurs.

La méthode de modulation développée est structurée comme le présente la Figure 2-1.

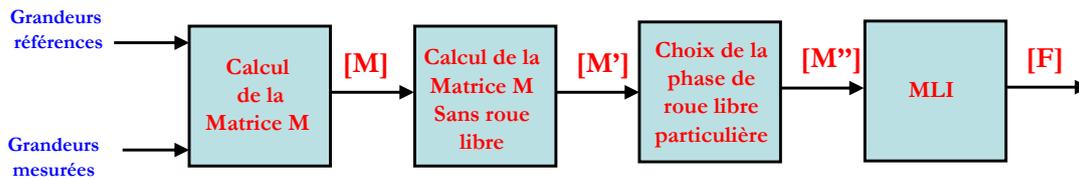


Figure 2-1 : Structuration de la modulation complète.

Nous verrons, dans un premier temps, comment la notion de convertisseur matriciel “virtuel” permet de simplifier la mise en œuvre du calcul de la matrice  $[M]$ . Cette stratégie de modulation génère une matrice de conversion constituée des neuf rapports cycliques du convertisseur matriciel. Ces neuf rapports cycliques associés à un modulateur naturel permettent de générer les fonctions de connexion du convertisseur.

Dans un second temps, la génération d’une matrice de conversion  $[M]$  généralisée est présentée. Cette généralisation permet de définir une nouvelle matrice de conversion particulière permettant de réduire les pertes dans les semi-conducteurs ainsi que l’amplitude des fronts de tension de mode commun.

Dans un troisième temps, La commande du convertisseur matriciel, générée par ces différentes stratégies, est étendue au convertisseur matriciel indirect.

Pour finir, les pertes dans les semi-conducteurs générées par ces deux convertisseurs ainsi que par les deux stratégies de modulation sont calculées. On les compare alors afin de déterminer la structure et la stratégie de modulations les mieux adaptées.

## II.2. Méthode de modulation proposée

La méthode de modulation de base se décompose en deux étapes distinctes comme le montre la Figure 2-2. Le calcul de la matrice de conversion (fonctions moyennes) est tout d’abord réalisé. Elle génère les neuf rapports cycliques  $(m_{jk})$  des interrupteurs du convertisseur matriciel. Ces rapports cycliques sont ensuite modulés afin de produire les fonctions de connexion nécessaires à la commande de ce convertisseur.

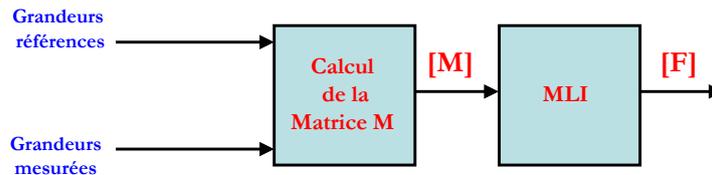


Figure 2-2 : Etapes de la modulation.

### II.2.a. Matrice de conversion

La méthode choisie pour calculer la matrice de conversion  $[M]$  est la méthode d'Ishiguro car elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, cette méthode nécessite d'identifier la position angulaire des réseaux d'entrée et de sortie afin d'utiliser le système d'équation adapté à cette position sur les 36 systèmes d'équations possibles (cf chapitre 1). De part la symétrie des tensions des réseaux d'entrée et de sortie, ces différents systèmes génèrent des rapports cycliques semblables. La représentation vectorielle du convertisseur matriciel permet d'étendre l'utilisation de cette méthode de calcul de la matrice de conversion à tous les cas de figure.

#### II.2.a.i. Contraintes générant la matrice de conversion type

La méthode de modulation choisie pour calculer la matrice de conversion doit imposer les mêmes contraintes que celle d'Ishiguro. Par conséquent, cette méthode de modulation impose deux contraintes :

- La modulation doit toujours utiliser les deux plus grandes tensions composées d'entrée du convertisseur matriciel (nommées  $U_1$  et  $U_2$ ), comme l'ont présenté les modulations vectorielles et d'Ishiguro (cf. chapitre 1), afin d'être capable de fournir la plus grande amplitude possible sur le réseau de sortie tout en effectuant une absorption sinusoïdale des courants d'entrée.
- Une des trois cellules du convertisseur est bloquée sur chaque période MLI, créant ainsi une modulation particulière nommée "Flat Top" dans la suite du mémoire. Cette contrainte se traduit par deux rapports cycliques nuls et un troisième unitaire au sein de la cellule bloquée.

Une approche simplifiée est définie dans le but de faciliter le calcul de la matrice  $[M]$  ; Gru-10b]. Pour respecter ces contraintes, il est nécessaire de classer les niveaux des potentiels d'entrée ainsi que ceux des références de sortie.

Les niveaux de ces potentiels seront définis comme suit :

- "+" défini comme le plus grand des potentiels.
- "-" défini comme le plus petit des potentiels.
- "0" défini comme le potentiel intermédiaire.

Afin d'utiliser les deux plus grandes tensions composées d'entrée tout en bloquant une des trois cellules de commutation, il est nécessaire dans tous les cas de figure de connecter en permanence le potentiel commun des deux plus grandes tensions composées d'entrée ( $U_1$  et  $U_2$ ) au potentiel de sortie de référence le plus grand et de même signe, comme l'indique la Figure 2-3. Ce potentiel d'entrée est le plus grand en valeur absolue (potentiel d'entrée ayant un signe contraire aux deux autres). La modulation est générée par la modification des connexions des deux autres bornes de sortie sur les potentiels d'entrée, symbolisée par les connexions discontinues sur la Figure 2-3.

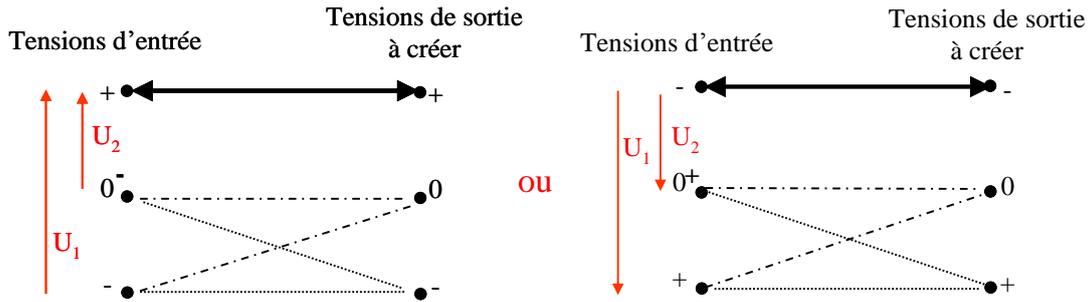


Figure 2-3 : 2 types de blocage selon le signe du potentiel d'entrée.

La cellule à bloquer ainsi que l'interrupteur qui doit être fermé dans cette cellule dépendent donc de l'évolution des grandeurs d'entrée et de sortie.

### II.2.a.ii. Convertisseur "virtuel"

La méthode de modulation d'Ishiguro permet de déterminer la matrice  $[M]$  pour des valeurs particulières des grandeurs d'entrée et de sortie [Del-08 ; Gru-10b]. Pour pouvoir utiliser dans tous les cas de figure cette matrice de conversion particulière (relation (2.1), sans utiliser les 36 systèmes d'équations nécessaires à cette modulation, un convertisseur matriciel "virtuel" est introduit, comme le montre la Figure 2-4.

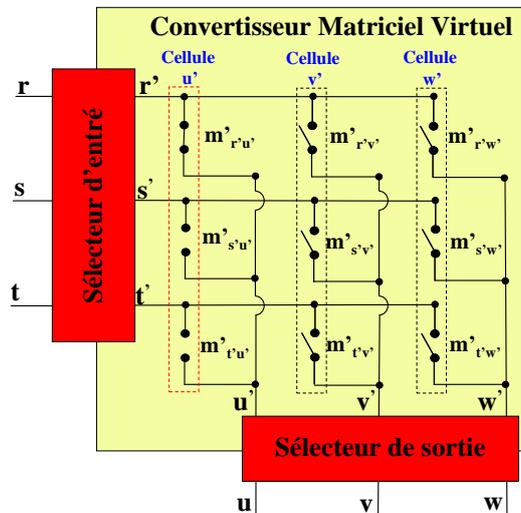


Figure 2-4 : Convertisseur matriciel "virtuel".

$$[M_{type}] = \begin{bmatrix} m_{r'u'} = 1 & m_{r'v'} & m_{r'w'} \\ m_{s'u'} = 0 & m_{s'v'} & m_{sw} \\ m_{t'u'} = 0 & m_{t'v'} & m_{tw} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Ce convertisseur “virtuel” est configuré dans le cas type développé par Ishiguro. Il a toujours sa première cellule virtuelle (u’) bloquée avec une connexion permanente entre r’ et u’. Par conséquent, le rapport cyclique  $m_{r'u'}$  (Figure 2-4) est toujours égal à 1, et les autres rapports cycliques de cette même cellule ( $m_{s'u'}$  et  $m_{t'u'}$ ) sont toujours égaux à zéro. La modulation est générée par les deux autres cellules virtuelles (v’ et w’). Cette position particulière permet de pouvoir réutiliser à chaque instant la méthode de calcul de la matrice de conversion d’Ishiguro (2.2). Pour que cette matrice soit valide, il est nécessaire de définir les entrées et sorties du convertisseur virtuel dans la même configuration que dans le cas développé dans la méthode d’Ishiguro. On calcule ainsi les quatre rapports cycliques ( $m_{s'v'}$ ,  $m_{s'w'}$ ,  $m_{t'v'}$  et  $m_{t'w'}$ ) avec ces mêmes relations et ce quel que soit les valeurs des réseaux d’entrée et de sortie.

$$[M_{virtuelle}] = \begin{bmatrix} m_{r'u'} = 1 & m_{r'v'} = 1 - m_{s'v'} - m_{t'v'} & m_{r'w'} = 1 - m_{s'w'} - m_{t'w'} \\ m_{s'u'} = 0 & m_{s'v'} = \frac{(2u_{r's'} - u_{r't'}) \cdot u_{u'v'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} & m_{s'w'} = \frac{(2u_{r's'} - u_{r't'}) \cdot u_{u'w'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} \\ m_{t'u'} = 0 & m_{t'v'} = \frac{(2u_{r't'} - u_{r's'}) \cdot u_{u'v'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} & m_{t'w'} = \frac{(2u_{r't'} - u_{r's'}) \cdot u_{u'w'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Un sélecteur d’entrée et un sélecteur de sortie sont introduits afin de coupler le convertisseur virtuel au système réel (entrées et sorties). Le fonctionnement de ces sélecteurs est défini par les valeurs des différents potentiels des réseaux d’entrée et de sortie. Le rôle du sélecteur d’entrée est de faire en sorte que  $u_{r's'}$  et  $u_{r't'}$  soient toujours les deux plus grandes tensions composées d’entrée. Pour cela, il connecte toujours à r’ le potentiel d’entrée le plus grand en valeur absolu (potentiel d’entrée ayant un signe contraire aux deux autres). Le sélecteur de sortie doit toujours connecter à u’ le potentiel de sortie le plus grand et de même signe que r’. L’affectation des deux autres potentiels d’entrée à s’ et t’, ainsi que l’affectation des deux autres potentiels de sortie à v’ et w’ sont arbitraires. Un choix a du être effectué pour déterminer les connexions de ces potentiels et ainsi déterminer la matrice de conversion.

La matrice des rapports cycliques “virtuelle”  $[M_{virtuelle}]$  est liée à la matrice “réelle”  $[M_{réelle}]$  au travers de permutations lignes/colonnes, dépendant des valeurs des tensions entrée/sortie.

- Définition du sélecteur d'entrée

Le sélecteur d'entrée connecte toujours à  $r'$  le potentiel d'entrée le plus grand en valeur absolu (potentiel d'entrée ayant un signe contraire aux deux autres). Il est possible de déterminer ce potentiel par une représentation vectorielle des tensions composées d'entrée, défini par l'équation (2.3), dans le plan complexe comme le présente la Figure 2-5. Cette représentation vectorielle permet de délimiter six secteurs différents. Le changement de secteur dans ce diagramme implique une modification du potentiel le plus grand en valeur absolue. Six états du sélecteur d'entrée sont donc possibles.

$$u_{entrée} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_{rs} + a \times u_{st} + a^2 \times u_{tr}) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.3)$$

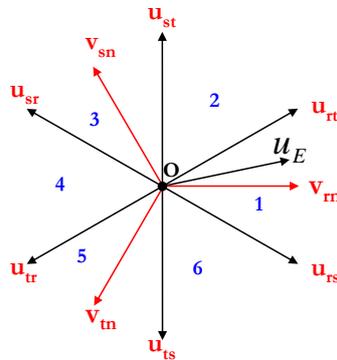


Figure 2-5 : Représentation vectorielle des tensions d'entrée.

Le Tableau 2-1 définit le fonctionnement du sélecteur d'entrée, dépendant du secteur où le vecteur des tensions composées d'entrée est situé. Le choix des connexions à  $s'$  et  $t'$  a été imposé arbitrairement.

Secteur d'entrée	Signe du potentiel connecté à $r'$	$r'$	$s'$	$t'$
1	+	r	s	t
2	-	t	s	r
3	+	s	t	r
4	-	r	t	s
5	+	t	r	s
6	-	s	r	t

Tableau 2-1 : Convention de connexion du sélecteur d'entrée.

- Définition du sélecteur de sortie

Comme le sélecteur d'entrée, il est nécessaire de définir le fonctionnement du sélecteur de sortie. La contrainte imposée par le convertisseur matriciel "virtuel" est de connecter à  $u'$  le potentiel le plus grand en valeur absolue et de même signe que le potentiel connecté à  $r'$  afin d'être en mesure de bloquer la cellule  $u'$  de ce même convertisseur. Le Tableau 2-2 présente la convention de connexion du sélecteur de sortie pour les deux cas type du réseau d'entrée (signe de  $r'$ ). Le choix des connexions à  $v'$  et  $w'$  est arbitraire. La fonction "Max" renvoie le plus grand potentiel positif, la fonction "Min" le plus grand potentiel négatif et la fonction "Int" le potentiel intermédiaire.

Secteur d'entrée	Signe de $r'$	$u'$	$v'$	$w'$
Impair	+	Max (u,v,w)	Int (u,v,v)	Min (u,v,w)
Pair	-	Min (u,v,w)	Int (u,v,v)	Max (u,v,w)

**Tableau 2-2 : Convention de connexion du sélecteur de sortie.**

### II.2.a.iii. Génération de la matrice de conversion réelle.

Enfin, il est nécessaire de générer la matrice de conversion "réelle" afin de pouvoir commander le convertisseur matriciel. Le sélecteur d'entrée a pour but d'orienter les potentiels d'entrée ( $r, s, t$ ) sur les potentiels d'entrée virtuels ( $r', s', t'$ ) en générant des permutations des phases d'entrée. Ces permutations se traduisent par un échange des lignes de la matrice de conversion "virtuelle". Il en est de même pour les potentiels de sorties avec sélecteur de sortie effectuant par contre des permutations de colonnes.

La matrice de conversion "réelle"  $[M_{Réelle}]$  est obtenue à partir de la relation (2.4), permettant l'inversion des actions des sélecteurs d'entrée et de sortie, ce qui implique des permutations de lignes et de colonnes de la matrice de conversion "virtuelle"  $[M_{Virtuelle}]$ .

$$[M_{Réelle}] = [M_{Sélecteur-Entrée}] \times [M_{Virtuelle}] \times [M_{Sélecteur-Sortie}] \quad (2.4)$$

Les matrices  $[M_{Sélecteur-Entrée}]$  et  $[M_{Sélecteur-Sortie}]$  sont des matrices de dimension 3x3, constituées de 1 ou de 0 en fonction des connexions réalisées par le sélecteur associé. Ces matrices effectuent des permutations de lignes pour  $[M_{Sélecteur-Entrée}]$  et de colonnes pour  $[M_{Sélecteur-Sortie}]$ .

#### II.2.a.iv. Simulations

La méthode de calcul des rapports cycliques générant la matrice de conversion, a été implantée dans Matlab-Simulink<sup>®</sup>. La Figure 2-6 présente le résultat d'une simulation aux valeurs moyennes sur une période système  $T_{\Sigma}$ . Les fréquences des réseaux d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel peuvent être différentes, la période  $T_{\Sigma}$  est définie par le plus petit multiple commun des périodes de ces deux réseaux.

$$T_{\Sigma} = PPCM(T_E, T_S) \text{ avec } \begin{cases} T_E = \frac{1}{f_E} \\ T_S = \frac{1}{f_S} \end{cases} \quad (2.5)$$

Les tensions d'entrée ont une fréquence de 50 Hz et une tension simple maximale d'entrée de 325V (réseau basse tension français). Le ratio de transformation  $q$  a été choisi à 0.6, la tension simple maximale de sortie est donc égale à 195V, on choisit sa fréquence égale à 30 Hz. Le convertisseur matriciel est connecté à une charge de 10kVA, avec un facteur de puissance égal à 0,86 générant ainsi un courant maximal de 34.15A. Le courant maximal d'entrée est théoriquement égal à 17.6A, déterminé avec la relation (2.6) défini dans le premier chapitre.

$$q = \frac{V_S}{V_E} = \frac{I_E}{I_S \cdot \cos(\varphi_S)} \quad (2.6)$$

La Figure 2-6 valide la méthode, puisque les tensions du réseau de sortie ainsi que les courants prélevés sur le réseau d'entrée sont sinusoïdaux. De plus les courants d'entrée sont bien en phase avec leurs tensions respectives.

La méthode de calcul de la matrice de conversion [M] a été testée sous différentes contraintes avec par exemple, une variation de fréquence, d'amplitude, ainsi qu'avec des ratios de tension pouvant atteindre leur valeur limite (soit 86%).

Le variateur de vitesse est connecté à terme sur un moteur. L'amplitude et la fréquence des tensions à appliquer sur ce dernier sont variables. La Figure 2-7 présente une accélération de type flux constant (V/f) du réseau de sortie. Ce mode de fonctionnement permet de générer un grand nombre de combinaison des états des sélecteurs d'entrée et de sortie afin d'étendre la validation de la méthode de calcul de la matrice de conversion. On n'observe pas de discontinuité dans l'allure des courants et tensions de sorties ce qui permet de valider la méthode.

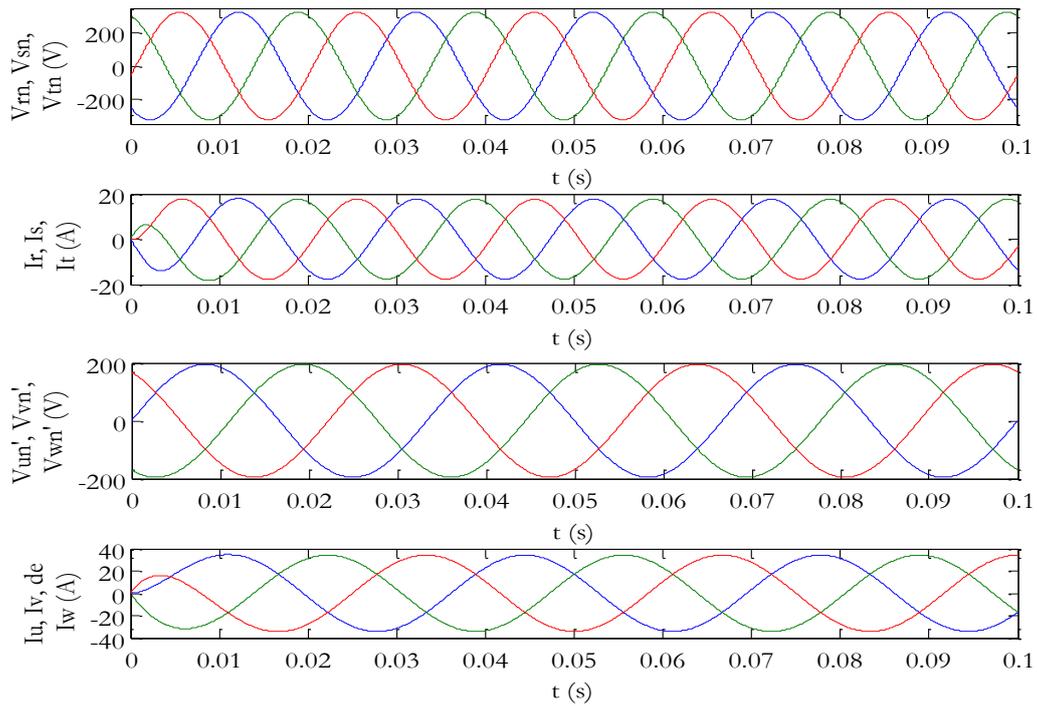


Figure 2-6 : Simulation du fonctionnement moyen du convertisseur matriciel.

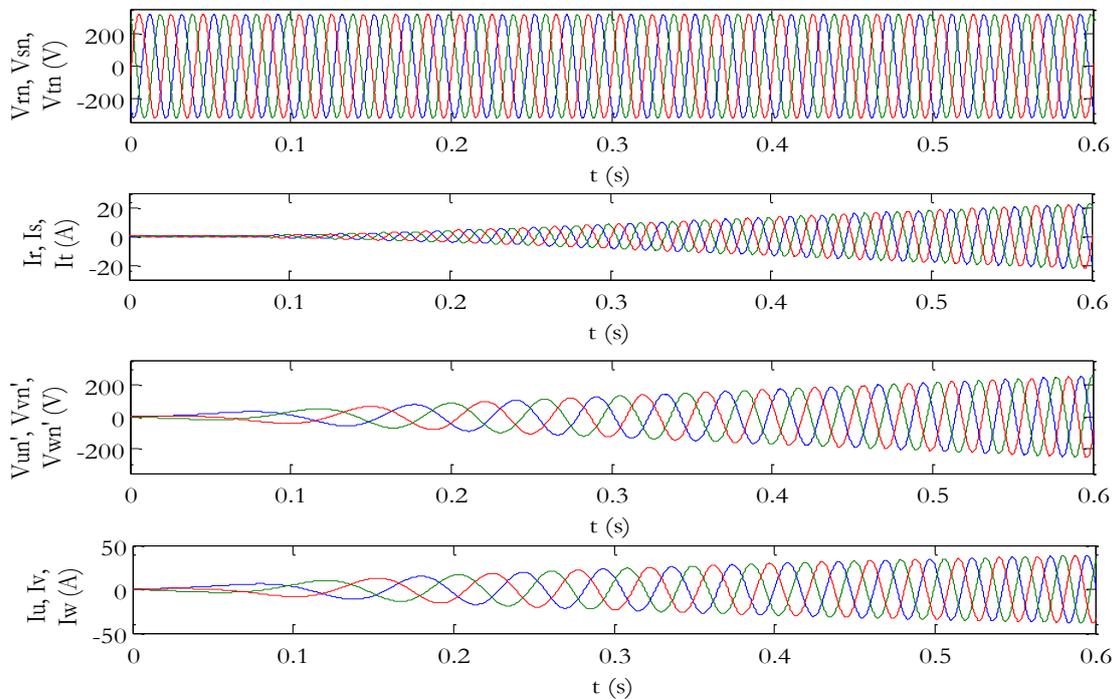


Figure 2-7 : Simulation d'un accroissement de fréquence et d'amplitude du réseau de sortie.

### II.2.a.v. Fonctionnement sous réseau d'entrée déséquilibré

De par le calcul des rapports cycliques, la méthode de modulation est insensible aux perturbations du réseau. La Figure 2-8 présente le résultat d'une simulation d'un réseau d'entrée déséquilibré avec une augmentation d'amplitude d'une phase de 10% avec une perturbation supplémentaire de 5% à 500Hz.

Cette simulation sous réseau déséquilibré a été effectuée sous des conditions identiques à la simulation sous réseau équilibré, c'est-à-dire un réseau d'entrée à 50 Hz sous 325V, un ratio de transformation  $q$  à 0,6 et ainsi des références de sortie générées à une fréquence de 30 Hz sous 195V de tension simple maximale. Le convertisseur matriciel est connecté à une charge de 10kVA, avec un facteur de puissance égal à 0,86.

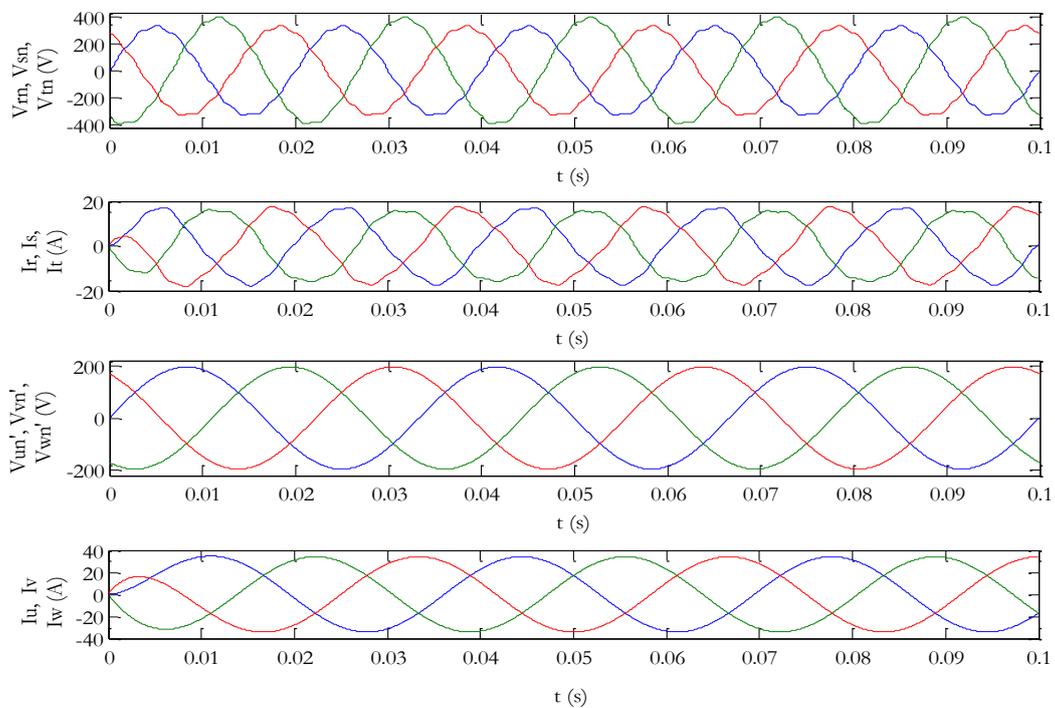


Figure 2-8 : Simulation de la méthode de modulation sous réseau d'entrée déséquilibré.

### II.2.b. Le modulateur, générateur de la matrice de connexion.

Après avoir calculé la matrice de conversion  $[M]$ , il est nécessaire de transformer ces neuf rapports cycliques ( $m_{jk}$ ) en fonctions de connexion ( $f_{jk}$ ). Ces signaux logiques sont adaptés à la commande des neuf interrupteurs du convertisseur, représentés Figure 2-9. Ces fonctions de connexion sont engendrées par un modulateur MLI naturel, créant une modulation identique à la modulation vectorielle présentée dans le chapitre 1.

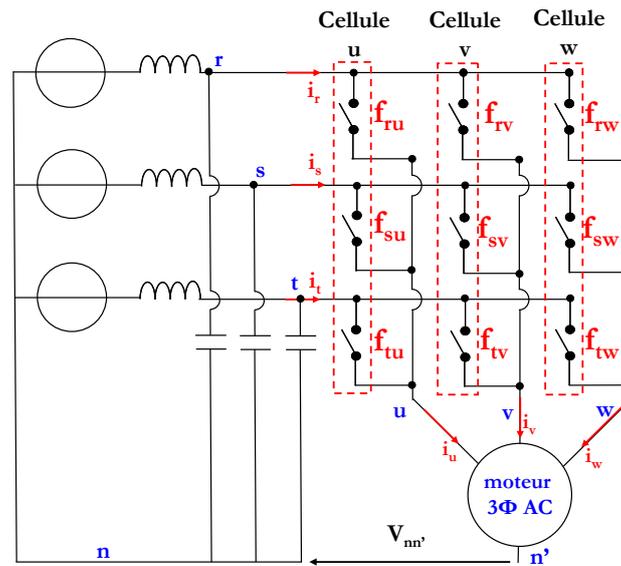


Figure 2-9 : Convertisseur matriciel et notations.

### II.2.b.i. Modulateur type d'une cellule de commutation

Chaque cellule de commutation (u, v, w) est composée de trois interrupteurs. La commande de chacune de ces cellules doit empêcher tout risque de court-circuit de la source de tension d'entrée, ainsi que tout risque d'ouverture du circuit courant de la phase du moteur connectée en sortie. Ce modulateur doit donc fermer un seul et unique interrupteur par cellule et ce à chaque instant (2.7).

$$\begin{aligned}
 f_{ru} + f_{su} + f_{tu} &= 1 \\
 f_{rv} + f_{sv} + f_{tv} &= 1 \\
 f_{rw} + f_{sw} + f_{tw} &= 1
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

$f_{ij}=1$  correspond à un interrupteur fermé et  $f_{ij}=0$  à un interrupteur ouvert. Pour chaque cellule, nous proposons de comparer le premier rapport cyclique à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Le deuxième rapport cyclique est comparé au complément à 1 de cette même porteuse. Cette méthode permet de centrer la commande de ces deux interrupteurs sur le début et la mi-période de la modulation. La contrainte, imposant que la somme des rapports cycliques d'une cellule soit égale à un, permet d'éviter tout risque de chevauchement des commandes de ces deux interrupteurs. Afin de respecter la contrainte sur l'ouverture de la source de courant de sortie, la commande du troisième et dernier interrupteur de la cellule est générée à l'aide du complément à 1 de la somme des deux premières commandes, comme le montre la Figure 2-10.

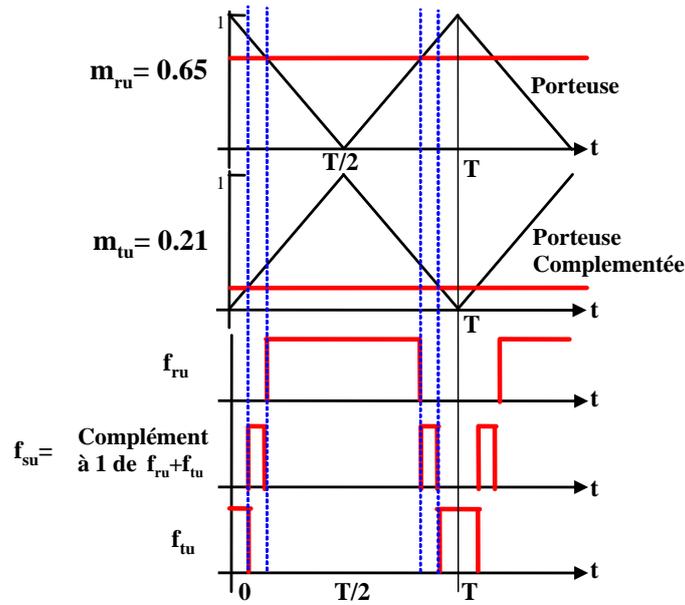


Figure 2-10 : Modulateur d'une cellule de base.

Selon le choix fait au niveau de l'affectation des porteuses aux 3 interrupteurs d'une cellule, on définit l'état initial ainsi que l'état final de la demi-période ( $T/2$ ) de chaque interrupteur affecté à une porteuse, comme le montre la Figure 2-10. L'interrupteur commandé par le complément à 1 de la somme est nécessairement actif dans la zone médiane des rampes ( $f_{su}$  dans la Figure 2-10).

### II.2.b.ii. Modulation vectorielle Flat Top des convertisseurs matriciels

La modulation vectorielle générale du convertisseur matriciel utilise quatre vecteurs actifs ( $A_1$  à  $A_4$ ), quelle que soit la stratégie de modulation, complétés par un à trois vecteurs nuls ( $O_1$  à  $O_3$ ), comme le montre la (Figure 2-11). Le choix du séquençement des états est défini de façon à limiter le nombre de commutation sur une période MLI, notée  $T$ , en ne commutant qu'une cellule à chaque changement de vecteur. Les vecteurs actifs sont donc ordonnés par tension composée utilisée. Les vecteurs  $A_1$  et  $B_1$  connectent la tension composée  $U_1$  sur les phases du moteur, de même les vecteurs  $A_2$  et  $B_2$  connectent  $U_2$  au moteur.

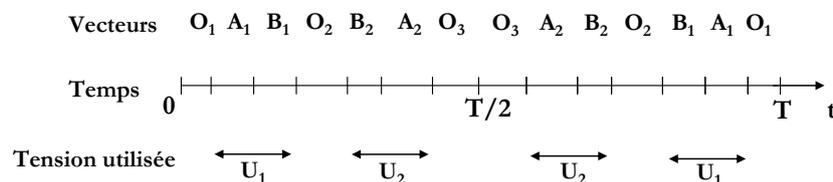


Figure 2-11 : Séquençement généralisé de la SVM.

Le choix d'effectuer une modulation Flat Top implique l'utilisation d'un état nul particulier ( $O_2$ ), qui est généré automatiquement sur le potentiel commun des deux tensions  $U_1$  et  $U_2$ , comme le présente la Figure 2-12. L'état nul  $O_2$  est l'état central de chaque demi-période de

modulation afin de respecter les contraintes imposées par la modulation vectorielle présentée dans le chapitre précédent.

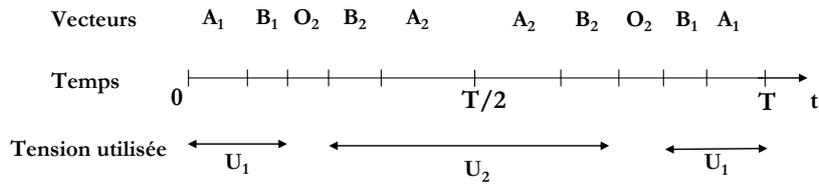


Figure 2-12 : Modulation "Flat Top" de la SVM.

### II.2.b.iii. Généralisation du modulateur

Afin de produire l'équivalent d'une MLI vectorielle, Il est nécessaire d'associer les états du convertisseur matriciel utilisant les mêmes tensions composées d'entrée ( $U_1$  et  $U_2$ ). Pour cela, les rapports cycliques d'une même ligne de la matrice  $[M]$  sont assignés au même traitement logique, comme le montre l'exemple de la Figure 2-13. Dans cette illustration, la tension  $u_{rs}$  génère la tension  $U_1$ , car la première ligne est assignée à la porteuse initialement montante (donc utilisant le potentiel r) et la seconde est associée au complément (donc utilisant le potentiel s). La tension  $u_{st}$  constituera la tension  $U_2$ .

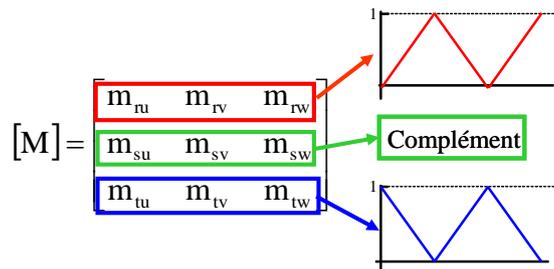


Figure 2-13 : Assignment des rapports cycliques de  $[M]$ .

Comme illustré sur la Figure 2-12, l'état nul de la modulation de type Flat Top est produit au centre de la demi-période. La ligne de la matrice  $M$  générant l'état nul (défini par la première ligne de la matrice  $[M_{virtuelle}]$ ) est donc assignée au complément à 1, comme le présente la Figure 2-14. Les deux autres lignes sont, quant à elles, affectées à la comparaison avec une des deux portesuses qui est donc ici un degré de liberté de la modulation.

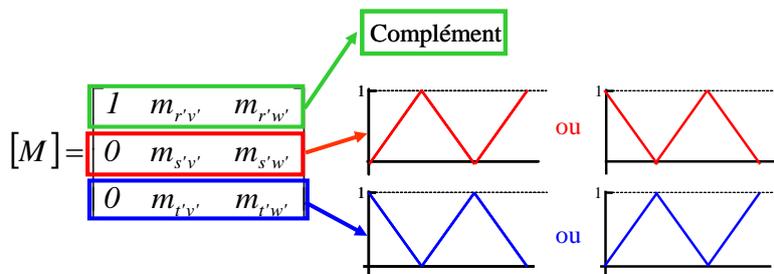


Figure 2-14 : Implantations possibles du modulateur.

Un exemple de modulation vectorielle du convertisseur matriciel de type Flat Top est présenté Figure 2-15. Elle illustre les états actifs ainsi que l'état nul produit par connexion au potentiel d'entrée s seul.

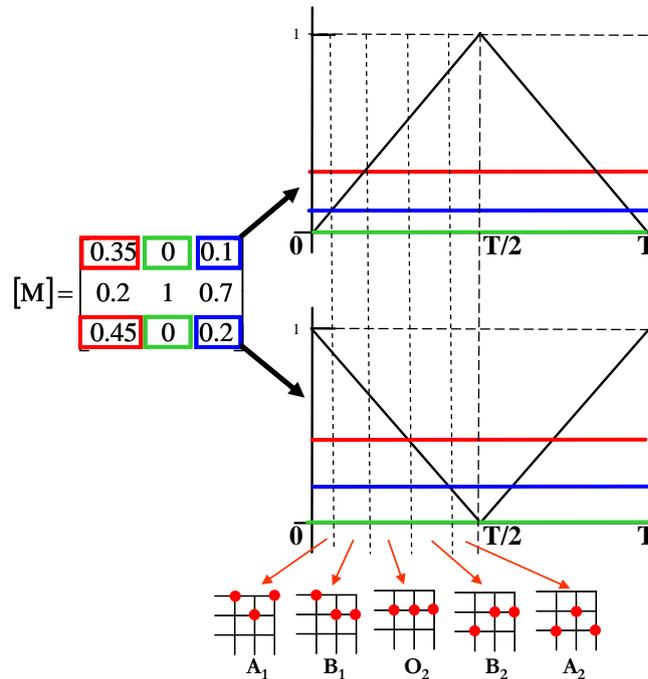


Figure 2-15 : Exemple de modulation équivalente à la modulation vectorielle de type Flat Top.

Ce modulateur MLI peut être couplé directement à  $[M_{\text{virtuelle}}]$  ou à  $[M_{\text{réelle}}]$  comme le montre la Figure 2-16. Dans le convertisseur “virtuel”, la première ligne possède toujours le rapport cyclique unitaire. L’implantation de la modulation dans ce dernier permet d’assigner en permanence la commande par le complément à 1 à la première ligne de la matrice “virtuelle”.

La localisation finale du modulateur (avant ou après le sélecteur de sortie) sera choisie par la suite en fonction des contraintes technologiques de réalisation du modulateur matriciel.

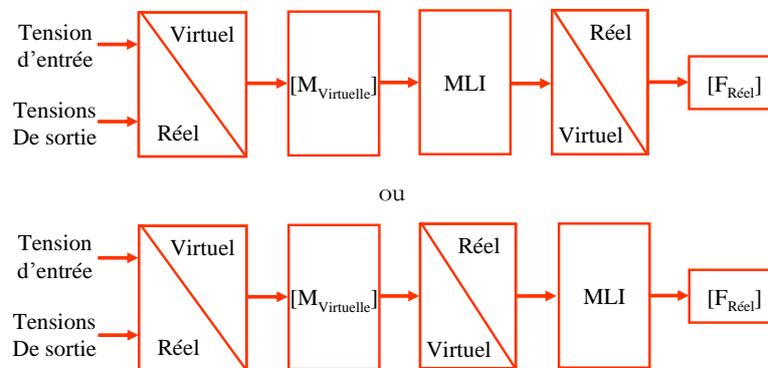


Figure 2-16 : Implantations possibles du modulateur.

### II.2.b.iv. Simulations

La méthode de calcul des rapports cycliques développée ainsi que le modulateur proposé, générant la matrice de connexion, a été implantée dans Matlab-Simulink®. La Figure 2-17 présente le résultat d'une simulation sur une période système ( $T_s$ ) sous la même alimentation et sous les mêmes contraintes que la simulation validant le calcul de la matrice de conversion [M] (tensions d'entrée à 50 Hz sous tension simple maximale de 325V, ratio de transformation  $q$  égal à 0,6 et donc des références de sortie à 30 Hz sous une tension simple maximale de 195V). Les porteuses sont de forme triangulaire et ont une fréquence égale à 5kHz.

Afin de faciliter la lecture des courbes, seul un des trois courants d'entrée et une des trois tensions simples sont représentées. Au vu des résultats, la génération des courants de sortie est valide car identiques à la simulation moyenne présentée Figure 2-6, à l'ondulation près, due au découpage. De plus les courants d'entrée sont en phases avec leurs tensions simples respectives.

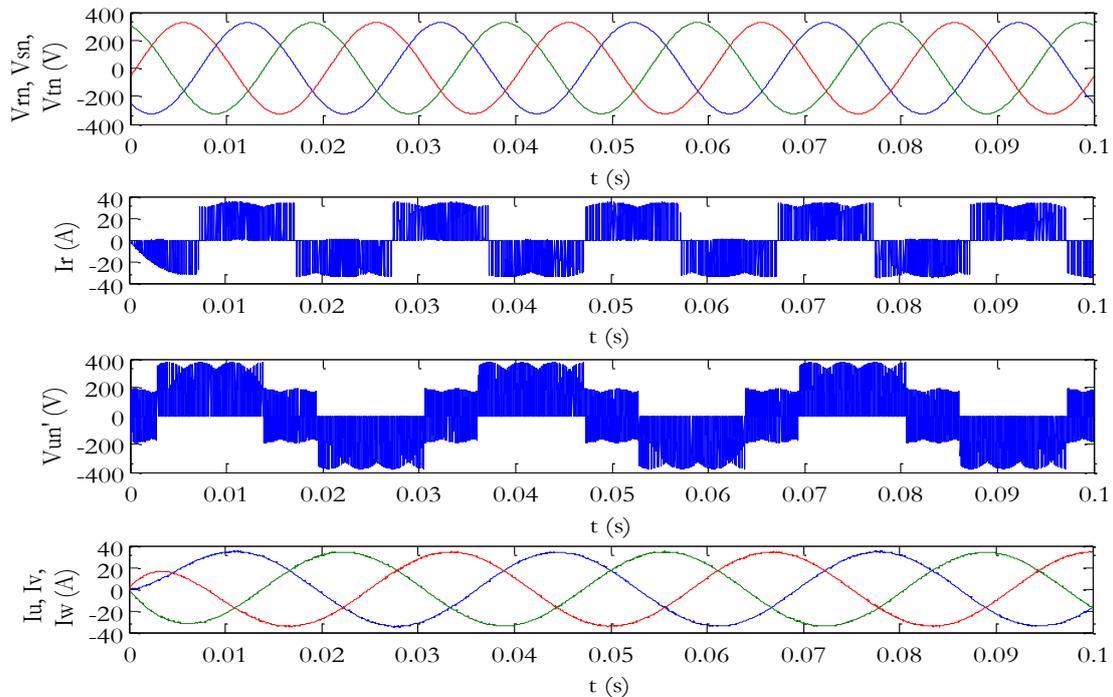


Figure 2-17 : Simulation de la méthode de modulation.

La Figure 2-18 présente les tensions du réseau d'entrée ainsi que trois différents types de tension de sortie (une tension simple référencée par rapport au point neutre du réseau d'entrée  $n$ , la tension de mode commun et une tension simple référencée au point neutre du réseau de sortie  $n'$ ). Afin de faciliter la lecture des courbes, uniquement une des trois tensions simples est représentée. La tension simple  $v_{un}$  montre le blocage du bras  $u$  du convertisseur matriciel validant ainsi la modulation de type Flat Top. On présente aussi la tension de mode commun  $v_{nn'}$  générée par cette modulation, ainsi que la tension simple  $v_{un}$  reçue par la charge.

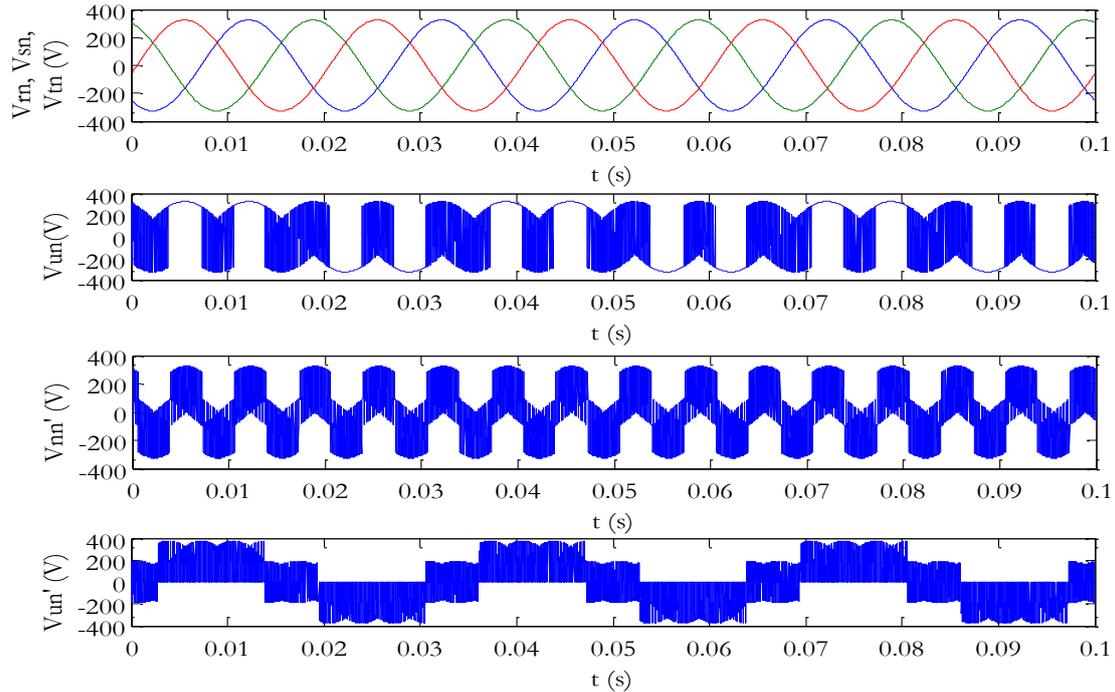


Figure 2-18 : Simulation de la méthode de modulation.

### II.2.c. Validation expérimentale de la modulation

La méthode de calcul des rapports cycliques développée ainsi que le modulateur proposé ont été implantée expérimentalement. La présentation des parties commande et puissance du prototype est exposée dans le prochain chapitre.

Le banc expérimental est alimenté par des tensions équilibrées d'amplitude 200V à 50Hz. Les porteuses du modulateur sont de forme triangulaire et ont une fréquence égale à 10kHz. Les références des tensions de sortie sont choisies, pour les relevés expérimentaux présentés ci-dessous, à 30Hz avec un ratio de transformation  $q$  égal à 0,8 donc une amplitude de sortie égale à 160V. La charge est une charge de type R-L triphasée équilibrée. Cette dernière a la même nature qu'un moteur. Elle conduit dans notre cas à des courants de sortie de valeur efficace égale à 2.5A comme le présente la Figure 2-19. On constate que les courants de sortie sont équilibrés. La tension simple de sortie ( $v_{un}$ ) a une allure proche de celle simulée à la Figure 2-17. L'atténuation des sondes de mesure utilisées est de 1mV/V pour la sonde tension et de 100mV/A pour les sondes de courant.

La Figure 2-20 présente la tension de sortie  $v_{un}$  ainsi que les courants de sortie. On peut remarquer que, par intervalles, la tension de sortie  $v_{un}$  n'est pas modulée. Ceci est du au blocage du bras u dans la modulation: on a bien une modulation de type Flat Top.

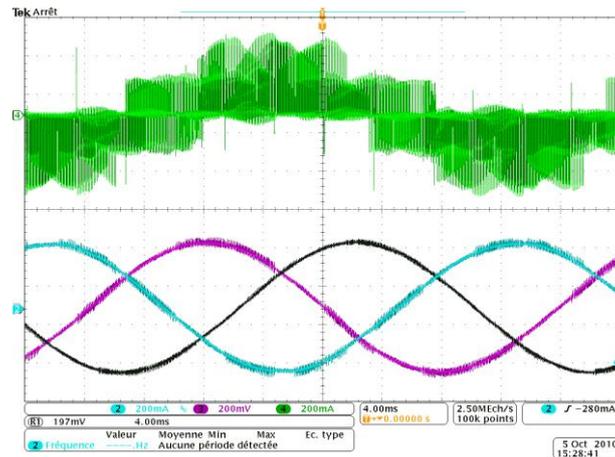


Figure 2-19 : Relevé expérimental de la tension  $v_{un}$  et des courants de sortie.

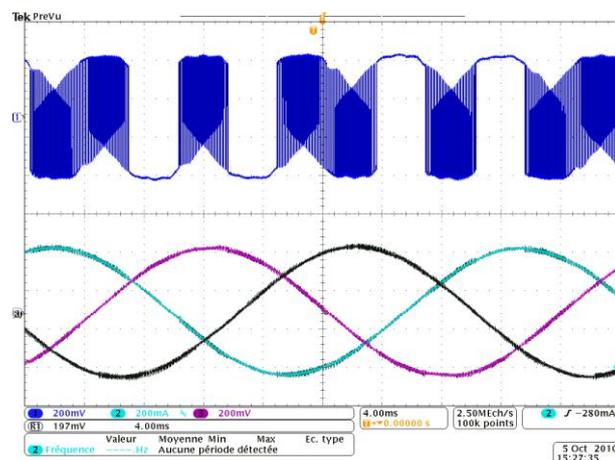


Figure 2-20 : Relevé expérimental de la tension  $v_{un}$  et des courants de sortie.

La Figure 2-21 montre le relevé expérimental de la tension de mode commun  $v_{nn}$ . Cette dernière à une enveloppe identique à la simulation présentée à Figure 2-18.

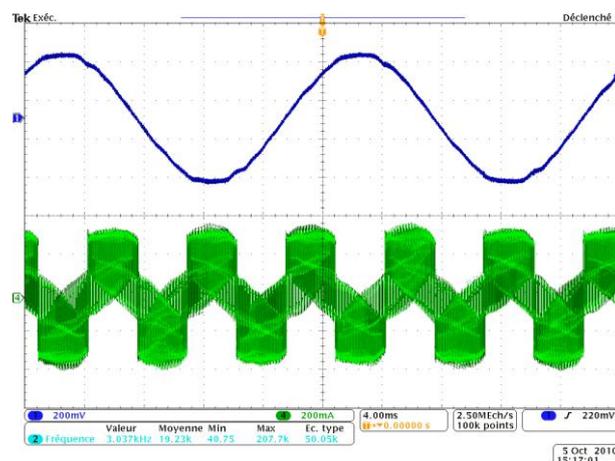


Figure 2-21 : Relevé expérimental de la tension de mode commun  $v_{nn}$ , positionnée par rapport à une tension simple d'entrée.

Les relevés expérimentaux des courants modulés à l'entrée du convertisseur ainsi que des courants filtrés prélevés sur le réseau d'entrée seront présentés dans la partie filtrage du chapitre suivant.

#### II.2.d. Conclusion

La stratégie de modulation présentée est une méthode basée sur l'utilisation d'un convertisseur matriciel "virtuel" [Del-08]. Ce convertisseur permet d'utiliser la méthode de calcul des rapports cycliques d'Ishiguro dans le cas présenté dans le chapitre 1, avec des rapports cycliques proportionnels aux tensions d'entrée ceci afin d'obtenir des courants d'entrée en phase avec leur tension respective. Cette approche permet une étude plus synthétique et systématique que les modulations classiques et prend en compte les perturbations existantes sur le réseau d'entrée. Un modulateur naturel par porteuse est proposé et permet de générer une modulation équivalente à la modulation vectorielle du convertisseur matriciel, dans le cas d'une modulation Flat Top. Cette méthode est validée par simulation. Cette stratégie de modulation est implantée expérimentalement. Les résultats expérimentaux permettent d'obtenir des relevés proches de ceux effectués lors des simulations et mettent en évidence le caractère "Flat Top" de la modulation proposée.

### II.3. Généralisation de la matrice de conversion [M]

La stratégie de modulation, présentée précédemment, utilise une modulation de type Flat Top. Cette modulation utilise une matrice particulière avec une seule phase de roue libre, parce qu'une cellule a été bloquée pour la détermination de la matrice M (coefficient à 1 sur la première ligne de la matrice de conversion "virtuelle").

En fait, il existe une infinité de matrice de conversion [M] générant les tensions de sortie et les courants d'entrée souhaités. Le choix du ou des phase(s) de roue libre pour compléter la modulation constitue la seule différence entre toutes ces matrices. Si la ou les phase(s) de roue libre des matrices sont supprimées, toutes ces matrices sont égales.

En effet, toutes ces matrices de conversion sont liées entre elles par l'utilisation des deux plus grandes tensions composées d'entrée et de même rapport cycliques affectés aux vecteurs de modulation pour créer la référence de sortie. Il en résulte une matrice commune de conversion permettant de créer ces 4 états non nuls, matrice dans laquelle les phases de roue libre n'ont pas encore été insérées.

Dans un premier temps et afin de généraliser la modulation, il est nécessaire de définir la matrice de conversion sans roue libre. Cette matrice est nommée [M'].

Dans un second temps, les phases de roue libre choisies doivent être introduites, générant la matrice  $[M'']$ , comme le présente la figure ci-dessous.

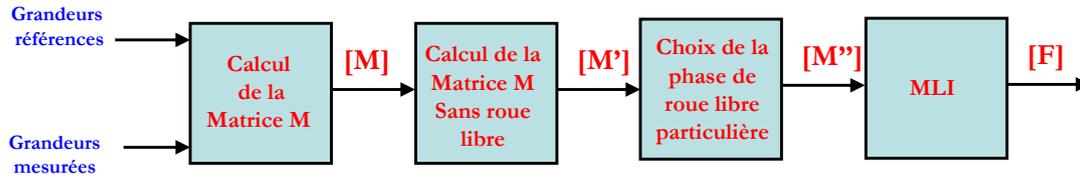


Figure 2-22 : Structuration de la modulation complète.

### II.3.a. Génération de la matrice de conversion sans roue libre

La matrice de conversion “virtuelle” produit une seule phase de roue libre sur le potentiel  $r'$  (roue libre affectée à la première ligne de cette matrice). Le rapport cyclique de cette phase de roue libre est déterminé par  $(\alpha_{\min})$ , le plus petit rapport cyclique de cette même ligne.

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0.2 & 0.7 \\ 0 & 0.35 & 0.1 \\ 0 & 0.45 & 0.2 \end{bmatrix} \longrightarrow \alpha_{\min} = 0.2$$

Figure 2-23 : Détection du rapport cyclique de la phase de roue libre.

La matrice de conversion sans roue libre  $[M']$  est générée par la suppression de ce rapport cyclique minimal. La valeur de ce rapport cyclique doit être soustraite à tous les rapports cycliques de la ligne comportant la phase de roue libre (première ligne du convertisseur “virtuel”) comme le montre l'exemple ci-dessous avec la même matrice  $[M]$  qu'à la Figure 2-23.

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0.2 & 0.7 \\ 0 & 0.35 & 0.1 \\ 0 & 0.45 & 0.2 \end{bmatrix} \longrightarrow [M'] = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0.35 & 0.1 \\ 0 & 0.45 & 0.2 \end{bmatrix}$$

Figure 2-24 : Passage de la matrice  $[M]$  à  $[M']$  dans le convertisseur “virtuel”. De cette façon la matrice résultante  $[M']$  ne peut plus créer de roue libre sur la sortie.

### II.3.b. Introduction de phases de roue libre

Le convertisseur matriciel permet de réaliser l'état nul de 3 façons :

- 111 : connecte toutes les sorties à la phase r.
- 222 : connecte toutes les sorties à la phase s.
- 333 : connecte toutes les sorties à la phase t.

Afin de respecter la nature des sources au niveau du calcul de la matrice de conversion, il est nécessaire d'ajouter à la matrice  $[M']$ , une ou plusieurs phase(s) de roue libre d'un rapport cyclique total égal à  $\alpha_{\min}$ .

La matrice  $[M]$  est complétée avec une à trois phases de roue libre. Ces phases de roue libre peuvent avoir une proportion plus ou moins grande, tout en respectant la relation suivante :

$$\alpha_{111} + \alpha_{222} + \alpha_{333} = \alpha_{min} \quad (2.8)$$

Avec  $\alpha_{111}$  correspondant au rapport cyclique affecté à la phase de roue libre sur le potentiel d'entrée r,  $\alpha_{222}$  sur s et  $\alpha_{333}$  sur t.

Ce degré de liberté permet de généraliser la matrice de conversion et de créer l'ensemble des matrices de modulation  $[M'']$  possibles. Il sera par la suite intéressant de définir des choix de roues libres afin d'utiliser les modulations les plus appropriées pour le convertisseur et son environnement.

L'exemple présenté à Figure 2-24 est repris ci-dessous. La génération de la matrice  $[M'']$  est effectuée avec une répartition du terme  $\alpha_{min}$  sur les trois phases de roue libre.

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0.2 & 0.7 \\ 0 & 0.35 & 0.1 \\ 0 & 0.45 & 0.2 \end{bmatrix} \xrightarrow{-0.2} [M'] = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0.35 & 0.1 \\ 0 & 0.45 & 0.2 \end{bmatrix} \xrightarrow{\begin{matrix} +0.06 \\ +0.07 \\ +0.07 \end{matrix}} [M''] = \begin{bmatrix} 0.86 & 0.06 & 0.56 \\ 0.07 & 0.42 & 0.17 \\ 0.07 & 0.52 & 0.27 \end{bmatrix}$$

Figure 2-25 : Passage de la matrice  $[M]$  à  $[M'']$ .

Cette matrice  $[M'']$  est toujours compatible avec le modulateur par porteuse présenté précédemment, puisque les états nuls de la modulation vectorielle ont des positions fixes dans le séquençement, notamment celui lié à la modulation flat top. Ce dernier doit être situé au milieu de la demi période MLI, et le choix de l'affectation de la ligne complétée a été fait précédemment dans ce sens. Avec la matrice généralisée  $[M'']$ , les états nuls sont encore positionnés correctement avec ce modulateur.

La modulation de la matrice  $[M'']$ , de cet exemple, est présentée à la Figure 2-26. La ligne possédant la phase de roue libre initiale est de nouveau assignée à la commande produite par le complément à 1 de la somme des deux autres (ligne 2 dans notre exemple). Cette figure illustre les états actifs ainsi que les états nuls produit par connexion à l'un des trois potentiels d'entrée. La modulation produite est bien équivalente à la modulation vectorielle car un changement d'état est produit par une seule commutation et que les vecteurs  $A_1$  et  $B_1$  connectent la même tension composée sur les phases du moteur, de même pour  $A_2$  et  $B_2$ .

Afin de limiter les pertes par commutation et ainsi avoir un rendement plus élevé, l'utilisation d'une seule et unique phase de roue libre est choisie dans la suite de l'étude, ce qui limite le nombre de matrice  $[M'']$  à trois.

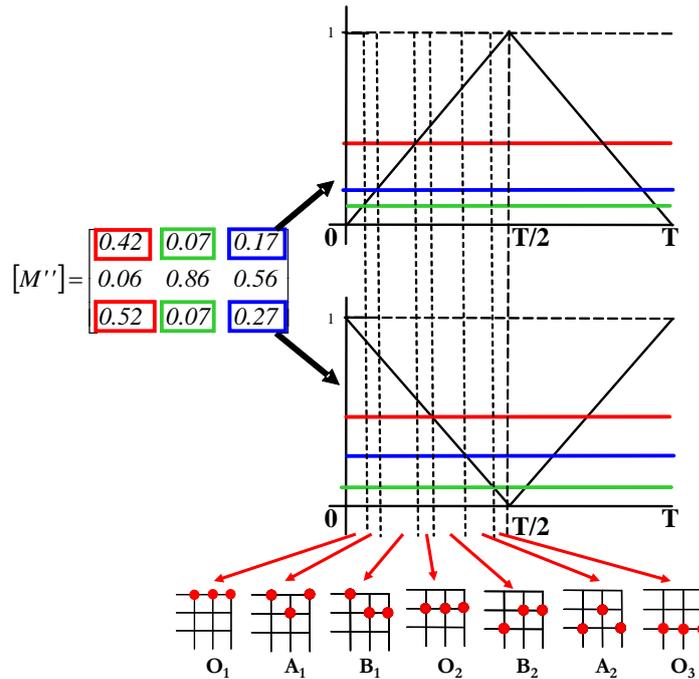


Figure 2-26 : Exemple de modulation équivalente à la modulation vectorielle.

### II.3.c. Conclusion

Le choix du ou des phase(s) de roue libre pour compléter la modulation constitue la seule différence entre toutes les matrices de conversion  $[M]$  générable. Si la ou les phase(s) de roue libre des matrices sont supprimées, toutes ces matrices sont égales. La généralisation de la modulation est effectuée en deux étapes. Tout d'abord, la matrice conversion  $[M]$  sans phases de roue libre est produite permettant ainsi d'introduire la ou les phases de roue libre à la durée souhaité. Cette matrice  $[M'']$  est toujours compatible avec le modulateur par porteuse présenté précédemment. Cette compatibilité permet de produire une modulation scalaire généralisée avec un modulateur naturel par porteuse, produisant une modulation équivalente à la modulation vectorielle.

## II.4. Amélioration / modification de la modulation

### II.4.a. Roue libre et degrés de liberté de la modulation

Le choix particulier de la roue libre utilisée par la modulation [Lem-08] peut permettre d'améliorer le rendement de la structure ou son comportement vis à vis de la compatibilité électromagnétique [Cha-03]. On conserve ici le modulateur de la partie précédente avec un fonctionnement identique (même choix pour la ligne complémentée).

### II.4.a.i. Choix de la phase de roue libre

L'onduleur de tension "deux niveaux" possède deux phases de roue libre, une haute ( $f_u$ ,  $f_v$  et  $f_w$ ) et une basse ( $f_{u'}$ ,  $f_{v'}$  et  $f_{w'}$ ). La modulation Flat Top d'un onduleur permet de bloquer un des trois bras de ce convertisseur en utilisant une seule phase de roue libre. Comme les bras d'un onduleur commutent sous le même niveau de tension, égal à  $V_{DC}$  pour un onduleur deux niveaux, le choix de la phase de roue libre (haute ou basse) est arbitraire car cette modulation génère le même nombre de commutation sous tension identique et donc, le rendement du système ne dépend pas de la façon dont est réalisé la roue libre.

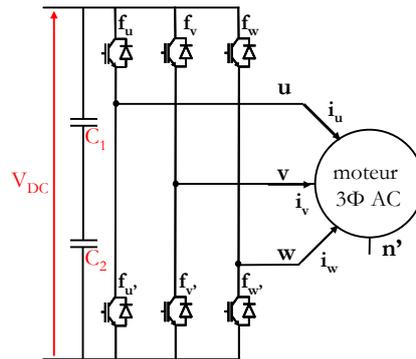


Figure 2-27 : Schéma de l'onduleur de tension deux niveaux.

Par contre dans le cas du convertisseur matriciel, chacune des roues libres sont générées via un potentiel variable (réseau). Le choix de l'état nul conduit donc à des pertes par commutation différentes puisque les tensions commutées ne sont pas égales selon le choix fait.

La modulation Flat Top du convertisseur matriciel (Figure 2-12) utilise par demi-période quatre états actifs ( $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  et  $B_2$ ) et un seul état nul,  $O_2$ . Afin de limiter le nombre de commutations (et donc les pertes) ainsi que les fronts de tension de mode commun, l'utilisation d'un unique état nul par demi-période a été fait.

Il est possible, en changeant la phase de roue libre (en utilisant  $O_1$  ou  $O_3$ ), de modifier la valeur des pertes générées, ainsi que le terme homopolaire. Ce choix permet de conserver le même nombre de commutations. L'amélioration attendue de la méthode de modulation porte sur la limitation de la somme des variations de potentiels cumulés à commuter durant une demi-période, limitant ainsi les pertes et les effets CEM.

Dans le but de faciliter la compréhension, cette étude est illustrée sous forme d'exemple au niveau du convertisseur "virtuel" (2.9) afin de limiter à deux les solutions possibles (évolution des deux potentiels connectés à  $s'$  et  $t'$  car le potentiel connecté à  $r'$  est fixé).

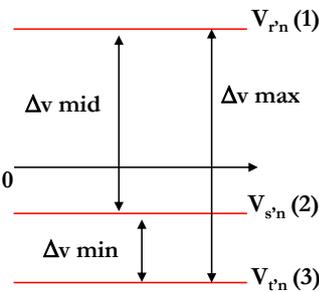
$$[M_{\text{virtuelle}}] = \begin{bmatrix} m_{r'u'} = 1 & m_{r'v'} = 1 - m_{s'v'} - m_{t'v'} & m_{r'w'} = 1 - m_{s'w'} - m_{t'w'} \\ m_{s'u'} = 0 & m_{s'v'} = \frac{(2u_{r's'} - u_{r't'}) \cdot u_{u'v'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} & m_{s'w'} = \frac{(2u_{r's'} - u_{r't'}) \cdot u_{u'w'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} \\ m_{t'u'} = 0 & m_{t'v'} = \frac{(2u_{r't'} - u_{r's'}) \cdot u_{u'v'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} & m_{t'w'} = \frac{(2u_{r't'} - u_{r's'}) \cdot u_{u'w'}}{u_{r's'}^2 + u_{r't'}^2 + u_{s't'}^2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les notations abrégées des états du convertisseur de la modulation vectorielle, correspondants à trois chiffres, sont de nouveau utilisées. Chaque chiffre correspond à la connexion d'une cellule avec le chiffre 1 pour une connexion sur r, 2 pour s et 3 pour t. Le premier chiffre correspond à la cellule u, le second à v et le troisième à w.

Le blocage de la cellule u' limite à neuf les états possibles du convertisseur "virtuel". De plus, n'utilisant pas les vecteurs tournants (modulation vectorielle), deux solutions ne sont pas utiles réduisant ainsi à sept les possibilités (111 ; 122 ; 121 ; 112 ; 133 ; 131 ; 113). L'utilisation de l'état 112 ou 121 dépend du rapport cyclique le plus grand entre  $m_{s'v'}$  et  $m_{s'w'}$ , de même avec 113 ou 131 avec  $m_{t'v'}$  et  $m_{t'w'}$ . Ceci réduit le nombre d'états utiles aux cinq états nécessaires à la modulation.

L'hypothèse, de choisir arbitrairement un état pour chacune de ces deux possibilités, ne génère aucune conséquence quant au choix final de la phase de roue libre car la tension à commuter par ces deux états reste la même, seul l'instant de la commutation durant la demi-période est modifié (commutation de la cellule v' avant w' ou w' avant v'). Pour cette étude nous considérerons l'utilisation des états 111 ; 122 ; 121 ; 133 et 131.

Le Tableau 2-3 ainsi que le Tableau 2-4 présentent, sur une demi-période, le cumul des tensions commutées sur tous les interrupteurs pour une modulation vectorielle en fonction des différents choix de roue libre et ce pour les deux positions possibles du réseau d'entrée (s' et t' variant en amplitude et r' est toujours connecté au potentiel le plus grand en valeur absolue, donc de signe contraire aux deux autres).

Niveau du réseau d'entrée	Roue libre sur r' (Flat Top)	Roue libre sur s'	Roue libre sur t'
	122 ↓ Δv mid	222 ↓ Δv mid	122 ↓ Δv mid
	121 ↓ Δv mid	122 ↓ Δv mid	121 ↓ Δv min
	111 ↓ Δv max	121 ↓ Δv min	131 ↓ Δv max
	131 ↓ Δv max	131 ↓ Δv max	133 ↓ Δv max
	133 ↓ Δv max	133 ↓ Δv max	333 ↓ Δv max
somme des tensions commutées	= 2Δv max + 2Δv mid	= 2Δv max + Δv mid	= 3Δv max

**Tableau 2-3 : Bilan des tensions commutées selon la phase de roue libre avec v' proche de zéro.**

Niveau du réseau d'entrée	Roue libre sur r' (Flat Top)	Roue libre sur s'	Roue libre sur t'
	122 $\Delta v$ max 121 $\Delta v$ max 111 $\Delta v$ mid 131 $\Delta v$ mid 133 $\Delta v$ mid	222 $\Delta v$ max 122 $\Delta v$ max 121 $\Delta v$ min 131 $\Delta v$ min 133 $\Delta v$ mid	122 $\Delta v$ max 121 $\Delta v$ min 131 $\Delta v$ mid 133 $\Delta v$ mid 333 $\Delta v$ mid
somme des tensions commutées	$= 2\Delta v$ max + $2\Delta v$ mid	$= 3\Delta v$ max	$= 2\Delta v$ max + $\Delta v$ mid

**Tableau 2-4 : Bilan des tensions commutées selon la phase de roue libre avec  $w'$  proche de zéro.**

La tension globale à commuter est différente selon le choix de roue libre. La réduction de cette somme de tension à commuter peut permettre de réduire les pertes et d'améliorer le comportement électromagnétique de la structure. Il est possible de déduire de ces tableaux qu'il est préférable de toujours utiliser l'état nul réalisant la roue libre sur le potentiel le plus proche de zéro afin de limiter la tension globale à commuter.

La ligne connectée à la phase d'entrée ayant le potentiel le plus proche de zéro peut être systématiquement détectée par la valeur des rapports cycliques des matrice  $[M]$  ou  $[M']$ . Dans les modulations vectorielles, les rapports cycliques sont par hypothèse proportionnels à la tension d'entrée auxquels ils sont affectés. La ligne connectée au potentiel d'entrée le plus proche de zéro produit donc les rapports cycliques les plus petits. Par conséquent, ce critère déplace la phase de roue libre de la première ligne de la matrice "virtuelle" vers la ligne ayant les rapports cycliques les plus petits.

Cette amélioration engendre une modification de la modulation vectorielle du convertisseur matriciel, remplaçant l'état nul  $O_2$  par une phase de roue libre  $O_1$  ou  $O_3$  de même durée, comme le montre la Figure 2-28.

La phase de roue libre est cette fois générée soit au début, soit à la fin de la demi-période, la position de cet état nul étant définie par l'affectation de la porteuse choisie (au début pour la porteuse initialement montante ou à la fin pour la porteuse initialement descendante).

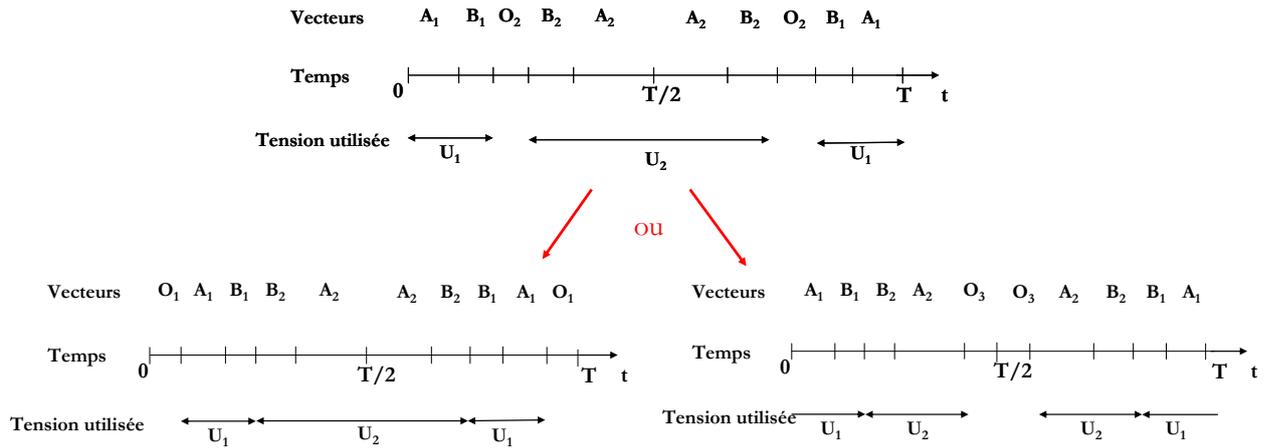


Figure 2-28 : Changement d'état nul dans la modulation vectorielle.

#### II.4.a.ii. Choix des porteuses

Le choix de la phase de roue libre, générant l'amélioration précédente, peut être synthétisé dans le diagramme vectoriel suivant, le vecteur  $v_{entrée}$  représentant l'état du réseau d'entrée (2.10).

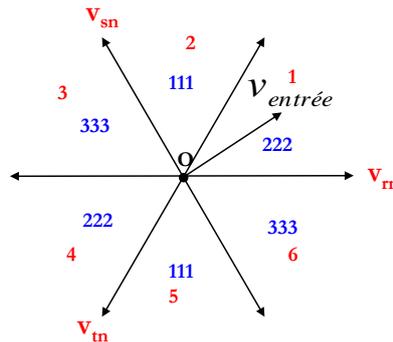


Figure 2-29 : Représentation vectorielle du choix des phases de roue libre.

$$v_{entrée} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{rm} + a \times v_{sn} + a^2 \times v_{tm}) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.10)$$

A chaque changement de secteur, le changement d'affectation de porteuse sur les lignes de la matrice génère un changement brutal de l'état nul et donc une triple commutation.

A chaque changement de secteur, on a nécessairement un changement de phase de roue libre. Compte tenu du positionnement des états nuls en début de période et au milieu de la période MLI, il peut se produire que deux états nuls distincts s'enchaînent directement lors du changement de secteur, ce qui peut provoquer ponctuellement des triples commutations. Ceci peut être évité grâce à un choix adéquat d'affectation des porteuses complémentaires sur les deux

lignes concernées de la matrice. Ainsi, si le nouvel état nul reste affecté à la même ligne de la matrice, il est nécessaire d'inverser le choix d'affectation des deux porteuses vis à vis de ces deux lignes. Ceci définit complètement l'affectation du choix des porteuses en fonctionnement temps réel, une fois le système en fonctionnement.

#### II.4.a.iii. Simulations

Cette méthode améliorée est implantée dans Matlab-Simulink<sup>®</sup>. La Figure 2-30 présente le résultat d'une simulation de la modulation améliorée sur une période système ( $T_Y$ ) avec les mêmes contraintes que les simulations précédentes (tensions d'entrée à 50 Hz sous tension simple maximale de 325V, ratio de transformation  $q$  égal à 0,6 et donc des références de sortie à 30 Hz sous une tension simple maximale de 195V). Les porteuses ont une fréquence de 5kHz et sont de forme triangulaire. Les résultats de la Figure 2-30 restent similaires aux résultats de la modulation Flat Top, seul le terme homopolaire  $v_{nn'}$  peut être différencié, comme le montre la Figure 2-31.

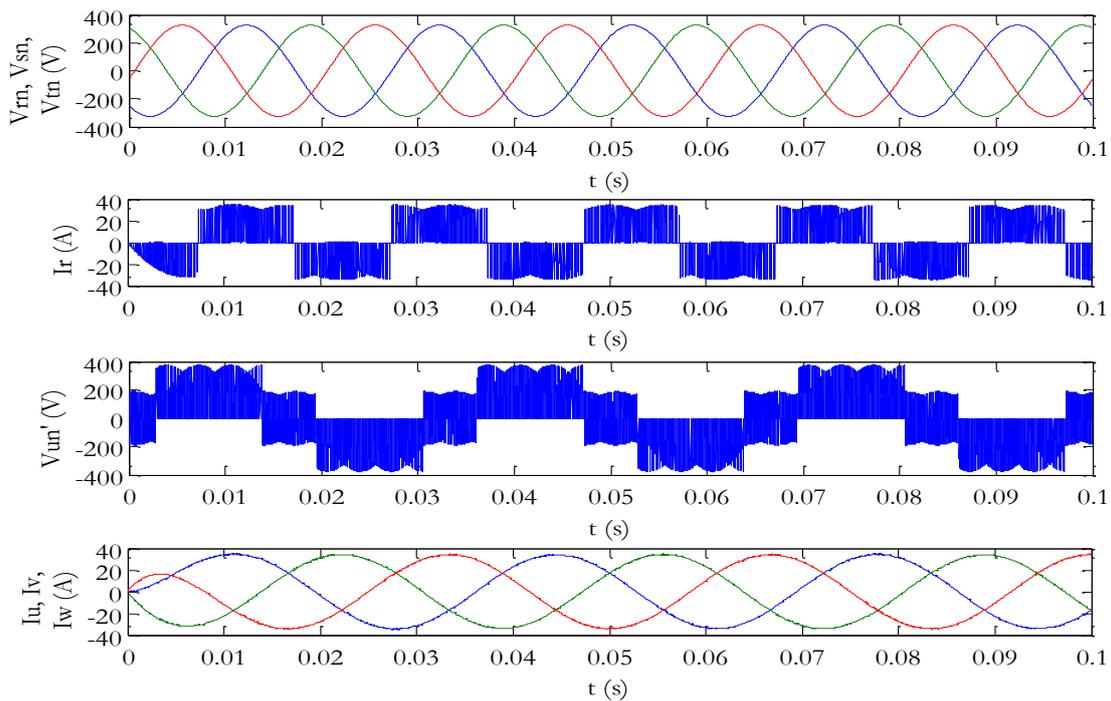


Figure 2-30 : Simulation de la stratégie de modulation améliorée.

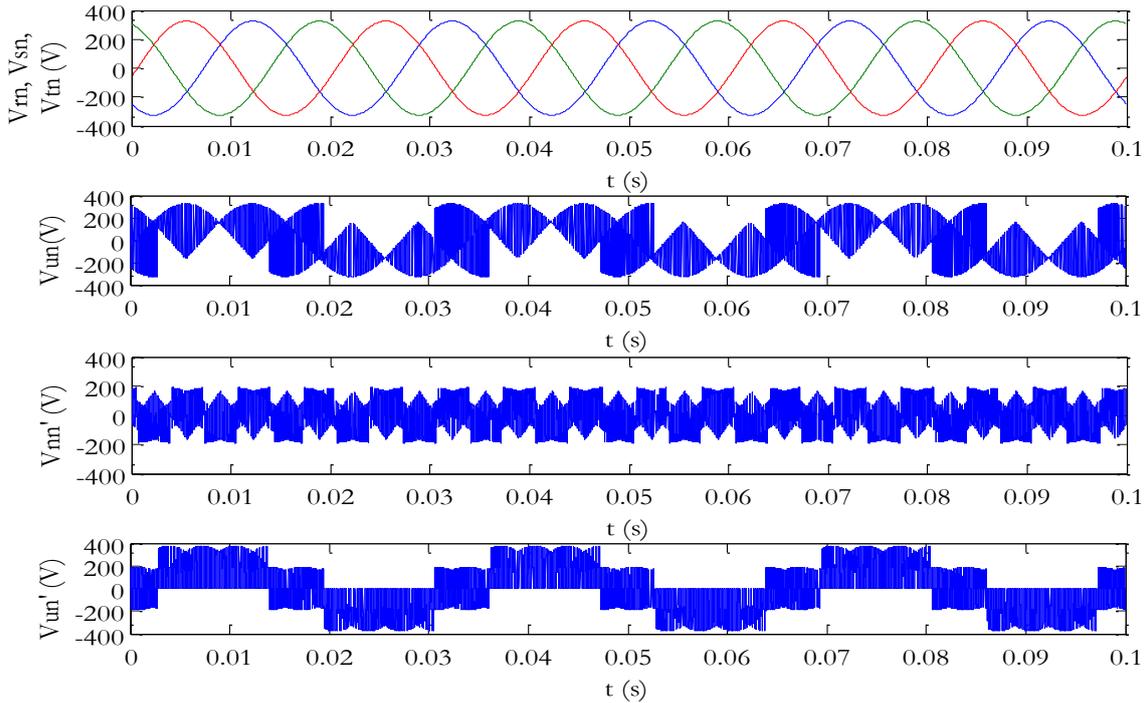


Figure 2-31 : Simulation de la stratégie de modulation améliorée.

La stratégie améliorée permet de réduire la tension globale à commuter au cours d'une période de modulation d'une valeur égale à la plus petite tension composée d'entrée. La Figure 2-32 présente les tensions homopolaires des deux méthodes de modulation.

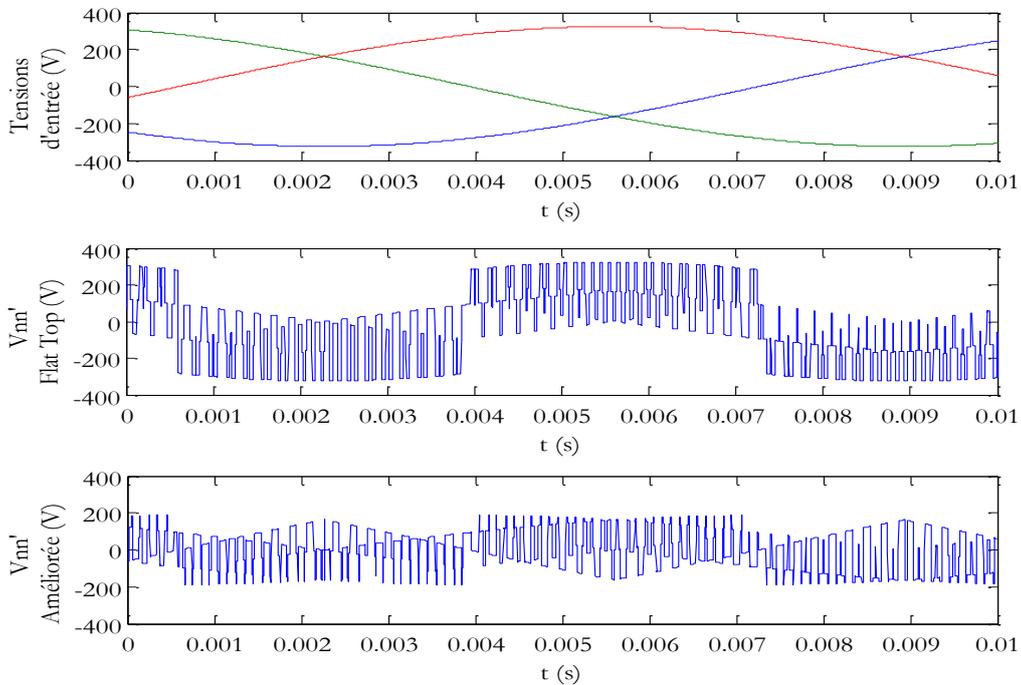


Figure 2-32 : Tensions homopolaires ( $v_{nn}$ ) des deux stratégies de modulation proposées.

#### II.4.b. Relevés expérimentaux de la modulation améliorée

La modulation Flat Top, implantée dans l'expérimentation, est modifiée afin de générer la matrice  $[M^*]$  avec une phase de roue libre sur le potentiel d'entrée le plus proche de zéro. Cette matrice  $[M^*]$  est directement injectée dans le modulateur par porteuse.

Les conditions d'expérimentations sont les mêmes qu'au paragraphe II.2.c. Les porteuses du modulateur sont de forme triangulaires et ont une fréquence égale à 10kHz. Les références des tensions de sortie ont une fréquence égale à 30Hz et une amplitude de sortie égale à 160V ( $q=0.8$ ). La charge est une charge de type R-L triphasée équilibrée conduisant à des courants de sortie de valeur efficace égale à 2.5A comme le présente la Figure 2-33. On constate que les courants de sortie sont équilibrés. Le relevé d'une tension simple de sortie ( $v_{un}$ ) à une allure proche de celle simulée à la Figure 2-30.

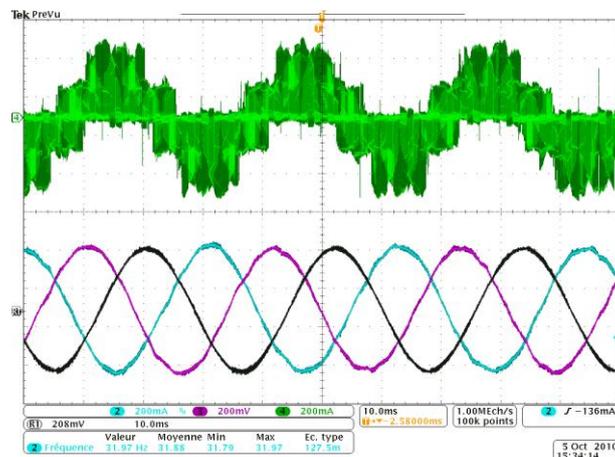


Figure 2-33 : Relevé expérimental de la tension  $v_{un}$  et des courants de sortie.

La Figure 2-34 présente la tension de sortie  $v_{un}$  ainsi que les courants de sortie. On peut remarquer que la tension de sortie  $v_{un}$  n'est plus de type Flat Top et qu'elle est semblable à la simulation de la Figure 2-31.

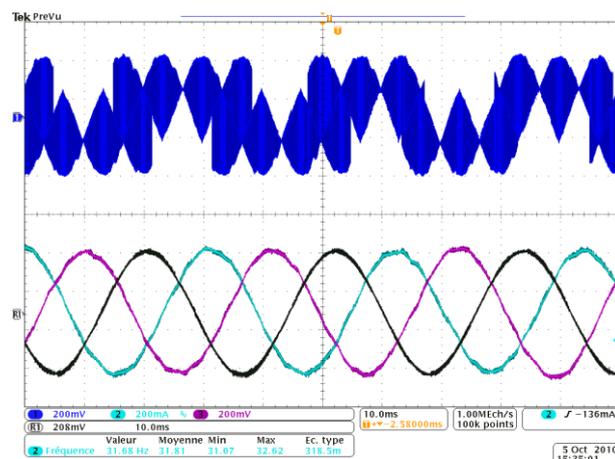


Figure 2-34 : Relevé expérimental de la tension  $v_{un}$  et des courants de sortie.

La Figure 2-35 montre le relevé expérimental de la tension de mode commun  $v_{nn}$ . Cette dernière à une enveloppe identique à la simulation présentée à Figure 2-31.

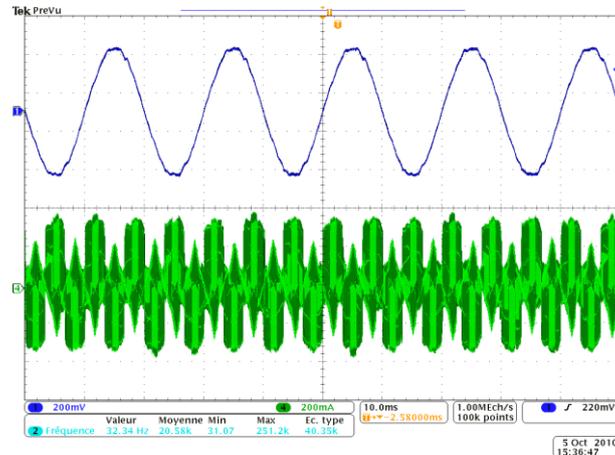


Figure 2-35 : Relevé expérimental de la tension de mode commun  $v_{nn}$ , positionné par rapport à une tension simple d'entrée.

#### II.4.c. Conclusion

Un choix particulier de roue libre utilisée par la modulation est présenté. Afin de limiter le nombre de commutations (et donc les pertes) ainsi que les fronts de tension de mode commun, l'utilisation d'un unique état nul par demi-période a été fait. Cet état nul particulier, différent de celui utilisé par la modulation Flat Top, permet de réduire la tension globale à commuter. Cette phase de roue libre est introduite sur le potentiel d'entrée le plus proche de zéro. Une règle d'affectation des porteuses est introduite afin d'éviter les risque de commettre une triple commutation lors d'un changement du potentiel le plus proche de zéro et donc lors d'un changement d'une phase de roue libre. Cette méthode est validée par simulation. Cette stratégie de modulation est implantée expérimentalement. Les résultats expérimentaux permettent d'obtenir des relevés proches de ceux obtenus lors des simulations et permettent de valider le fonctionnement de la stratégie de modulation.

## II.5. Adaptation de la modulation aux convertisseurs matriciels indirects

Comme l'a montré le chapitre 1, la modulation des convertisseurs indirects (Figure 2-36), est effectuée avec la modulation indirecte du vecteur spatial. Cette modulation est relativement complexe à appréhender. Elle génère les fonctions de connexion des parties redresseur et onduleur, soit par une modulation par séquençement ordonné (lourde à implanter) soit par une modulation intersective avec une double porteuse dont une asymétrique, qui est quant à elle complexe à synchroniser.

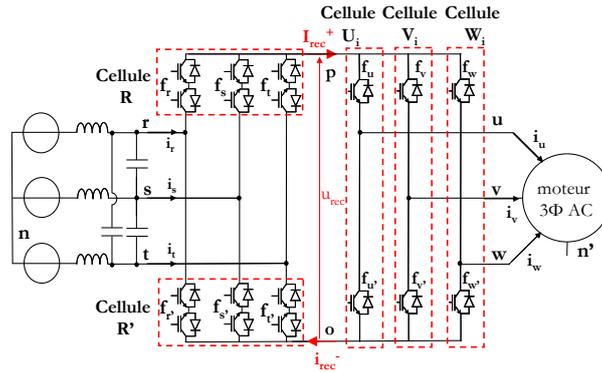


Figure 2-36 : Convertisseur matriciel indirect.

L'adaptation de la modulation des convertisseurs matriciels "double étage" à la modulation des convertisseurs matriciels est présentée dans [Cha-04 ; KLU-06] et [Cas-02]. Par contre, aucune adaptation de la modulation des convertisseurs matriciels à la modulation des convertisseurs matriciels "double étage" n'est proposée dans la littérature.

### II.5.a. Implantation d'une modulation indirecte issue de la modulation matricielle

#### II.5.a.i. Décomposition générale

De par sa structure faisant apparaître un étage continu sans stockage ( $u_{rec}$ ), le convertisseur matriciel indirect ne permet pas de générer les vecteurs tournants réalisables avec la structure matricielle. La modulation vectorielle du convertisseur matriciel (Fig 2.25) n'utilisant pas ces derniers, la décomposition de la modulation proposée est extensible aux convertisseurs matriciels indirects [Gru-09]. La décomposition de la matrice des fonctions de connexion  $[F]$  (matrice  $3 \times 3$ ) en deux matrices de fonctions de connexion (matrice  $3 \times 2$ ), adaptées au redresseur et à l'onduleur, doit être effectuée, comme le présente l'équation (2.11).

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{su} & f_{tu} \\ f_{rv} & f_{sv} & f_{tv} \\ f_{rw} & f_{sw} & f_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] \quad (2.11)$$

La commande du convertisseur matriciel indirect est donc décomposée en deux parties, une pour le redresseur et une seconde pour l'onduleur.

Dans la plupart des stratégies existantes [Kol-08 ; Kol-07] , les phases de roue libre sont générées par l'onduleur, permettant ainsi de limiter les pertes par conduction durant les phases où l'action du redresseur n'est pas utile. On passe ainsi de cinq interrupteurs (dont deux interrupteurs quatre segments) à trois interrupteurs en conduction. Ce choix permet de réduire simplement les pertes par conduction de cette structure lors des états nuls.

Chacun des deux blocs de conversion possède sa tâche respective :

- le redresseur doit connecter à  $u_{rec}$  une des deux tensions composées les plus grandes utilisées dans la modulation vectorielle ( $U_1$  ou  $U_2$  cf Figure 2-3).
- l'onduleur, quant à lui, est conçu pour aiguiller les phases (u, v, w) du moteur sur le potentiel du bus intermédiaire voulu.

Afin de construire la commande de ces deux convertisseurs à partir de la modulation vectorielle matricielle, il est nécessaire d'obtenir la matrice des fonctions de connexion [F].

Comme pour la commande du convertisseur matriciel, il est nécessaire de connaître les valeurs des trois potentiels d'entrée afin de générer ici une tension  $u_{rec}$  positive et ainsi ne pas court-circuiter le réseau d'entrée via les diodes de l'onduleur.

### II.5.a.ii. Méthode de contrôle du redresseur

La commande du redresseur du convertisseur matriciel indirect est déterminée par la connaissance de la matrice de connexion  $[F_{red}]$ , définie ci-dessous.

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Durant les états actifs d'une période de modulation de la structure indirecte, l'état du redresseur se doit de donner à  $u_{rec}$  une valeur égale à l'une des deux plus grandes tensions composées positives ( $U_1$  et  $U_2$ ), comme le présente la Figure 2-37.

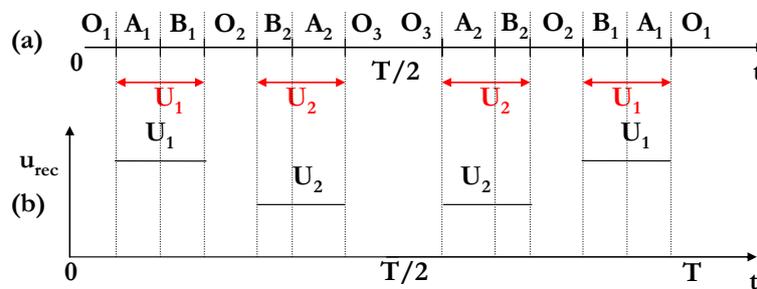


Figure 2-37 : (a) Modulation Vectorielle générale du convertisseur matriciel.  
(b) Tension  $u_{rec}$  imposée par les états actifs.

Les tensions  $U_1$  et  $U_2$ , utilisées durant les phases actives de la modulation, ont un potentiel d'entrée commun qui est le plus grand en valeur absolue. Ce potentiel est connecté au bus intermédiaire pendant toute la période de modulation. Afin d'éviter le court-circuit des diodes de l'onduleur, ce potentiel doit être raccordé au potentiel intermédiaire supérieur (p) s'il s'agit d'un potentiel positif ou au potentiel inférieur (o) s'il est négatif. Cette contrainte fige une ligne de la matrice de fonction de connexion du redresseur. L'autre ligne de cette dernière dépend de la matrice de connexion [F] du convertisseur matriciel. Par ailleurs, lors des phases de roue libre, la tension  $u_{rec}$  n'est pas imposée car le moteur est court-circuité au travers de l'onduleur sur un des deux potentiels de  $u_{rec}$ . Dans l'optique de ne pas engendrer de commutations inutiles et ainsi limiter les pertes par commutation, les tensions  $U_1$  et  $U_2$  ramenées au niveau de  $u_{rec}$  sont respectivement étendues temporellement aux phases d'états nuls  $O_1$  et  $O_3$  car le potentiel utilisé pour produire ces états nuls est indifférent (Figure 2-38).

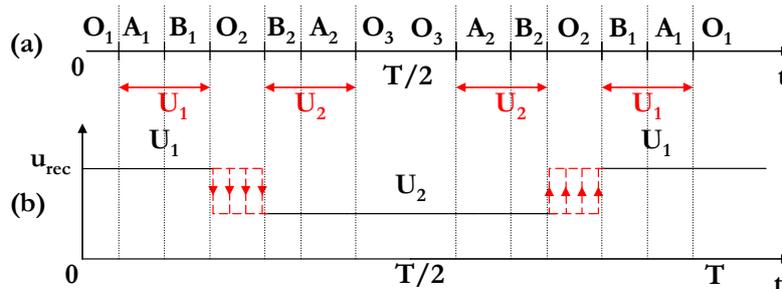


Figure 2-38 : (a) Modulation Vectorielle générale du convertisseur matriciel.  
(b) Tension  $u_{rec}$  limitant les commutations.

Au cours de l'état nul  $O_2$ , une commutation du redresseur doit être réalisée pour passer de  $U_1$  à  $U_2$ . Par contre, l'instant de commutation de la cellule non bloquée n'est pas défini. La phase de roue libre générée par l'onduleur permet de choisir cet instant car la commutation ne modifie en rien les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur. Ainsi, un degré de liberté dans le contrôle du redresseur apparaît ici. Cette commutation du redresseur est théoriquement sans pertes car elle est engendrée sous un courant nul car à ce moment-là l'onduleur est en roue libre. En pratique, la rapidité de commutation sous courant nul des interrupteurs dépend de la vitesse de recombinaison naturelle des porteurs stockés dans ce dernier. Lorsque la durée de l'état nul  $O_2$  devient trop brève, il apparaîtra des difficultés de commutation qui engendreront des pertes supplémentaires.

Dans les simulations, l'instant de commutation  $t_{rec}$  a été placé au centre de l'état nul  $O_2$  comme le montre la Figure 2-39.

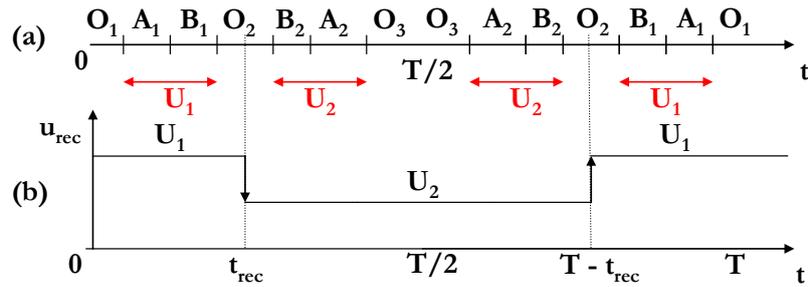


Figure 2-39 : (a) Modulation Vectorielle générale du convertisseur matriciel.

(b) Tension  $u_{rec}$  implantée pour les simulations.

II.5.a.iii. Extraction de la matrice du redresseur  $[F_{red}]$  du convertisseur matriciel indirecte à partir de  $[F]$

La tension  $u_{rec}$  étant désormais définie à chaque instant, il est possible de déterminer l'état de la matrice  $[F_{red}]$  à partir de la connaissance de la matrice  $[F]$  de connexion du convertisseur matriciel. Pour cela, les trois principales familles d'état doivent pouvoir être distinguées en fonction de la valeur de  $[F]$  :

- L'état nul  $O_2$ .
- Les deux autres états nuls (sauf  $O_2$ ).
- Les 4 états actifs.

Pour déterminer la commande des convertisseurs matriciels indirects à partir de la commande du convertisseur matriciel, on doit identifier la famille d'état à partir de la connaissance de la matrice de connexion  $[F]$ .

Un état nul est défini lorsque la charge est en roue libre donc court-circuitée. Cet état peut être détecté lorsque la somme d'une ligne de la matrice  $[F]$  est égale à 3.

L'état nul spécifique  $O_2$ , utilisé pour générer la modulation Flat Top, est obtenu lorsque cet état nul est relié au potentiel d'entrée le plus grand en valeur absolue. La connaissance de ce potentiel permet d'identifier la ligne de la matrice correspondant à cet état nul particulier.

Un état actif est défini lorsqu'une tension composée d'entrée alimente la charge. Il peut être détecté lorsque aucune des sommes de chaque ligne de la matrice de conversion du convertisseur matriciel  $[F]$  n'est égale à 3.

- Calcul de la matrice  $[F_{red}]$  pour les deux dernières familles :

La Figure 2-38 montre que l'état du redresseur (valeur de  $u_{rec}$  imposée) est complètement défini lors de l'utilisation des deux dernières familles. Ainsi une cellule du redresseur est bloquée (connexion au potentiel le plus grand en valeur absolue), et l'état de l'autre cellule devra être

déterminé par connaissance de  $[F]$  et donc du second potentiel appliqué en sortie du convertisseur matriciel.

Par exemple, si le potentiel le plus grand en valeur absolue (potentiel commun à  $U_1$  et  $U_2$ ) est sur la phase r avec un potentiel positif, la ligne haute est donc bloquée avec  $f_r$  égal à 1 (Figure 2-40). De plus, comme la roue libre ne peut être faite par le biais du redresseur,  $f_{r'}$  est complémentaire à  $f_r$  et donc égal à zéro. La matrice  $[F_{red}]$  est donc déjà partiellement définie et les deux dernières fonctions de connexion sont déterminées par connaissance de  $[F]$  :

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_r = 1 & f_s = 0 & f_t = 0 \\ f_{r'} = 0 & f_{s'} = ? & f_{t'} = ? \end{bmatrix}$$

Figure 2-40 : Exemple de Matrice de connexion du redresseur.

La seconde ligne de  $[F_{red}]$  connecte le potentiel bas du bus intermédiaire soit à “s”, soit à “t”.

Elle est déterminée à l'aide de  $[F]$ , matrice 3x3, dont chaque ligne affecte (ou non) un potentiel d'entrée aux 3 sorties. Dans cette matrice, il suffit, en excluant la ligne affectée au potentiel le plus grand en valeur absolue (r dans notre exemple), de détecter la ligne restante ayant au moins une fonction de connexion égale à 1, ce qui permet de connaître le second potentiel à ramener sur le bus. On peut alors identifier complètement  $[F_{red}]$ .

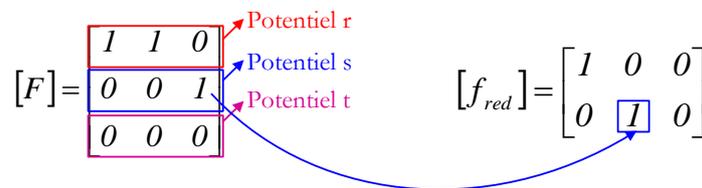


Figure 2-41 : Matrice de connexion du redresseur pour un état actif.

- Calcul de la matrice  $[F_{red}]$  pour la première famille :

Quand le convertisseur est dans l'état  $O_2$ , la tension  $u_{rec}$  doit être commutée à l'instant choisi. Aussi, quand on détecte l'état  $O_2$  comme expliqué précédemment, il est nécessaire de modifier  $u_{rec}$  en commutant la cellule non bloquée, c'est-à-dire en complémentant les deux fonctions de connexion affectées aux deux potentiels les plus faibles en valeur absolue.

II.5.a.iv. Extraction de la matrice de l'onduleur  $[F_{\text{ond}}]$  du convertisseur matriciel indirecte à partir de  $F$

L'onduleur oriente les potentiels de sortie (u, v, w) sur les potentiels du bus intermédiaire. Comme cité précédemment, le contrôle de la partie onduleur du convertisseur matriciel indirect doit déterminer la matrice  $[F_{\text{ond}}]$ , définie ci-dessous.

$$[F_{\text{ond}}] = \begin{bmatrix} f_u & f_v & f_w \\ f_{u'} & f_{v'} & f_{w'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{\text{ond}} \\ f_{\text{ond}'} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Afin de respecter les lois électriques et ainsi éviter tout risque de destruction de la structure, la relation suivante doit être respectée.

$$f_i + f_{i'} = 1 \quad \text{avec } i = u, v, w \quad (2.14)$$

- Détermination de  $[f_{\text{ond}}]$  pour un état actif :

Une tension composée d'entrée ( $U_1$  ou  $U_2$ ) est connectée à l'entrée de l'onduleur par l'intermédiaire du redresseur. A tout moment, l'un des 3 potentiels d'entrée n'est pas utilisé. Il en résulte une ligne de la matrice des fonctions de connexion  $[F]$  avec une somme nulle. Cette ligne de la matrice  $[F]$ , inutile, peut être supprimée et ainsi permet de réduire la matrice  $[F]$  à une matrice 3x2. Un exemple de réduction de matrice est exposé dans la Figure 2-42 pour un état actif. Cette nouvelle matrice possède les mêmes dimensions que la matrice des fonctions de connexion de l'onduleur  $[F_{\text{ond}}]$ .

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Figure 2-42 : Exemple de réduction de matrice.

La matrice réduite obtenue est égale à la matrice de commande de l'onduleur ou à cette même matrice complétée :

Si dans cette matrice réduite la première ligne est affectée à un potentiel d'entrée supérieur à celui de la seconde ligne, alors la matrice  $F_{\text{ond}}$  est égale à la matrice réduite, sinon,  $F_{\text{ond}}$  est égale à la matrice réduite complétée.

- Détermination de  $[F_{\text{ond}}]$  pour un état nul quelconque:

Quand le convertisseur matriciel est en phase de roue libre, les phases du moteur sont court-circuitées via les interrupteurs de l'onduleur. L'onduleur génère ces états à l'aide des deux matrices définies dans l'équation (2.15) :

$$I_+ = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad I_- = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

L'état nul  $O_2$  génère une roue libre de l'onduleur sur le potentiel commun à  $U_1$  et  $U_2$  (potentiel le plus grand en valeur absolu). Le contrôle de la roue libre de l'onduleur peut être directement déterminé par le signe de ce potentiel et le type de modulation.

Si l'état nul est de type  $O_2$  :

- $[F_{ond}] = I_+$ , si le potentiel commun est positif.
- $[F_{ond}] = I_-$ , si le potentiel commun est négatif.

Dans les autres cas :

- $[F_{ond}] = I_-$ , si le potentiel commun est positif.
- $[F_{ond}] = I_+$ , si le potentiel commun est négatif.

### II.5.a.v. Simulations

Cette adaptation des méthodes de modulation du convertisseur matriciel au convertisseur matriciel indirect, décomposant de la matrice des fonctions de connexion  $[F]$  en deux matrices  $[F_{red}]$  et  $[F_{ond}]$ , a été implantée dans Matlab-Simulink®.

La Figure 2-43 présente le résultat d'une simulation sur une période système dans les mêmes conditions que les simulations précédentes (tensions d'entrée à 50 Hz sous tension simple maximale de 325V, ratio de transformation  $q$  égal à 0,6 donc des références de sortie à 30 Hz sous une tension simple maximale de 195V et des porteuses triangulaire à 5kHz). Les résultats de la Figure 2-43 sont identiques aux résultats de la modulation du convertisseur matriciel. A chaque instant, la contrainte (2.16) est respectée, permettant une connexion des potentiels de sortie au même potentiel d'entrée qu'elle soit générée soit par un convertisseur matriciel soit par un convertisseur matriciel indirect. Ainsi les grandeurs des réseaux d'entrée et de sortie sont identiques.

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{su} & f_{tu} \\ f_{rv} & f_{sv} & f_{tv} \\ f_{rw} & f_{sw} & f_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] \quad (2.16)$$

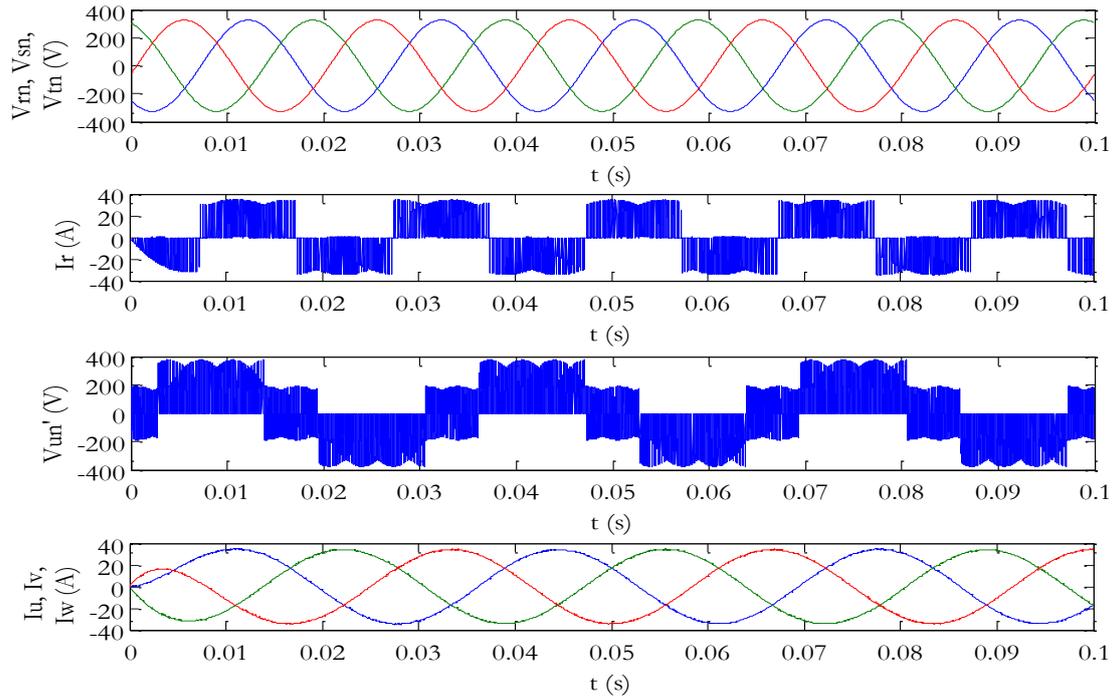


Figure 2-43 : Grandeurs simulée d'entrée et de sortie des convertisseurs matriciel et matriciel indirect.

De plus, la tension du bus continu est bien toujours positive et est toujours égale à l'une des deux tensions composées d'entrée les plus grandes. Ces éléments permettent de valider cette méthode de commande du convertisseur matriciel indirect.

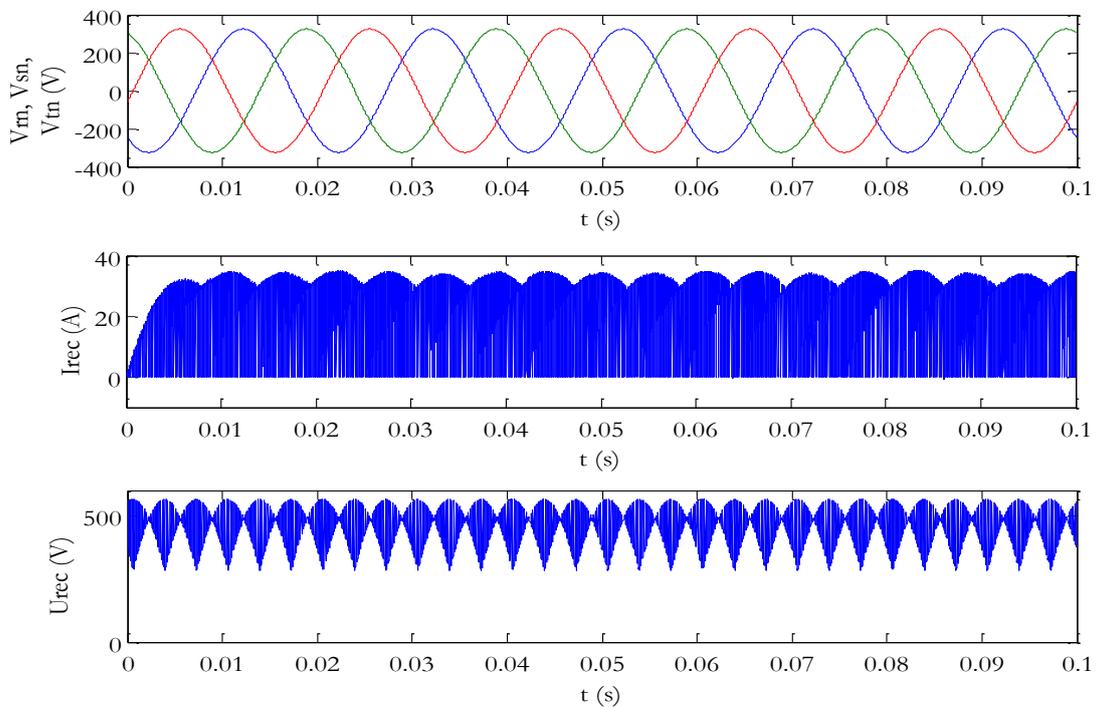


Figure 2-44 : Simulation des grandeurs sur le bus intermédiaire du convertisseur matriciel indirect.

### II.5.b. Conclusion

La décomposition originale qui vient d'être faite est générale et permet de transformer toutes les stratégies de modulations vectorielles classiques du convertisseur matriciel, n'utilisant donc pas les vecteurs tournants, pour obtenir la commande du convertisseur matriciel "double étage" de façon systématique.

Cette méthode de commande du convertisseur matriciel "double étage" a été effectuée avec certaines contraintes :

- éviter les commutations inutiles du redresseur, étendant l'utilisation des tensions  $U_1$  et  $U_2$  durant les phases de roue libre.
- choisir l'instant de commutation  $t_{rec}$  du redresseur au centre de la roue libre  $O_2$
- utiliser 1,2 ou 3 états nuls par période MLI

Dans la littérature, la modulation de type Flat Top, n'utilisant que  $O_2$  est la seule utilisée car la commutation du redresseur, lors de cette dernière, permet d'effectuer ses commutations sous courant nul et limite le nombre de commutations par période. Ce choix permet de générer des pertes par commutation nulles dans le redresseur de ce convertisseur. L'utilisation d'une autre méthode de modulation (améliorée ou autre combinaison de choix de roue libre) génèrera des pertes par commutations sur le redresseur du convertisseur matriciel "double étage". Cette décomposition peut être facilement étendue aux autres convertisseurs doubles étages [Kol-02].

## II.6. Calcul des pertes et des rendements

A chaque instant, la modulation produite par les convertisseurs matriciels et matriciels indirects est identique. Il est donc possible de comparer les pertes générées par les semi-conducteurs du convertisseur ainsi que le rendement des convertisseurs.

### II.6.a. Méthodologie de calcul des pertes

Les interrupteurs utilisés en électronique de puissance ne sont pas idéaux car leurs commutations ne sont pas instantanées. De plus, leur tension lors de la mise en conduction n'est pas nulle. Les grandeurs importantes des semi-conducteurs évoluent comme le présente la Figure 2-45.

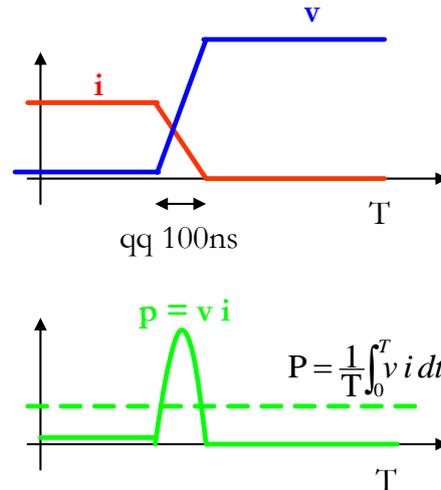


Figure 2-45 : Evolutions des grandeurs aux bornes des semi-conducteurs.

Des pertes par conduction apparaissent lorsque qu'un interrupteur est passant car le silicium composant ces interrupteurs possède une résistance interne. Cette dernière fait que la valeur de la tension résiduelle aux bornes de celui-ci ( $v_{ce}$  pour le transistor ou  $v_d$  pour la diode) évolue en fonction du niveau du courant le traversant, engendrant par conséquent des pertes par conduction. Cette résistance évolue avec le courant traversant le composant.

Il en est de même lorsqu'un composant commute, des pertes sont générées lors de la modification de la tension à ses bornes ainsi que du courant qui le traverse. La diode est un composant à commutation naturelle qui ne génère aucune perte par commutation lors de sa mise en conduction. Par contre lors d'un blocage, cette dernière est parcourue par un courant inverse pour recombiner les porteurs internes et ainsi la bloquer. Comme elle est soumise, pendant ce même temps, à une tension inverse qui peut être assez grande, le phénomène s'accompagne d'une dissipation d'énergie ( $E_{rec}$ ).

Dans le cas des transistors, les commutations sont contrôlées par la commande de grille de ce dernier. Par conséquent, des pertes par commutation sont produites à chaque changement d'états. Les pertes dépendent de la tension et du courant à commuter, de la technologie du composant et de la commande de grille. De plus, l'énergie nécessaire à l'ouverture est différente de celle à la fermeture dans un même composant à niveau de courant équivalent.

### II.6.a.i. Calcul des pertes

Le calcul des pertes par commutation s'avère complexe. En effet, il est nécessaire de prendre en compte l'évolution des tensions d'entrée, des courants de sortie mais aussi de la stratégie de modulation pendant une période du système [Kan-02 ; Wan-06 ; Jus-07].

A défaut d'obtenir analytiquement les pertes silicium des convertisseurs matriciels et matriciels indirects, ces dernières sont calculées par une intégration pas à pas lors de simulations

Matlab-Simulink® [Gru-10a]. Ce calcul est effectué à chaque pas de simulation et ce sur une période système ( $T_\Sigma$ ). Les matrices des fonctions de connexion des différents convertisseurs sont traitées afin de définir les composants passants, permettant de calculer les pertes par conduction. Tout changement d'état de ces matrices est analysé afin de définir le type de commutation (ouverture ou fermeture) et donc les pertes par commutation. Le tableau suivant présente les différentes équations implantées afin de calculer les pertes des semi-conducteurs pour un pas de calcul. Ces pertes sont intégrées, à chacun de ces pas, sur la durée d'une période système.

Type de composant	Pertes par conduction	Pertes par commutation à l'ouverture	Pertes par commutation à la fermeture
Diode	$v_d(i) \cdot  i_d  \cdot \Delta t \cdot \frac{I}{T_\Sigma}$	$E_{rec}(i) \cdot \frac{ u_i }{V_{ces}/2} \cdot \frac{I}{T_\Sigma}$	0W
Transistor IGBT	$v_{ce}(i) \cdot  i_t  \cdot \Delta t \cdot \frac{I}{T_\Sigma}$	$E_{off}(i) \cdot \frac{ u_i }{V_{ces}/2} \cdot \frac{I}{T_\Sigma}$	$E_{on}(i) \cdot \frac{ u_i }{V_{ces}/2} \cdot \frac{I}{T_\Sigma}$

**Tableau 2-5 : Calcul des pertes.**

$v_{ce}$  correspond à la tension collecteur-émetteur de l'IGBT et  $v_d$  à la tension aux bornes de la diode. Les termes  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  et  $E_{rec}$  représentent respectivement les énergies nécessaires à la commutation à la fermeture d'un IGBT, à l'ouverture d'un IGBT et au blocage d'une diode.  $V_{ces}$  correspond à la tension collecteur-émetteur maximale de l'IGBT. La tension à commuter aux bornes de l'interrupteur et le courant qui le traverse sont nommés  $u_i$  et  $i$ .  $T_\Sigma$  représente la période du système et  $\Delta t$  le pas de calcul.

### II.6.a.ii. Modélisation des pertes dans les composants

Les grandeurs  $v_{ce}$ ,  $v_d$ ,  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  et  $E_{rec}$  évoluent en fonction du courant traversant le composant. Les fabricants de semi-conducteurs en proposent des abaques dans leurs documentations techniques.

La méthode de calcul des pertes s'effectuant en post-traitement de la simulation, le modèle peut être complexifié sans engendrer une augmentation significative du temps de simulation. Chacun des cinq paramètres est fonction du courant. Ils est modélisé par un polynôme du cinquième ordre qui permet de respecter la caractéristique fournie par le constructeur en effectuant une erreur minime.

### II.6.b. Résultats du calcul des pertes et de l'efficacité du convertisseur.

En temps que variateur de vitesse, le convertisseur matriciel est connecté, dans les applications industrielles, à un moteur. Une application du convertisseur matriciel a été choisie dans le but de calculer les pertes. Celle-ci impose une rotation d'un moteur à couple constant. Ce moteur est assimilé à une source de courant alternative triphasée équilibrée de valeur efficace

constante égale à 70A dont le déphasage entre les tensions et les courants évolue linéairement en fonction de la fréquence de sortie du convertisseur tel que :

$$\cos(\varphi) = 1 - \frac{\Delta \cos(\varphi)}{f_{max}} f \quad \text{avec} \quad \begin{matrix} \Delta \cos(\varphi) = 0.2 \\ f_{max} = 50\text{Hz} \end{matrix} \quad (2.17)$$

La commande du moteur est telle que le flux soit constant (égal à sa valeur nominal) sur la plage de fréquence allant de 0 à 86% de la fréquence nominal puis réduit pour les fréquences supérieures lorsque l'amplitude maximale des tensions de sortie est atteinte.

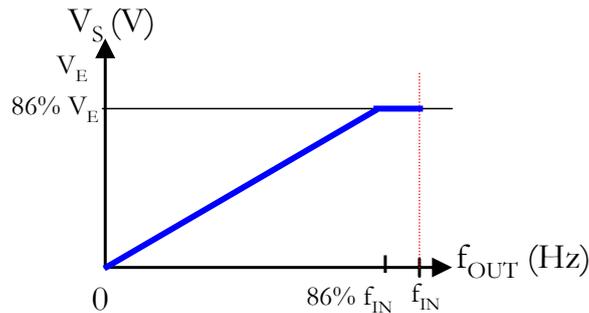


Figure 2-46 : Loi de commande du moteur.

Le calcul des pertes a été calculé avec le modèle des IGBTs Infineon de troisième génération FF200R12KT3\_E utilisés dans le prototype qui est présenté dans le chapitre suivant. La fréquence de modulation des convertisseurs est fixée à 10KHz. Les résultats de simulation, présentés ultérieurement, montreront que la fréquence des porteuses du modulateur n'a aucune influence sur la conclusion de la comparaison des topologies.

### II.6.b.i. Pertes et modulation Flat top.

La Figure 2-47 présente l'évolution des pertes et du rendement des convertisseurs matriciels et matriciels indirects produits avec la modulation de type Flat Top.

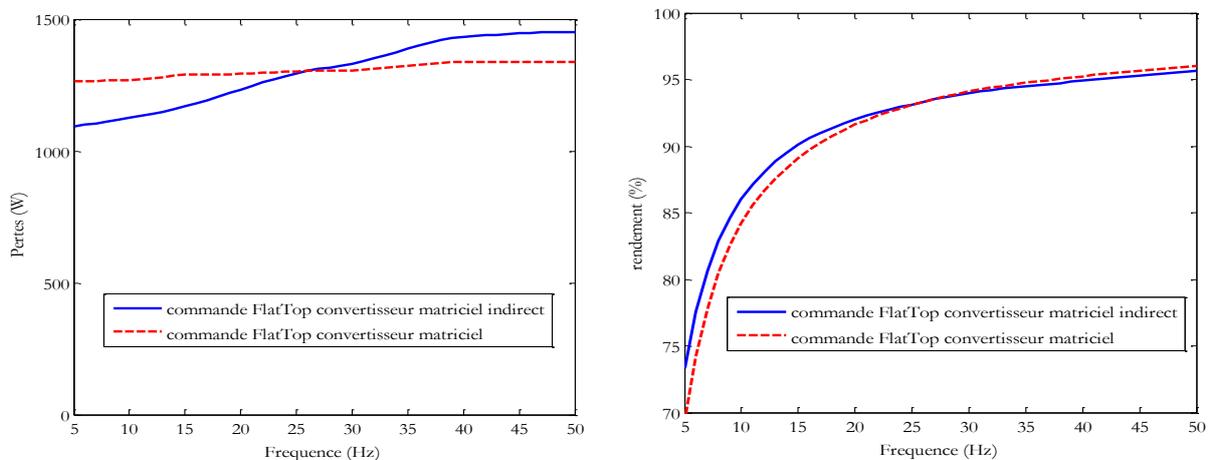


Figure 2-47 : Pertes et rendement des convertisseurs pour la modulation Flat Top.

Le résultat montre que les pertes du convertisseur matriciel sont plus faibles que celle de l'indirect pour des fréquences de rotation du moteur élevées alors que pertes sont plus petites pour l'indirect pour un fonctionnement à des fréquences de rotation du moteur faibles. Si le variateur de vitesse fonctionne essentiellement à basse fréquence, il est judicieux d'utiliser le convertisseur matriciel indirect. Sinon, le convertisseur matriciel est le plus approprié.

Les pertes du convertisseur matriciel sont relativement constantes sur la plage de variation de fréquence considérée. Le convertisseur matriciel est une structure totalement symétrique. Le courant du moteur est toujours conduit par la même structure d'interrupteur engendrant des pertes par conduction constantes sur la plage de fréquence. De plus, la modulation est toujours effectuée sur le même réseau d'entrée et ce à la même fréquence de modulation. Les pertes par commutation sont donc relativement constantes sur cette même plage de variation.

Les pertes par commutation du convertisseur matriciel indirect sont égales à celle du convertisseur matriciel car chacune des commutations est produite entre deux composants de même type (transistor vers diode ou vice et versa) sous la même tension et le même courant.

Les pertes par conduction dépendent des états du convertisseur. Les phases de roue libre étant produites par l'onduleur, le nombre de composant en conduction est réduit à trois. Tandis qu'un état actif (connexion du réseau sur le moteur) les pertes par conduction sont plus conséquentes car deux interrupteurs quatre segments (partie redresseur) et trois interrupteurs trois segment (partie onduleur) sont passant. Les pertes par conduction du convertisseur matriciel indirect dépendent donc du ratio de roue libre et d'états actifs lors de la période du système à la fréquence donnée. Ces dernières dépendent de l'amplitude des tensions de sortie désirées par la commande (loi de commande à flux constant).

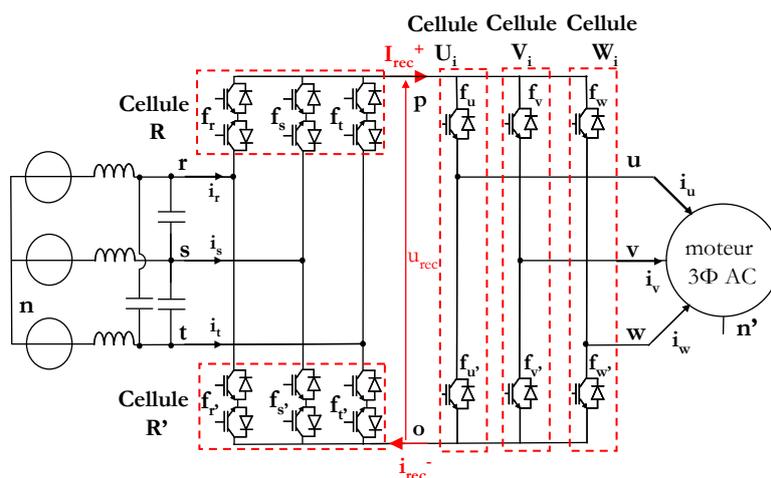


Figure 2-48 : Convertisseur matriciel indirect.

Les pertes calculées lors des simulations attestent que les pertes par commutation sont identiques entre les deux structures. L'évolution des pertes par conduction des convertisseurs confirme l'analyse précédemment effectuée. Pour la plage complète de variation de vitesse considérée, le convertisseur matriciel produit des pertes maximales 10% inférieures à celles engendrées par le convertisseur matriciel indirect. Les pertes maximales sont significatives pour le dimensionnement du système de refroidissement. Comme présenté ci-dessus, le convertisseur matriciel indirect n'a pas la symétrie du convertisseur direct, avec ses deux étages différenciés.

Les pertes générées dans le convertisseur matriciel indirect ne sont pas réparties uniformément entre le redresseur et l'onduleur. La figure suivante présente la répartition de ces pertes par interrupteur en fonction de leur place dans les convertisseurs.

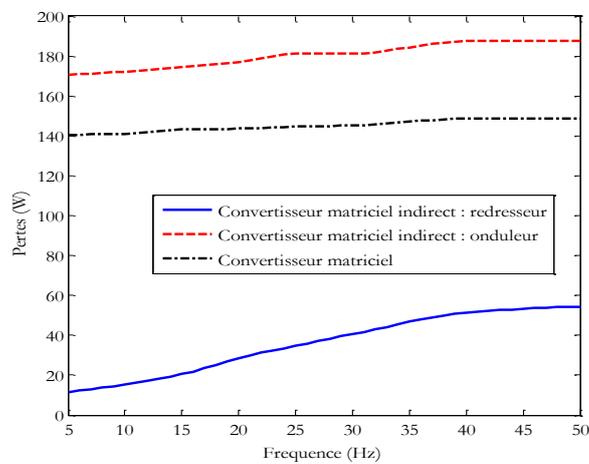


Figure 2-49 : Répartition des pertes par interrupteur dans le convertisseur matriciel et matriciel indirect pour la modulation Flat Top.

Pour la modulation envisagée, le redresseur commute à courant nul. Ce dernier engendre uniquement une partie des pertes par conduction alors que l'onduleur produit toutes les pertes par commutation additionnées à l'autre partie des pertes par conduction. La Figure 2-49 montre que les interrupteurs de l'onduleur ont les pertes les plus élevées. Les pertes de la partie de l'onduleur sont à l'origine de la contrainte thermique imposant le dimensionnement du système de refroidissement du convertisseur matriciel indirect. Les pertes de la partie onduleur du convertisseur matriciel indirect sont prédominantes, augmentant donc le volume de ce dernier. Le système de refroidissement est réduit pour le convertisseur matriciel comparé à l'indirect.

### II.6.b.ii. Comparaison avec la modulation améliorée.

La Figure 2-50 présente l'évolution des pertes et du rendement des convertisseurs matriciels et matriciels indirectes lors de l'utilisation de la modulation améliorée.

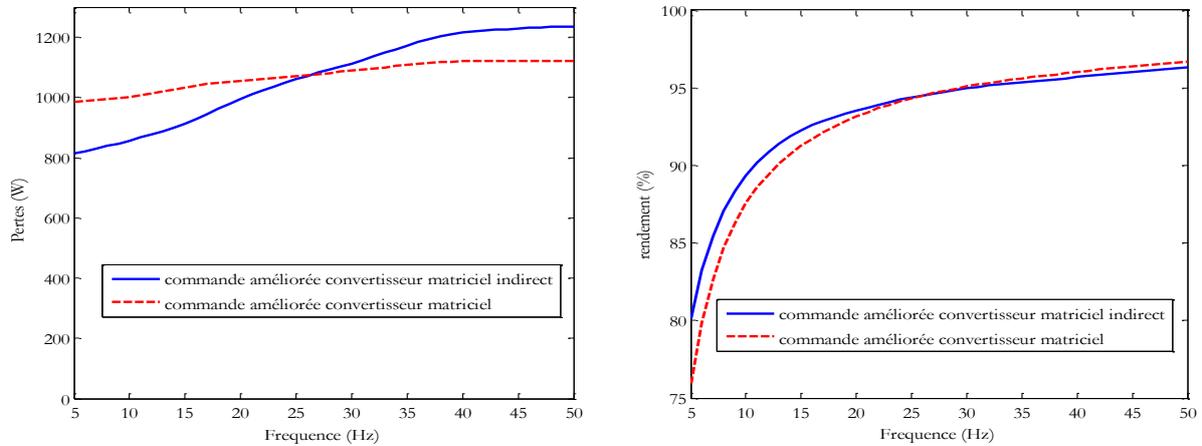


Figure 2-50 : Pertes et rendement des convertisseurs pour la modulation améliorée.

La tendance est semblable à celle observée avec la modulation Flat Top. Pour la plage complète de variation de vitesse, le convertisseur matriciel produit des pertes maximales 10% inférieures à celles engendrées par le convertisseur matriciel indirect. Le dimensionnement du système de refroidissement du convertisseur matriciel est donc réduit en comparaison de celui nécessaire au convertisseur matriciel indirect.

Les pertes produites par la modulation améliorée sont encore déséquilibrées entre les différentes parties du convertisseur matriciel indirect. En revanche, ce déséquilibre est moins important qu'avec l'utilisation de la modulation Flat Top car les pertes par commutation sont réparties dans le redresseur et l'onduleur. La figure suivante présente la répartition de ces pertes par interrupteur en fonction de leur place dans les convertisseurs. Les pertes de l'onduleur du convertisseur matriciel indirect sont prédominantes, augmentant donc le volume du système de refroidissement de ce dernier.

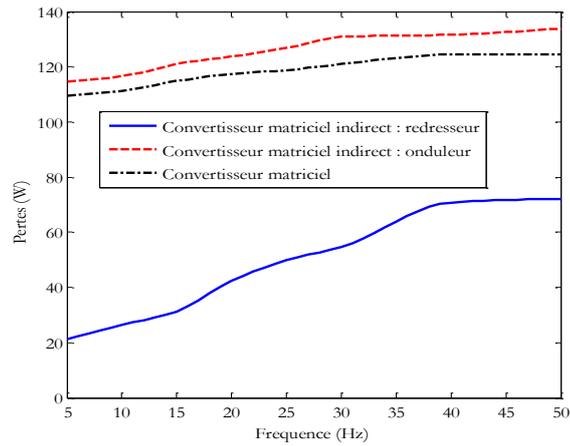


Figure 2-51 : Répartition des pertes par interrupteur dans le convertisseur des pertes dans les convertisseurs pour la modulation améliorée.

### II.6.b.iii. Comparaison des modulations Flat top et améliorée

Les pertes générées par les deux topologies ainsi que par les deux modulations sont comparées Figure 2-52.

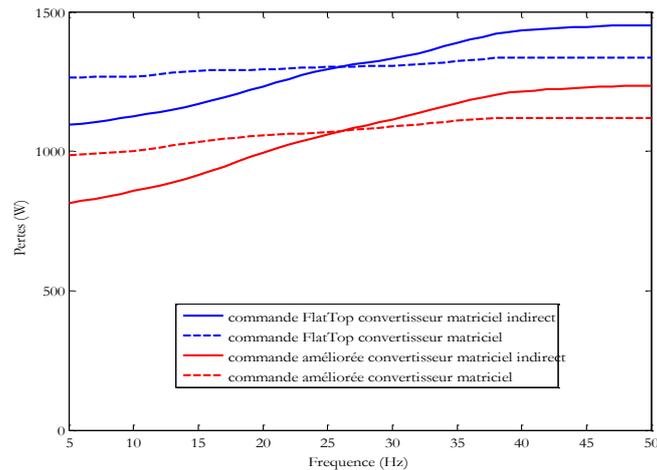


Figure 2-52 : Pertes dans les convertisseurs pour les deux modulations.

Il apparaît que la modulation améliorée réduit, en moyenne, de 23% les pertes sur la plage de variation de fréquence comparée à la modulation Flat Top et ceux pour les deux structures. Cette réduction des pertes est obtenue par réduction des pertes par commutation. Les pertes par conduction restent identiques pour chaque convertisseur, quelle que soit la stratégie de modulation.

### II.6.c. Conclusion

La comparaison des pertes simulées pour les convertisseurs matriciels et matriciels indirects pour une émulation d'une machine asynchrone fonctionnant à couple constant montre que la valeur maximale des pertes est d'environ 10% plus petite pour le matriciel comparée à celles

générées par le convertisseur matriciel indirect. Par conséquent, le système de refroidissement du convertisseur matriciel peut être réduit par rapport à celui du matriciel indirect. La modulation améliorée permet de réduire l'amplitude des tensions à commuter. Cette modulation améliorée permet de réduire en moyenne, sur la plage de variation en fréquence, les pertes des convertisseurs de 23% comparée à la modulation de type Flat Top. Ce gain est uniquement obtenu par une réduction des pertes par commutation.

Les pertes par commutation des différentes structures sont identiques pour une modulation donnée. Le changement de fréquence de modulation ne modifie pas les conclusions de l'étude. D'autres simulations, effectuées sous différents courants de charge ainsi que différents choix d'interrupteurs, confirment la tendance de ces courbes.

## II.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté une modulation naturelle généralisée pour les convertisseurs matriciels et matriciels "double étage". Cette méthode est basée sur l'utilisation d'un convertisseur virtuel permettant d'utiliser la méthode de calcul des rapports cycliques d'Ishiguro dans le cas présenté dans le chapitre 1, avec des rapports cycliques proportionnels aux tensions d'entrée afin d'obtenir des courants d'entrée en phase avec leur tension respective. Cette approche permet une étude plus synthétique et systématique que les modulations classiques et prend en compte les perturbations existantes sur le réseau d'entrée.

Un modulateur naturel par porteuse est proposé et permet de générer une modulation équivalente à la modulation vectorielle du convertisseur matriciel, dans le cas d'une modulation Flat Top. Une généralisation de la méthode de modulation est introduite. Cette généralisation permet de choisir une ou plusieurs phases de roue libre pouvant donc être différentes de celle introduite dans la modulation Flat Top. L'utilisation d'un unique état nul par demi-période est toujours préférable afin de limiter le nombre de commutation et donc les pertes. Cette modification pousse à utiliser la phase de roue libre sur le potentiel le plus proche de zéro, car elle permet de réduire l'amplitude de certaine tension à commuter et donc réduire les pertes générées par les convertisseurs. Cette amélioration ne modifie en rien la fonctionnalité du modulateur. Ces modulations ont été étendues au convertisseur matriciel indirect. Cette modulation (partie moyenne et modulateur) ainsi que son amélioration ont fait l'objet de dépôts de brevet [Del-08] et [Lem-08].

La comparaison des pertes simulées montre que la valeur maximale des pertes est d'environ 10% plus petite pour le matriciel comparée à celles générées par le convertisseur matriciel indirect. La modulation améliorée permet de réduire en moyenne, sur la plage de variation en fréquence, les pertes des convertisseurs de 23% comparé à la modulation de type Flat Top. Ce

gain est uniquement obtenu par une réduction des pertes par commutation. Les pertes par commutation des différentes structures sont identiques pour une modulation donnée. Le changement de fréquence de modulation ne modifie pas les conclusions de l'étude. D'autres simulations, effectuées sous différents courants de charge ainsi que différents choix d'interrupteurs, confirment la tendance de ces courbes.

La suite du manuscrit va aborder les contraintes technologiques de mise en œuvre de ces convertisseurs avec notamment le contrôle des cellules et le développement d'un prototype de laboratoire afin de valider les procédés de modulation présentés dans ce chapitre.

***CHAPITRE 3 : Commande rapprochée et  
prototype du convertisseur matriciel***



<b>CHAPITRE 3 : COMMANDE RAPPROCHEE ET PROTOTYPE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL.....</b>	<b>109</b>
<b><i>II.1. Introduction.....</i></b>	<b><i>112</i></b>
<b><i>II.2. Commutation des interrupteurs quatre segments .....</i></b>	<b><i>112</i></b>
II.2.a. Problématique des commutations .....	113
II.2.b. Commutation en courant.....	114
II.2.b.i. Commutation en 4 étapes.....	114
II.2.b.ii. Commutation en 3 étapes.....	115
II.2.b.iii. Commutation en 2 étapes.....	117
II.2.b.iv. Commutation sous signe de courant incertain .....	117
II.2.c. Commutation en tension.....	118
II.2.c.i. Commutation en 4 étapes.....	118
II.2.c.ii. Commutation en 2 étapes.....	119
II.2.c.iii. Commutation sous signe de tension incertain .....	120
II.2.d. Stratégie de séquençement des commutations implantée dans le prototype.....	121
<b><i>II.3. Dispositifs annexes nécessaires (filtres, protections) .....</i></b>	<b><i>124</i></b>
II.3.a. Protections .....	124
II.3.a.i. Protection contre les surintensités .....	124
II.3.a.ii. Protection contre les surtensions .....	125
II.3.b. Filtre d'entrée.....	128
<b><i>II.4. Prototype .....</i></b>	<b><i>133</i></b>
II.4.a. Démonstrateur .....	133
II.4.b. Génération de la commande.....	135
<b><i>II.5. Conclusion.....</i></b>	<b><i>137</i></b>

## II.1. Introduction

Les précédents chapitres ont présentés le convertisseur matriciel, les interrupteurs nécessaires à cette structure ainsi qu'une modulation naturelle généralisée, équivalente à la modulation vectorielle. Ce chapitre présente le séquençement des commutations de la commande rapprochée des interrupteurs quatre segments nécessaire pour faire commuter sans risques les cellules du convertisseur matriciel. Ensuite seront décrits les systèmes de protection proposés dans la littérature afin de fournir un environnement fiable au convertisseur matriciel. Ce convertisseur doit être protégé contre les surintensités et les surtensions qui pourraient être destructrices pour les semi-conducteurs dans le cas d'un défaut de commutation. Pour finir, le prototype développé est présenté, tout en explicitant le choix des divers éléments employés.

## II.2. Commutation des interrupteurs quatre segments

La commutation des interrupteurs quatre segments est plus contraignante que celle des interrupteurs utilisés dans les onduleurs de tension. En effet, aucun chemin pour le courant de sortie n'est naturellement disponible dans les interrupteurs nécessaires au fonctionnement du convertisseur matriciel, du fait de la présence d'un transistor en série avec une diode.

Puisqu'à chaque instant un seul interrupteur est fermé dans une cellule de commutation, la commutation se fait entre deux interrupteurs au sein de la cellule (Figure 3-1).

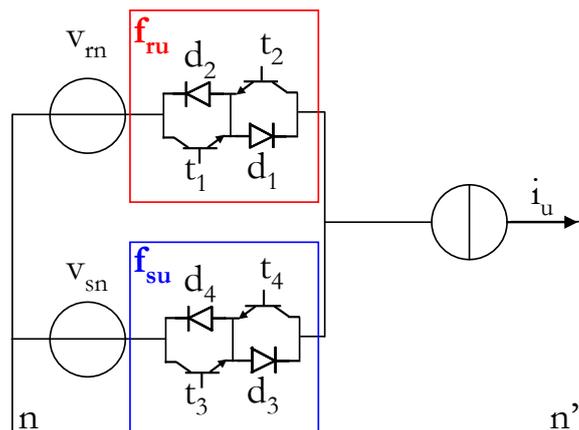


Figure 3-1 : Schéma de base pour l'étude des commutations.

### II.2.a. Problématique des commutations

L'ouverture et la fermeture d'un interrupteur ne sont pas instantanés et présentent un certain retard sur la commande (Figure 3-2). En cas d'une commande strictement complémentaire, il peut apparaître des intervalles pendant lesquels les deux interrupteurs sont ouverts ou fermés simultanément. Un risque de court-circuit des sources de tension d'entrée ou d'ouverture des sources de courant de sortie existe donc lors des commutations.

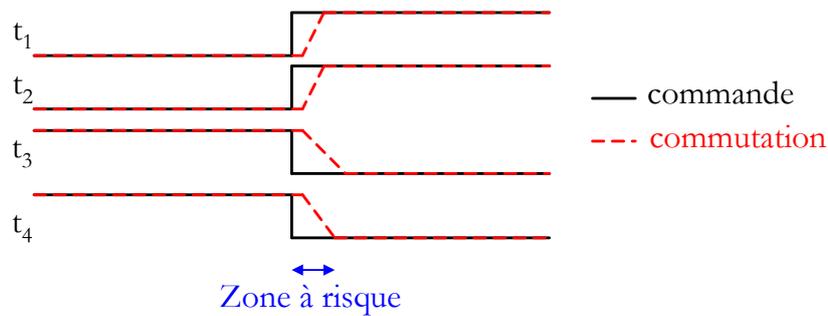


Figure 3-2 : Schématisation du risque lors de la commutation.

Si la commande introduit des “trous”, le court-circuit des sources de tension d'entrée est évité mais l'on provoque des ouvertures des sources de courant de sortie. Si la commande introduit des chevauchements, l'ouverture des sources de courant de sortie est évitée mais l'on provoque des courts-circuits des sources de tension d'entrée. Chaque commutation va devoir être parfaitement contrôlée afin de limiter tout risque de destruction.

Des travaux précédemment effectués dans le laboratoire permettent de contrôler le niveau de l'amplitude des surtensions et surintensités générées sur les interrupteurs quatre segments par la commande de grille lors de la commutation. Cette commande, appelé CATS [Saw-03 ; Idi-07], introduit un palier à un niveau de tension intermédiaire (différent de 15V) sur la commande de grille. Cette dernière permet de limiter les montées en tension et courant des interrupteurs constituant ce système. Par contre, cette commande génère des pertes par commutation plus importantes.

Des méthodes de commutation avancées ont été proposées afin de palier à ces risques. Elles dissocient la commande des transistors d'un même interrupteur quatre segments. Cette dissociation permet de générer des séquencements particuliers de la commande des commutations des interrupteurs. Ce séquencement avancé est contrôlé soit par le courant de sortie de la cellule de commutation [Bur-89] soit par la tension composée aux bornes des deux interrupteurs commutant [Lem-06]. Afin d'explicitier ces méthodes de séquencement, la commutation de l'interrupteur  $f_{ru}$  vers l'interrupteur  $f_{su}$  de la Figure 3-1 est pris comme exemple.

## II.2.b. Commutation en courant

Lorsque la commutation est terminée, l'interrupteur quatre segments fermé doit avoir une commande active sur les deux transistors qui le constitue, permettant ainsi une bidirectionnalité en courant. Le séquençage des commutations est effectué à **'aide du signe du courant** de sortie (sens de parcours du courant) dans la cellule correspondante.

### II.2.b.i. Commutation en 4 étapes

Ce séquençage est organisé en quatre étapes [Bur-89 ; Sch-98], explicitées ci-dessous, avec comme exemple une commutation de l'interrupteur  $f_{ru}$  vers l'interrupteur  $f_{su}$  avec un **courant de sortie  $i_u$  positif**. Le schéma de base pour l'étude des commutations est rappelé ci-dessous.

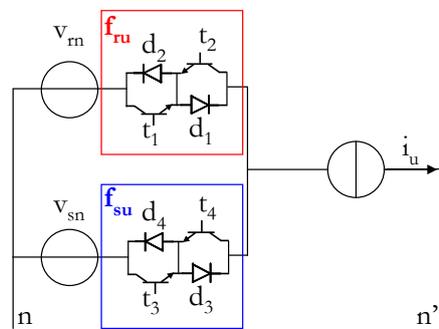


Figure 3-3 : Schéma de base pour l'étude des commutations.

- Dans un premier temps, le transistor de l'interrupteur fermé, non traversé par le courant, est ouvert ( $t_2$  dans notre exemple). Ce changement n'engendre aucune modification sur la connexion de la phase de sortie.
- Dans un second temps, le transistor de l'interrupteur ouvert pouvant conduire le courant de la charge ( $t_3$  dans notre exemple) est fermé. Les sources de tension d'entrée ne sont pas court-circuitées grâce aux deux diodes placées en série avec les deux transistors  $t_1$  et  $t_3$  (Figure 3-4).

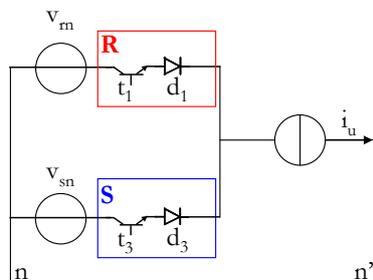


Figure 3-4 : Interrupteurs commandés à la seconde étape de commutation.

- Dans un troisième temps, le second transistor de l'interrupteur initialement fermé est ouvert ( $t_1$  dans notre exemple).
- Pour finir, le second transistor de l'interrupteur initialement ouvert est fermé ( $t_4$  dans notre exemple), permettant ainsi la continuité de la conduction en cas de changement de signe du courant.

Ce séquençement est présenté à la Figure 3-5 pour les deux signes de courant de  $i_u$ .

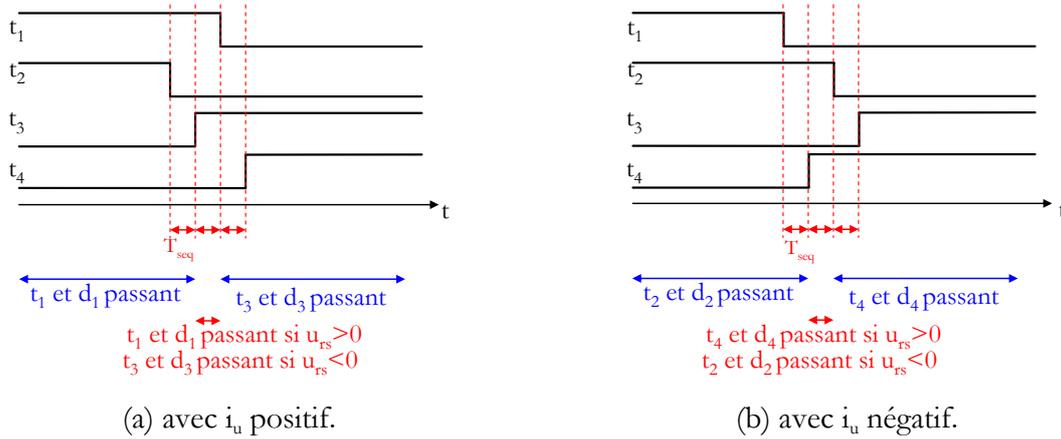


Figure 3-5 : Séquence de commutation en courant en quatre étapes.

La commutation est séquencée à l'aide d'un retard noté  $T_{seq}$ . Ce temps est défini à partir des caractéristiques des semi-conducteurs utilisées dans le convertisseur matriciel.

Toutes ces commutations sont effectuées entre une diode et un transistor de deux interrupteurs différents. Cette méthode de séquençement permet d'effectuer une commutation sûre mais plus lente car cette dernière nécessite trois durées  $T_{seq}$ . Ce séquençement en quatre étapes peut être simplifié afin d'accélérer la commutation et augmenter la précision de l'instant de commutation, améliorant ainsi la qualité des grandeurs commutées (tensions de sortie et courants d'entrée). L'accélération de la commutation permet également d'augmenter la fréquence maximale de la porteuse générant la MLI. Ces simplifications entraînent des risques de problèmes d'ouverture de source de courant lors d'erreur sur la connaissance du signe du courant.

### II.2.b.ii. Commutation en 3 étapes

[Tew-06 ; Whe-03] proposent d'accélérer le séquençement grâce aux propriétés intrinsèques des semi-conducteurs. Son approche est basée sur l'hypothèse que la plupart des interrupteurs ont un temps de commutation plus lent à la fermeture (nommé  $t_{off}$ ) qu'à l'ouverture (nommé  $t_{on}$ ), comme le présentent la Figure 3-6 et la Figure 3-7.

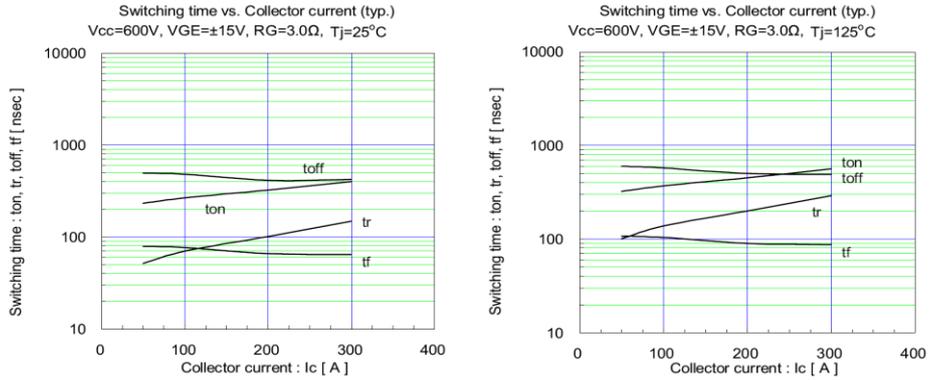


Figure 3-6 : Caractéristique des temps de commutation d'un IGBT 2MBI200U4B-120.

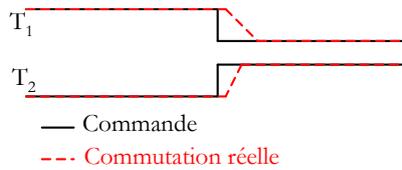


Figure 3-7 : Schématisation de la commande et de la commutation de l'IGBT 2MBI200U4B-120.

Cette hypothèse ( $t_{off} > t_{on}$ ) permet d'utiliser la dynamique des interrupteurs afin de générer un chevauchement naturel lors de certaines étapes de la commutation. Dans ce séquencement, la seconde étape est synchronisée avec la troisième comme le montre la Figure 3-9. Le schéma de base pour l'étude des commutations : est rappelé ci-dessous.

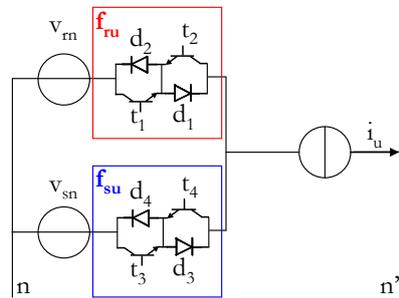


Figure 3-8 : Schéma de base pour l'étude des commutations.

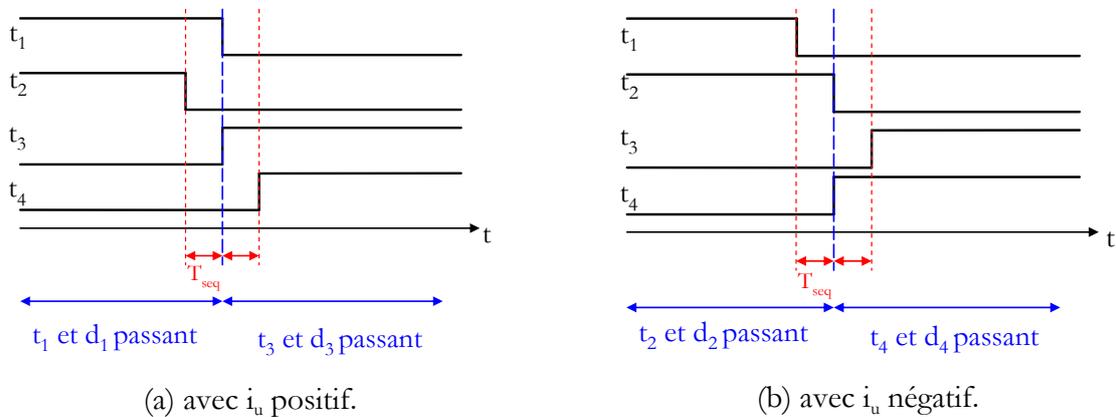


Figure 3-9 : Exemple de commutation en trois étapes à l'aide du courant.

Cette hypothèse permet d'effectuer une commutation en trois étapes et donc le temps de commutation est réduit à  $2 \cdot T_{seq}$ . La fréquence maximale de la porteuse générant la modulation peut ainsi être augmentée.

Ce mode de séquençement est peu utilisé car il nécessite de déterminer expérimentalement l'évolution des temps de commutation des interrupteurs à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture en fonction de l'amplitude des courants à commuter. De plus l'hypothèse ( $t_{off} > t_{on}$ ) est fautive pour certains semi-conducteurs. Elle ne sera donc pas utilisée par la suite.

### II.2.b.iii. Commutation en 2 étapes

Lorsqu'on est sûr de connaître précisément le signe du courant à commuter on peut ne commander que l'interrupteur susceptible de conduire [Aré-08 ; Zie-00], comme le montre la Figure 3-10. Si le courant est de signe positif, seuls  $t_1$  et  $t_3$  peuvent être commandés, dans le cas contraire,  $t_2$  et  $t_4$  peuvent être commandés.

On a alors une commutation en deux étapes et le temps de commutation est réduit à une seule période  $T_{seq}$ . La fréquence maximale de la porteuse générant la modulation peut être augmentée.

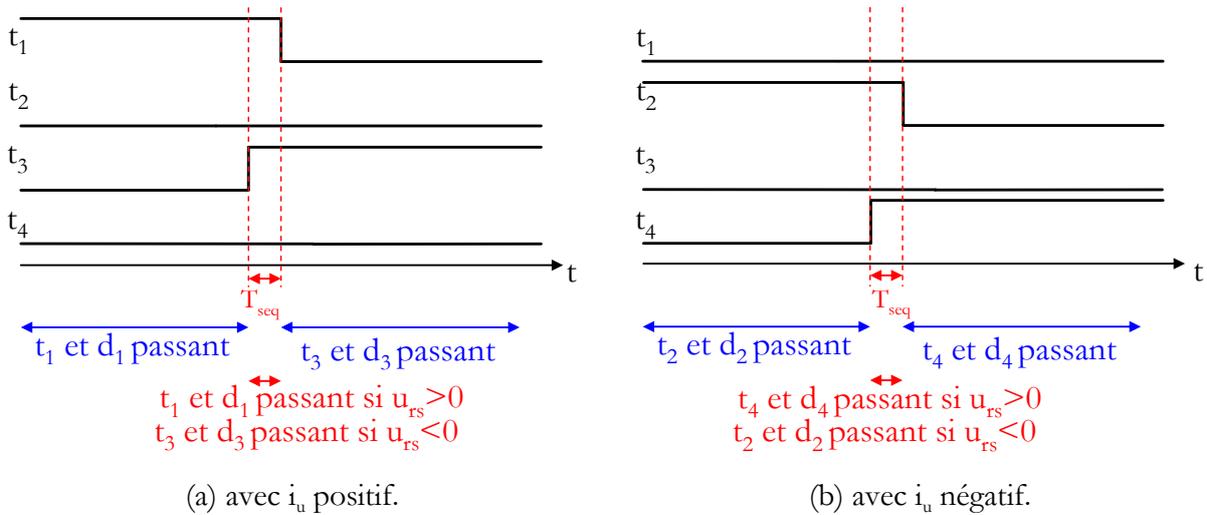


Figure 3-10 : Exemple de commutation en deux étapes à l'aide du courant.

### II.2.b.iv. Commutation sous signe de courant incertain

Ces méthodes de séquençement nécessitent une connaissance parfaite du signe du courant à commuter, grandeur pouvant être délicate à connaître précisément. Quand le courant est proche de zéro, des erreurs peuvent apparaître sur l'obtention de son signe. De plus, la modulation est générée par un système numérique (DSP, FPGA et CPLD) qui échantillonnent les mesures, les rendant discontinues. Enfin, la modulation génère une ondulation de courant

pouvant entraîner un changement de signe de se dernier sans que le système de mesure le détecte du fait de l'échantillonnage.

Un changement de signe de courant risque de s'opérer entre deux instants d'échantillonnage. Il est donc impossible de connaître précisément le signe d'un courant de faible amplitude. Cette imprécision peut être amplifiée par les erreurs de mesure introduites par les capteurs de courants ainsi que par les comparateurs utilisés dans la chaîne de traitement.

Ces imprécisions rendent difficile l'utilisation de ces séquencements contrôlés par le courant lorsque son amplitude faible [Whe-03].

Il est possible de générer le séquencement d'une commutation par la tension.

### II.2.c. Commutation en tension

#### II.2.c.i. Commutation en 4 étapes

De nouveau lorsque la commutation est terminée, la commande de l'interrupteur fermé impose une commande active sur les deux transistors qui le constitue, permettant ainsi une bidirectionnalité en courant. Le schéma de base pour l'étude des commutations est rappelé ci-dessous.

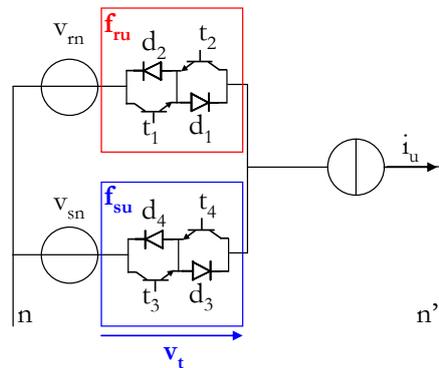


Figure 3-11 : Schéma de base pour l'étude des commutations.

Le séquencement des commutations est effectué à l'aide du signe de la tension composée aux bornes des deux interrupteurs à commuter ( $u_{rs}$  dans notre cas pour la commutation de r vers s) [Bur-89 ; Aré-08]. Ce séquencement est réalisé en quatre étapes explicitées ci-dessous avec comme exemple une tension  $u_{rs}$  positive.

- Dans un premiers temps, la connaissance de la tension aux bornes de l'interrupteur ouvert ( $v_t$ ) permet de fermer un des deux transistors ( $t_3$  ou  $t_4$ ) sans produire de modification sur la connexion de la phase de sortie (le transistor fermé est choisi tel que la diode en série avec ce dernier possède une tension négative,  $t_3$  dans notre exemple avec  $u_{rs}$  positive).

- Dans un second temps, le transistor de l'interrupteur initialement fermé, et conduisant le courant du même signe que celui du transistor venant d'être fermé, est ouvert ( $t_1$  dans notre exemple).
- Dans un troisième temps, le second transistor de l'interrupteur initialement ouvert est fermé ( $t_4$  dans notre exemple).
- Pour finir, le second transistor de l'interrupteur initialement fermé est ouvert ( $t_2$  dans notre exemple). Cette dernière étape permet ainsi de générer une continuité du courant en cas de changement de signe du courant.

Cette méthode de séquençement est présentée à la Figure 3-5 pour les deux sens de signe de la tension composée  $u_{rs}$ .

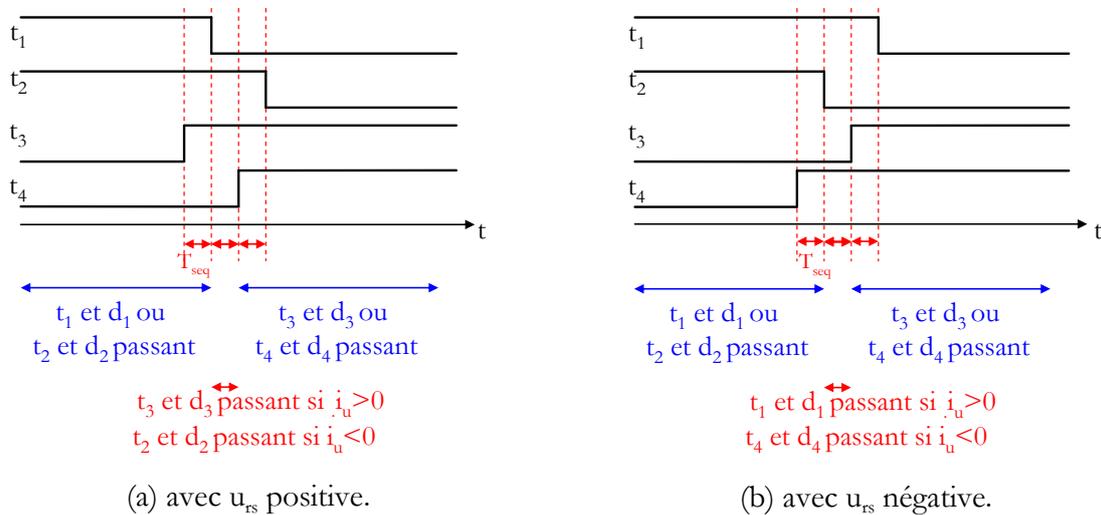


Figure 3-12 : Exemple de commutation en quatre étapes à l'aide de la tension composée.

Ce séquençement en quatre étapes a la même durée que le séquençement de la commutation par le courant en quatre étapes.

### II.2.c.ii. Commutation en 2 étapes

Il est intéressant d'accélérer ce séquençement. Pour cela, il est possible d'étendre à la commutation en tension, l'utilisation des propriétés des semi-conducteurs utilisés pour le séquençement en trois étapes par le courant [Whe-03]. Les deux premières étapes ainsi que les deux dernières étapes sont synchronisées. Chaque fermeture d'interrupteur est synchronisée avec l'ouverture du transistor de l'autre interrupteur véhiculant le courant du même signe comme le présente la Figure 3-13.

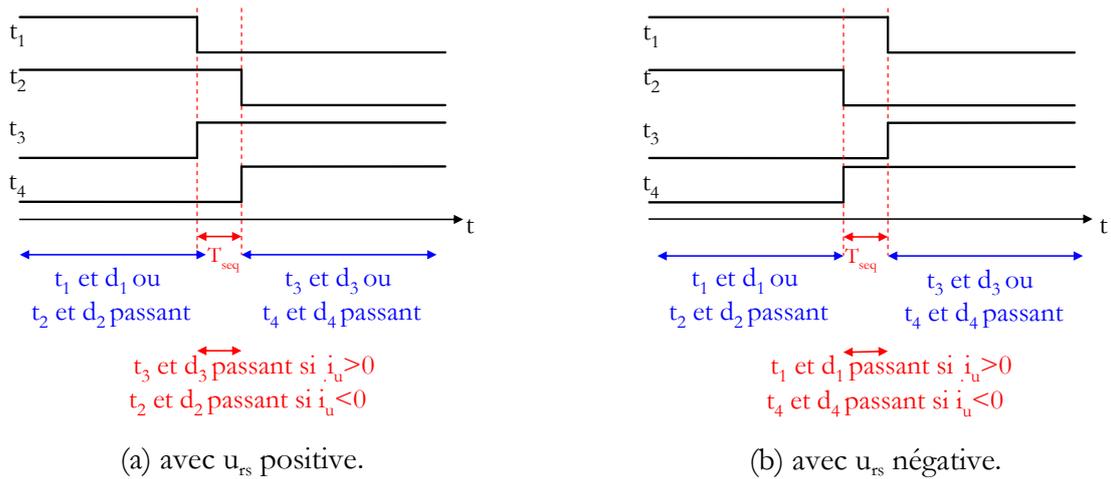


Figure 3-13 : Exemple de commutation en deux étapes à l'aide de la tension composée.

Ce mode de séquençage est très peu utilisé car il présente les mêmes inconvénients que précédemment.

### II.2.c.iii. Commutation sous signe de tension incertain

Toutes ces méthodes de séquençage nécessitent une connaissance parfaite du signe de la tension composée aux bornes des interrupteurs commutant. Lors d'une mesure de tension proche de zéro, des erreurs de signe peuvent apparaître dues à la discrétisation de cette tension par le circuit de commande et aux erreurs de mesure des capteurs et de la chaîne de traitement. Ces imprécisions limitent l'utilisation de ces séquençages contrôlés par la tension quand son amplitude est faible.

Chacune des cellules de commutation du convertisseur matriciel est alimentée par deux tensions composées indépendantes. Lorsque les deux interrupteurs doivent commuter une tension composée proche de 0V, il est possible de générer cette commutation plus sûrement en passant par le troisième potentiel [Zie-00]. La solution initialement proposée est de générer une commutation supplémentaire évitant ainsi toute commutation sous tension trop faible comme le montre Figure 3-14.

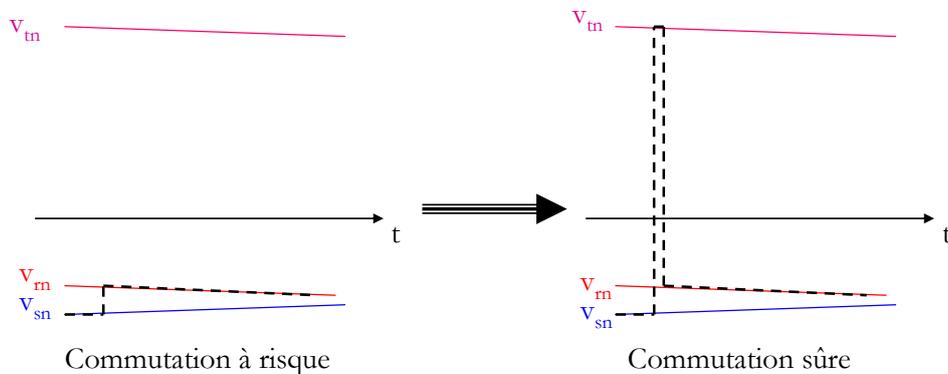


Figure 3-14 : Schématisation de la commutation sous tension composée incertaine.

Cette méthode est certes intéressante, car elle réduit les risques de destruction lors des commutations, mais elle engendre des pertes par commutations supplémentaires non négligeables car une simple commutation sous tension proche de zéro est remplacée par deux commutations avec une tension aux bornes des transistors proche de 86% de la tension composée réseau maximale et ce sous le même courant.

#### II.2.d. Stratégie de séquençement des commutations implantée dans le prototype

La stratégie de commutation choisie est une combinaison des méthodes de séquençement en courant et tension précédemment présentées.

Dans le cas où le signe du courant de sortie de la phase à commuter est connu et sûr, le séquençement en deux étapes (II.2.b.iii) contrôlé par le courant est utilisé. En cas d'incertitude quant au signe de ce courant, le séquençement en quatre étapes (II.2.c.i) contrôlé par la tension composée est appliqué.

Enfin, il se peut que ni le signe du courant, ni le signe de la tension composée à commuter ne soit connu. Il serait possible d'effectuer cette commutation avec la méthode présentée en II.2.c.iii générant une double commutation et produisant plus de pertes. Cette solution peut être évitée en utilisant la souplesse du modulateur proposé qui permet de modifier en temps réel la roue libre appliquée à la modulation ce qui change les contraintes de la commutation à effectuer. Ainsi, avec les conditions de commutation initiales, la stratégie de modulation du convertisseur matriciel est modifiée (Tableau 3-1) sans ajouter de commutations supplémentaires, ce qui limite les pertes par commutation.

Niveau du réseau d'entrée	Roue libre sur r' (Flat Top)	Roue libre sur s'	Roue libre sur t'
<p>Diagram showing input voltage levels <math>V_{rn}(1)</math>, <math>V_{s'n}(2)</math>, and <math>V_{rn}(3)</math> relative to a zero reference. Voltage differences are labeled as <math>\Delta v_{mid}</math> and <math>\Delta v_{min}</math>.</p>	<p>122 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{mid}</math></p> <p>121 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{mid}</math></p> <p>111 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p> <p>131 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p> <p>133 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p>	<p>222 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{mid}</math></p> <p>122 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{mid}</math></p> <p>121 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{min}</math></p> <p>131 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{min}</math></p> <p>133 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p>	<p>122 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{mid}</math></p> <p>121 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{min}</math></p> <p>131 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p> <p>133 <math>\downarrow</math> <math>\Delta v_{max}</math></p>
somme des tensions commutées	$= 2\Delta v_{max} + 2\Delta v_{mid}$	$= \Delta v_{max} + 2\Delta v_{mid} + \Delta v_{min}$	$= 2\Delta v_{max} + \Delta v_{mid} + \Delta v_{min}$

**Tableau 3-1 : Choix de la phase de roue libre en cas d'incertitude des grandeurs pour la commutation.**

La modulation de type flat top (roue libre effectuée sur la phase r' dans le convertisseur virtuel) permet de ne jamais créer de commutation sur une tension composée proche de zéro, car

elle fait toujours intervenir la tension la plus grande en valeur absolue. Le synoptique, présenté à la Figure 3-15, synthétise la stratégie de séquençement des commutations choisie.

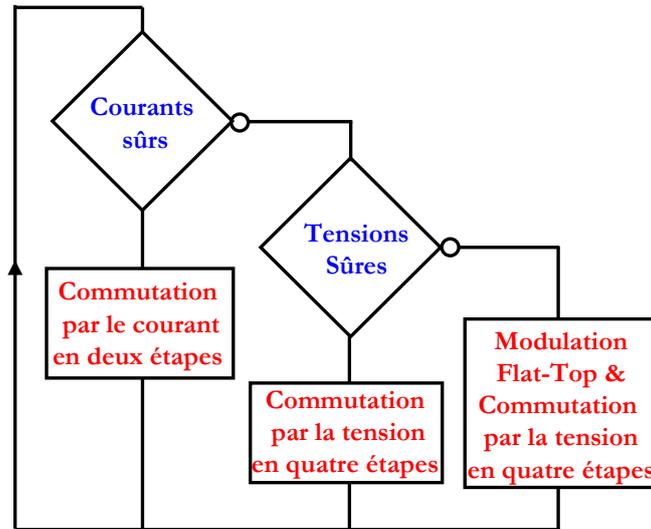


Figure 3-15 : Synoptique des méthodes de séquençement des commutations choisies.

Ces commutations sont toutes séquencées à l'aide d'un retard noté  $T_{seq}$ . La durée de ce retard est définie à partir de relevés expérimentaux. Une cellule du convertisseur matriciel, présenté ultérieurement, est connectée tel qu'elle fonctionne comme un hacheur abaisseur (Figure 3-16).

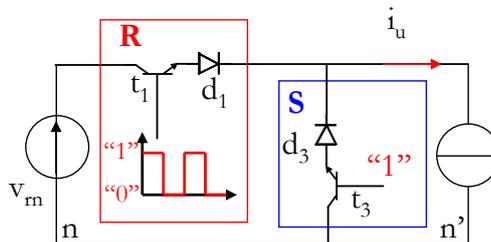


Figure 3-16 : Expérimentation des temps de commutation.

Ce fonctionnement permet de déterminer l'évolution des temps de commutation nécessaire à l'ouverture et la fermeture des interrupteur quatre segment. Le temps de commutation à la fermeture est défini par la durée entre l'instant où la commande impose la fermeture de  $t_1$  jusqu'à l'instant où la tension aux bornes de  $t_1$  et  $d_1$  atteint 10% de  $v_m$ . Le temps de commutation à l'ouverture est défini par la durée entre l'instant où la commande impose l'ouverture de  $t_1$  jusqu'à l'instant où le courant traversant  $t_1$  atteint 10% de  $i_u$ .

La Figure 3-17 présente l'évolution des temps de commutation des interrupteurs quatre segment implantés dans le prototype. Ces relevés permettent de définir le retard  $T_{seq}$ . Ce temps de retard a été choisi égal à  $1\mu s$  afin d'avoir une marge de sécurité pour le séquençement des commutations.

Cette méthode de séquençement a été implantée dans un circuit de développement en logique programmable complexe (CPLD) présenté ultérieurement.

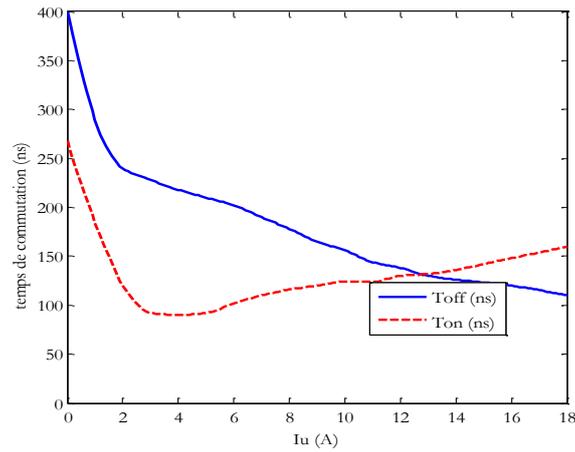


Figure 3-17 : Détermination de  $T_{seq}$ .

Les Figure 3-19 et Figure 3-20 présentent des relevés de signaux de commande fournis aux circuits drivers de deux interrupteurs quatre segments du convertisseur matriciel. La première figure présente une commutation en deux étapes basée sur le signe du courant. La seconde figure montre le même type de commutation mais cette fois basée sur le signe de la tension composée.

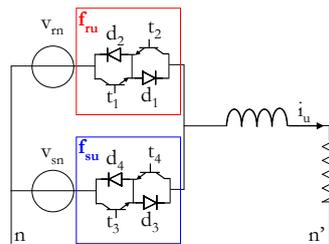
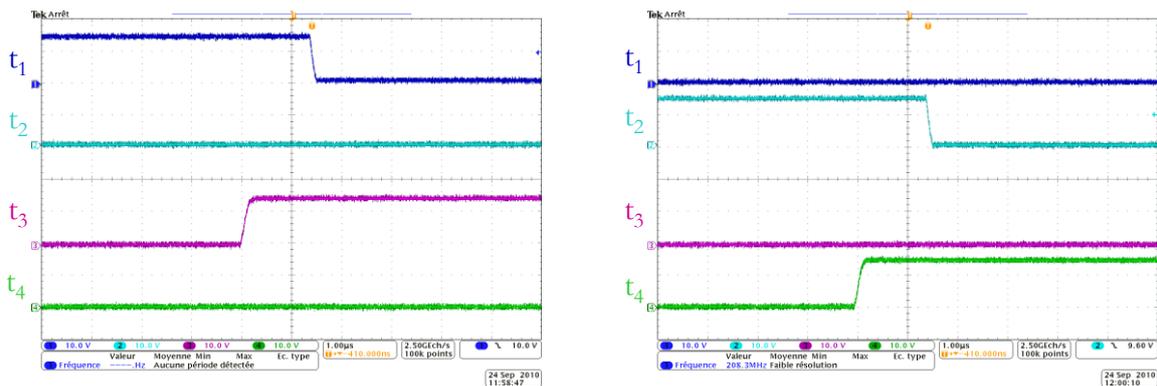


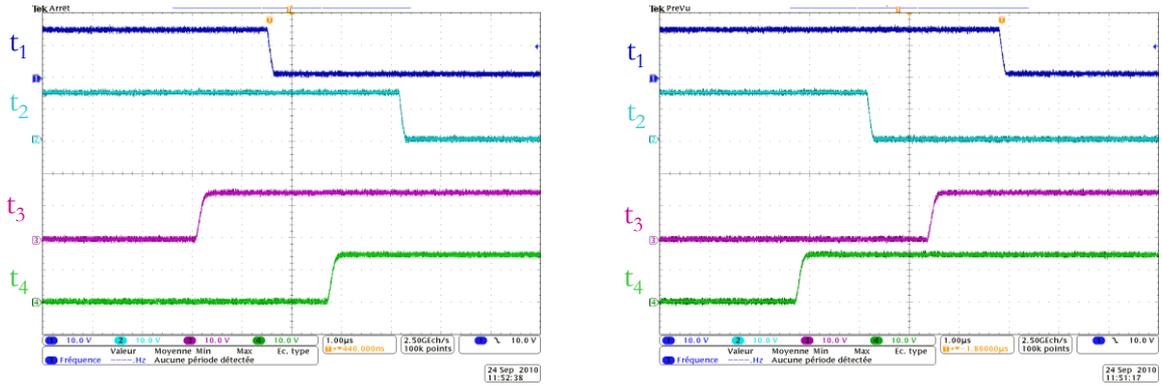
Figure 3-18 : Schéma de base pour l'étude des commutations.



(a) avec  $i_u$  positif.

(b) avec  $i_u$  négatif.

Figure 3-19 : Signaux de commande d'une commutation en courant à deux étapes



(a) avec  $u_{rs}$  positive.

(b) avec  $u_{rs}$  négative.

Figure 3-20 : Signaux de commande d'une commutation en quatre étapes à l'aide de la tension composée.

## II.3. Dispositifs annexes nécessaires (filtres, protections)

### II.3.a. Protections

Comme tous convertisseurs statiques, le convertisseur matriciel doit être protégé contre les surintensités et les surtensions qui pourraient être destructrices pour les éléments semi-conducteurs. Un système de protection efficace et robuste est indispensable pour la mise en œuvre d'un environnement fiable d'un convertisseur de puissance.

#### II.3.a.i. Protection contre les surintensités

Il est nécessaire de disposer d'un système de protection contre les surintensités éventuellement produites lors d'erreurs de commutation. Ce type de protection est généralement intégré au circuit driver [Arc-06]. Ce système scrute le niveau des courants traversant les interrupteurs. La détection d'une surintensité ou d'un court-circuit est effectuée en comparant la tension  $v_{CEsat}$  (tension aux bornes de l'interrupteur lors de sa conduction) à une tension de référence, nommée  $v_{ref}$ .

La tension de référence est variable. Elle dépend du temps écoulé depuis la mise en conduction afin de respecter le profil de commutation des transistors utilisés comme le montre la Figure 3-21.

- Tout d'abord, la détection est inactivée pendant une durée fixe, appelée  $T'_{cc}$ .
- A l'issue de cette durée, le seuil de détection vaut  $v_{ref1}$  et va décroître avec le temps.

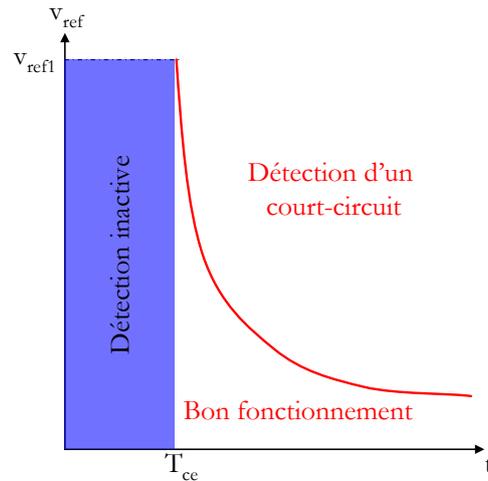


Figure 3-21 : Profil de la tension de référence.

Si ce seuil est dépassé, la commande de l'interrupteur concerné est arrêtée pendant un certain temps qui dépend du circuit driver, imposant l'ouverture de ce dernier et l'arrêt du court-circuit ou de la surintensité. Cette protection génère l'ouverture de l'interrupteur concerné par ce problème qui peut engendrer, à son tour, l'ouverture d'une phase moteur générant ainsi une surtension.

### II.3.a.ii. Protection contre les surtensions

Lorsqu'un ou plusieurs chemins de transit des courants moteur sont interrompus, l'énergie stockée dans le(s) phase(s) du moteur ouverte(s) accroît le niveau de tension aux bornes des interrupteurs des cellules concernées. Pour éviter que des surtensions destructrices n'apparaissent sur ces interrupteurs, un chemin doit être fourni aux courants du moteur.

- Protection avec le circuit "Clamp"

Le premier système de protection proposé, généralement utilisé, est un circuit "Clamp"[Nie-99 ; Mat-01]. Il est composé d'un ou de deux condensateurs (dépendant du niveau de tension) connectés à tous les potentiels d'entrée et de sortie au travers de deux ponts de diodes comme le présente la Figure 3-22. Le pont redresseur connecté sur l'entrée est utilisé afin de charger la capacité C de ce circuit de protection.

Ce circuit "Clamp" constitue la protection des neuf interrupteurs quatre segments contre ces surtensions.  $V_{DC}$  est égal, au minimum, à la tension composée maximale du réseau d'entrée (564V pour le réseau électrique français).

Lors d'un défaut de commutation, engendrant l'ouverture d'une des phases du moteur, les tensions aux bornes des interrupteurs de la cellule concernée augmentent. Ce phénomène va

accroître les tensions de sortie du convertisseur matriciel. A l'instant où une tension des tensions composées de sortie tend à devenir plus grande que la tension  $V_{DC}$ , le pont de diode connecté en sortie se met en conduction et limite la surtension à  $V_{DC}$ . L'énergie stockée dans les phases du moteur est transférée dans le condensateur. En outre, le circuit de clamp empêche les pics de tension aux bornes des interrupteurs causés lors de commutations incorrectes ou d'un arrêt brutal du système.

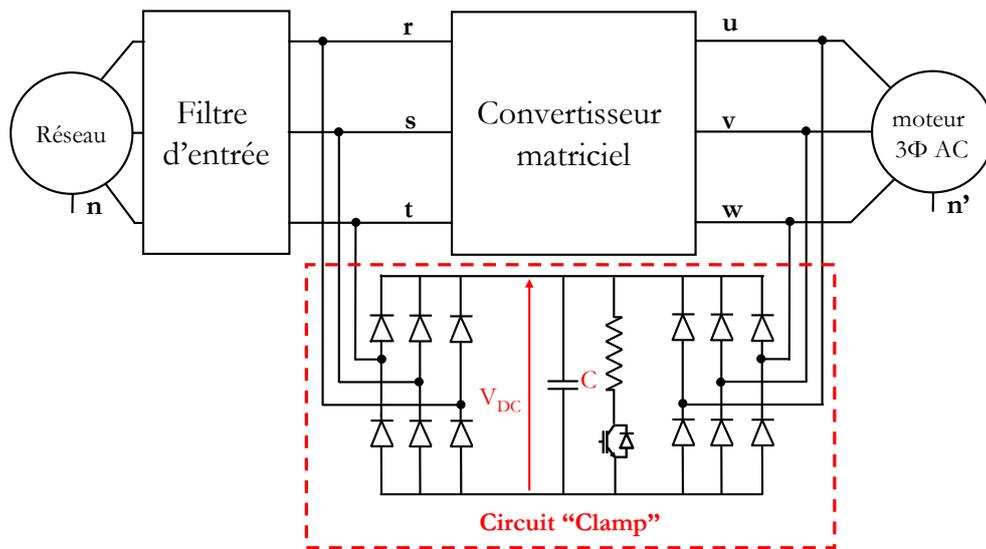


Figure 3-22 : Circuit "Clamp".

Chaque défaut de commutation conduit à stocker une quantité d'énergie supplémentaire dans le circuit "Clamp". Il en résulte qu'à chaque défaut la tension aux bornes du condensateur augmente. Un système de type bras de freinage, doit être introduit afin de dissiper l'énergie stockée dans ce condensateur. Il est constitué d'une résistance en série avec un transistor. La méthode de dimensionnement reprend la solution classique proposée dans [Nie-99].

Ce système de protection a l'avantage d'être très simple et sûr dans toutes les conditions d'utilisation. Par contre, le nombre d'éléments semi-conducteurs requis augmente (12 diodes à recouvrement rapide, qui pourraient être réduit à 6 comme le présente [Nie-99]) et il convient d'ajouter un bras de freinage et surtout un stockage capacitif.

Il est possible de supprimer le redresseur connecté au réseau d'entrée, limitant ainsi le volume de ce système de protection. Par contre, une commande particulière du convertisseur matriciel permettant de pré-charger le condensateur du circuit "Clamp" via le pont à diode de sortie doit être adoptée.

- Protection avec varistances et écrêteurs actifs

Une deuxième solution [Mah-00 ; Sch-98] utilise un système de protection passif pour les applications de faible puissance uniquement. Cette protection repose sur l'utilisation de varistance<sup>2</sup> [Shi-03]. Pour des applications de faible puissance, l'énergie stockée dans les inductances du moteur est plutôt faible, les varistances peuvent être des dispositifs fournissant un chemin aux courants du moteur. En fonctionnement normal, les pertes causées par les varistances sont négligeables.

On connecte en parallèle sur chaque interrupteur une varistance. Ceci permet d'écrêter les pics de tension en cas de défaut de commutation. Il est possible de réduire le nombre de varistance à six en les insérant dans une configuration en triangle, à l'entrée et à la sortie du convertisseur matriciel, comme le présente la Figure 3-23.

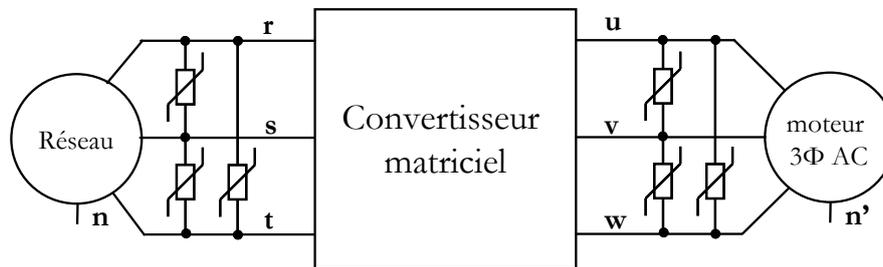


Figure 3-23 : Protection par varistances.

Mais les varistances ne peuvent pas supporter de trop longs défauts et elles ne sont pas suffisantes pour garantir, au cours d'une ouverture intempestive d'une maille, une protection fiable des transistors.

Afin de protéger les transistors, un écrêteur actif (circuit constitué de deux diodes dont une zener et une résistance) est ajouté à tous les transistors [Mah-00]. Le schéma de base du circuit est présenté à la Figure 3-24.

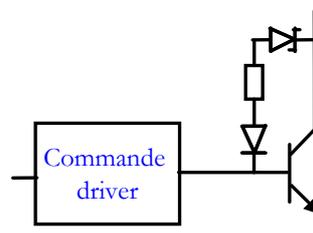


Figure 3-24 : Schéma de l'écrêteur actif.

La diode zener doit posséder une tension d'avalanche élevée. Lorsque la tension entre l'émetteur et le collecteur du transistor s'élève au-dessus de la tension d'avalanche, la base du

<sup>2</sup> Une varistance est une résistance électrique très fortement non linéaire. Au delà d'un certain seuil de tension, la résistance de la varistance chute pour permettre l'évacuation du courant limitant la surtension

transistor est à nouveau chargée et ce dernier devient conducteur dans sa région non saturée. Cette opération entraîne des pertes élevées dans les transistors.

Par rapport à la solution par circuit “Clamp”, la solution utilisant les varistances et le circuit supplémentaire de remise en conduction possède l'avantage de ne pas nécessiter de dispositifs semi-conducteurs de puissance et de composant de stockage supplémentaire, ce qui donne une solution plus compacte et moins coûteuse. Comme pour le circuit de “Clamp”, les paramètres du moteur doivent être connus afin de sélectionner la varistance appropriée. En revanche, cette protection demande des modifications matérielles et est plus complexe à mettre en oeuvre que le circuit “Clamp”. Cette solution n'est pas encore répandue car peu d'études de fiabilité ont été effectuées sur ce système de protection.

### II.3.b. Filtre d'entrée

Les convertisseurs matriciels produisent des tensions de sortie ainsi que des courants d'entrée ayant des harmoniques hautes fréquences (voir simulations du chapitre 2). Ces harmoniques sont susceptibles de générer des perturbations hautes fréquences indésirables qui peuvent affecter d'autres systèmes électroniques. En conséquence, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs filtres au convertisseur. Un filtre d'entrée permet de respecter les limites de distorsion de courant prélevée sur le réseau ainsi que les interférences électromagnétiques engendrées par la commutation.

Un filtre passe-bas de type L-C, présentée à la Figure 3-25 pour une seule phase, est ajouté à l'entrée du convertisseur [Fer-01 ; Ham-06]. La résistance  $r_E$  représente la résistance interne de l'inductance  $L_E$ . L'utilisation de topologie plus complexe a été recommandée dans la littérature [Whe-94 ; Whe- 97] afin de parvenir à une atténuation supérieure à la fréquence de commutation mais ces filtres ne sont pas industriellement viable compte tenu du surcoût qu'ils induiraient. Le filtre L-C atténue les harmoniques des courants générés aux multiples de la fréquence de commutation, et ainsi lisse la forme du courant prélevée sur la source d'alimentation.

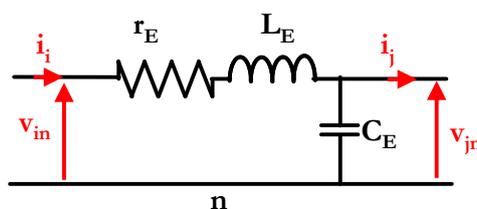


Figure 3-25 : Filtre d'entrée d'une phase.

Ce filtre présente une fonction de transfert (FT) comme le présente l'équation (3.1) avec "s" opérateur de Laplace. La réponse fréquentielle de ce type filtre est présentée par les diagrammes de Bode à la Figure 3-26.

$$FT = \frac{I_i(s)}{I_j(s)} = \frac{\frac{1}{L_E C_E}}{s^2 + \frac{r_E}{L_E} s + \frac{1}{L_E C_E}} \quad (3.1)$$

où  $L_E$ ,  $r_E$  et  $C_E$  sont les valeurs des composants du filtre.

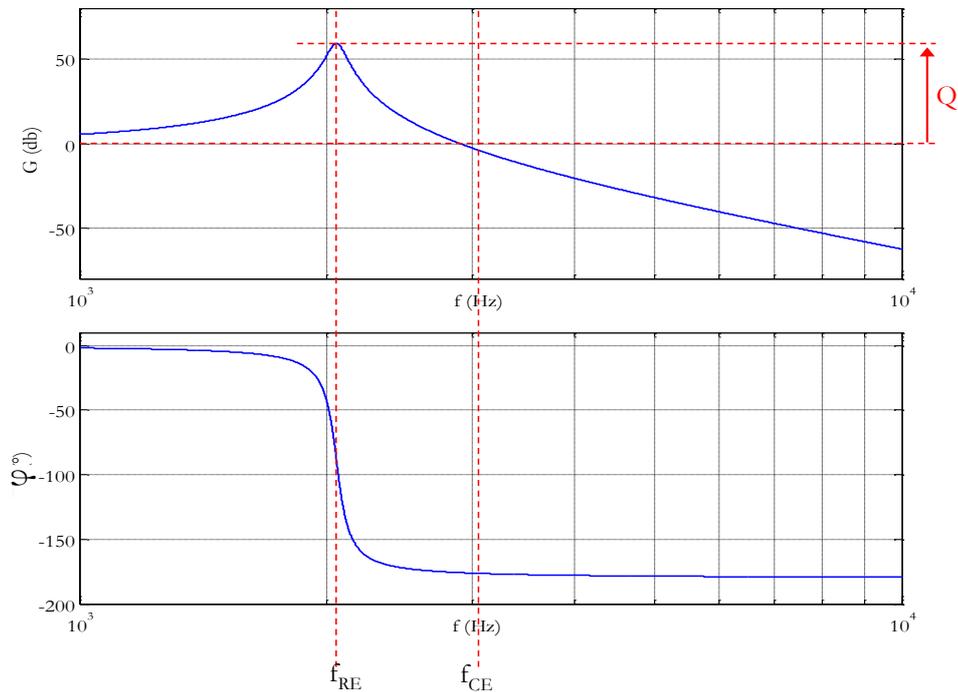


Figure 3-26 : Diagrammes de bode du filtre d'entrée.

Ce type de filtre présente une résonance à la fréquence  $f_{RE}$  (3.2) d'amplitude égale à  $Q$  définie en (3.3). Cette résonance ne doit pas être positionnée à une fréquence où des harmoniques de courant risquent d'être présents. Dans le cas contraire, une amplification de ces perturbations est causée augmentant le  $THD_1$  et donc réduisant l'intérêt d'utiliser un filtre.

$$f_{RE} = \frac{1}{2\pi \times L_E \times C_E} \quad (3.2)$$

$$Q = \frac{1}{r_E} \sqrt{\frac{L_E}{C_E}} \quad (3.3)$$

Le dimensionnement du filtre d'entrée répond aux contraintes suivantes :

- La fréquence de coupure ( $f_{CE}$ ), déterminée par la relation (3.4), doit être fortement inférieure à la fréquence de découpage. Elle est choisie pour fournir une atténuation donnée à la fréquence de commutation

$$f_{CE} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \times L_E \times C_E} \quad (3.4)$$

- Le déphasage entre les courants d'entrée et leurs tensions respectives doit être limité à puissance nominale. Cette contrainte permet de limiter la puissance réactive consommée par le variateur.
- la chute de tension produite par la résistance interne de l'inductance ( $r_E$ ) doit être réduite au minimum à courant nominal tout en limitant la valeur de  $Q$  à la fréquence  $f_{RE}$ . Cette limite permet d'avoir une tension d'entrée du convertisseur matriciel la plus élevée possible.
- En fonction de l'application, le volume et le poids du filtre doit être minimisé en prenant en compte la densité d'énergie. Cette dernière dépend de la technologie des condensateurs et des inductances choisis.

L'article [Ham-06] déduit les équations définies ci-dessous pour le dimensionnement de ce filtre en prenant en compte uniquement les trois premiers critères précédemment cités.

$$L_E = \frac{3V_E}{2\omega_{RE} \times P_E} \quad (3.5)$$

$$C_E = \frac{2P_E}{3V_E \times \omega_{RE}} \quad (3.6)$$

Ce filtre L-C peut causer des perturbations au cours de la procédure de mise sous tension du convertisseur de puissance. L'appel de courant lors de la connexion du circuit peut provoquer des surtensions juste après le filtre L-C pouvant détruire le convertisseur []. Une résistance d'amortissement peut être ajoutée en parallèle à l'inductance afin de fournir une solution à ce problème. Cette résistance d'amortissement a pour but d'atténuer le courant dans l'inductance. La valeur de cette résistance est choisie de telle façon que les pertes générées soient aussi faibles que possible.

La Figure 3-27 présente un courant modulé ( $i_i$ ) par le convertisseur matriciel et un courant de la même phase absorbé par ce filtre ( $i_f$ ) sur le réseau avec une inductance  $L_E$  et une capacité  $C_E$  respectivement égales à 0.6mH et 10µF. Ces valeurs sont identiques à celles utilisées dans le filtre de l'expérimentation. L'inductance possède un facteur de qualité ( $L_E/r_E$ ) égal à 40. La résistance interne de l'inductance  $r_E$  est donc égale à 4.7mΩ. On remarque que le courant prélevé par le réseau est sinusoïdal avec une composante à la fréquence de résonance du filtre (2054 Hz). On

constate que le fondamental des deux courants est presque en phase. Par conséquent, la puissance réactive consommée est quasi négligeable.

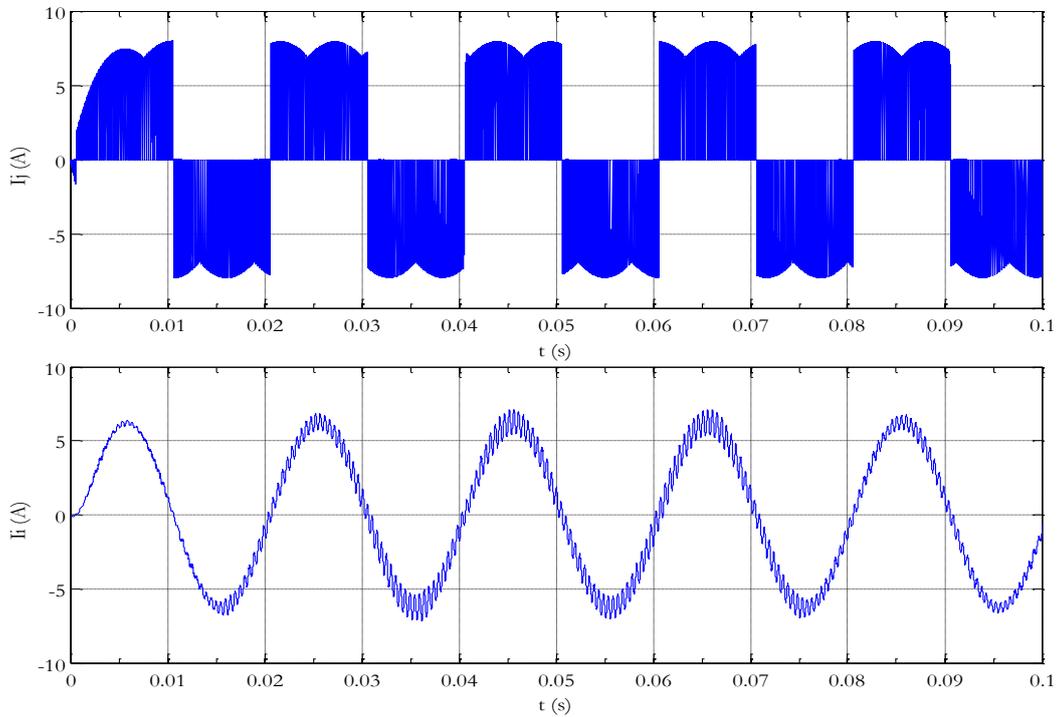


Figure 3-27 : Simulation des courants obtenue avec un filtre d'entrée.

La Figure 3-28 présente un relevé expérimental des courants prélevés par le convertisseur matriciel ( $i_i$ ) et par le filtre d'entrée ( $i_j$ ). Le courant d'entrée du filtre ( $i_j$ ) est faiblement déphasé par rapport à la tension d'entrée ( $v_{jn}$ ) comme le présente précédemment le diagramme de Bode.

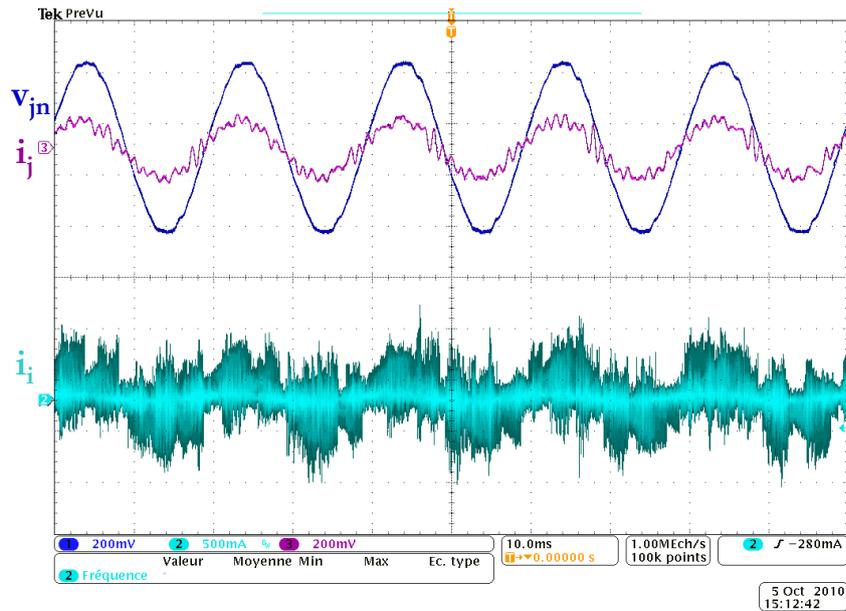


Figure 3-28 : Expérimentation des courants obtenus avec un filtre d'entrée.

Le courant prélevé par le convertisseur matriciel est bien modulé par contre l'enveloppe de ce dernier n'est pas similaire à celle de la simulation. Cette différence s'explique par la résonance provoquée par une commutation d'interrupteur, par les inductances parasites ( $l_p$ ) du câblage ainsi que les capacités snubbers ( $c_p$ ) disposés au plus proche des interrupteurs quatre segments. Ce phénomène est mis en évidence à la Figure 3-30 par le relevé d'une tension de sortie  $v_c$  et d'un courant d'entrée  $i_e$  en fonctionnement hacheur comme présenté ci dessous.

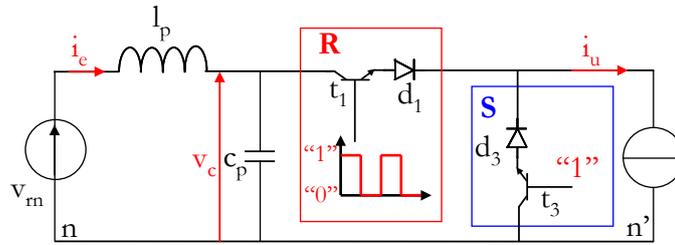


Figure 3-29 : Schéma test des éléments parasites d'entrée.

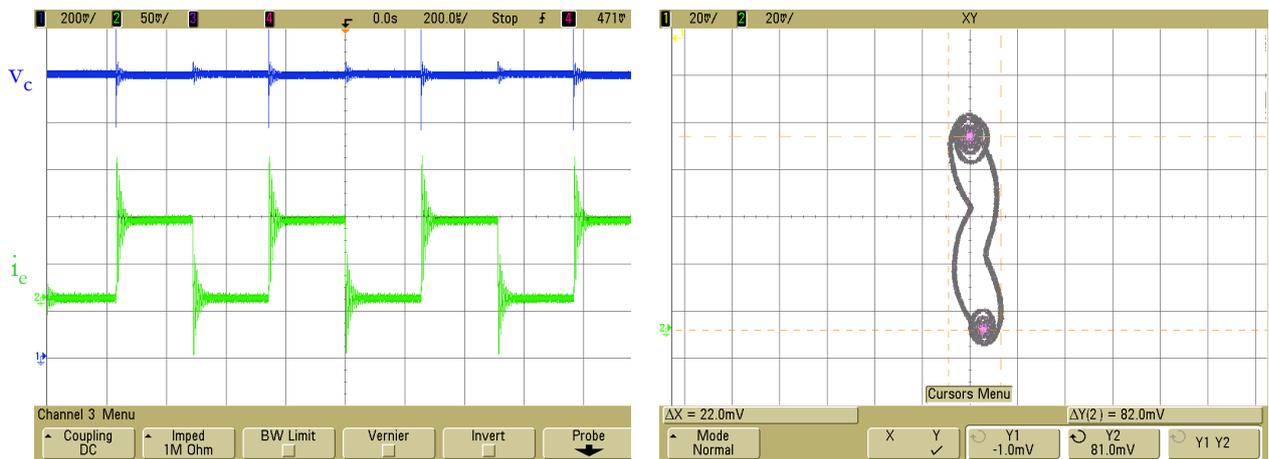


Figure 3-30 : Evolution de  $i_e$  et de  $v_c$  en fonctionnement hacheur.

Ces relevés permettent de déterminer la fréquence de résonance à une valeur proche de 400khz. Cette fréquence correspond à la fréquence induite par l'inductance de câblage (64nH : 64 centimètre à 1nH par centimètre) et la capacité snubber ( $c_p$  égale à 2.4 $\mu$ F).

## II.4. Prototype

Le matériel sur lequel les méthodes de modulation ainsi que le modulateur MLI ont été implantés et testés expérimentalement, est présenté dans cette partie. Les différents constituants (puissance et commande) du montage permettant d'obtenir les résultats expérimentaux présentés dans les chapitres précédents sont décrits.

### II.4.a. Démonstrateur

Afin de valider expérimentalement les méthodes de modulation et le modulateur MLI un démonstrateur a été développé. Certaines contraintes de dimensionnement ont du être respectées:

- Outre le convertisseur matriciel, le prototype doit intégrer tous les éléments actifs du circuit de protection "Clamp".
  - L'assemblage des éléments constituant le prototype doit être le plus compact possible afin de limiter les perturbations électromagnétiques générées par les commutations des interrupteurs.
  - La modification des éléments du prototype doit être relativement facile à effectuer en cas de détérioration. Cette contrainte implique d'utiliser des interrupteurs discrets afin de pouvoir modifier une partie du prototype.
- Choix des éléments du convertisseur

Nous avons imposé une contrainte supplémentaire quant au choix de l'interrupteur quatre segments à utiliser. Celui-ci devait être intégré au sein d'un module (réduisant ainsi l'inductance parasite de câblage), afin de limiter d'éventuels problèmes de commutation. Le choix des interrupteurs s'est porté sur un module de marque Infineon (FF200R12KT3\_E), seul module intégrant un interrupteur quatre segments au moment de la conception du prototype. Ce module, présenté Figure 3-31, peut supporter une tension maximale à ses bornes de 1200V et un courant maximal de 200A.

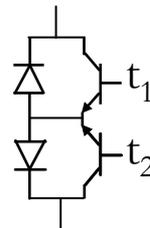
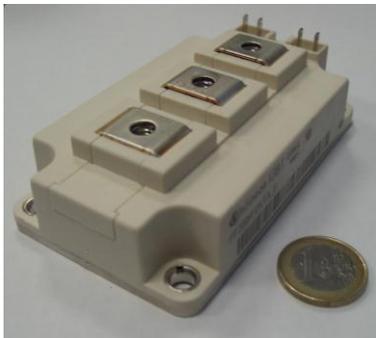


Figure 3-31 : Module FF200R12KT3\_E.

Chaque circuit driver, générant la commande proche des transistors, doit permettre de contrôler un interrupteur quatre segments. Pour cela, il doit posséder deux sorties de commande

indépendante (non complétée). Ce circuit doit être capable de générer le courant de grille nécessaire à l'interrupteur avec une résistance de grille typique donnée par Infineon sous une tension de commande de  $\pm 15$  V. Les drivers choisis sont produits par Arcel (ARCAL2210).

Des capacités snubbers ( $C_s=0.47\mu\text{F}$ ) ont été introduites au plus proche des interrupteurs afin de contrer les effets produits par les inductances de ligne et les connectiques.

- Montage du convertisseur (Plan/photographie)

L'assemblage de ces éléments a été réalisé par la société Arcel. La Figure 3-32 présente le résultat de cet assemblage réalisé sous SOLIDWORKS par cette même société ainsi qu'une photographie du prototype (Figure 3-33).

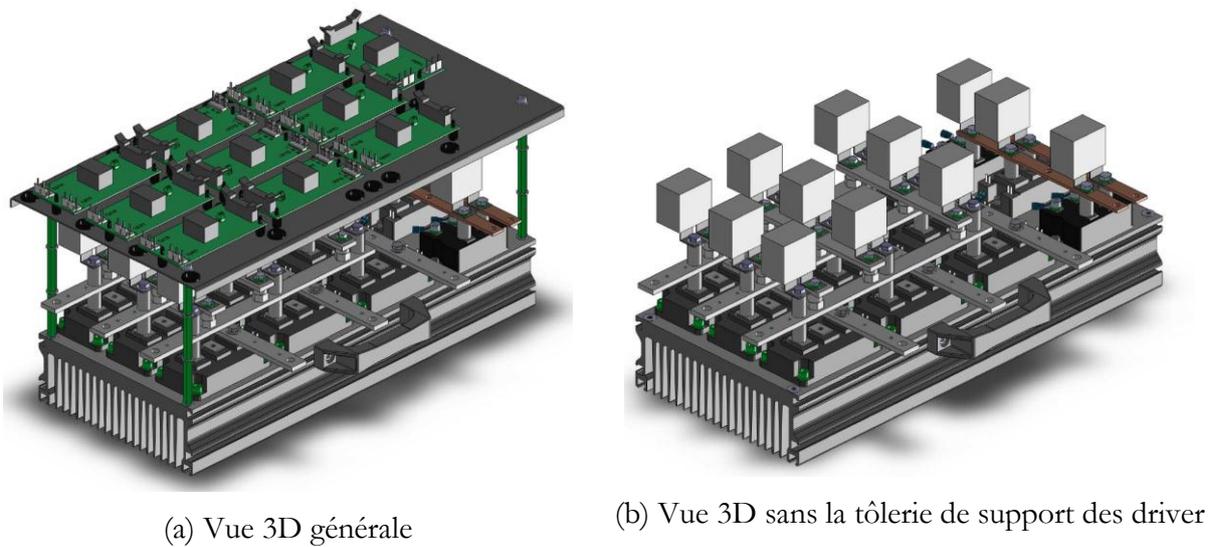


Figure 3-32 : Assemblage effectué du prototype.

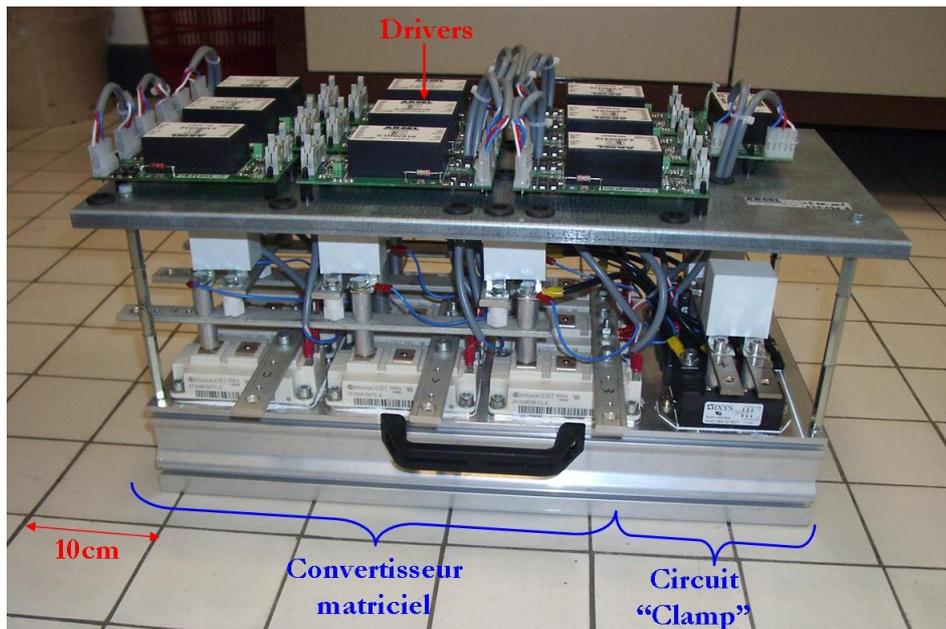


Figure 3-33 : Prototype du convertisseur matriciel.

#### II.4.b. Génération de la commande

Comme le montre la Figure 3-34, la commande du convertisseur matriciel est composée d'un processeur de signal numérique (DSP) de marque Texas Instruments (TMS320F2812) ainsi qu'un circuit de développement en logique programmable complexe (CPLD) de marque ALTERA (EMP3256ATC144).

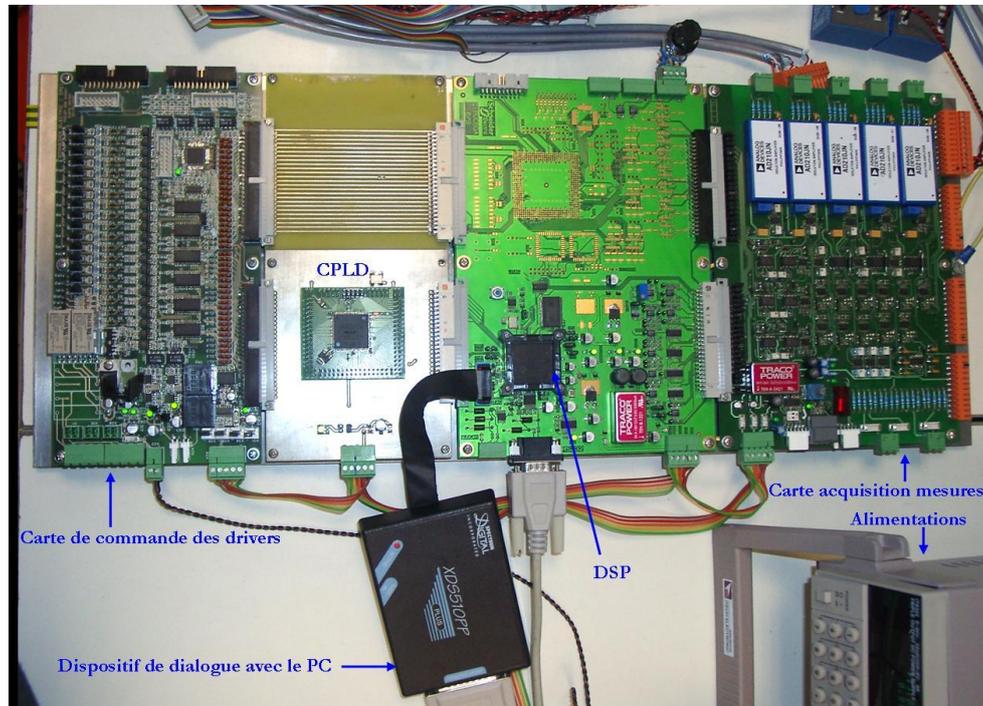


Figure 3-34 : Cartes de commandes du prototype démonstrateur.

Le DSP comprend deux modules indépendants pouvant chacun réaliser, par comparaison avec leur propre porteuse (triangulaire ou en dents de scie), une MLI de trois modulantes différentes. Une synchronisation complémentaire de ces deux modules permet de réaliser la modulation intersective de deux lignes de la matrice de conversion calculées pour générer la modulation du convertisseur matriciel. Le résultat de ces comparaisons est directement fourni sur six broches de sortie de ce DSP. La commande du troisième interrupteur de chaque bras, généré par le complément à 1 de la somme des deux autres commandes du même bras, doit donc être effectuée par le CPLD. L'actualisation des registres du DSP correspondant aux modulantes s'effectue de manière classique sur les sommets des porteuses (donc deux fois par période de découpage). La fréquence de découpage est fixée à 10 kHz (des essais à 5 kHz ont également été réalisés). Le DSP communique avec un ordinateur sous le logiciel CODE COMPOSER STUDIO<sup>®</sup> dans lequel la programmation s'effectue en C. Le CPLD est programmé avec le logiciel QUARTUS<sup>®</sup> dans lequel la programmation s'effectue soit en VHDL soit en circuit logique.

La carte de commande comprend également les mesures des capteurs (tensions d'entrées  $v_m$ ,  $v_{sn}$  et  $v_{tn}$ , tension du bus continu  $V_{DC}$  du circuit "Clamp" et courants  $i_u$ ,  $i_v$  et  $i_w$  des phases de sortie) et les sorties vers les drivers des IGBTs. Ces cartes sont alimentées en  $\pm 15$  V et +5V à l'aide d'alimentations continues séparées.

L'implantation de la modulation est répartie comme suit :

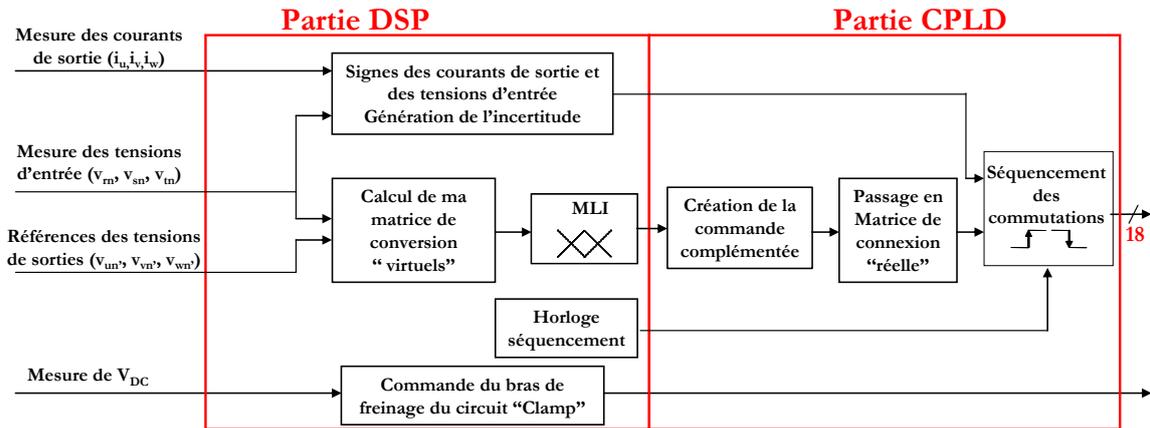


Figure 3-35 : Implantation du modulateur.

Le DSP gère la tension  $V_{DC}$  du circuit "Clamp", cette fonction est définie comme prioritaire. Le DSP doit également calculer la matrice de conversion afin de répondre à la demande effectuée par les références de tension de sortie puis générer la MLI. Ce processeur doit transmettre au CPLD les informations afin de produire le passage de la matrice de connexion du convertisseur virtuel vers le réel. Il est aussi en charge de transmettre les informations quant aux signes des courants et des tensions à commuter mais aussi leur éventuelle incertitude de valeur.

Le CPLD est en charge de trois tâches. Tout d'abord, il génère, pour chaque bras et de manière synchronisée (par un étage bloqueur), le complément à 1 de la somme des deux autres commandes des interrupteurs du même bras. Ensuite, il effectue, à partir des informations transmises par le DSP, le passage à la matrice de connexion "réelle" en permutant les lignes et les colonnes de la matrice de connexion "virtuelle". Pour finir, le séquencement des commutations est généré comme présenté précédemment.

## **II.5. Conclusion**

Ce chapitre a présenté les méthodes de séquençement des commandes rapprochées utiles aux interrupteurs du convertisseur matriciel développé dans la littérature ainsi que la stratégie particulière adoptée pour le développement du prototype. Les dispositifs annexes nécessaires à ce convertisseur, composé d'un filtre et d'un système de protection contre d'éventuelles défaillances lors des commutations, sont explicités. Pour finir, les parties puissance et commande du prototype sont présentées.

Le dernier chapitre propose un mode de fonctionnement particulier lorsque la charge est alimentée à la fréquence du réseau d'entrée, ceci dans le but d'optimiser le rendement et l'amplitude maximale des tensions de sortie du convertisseur matriciel.



***CHAPITRE 4 : Modification du mode de  
fonctionnement à la fréquence du réseau  
d'entrée***



CHAPITRE 4 : Modification du mode de fonctionnement à la fréquence du réseau d'entrée .....	139
<b>II.1. Introduction.....</b>	<b>142</b>
<b>II.2. Principe du mode de fonctionnement proposé à la fréquence des tensions d'entrée.....</b>	<b>142</b>
<b>II.3. Transition de type gradateur MLI .....</b>	<b>144</b>
II.3.a. Principe de la transition .....	144
II.3.b. Vecteur tournant à utiliser .....	144
II.3.c. Transition entre les modes de fonctionnement .....	145
II.3.c.i. Synchronisation.....	145
II.3.c.ii. Augmentation progressive de l'amplitude du vecteur $v_s$ .....	146
II.3.c.iii. Choix de l'état nul .....	147
II.3.d. Simulations .....	147
II.3.e. Conclusion .....	150
<b>II.4. Transition avec amplification.....</b>	<b>151</b>
II.4.a. Principe.....	151
II.4.b. Méthode pour effectuer cette transition .....	153
II.4.b.i. Limites .....	154
II.4.b.ii. Détermination du paramètre $a$ .....	155
II.4.c. Modulation du convertisseur de la phase de transition .....	156
II.4.d. Simulations .....	158
II.4.e. Conclusion .....	160
<b>II.5. Conclusion.....</b>	<b>160</b>

## II.1. Introduction

Les modulations traditionnelles utilisées pour commander les convertisseurs matriciels limitent l'amplitude des tensions de sortie à 86% de celle des tensions d'entrée. Cette limite est due à l'absence d'éléments de stockage dans ce type de convertisseur. Ce chapitre présente, dans un premier temps, le principe d'un nouveau mode de fonctionnement permettant d'atteindre en sortie 100% de l'amplitude de la tension d'entrée lorsque la fréquence des tensions de sortie est égale à celle des tensions d'entrée.

Dans un second temps, la transition entre la modulation traditionnelle et ce nouveau mode de fonctionnement est explicitée. Enfin, une amélioration de cette transition, permettant d'accélérer le passage à ce mode de fonctionnement, est proposée.

## II.2. Principe du mode de fonctionnement proposé à la fréquence des tensions d'entrée

Les modulations habituellement utilisées par le convertisseur matriciel permettent de générer une amplitude maximale des tensions de sortie égale à 86% de celle des tensions d'entrée. Les courants prélevés sur le réseau d'entrée sont en phase avec leurs tensions respectives. Les points de fonctionnement accessibles par ce mode de fonctionnement traditionnel sont représentés par la zone hachurée de la Figure 4-1. Une fréquence positive correspond au sens de rotation direct du moteur tandis qu'une fréquence négative correspond au sens de rotation inverse.

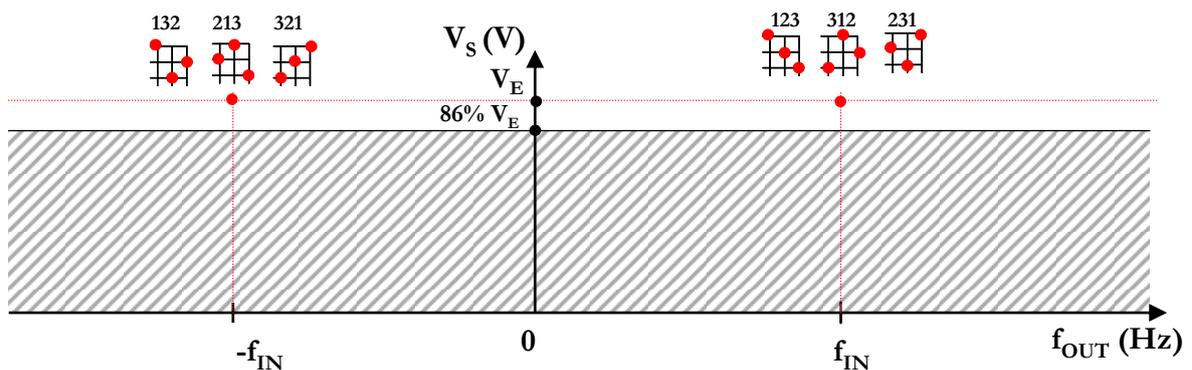


Figure 4-1 : Possibilités de fonctionnement du convertisseur matriciel.

Ces modulations utilisent vingt et un états du convertisseur matriciel sur les vingt sept possibles. Les six états non utilisés correspondent à la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte [Hub-95]. Ces états engendrent des vecteurs tournants à la fréquence du réseau d'entrée ( $f_{IN}$ ) et d'amplitude constante égale à celle du réseau d'entrée ( $V_E$ ) comme le présente le tableau suivant.

sens de rotation	Configurations	Etats du convertisseur	Amplitude vecteur $v_s$	Amplitude vecteur $i_E$	angle du vecteur	
direct	$R_{d1}$		123	$V_E$	$I_S$	$2\pi f_{in} * t$
	$R_{d2}$		231			$2\pi f_{in} * t - 2\pi/3$
	$R_{d3}$		312			$2\pi f_{in} * t + 2\pi/3$
inverse	$R_{i1}$		132	$V_E$	$I_S$	$- 2\pi f_{in} * t \alpha_S$
	$R_{i2}$		213			$- 2\pi f_{in} * t + 2\pi/3$
	$R_{i3}$		321			$- 2\pi f_{in} * t - 2\pi/3$

**Tableau 4-1 : Caractéristiques des 6 vecteurs tournants du convertisseur matriciel.**

Trois de ces états génèrent une rotation dans le sens direct du réseau d'entrée tandis que les trois autres engendrent une rotation dans le sens inverse. Ces six états produisent à la fréquence d'entrée deux points de fonctionnement représentés par les deux points en rouge de la Figure 4-1.

Ces vecteurs tournants engendrent un champ magnétique tournant dans le moteur. Ils permettent donc de générer une rotation du moteur à une vitesse donnée (dépendant de la fréquence des tensions d'entrée ainsi que des caractéristiques du moteur et de sa charge), sans que le convertisseur n'effectue de commutation. Comme ce mode de fonctionnement connecte le moteur sur le réseau d'entrée via trois interrupteurs sans modulation, le déphasage entre les courants et les tensions d'entrée est égal à celui coté moteur.

De part leurs étages intermédiaires, les convertisseurs matriciels "double étage" ne sont pas capables de connecter les trois potentiels d'entrée simultanément sur le moteur. Ce mode de fonctionnement n'est donc pas utilisable avec un convertisseur matriciels "double étage".

Le rendement du système est accru car la rotation du moteur s'effectue sans que le convertisseur matriciel ne génère de commutation. Les pertes de ce dernier sont uniquement dues à la conduction des interrupteurs qui le composent. Le rendement du moteur est aussi accru car, à puissance égale, l'amplitude des tensions étant plus grande, les courants dans le moteur sont plus petits et donc les pertes du moteur sont réduites.

Un changement brutal entre ces deux modes de fonctionnement (passage de la zone hachurée vers un "point rouge" de même signe de fréquence) peut engendrer des perturbations sur le moteur comme des à-coups de couple, des pics de courant qui ne sont pas souhaitables. Une transition douce entre ces deux modes de fonctionnement doit être introduite afin de limiter ces perturbations.

### II.3. Transition de type gradateur MLI

#### II.3.a. Principe de la transition

Cette transition, entre la modulation classique et les nouveaux points de fonctionnement, est applicable uniquement quand la fréquence des tensions appliquées au moteur est égale à celle des tensions du réseau d'entrée. Elle peut être appliquée sous certaines conditions qui seront décrites ultérieurement. Elle n'utilise plus la modulation (scalaire ou vectorielle) classique du convertisseur matriciel. Le passage entre ces deux modes de fonctionnement s'effectuera progressivement; il est matérialisé par un trait bleu sur la Figure 4-2. Ce passage progressif s'obtiendra en augmentant progressivement l'amplitude des tensions de sortie par une utilisation partielle d'un vecteur tournant. Un état nul est utilisé pour compléter la période de modulation.

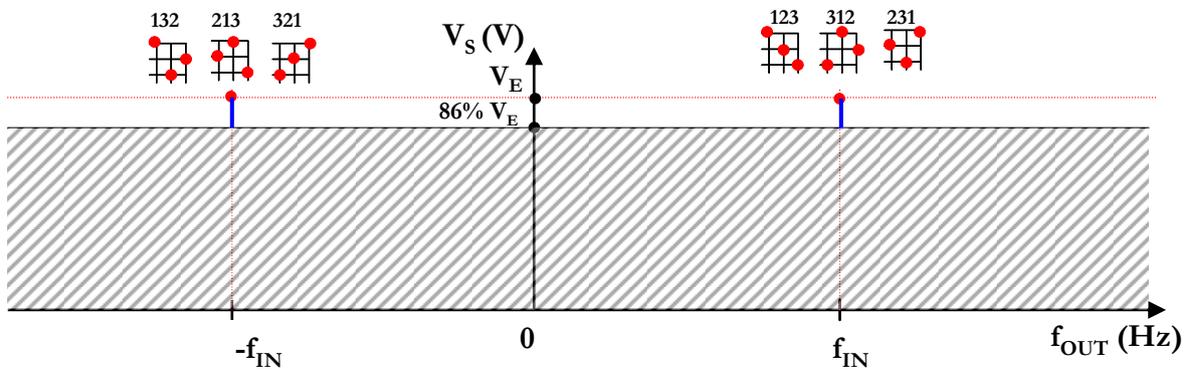


Figure 4-2 : Transitions entre les modes de fonctionnement du convertisseur matriciel.

#### II.3.b. Vecteur tournant à utiliser

Le choix de la famille de vecteur tournant s'effectue en fonction du sens de rotation du moteur. Pour le sens direct, on utilise les vecteurs tournants  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$  ou  $R_{d3}$ , pour le sens inverse on utilise  $R_{i1}$ ,  $R_{i2}$  ou  $R_{i3}$ . Le choix du vecteur à utiliser est présenté par un exemple dans le cas d'une rotation directe. Le vecteur  $v_s$  correspond au vecteur moyen des tensions appliquées sur le moteur sur la période de modulation comme le présente l'équation ci-dessous :

$$\underline{v_s} = \frac{2}{3} (\underline{v}_{un'} + a \cdot \underline{v}_{vn'} + a^2 \cdot \underline{v}_{wn'}) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.1)$$

Afin de créer une transition rapide tout en évitant les à-coups de couple et les pics de courant dans le moteur, le vecteur tournant le plus proche du vecteur  $v_s$  est choisi. L'angle entre le vecteur choisi et le vecteur  $v_s$  est donc inférieur ou égal à  $60^\circ$ . Dans l'exemple ci-dessous, le vecteur  $R_{di}$  est choisi.

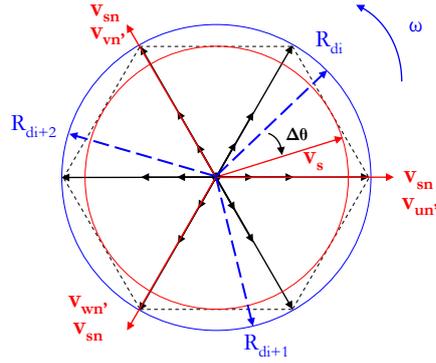


Figure 4-3 : Choix du vecteur tournant.

### II.3.c. Transition entre les modes de fonctionnement

#### II.3.c.i. Synchronisation

Dans un premier temps, une faible accélération du vecteur  $v_s$  produit par la modulation classique, proposée dans le second chapitre par exemple, doit être effectuée si  $v_s$  est en retard avec le vecteur tournant choisi. En revanche, le vecteur appliqué par cette modulation est ralenti s'il est en avance avec le vecteur tournant choisi. Cette accélération ou décélération, engendre une différence de vitesse de rotation ( $\Delta_N$ ) du champ statorique du moteur égale à :

$$\Delta_N = \frac{60 \times \Delta_f}{p} \quad (4.2)$$

Le terme  $p$  représente le nombre de paire de pôles de la machine. Le changement de vitesse  $\Delta_N$  doit être raisonnable afin de limiter les perturbations sur charge du moteur. Par exemple, un changement de vitesse de 3 tours par minute se traduit par une variation de fréquence ( $\Delta_f$ ) des tensions références appliquées au moteur de 0.1 Hz pour une machine asynchrone possédant 2 paires de pôle. Le temps de synchronisation ( $t_{synchro}$ ) dépend de l'angle initial entre les deux vecteurs et la variation de fréquence comme le montre l'équation suivante :

$$t_{synchro} = \frac{\Delta_\theta}{2\pi\Delta_f} \quad (4.3)$$

Le temps de synchronisation maximal est donné par l'équation (4.4). Par exemple, pour une variation de fréquence ( $\Delta_f$ ) des tensions références appliquées au moteur de 0.1 Hz, le temps de synchronisation maximale est d'environ 1,66 seconde.

$$t_{synchro\_max} = \frac{\Delta_{\theta max}}{2\pi\Delta_f} = \frac{\pi/3}{2\pi\Delta_f} \quad (4.4)$$

La variation de fréquence est arrêtée au moment de la synchronisation.

### II.3.c.ii. Augmentation progressive de l'amplitude du vecteur $v_s$

Au moment de la synchronisation, le vecteur  $v_s$  ainsi que le vecteur tournant choisi sont, comme le présente la Figure 4-4, colinéaires et ont la même fréquence de rotation.

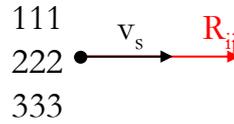


Figure 4-4 : Position des vecteurs synchronisés.

L'amplitude du vecteur appliqué au moteur ( $v_s$ ) doit être progressivement augmentée afin d'éviter les à-coups de puissance et ainsi les pics de courant.

La synthèse du vecteur  $v_s$  est désormais dissociée de la modulation du convertisseur matriciel. Il répond dorénavant à l'équation suivante :

$$\vec{v}_s = \alpha \times \vec{R}_{ij} \quad (4.5)$$

Le coefficient  $\alpha$  est compris entre 0 et 1. Il est possible de décomposer le vecteur  $v_s$  à partir d'une portion du vecteur tournant choisi ( $R_{ij}$ ) et d'un ou plusieurs états nuls. Chacun de ces trois états génèrent un vecteur nul représenté par le point noir de la Figure 4-4. Afin de limiter les pertes par commutation, un seul vecteur nul est utilisé, tel que :

$$\vec{v}_s = \frac{\alpha T}{T} \times \vec{R}_{ij} + \frac{(1-\alpha)T}{T} \vec{v}_{nul} \quad (4.6)$$

Le rapport  $\alpha$  est augmenté progressivement à partir de la valeur initiale (c'est à dire le rapport entre l'amplitude des références des tensions de sortie et l'amplitude des tensions d'entrée; ce rapport vaut alors 0.86) jusqu'à 1. La rapidité de cette augmentation en tension dépend du moteur et de sa constante de temps. Le temps utile pour effectuer cette croissance n'est pas limité grâce à la colinéarité des deux vecteurs. La figure suivante illustre la méthode. Ce mode de transition produit un mode de fonctionnement du convertisseur matriciel semblable à une modulation de type gradateur MLI. Ce type de modulation présente l'avantage d'être simple à implanter.

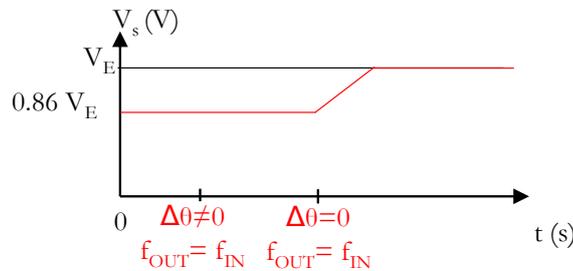


Figure 4-5 : Evolution de l'amplitude lors de cette transition.

Le changement de méthode de modulation engendre une modification des courants prélevés sur le réseau d'entrée. La modulation vectorielle classique du convertisseur matriciel produit des courants moyens prélevés sur le réseau d'entrée en phase avec leurs tensions respectives. Par contre, la modulation présentée ci-dessus engendre un déphasage entre ces deux dernières grandeurs égal au déphasage entre les tensions et courant du moteur. Le système prélève dans ce mode de fonctionnement de la puissance réactive sur le réseau d'entrée.

### II.3.c.iii. Choix de l'état nul

Le convertisseur matriciel possède trois roues libres. Un choix judicieux de l'état nul permet de réduire les pertes par commutation.

Le Tableau 4-2 présente la tension globale à commuter en fonction des différents choix de roue libre pour une position du réseau d'entrée et un vecteur tournant choisi arbitrairement.

Niveau du réseau d'entrée	Roue libre sur r	Roue libre sur s	Roue libre sur t
somme des tensions commutées	$= \Delta v_{\max} + \Delta v_{\text{mid}}$	$= \Delta v_{\text{mid}} + \Delta v_{\text{min}}$ $= \Delta v_{\max}$	$= \Delta v_{\max} + \Delta v_{\text{min}}$

Tableau 4-2 : Choix de la phase de roue libre avec  $v_{sn}$  proche de zéro.

La tension globale à commuter évolue en fonction du choix de la roue libre. La réduction de cette somme de tension à commuter permet de réduire les pertes. Il est possible de déduire de ces tableaux qu'il est de nouveau préférable d'utiliser la phase de roue libre associée au potentiel le plus proche de zéro afin de limiter la tension globale à commuter. De plus, le choix de cette roue libre génère deux commutations de tension de sens inverse. Les fronts de tension de mode commun appliqués au moteur seront plus faibles et donc le comportement électromagnétique de la structure est amélioré [ref arnaud].

### II.3.d. Simulations

L'accélération d'une machine asynchrone, à deux paires de pôle de 24.6kW sous un couple visqueux ( $\Gamma_{MAS}$ ) défini ci-dessous, a été implantée sous Matlab-Simulink®. Les tensions d'entrée

sont définies avec une fréquence de 50 Hz et une tension simple maximale d'entrée de 325V (réseau standard français).

$$\Gamma_{MAS} = 0.1 \Omega_{MAS}^2 \quad (4.7)$$

Le point de fonctionnement peut suivre des trajectoires différentes dans le plan ( $V_s, f_{OUT}$ ) comme le présente la Figure 4-6. La trajectoire du point de fonctionnement représentée en bleu est à privilégier car elle correspond à un fonctionnement du moteur à flux nominal. Lorsque  $f_{OUT}$  atteint 86% de la fréquence du réseau d'entrée (point 2), l'amplitude des tensions de sortie est maintenue à 86% de celle des tensions d'entrée jusqu'à ce que  $f_{OUT} = f_{IN}$  (point 3). Du point 1 au point 3 on utilise la modulation présentée lors du second chapitre. Du point 3 au point 4 on utilise la méthode de l'augmentation progressive de l'amplitude décrite en II.3.c.ii.

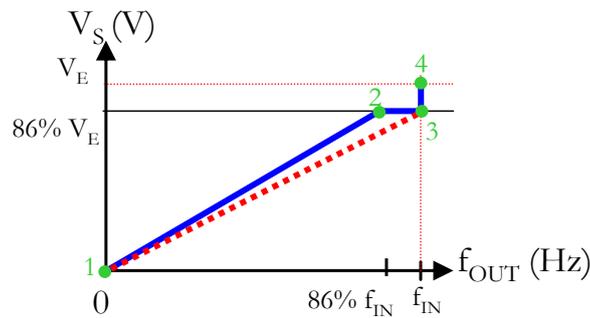


Figure 4-6 : Possibilités des lois de commande du moteur.

La Figure 4-7 présente le résultat d'une simulation, en valeur moyenne, d'un démarrage de la machine asynchrone considérée. Les paramètres du modèle de moteur asynchrone ainsi que la loi de commande à flux constant ( $V/F=\text{constante}$ ) conduisent à une oscillation du couple et donc à une ondulation de vitesse pendant le démarrage.

Cette simulation montre que la transition entre les deux modes de fonctionnement s'effectue progressivement, ne générant aucun pic de courant dans le moteur et aucune accélération brutale de la machine. On peut remarquer que l'amplitude des courants dans la machine décroît avec l'augmentation de l'amplitude de la tension afin de conserver la puissance nécessaire à la rotation de la charge. La vitesse de la machine asynchrone se stabilise à 1480 tours par minute.

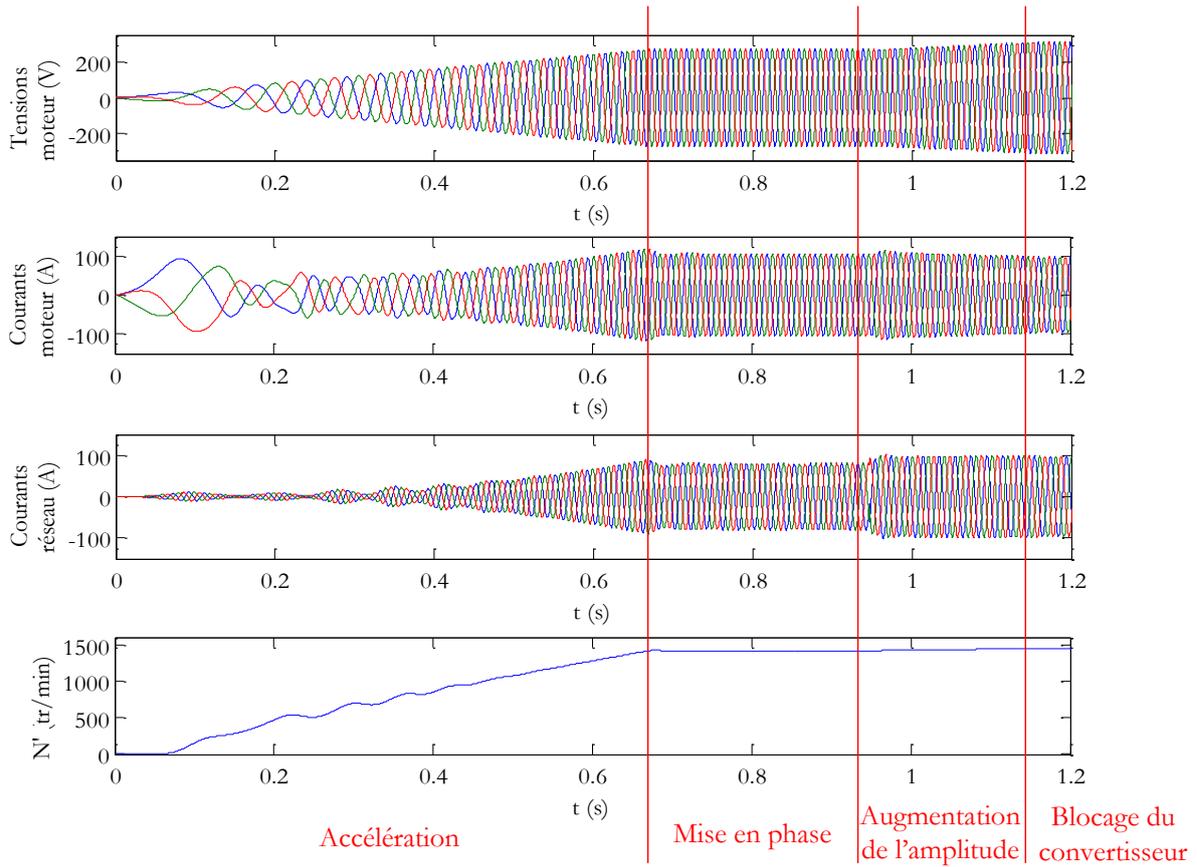


Figure 4-7 : Résultats de Simulation, en valeur moyenne, d'un démarrage de machine asynchrone.

La figure suivante présente le saut de phase des courants moyens prélevés sur le réseau dû à la modulation présentée ci-dessus. Avant ce saut de phase la stratégie de modulation générait des courants en phase avec leur tension respective. Ce saut de phase est produit par le changement de modulation, généré par un vecteur tournant et un autre nul. Ce déphasage est égal à celui du moteur à partir de l'instant du changement de stratégie de modulation. Cet à-coup de courant est faiblement propagé dans le réseau d'alimentation car le filtrage L-C d'entrée atténue fortement ce phénomène.

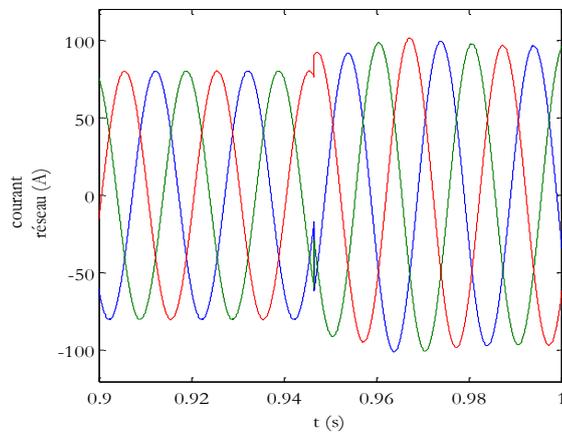


Figure 4-8 : A-coup des courants prélevés sur le réseau d'entrée.

La Figure 4-9 présente le résultat d'une simulation d'un démarrage de cette machine asynchrone avec la modulation tout en reproduisant le mode de fonctionnement de la simulation précédente. Cette simulation montre que la transition entre les deux modes de fonctionnement s'effectue progressivement. Le résultat de cette simulation génère la même réponse du moteur que celle effectuée en valeur moyenne.

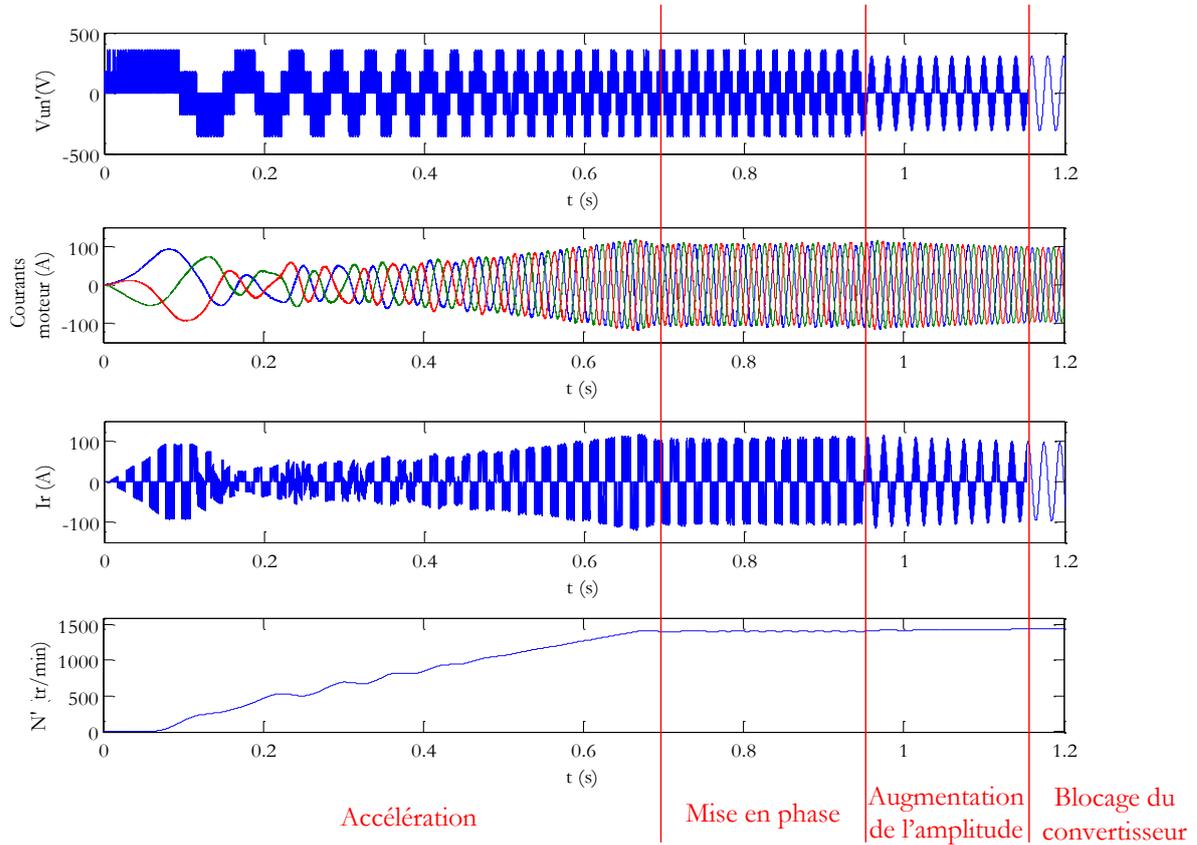


Figure 4-9 : Résultats de Simulation d'un démarrage de machine asynchrone.

### II.3.e. Conclusion

Cette méthode de transition de type gradateur MLI est facilement applicable avec toutes les modulations traditionnelles, ainsi qu'avec celle développée au cours de la thèse. Elle est implantable dans le convertisseur matriciel "virtuel" ou dans le "réel", mais elle nécessite plusieurs étapes dont la durée est contrainte par la dynamique du moteur (accélération et augmentation de l'amplitude de la tension). Cette transition, s'effectuant étape par étape (synchronisation puis augmentation de l'amplitude de  $v_s$ ), présente l'avantage de ne pas être contrainte par le temps. La synchronisation peut être effectuée avec une très faible variation de fréquence et l'augmentation de l'amplitude de  $v_s$  peut être réalisée avec une croissance réglable, tout en respectant les caractéristiques du moteur.

## II.4. Transition avec amplification

Une seconde méthode, permettant d'effectuer la transition entre la modulation et le point de fonctionnement engendré par l'utilisation d'un unique vecteur tournant, est possible sans effectuer l'étape de synchronisation.

### II.4.a. Principe

Les différents états actifs de la modulation vectorielle des convertisseurs matriciels produisent, dans le plan complexe, trois hexagones dont la surface pulse en fonction de l'amplitude des tensions du réseau d'entrée (représentés en pointillé noir sur la Figure 4-10). Il est possible d'introduire les vecteurs tournants dans ce même plan. La Figure 4-10 présente, en bleu, les trois vecteurs tournants dans le sens direct à la pulsation  $\omega$ . La pulsation  $\Delta\omega$  représente la différence de pulsation entre les réseaux d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel. Le vecteur  $v_s$ , représenté en rouge sur cette même figure, correspond au vecteur moyen appliqué sur le moteur durant la période de modulation du convertisseur matriciel.

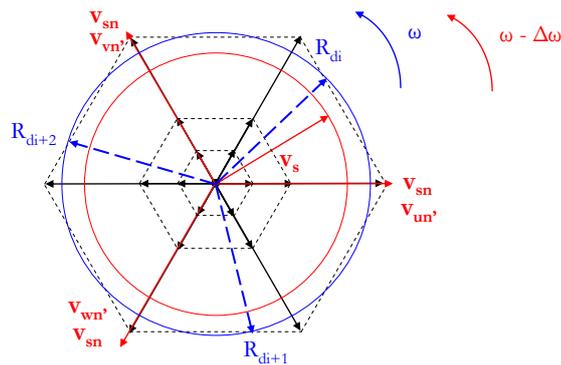


Figure 4-10 : Choix du vecteur tournant.

L'amplitude maximale atteignable par  $v_s$  (en modulation classique, soit 86% de l'amplitude du réseau d'entrée) en régime sinusoïdal est obtenue lorsqu'une des tensions composées d'entrée est nulle et donc lorsque les deux autres tensions ont des valeurs égales et opposées. La tension nulle engendre un hexagone de surface nulle. Les deux autres tensions conduisent à des hexagones de même surface et confondus comme le montre la Figure 4-11. Dans ce cas, les vecteurs tournants sont colinéaires à trois des six vecteurs créant l'hexagone dans ce plan complexe comme le montrent les diagrammes vectoriels de la Figure 4-11.

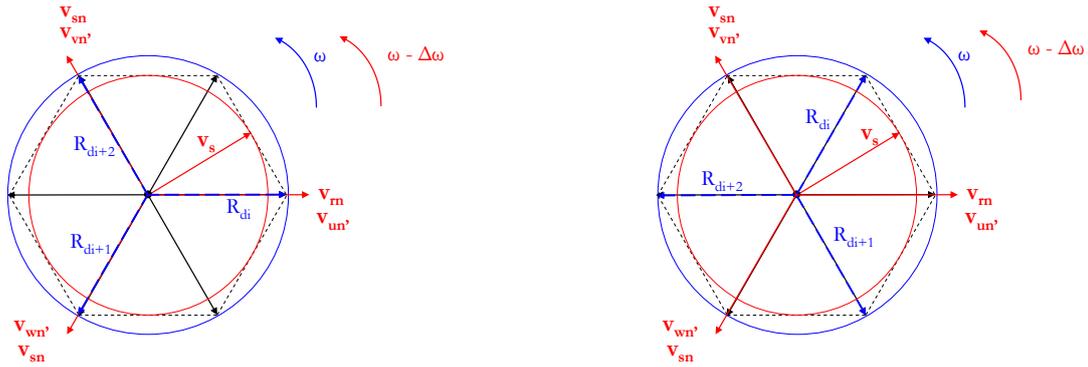


Figure 4-11 : Position des hexagones avec une tension composée d'entrée nulle.

On remarque qu'il existe une zone entre le cercle rouge (limite de l'amplitude des tensions de sortie avec une modulation classique) et les extrémités des vecteurs tournants. Cette aire, non utilisée classiquement, peut permettre d'accroître l'amplitude du vecteur de sortie  $v_s$  lors de l'accélération du moteur, dès lors que l'on insère le vecteur tournant dans la modulation. Cette propriété permet d'étendre la loi de commande du moteur en suivant la trajectoire directe représentée en rouge sur la Figure 4-12 ou en suivant toutes autres trajectoires comprises dans la surface définie par le triangle AA'B.

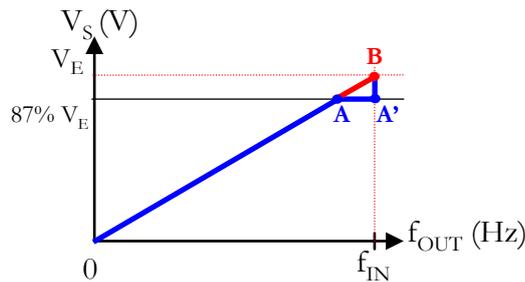


Figure 4-12 : Possibilité de cette augmentation en tension.

L'accroissement de l'amplitude de ce vecteur n'est possible que dans cette aire. Il est donc nécessaire que  $v_s$  garde un déphasage inférieur ou égal à  $30^\circ$  par rapport au vecteur tournant durant la transition (Figure 4-11).

Il est possible de changer le repère du plan complexe en le faisant tourner à la pulsation  $\omega$ . Cette modification fixe les vecteurs tournants dans une position figée et le vecteur  $v_s$  tourne dans le sens opposé à la pulsation  $\Delta\omega$ . Les hexagones sont, dans ce cas, pulsant (comme précédemment) mais aussi tournant, dans le même sens que le vecteur  $v_s$ , à la pulsation  $\omega$ .

À l'instant où l'angle  $\theta$  (Figure 4-13) est égal à  $30^\circ$ , l'amplitude et la fréquence du vecteur  $v_s$  sont égales à 86% de celle du réseau d'entrée. Le principe de l'accélération avec amplification (trajectoire dans le triangle AA'B) est de faire en sorte que le vecteur  $v_s$  suive la trajectoire en pointillé noir de la Figure 4-13, tout en réduisant progressivement la différence de pulsation  $\Delta\omega$  jusqu'à la rendre nulle au moment où ces deux vecteurs deviennent colinéaires. Cette colinéarité

permet de bloquer l'état du convertisseur matriciel défini par le vecteur tournant choisi. Comme la fréquence du réseau de sortie est plus faible que celle d'entrée, le vecteur  $v_s$  doit être nécessairement en avance sur le vecteur tournant choisi.

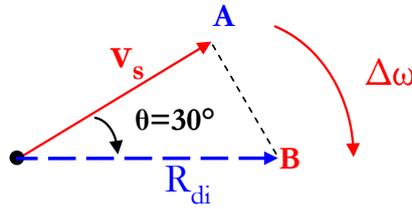


Figure 4-13 : Position initiale des 2 vecteurs

#### II.4.b. Méthode pour effectuer cette transition

Il est complexe de générer ce principe avec les méthodes de modulation employées habituellement sachant que le vecteur  $v_s$  tourne à une vitesse donnée ( $\omega - \Delta\omega$ ), que les vecteurs tournants ont une position qui évolue au cours du temps avec une rotation dans le même sens que ce dernier à la vitesse  $\omega$  et que les vecteurs constituant l'hexagone ont une amplitude qui varie au cours du temps.

A partir de l'instant initial de la transition (l'angle  $\theta$  est égal à  $30^\circ$ , comme le présente la figure précédente), le vecteur de sortie  $v_s$  n'est plus produit par la modulation matricielle traditionnelle, mais va être défini comme étant la combinaison linéaire :

- d'un vecteur  $v_{\text{matriciel}}$  (vecteur moyen sur la période de modulation produit par une des modulations vectorielles présentées dans le second chapitre) qui reste d'amplitude constante et déphasée de  $30^\circ$  en avance par rapport au vecteur tournant choisi. Ce vecteur est donc à la fréquence réseau.

- et du vecteur tournant choisi  $R_{di}$ .

Le vecteur  $v_s$  est dès lors reconstitué par une modulation mixte combinant la modulation matricielle classique ( $V_{\text{matriciel}}$ ) et le vecteur tournant choisi ( $R_{di}$ ) comme le présente la relation suivante et la Figure 4-14.

$$\vec{v}_s = \alpha \vec{R}_{di} + (1 - \alpha) \vec{V}_{\text{matriciel}} \quad (4.8)$$

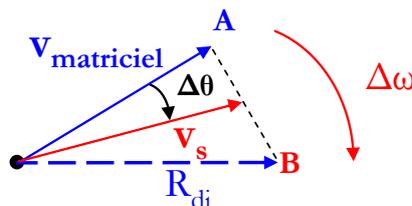


Figure 4-14 : Diagramme du principe d'augmentation de la tension.

On cherche à trouver une solution permettant de réaliser ce fonctionnement.  $\Delta\omega$ , écart de pulsation entre le réseau d'entrée et les tensions de référence, est défini ici de façon à décroître linéairement en fonction du temps et s'exprime en fonction d'une accélération  $Acc$  choisie constante :

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_{initial} - 2\pi \times Acc \times t \quad (4.9)$$

A partir de cette relation, il est possible de déterminer l'angle  $\Delta\theta$  en fonction du temps :

$$\Delta\theta(t) = \Delta\omega_{initial}t - \pi \times Acc \times t^2 \quad (4.10)$$

#### II.4.b.i. Limites

Lors du changement du mode de fonctionnement, le vecteur  $v_s$  doit se rapprocher progressivement du vecteur tournant  $R_{di}$  avec une augmentation progressive de la fréquence de rotation. Cette méthode de transition doit respecter certaines contraintes pour produire la transition sans générer de perturbation. Pour cela, il est nécessaire que les fréquences des réseaux d'entrée et de sortie soit égales ( $\Delta\omega=0$ ) lorsque les deux vecteurs  $v_s$  et  $R_{di}$  sont en phase, c'est-à-dire quand  $\Delta\theta$  est égal à  $30^\circ$ .

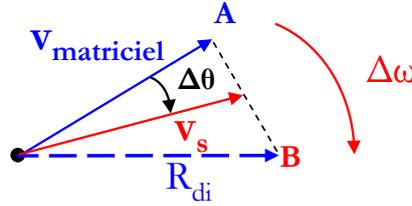


Figure 4-15 : Diagramme de l'augmentation de la tension.

$t_{synchro}$  définit la durée de cette phase de transition. Des conditions apparaissent sur les paramètres  $Acc$  et  $t_{synchro}$  en fonction de la différence de fréquence initiale de la transition ( $\Delta f_{initial}$ ). Ces contraintes sont explicitées mathématiquement par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \Delta\omega(t_{synchro}) = 2\pi \times \Delta f_{initial} - 2\pi \times Acc \times t_{synchro} = 0 \\ \Delta\theta(t_{synchro}) = \int_0^{t_{synchro}} \Delta\omega(t) dt = \frac{\pi}{6} \end{cases} \quad (4.11)$$

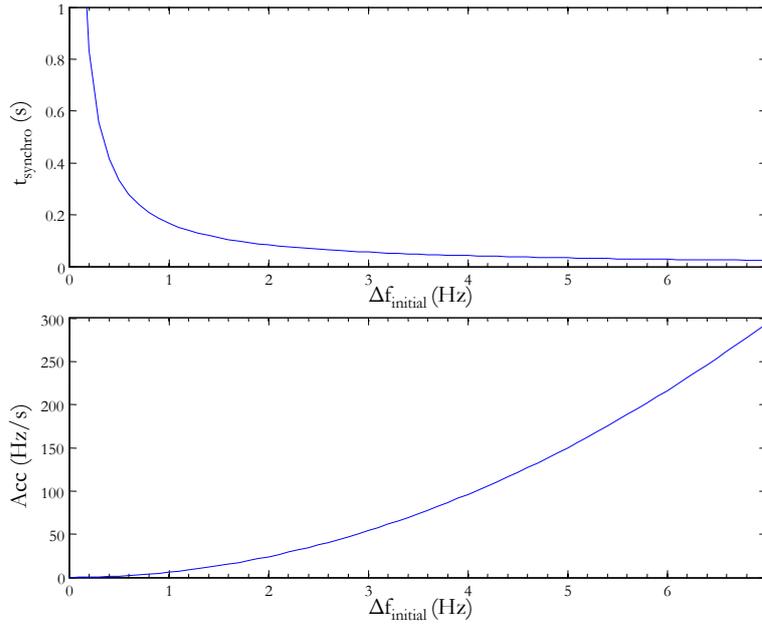
Il en résulte que :

$$t_{synchro} = \frac{1}{6 \Delta f_{initial}} \quad (4.12)$$

Et que

$$Acc = 6 \Delta f_{initial}^2 \quad (4.13)$$

La Figure 4-16 présente l'accélération ainsi que la durée  $t_{synchro}$  pour effectuer cette synchronisation des vecteurs  $v_s$  et  $R_{di}$ .


 Figure 4-16 : Limite des termes  $t_{\text{synchro}}$  et  $\text{Acc}$  en fonction de  $\Delta f_{\text{initial}}$ .

Une accélération supérieure à celle définie ci-dessus engendrerait une synchronisation des fréquences avant que l'angle  $\Delta\theta$  n'ait atteint  $30^\circ$ . Dans ce cas, il est possible de compenser l'angle restant ( $\Delta\omega$  reste constant) afin de créer un décalage initial du vecteur  $v_s$  égal à la différence entre les  $30^\circ$  et celui qui serait effectué avec cette accélération. Ensuite la transition reprend la méthode explicitée ci-dessus avec l'accélération choisie. Dans le cas d'une accélération inférieure à celle définie ci-dessus, l'angle  $\Delta\theta$  effectuera un angle supérieur à  $30^\circ$ . Le vecteur  $v_s$  dépassera donc le vecteur  $R_{\text{ci}}$  et la transition n'est pas réalisable sans effectuer d'à-coup sur le moteur.

#### II.4.b.ii. Détermination du paramètre $\alpha$

Le paramètre  $\alpha$  est défini à partir de la Figure 4-14 et de l'équation (4.8) :

$$\alpha(\Delta\theta) = \frac{1 - \cos(\Delta\theta)}{\frac{\cos(\Delta\theta)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} - \cos(\Delta\theta)} \quad (4.14)$$

Il évolue au cours du temps :

$$\alpha(t) = \frac{1 - \cos(\Delta\omega_{\text{initial}} - \pi \times \text{Acc} \times t^2)}{\frac{\cos(\Delta\omega_{\text{initial}} - \pi \times \text{Acc} \times t^2)}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} - \cos(\Delta\omega_{\text{initial}} - \pi \times \text{Acc} \times t^2)} \quad (4.15)$$

Au final, ce mode de fonctionnement est simplifié en choisissant  $\alpha$  tel que :

$$\alpha = \frac{6}{\pi} \Delta\theta \quad (4.16)$$

Avec  $\Delta\theta$  obtenu par la relation précédente (4.10).

On obtient ainsi un mode de fonctionnement transitoire pour lequel les conditions initiales et finales de  $v_s$  sont les précédentes, avec une évolution progressive mais différente du choix initial. Ce choix de simplification montre qu'il existe infinité de solution pour relier les conditions initiales et finales de  $v_s$ . Ces solutions permettent de suivre toutes les trajectoires possible, dans la surface du triangle AA'B de la Figure 4-17, afin de rallier le point B à partir de A.

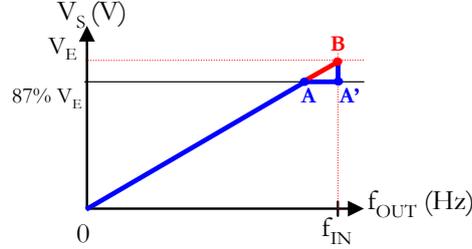


Figure 4-17 : Possibilité de cette augmentation en tension.

#### II.4.c. Modulation du convertisseur de la phase de transition

Durant la phase de transition, le modulateur défini dans le chapitre 2 du convertisseur matriciel peut encore être utilisé pour obtenir les ordres de commande des interrupteurs. Pour cela, il faut redéfinir la matrice de conversion  $[M]$  lié à cette phase de fonctionnement particulière.

La construction du vecteur  $v_s$ , durant cette transition, est telle que :

$$\vec{v}_s = \alpha \vec{R}_{di} + (1 - \alpha) \vec{V}_{matriciel} \quad (4.17)$$

Il est possible de transformer cette équation afin d'utiliser une formulation matricielle utilisable par le modulateur. La matrice  $[M_{matriciel}]$  représente la matrice des rapports cycliques calculée par la méthode de modulation standard afin de générer le vecteur  $V_{matriciel}$ , tandis que  $[M_{Rdi}]$  représente la matrice des rapports cycliques générant le vecteur  $R_{di}$ . Comme ce dernier vecteur est constitué d'un seul et unique état du convertisseur matriciel, la matrice  $[M_{Rdi}]$  correspond à la fonction de connexion du convertisseur matriciel pour cet état.

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = \alpha [M_{Rdi}] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} + (1 - \alpha) [M_{matriciel}] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Il est possible d'en conclure que la matrice des rapports cycliques du convertisseur matriciel  $[M]$  est égale à:

$$[M] = \alpha [M_{Rdi}] + (1 - \alpha) [M_{matriciel}] \quad (4.19)$$

Cette matrice est naturellement compatible avec le modulateur proposé dans le second chapitre.

Par contre, sur une période  $T$ , la modulation implantée ne va pas faire apparaître 6 états (les quatre états actifs, un nul, ainsi qu'un état tournant). En effet, de par la construction du modulateur, seul cinq états sont produits sur  $T$ . La modulation génère bien le vecteur  $v_s$  désiré, défini à partir des deux vecteurs moyens  $V_{matriciel}$  et  $R_{di}$  (fig 4-14), mais sans utiliser les états produisant les deux vecteurs moyens sur lesquels sont basés le calcul.

La Figure 4-18 présente un exemple de modulation théorique obtenu avec  $\alpha$  égal à 0.3 et les matrices définies ci-dessous tandis que la Figure 4-19 présente la modulation obtenue avec le modulateur pour ces mêmes paramètres.

$$[M_{matriciel}] = \begin{bmatrix} 0.35 & 0 & 0.1 \\ 0.2 & 1 & 0.7 \\ 0.45 & 0 & 0.2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{R_{di}}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

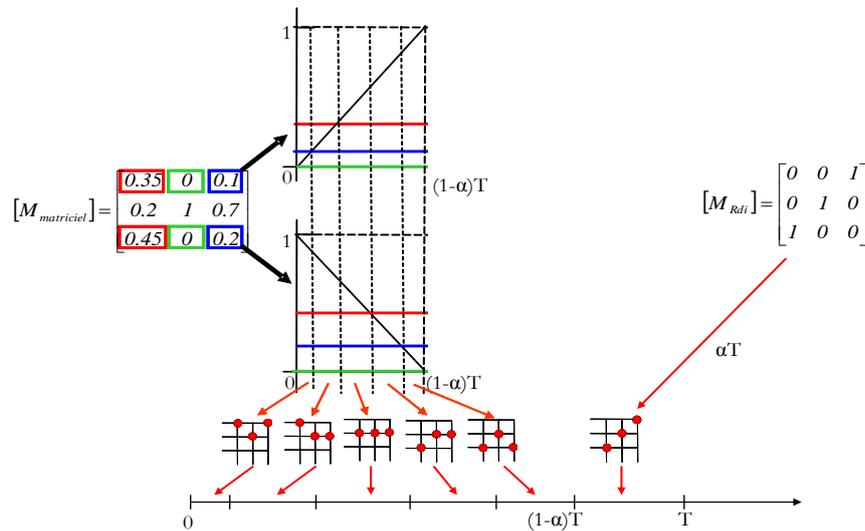


Figure 4-18 : Modulation de la transition basée sur la “modulation séparée” des 2 vecteurs moyens.

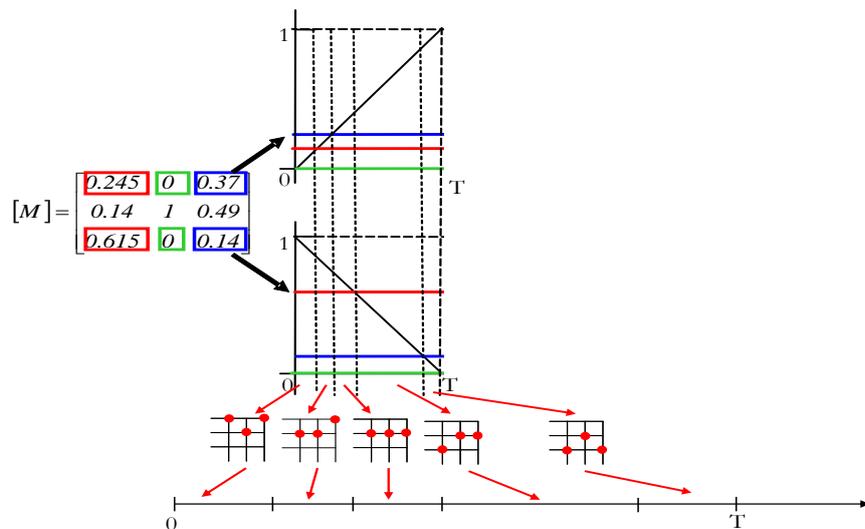


Figure 4-19 : Modulation réelle de la transition.

Cette modulation modifie progressivement les états du convertisseur matriciel utilisés au fur et à mesure que le rapport  $\alpha$  grandit. Le vecteur tournant est introduit progressivement dans la modulation dès que ce rapport à un poids suffisamment élevé.

#### II.4.d. Simulations

La Figure 4-21 présente le résultat d'une simulation, en valeur moyenne, d'un démarrage de cette même machine asynchrone sous les mêmes contraintes que précédemment et ce avec la nouvelle méthode de transition proposée. L'accélération limite est fixée à 50Hz/s. Cette contrainte engendre que l'augmentation de la fréquence des tensions du moteur avec amplification est possible lorsque la différence de fréquence  $\Delta_{\text{initial}}$  est égale à 2.9Hz. Le temps de synchronisation,  $t_{\text{synchro}}$ , est de 57.7ms.

Le démarrage débute avec la stratégie de modulation présentée lors du second chapitre jusqu'à 43Hz (phase 1 de la Figure 4-20). Ensuite, une seconde phase d'accélération est produite sans augmentation de l'amplitude jusqu'à 47.1 (phase 2 de la Figure 4-20). Une troisième phase de synchronisation avec augmentation de l'amplitude et de la fréquence des tensions de sortie est générée avec la méthode présentée dans cette partie. Cette simulation débouche sur le blocage du convertisseur matriciel dans l'état générant le vecteur tournant désiré. Cette évolution de l'amplitude des tensions de sortie est présentée à la Figure 4-20.

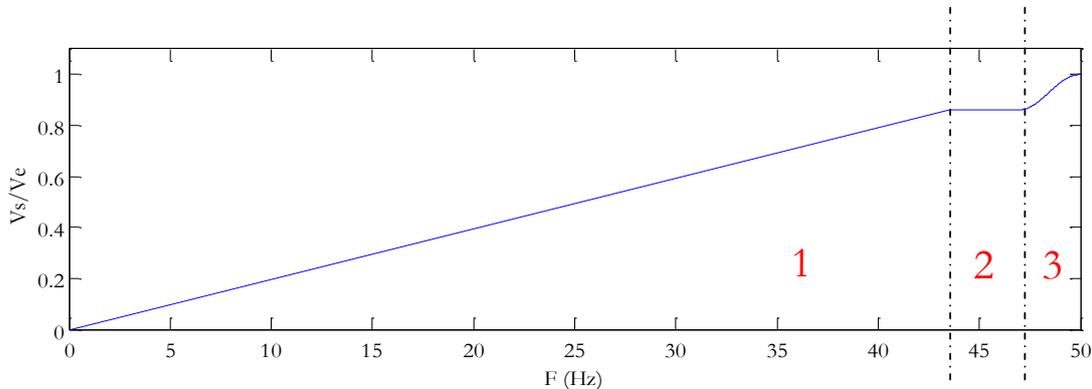


Figure 4-20 : Evolution de l'amplitude des tensions de sortie.

Cette simulation montre que la transition entre les deux modes de fonctionnement s'effectue progressivement, ne générant aucun pic de courant dans le moteur et aucune accélération brutale de la machine. Aucun saut de phase n'est produit sur les courants d'entrée, contrairement à la méthode de transition proposée initialement. La vitesse se stabilise de nouveau à 1480 tours par minute.

La Figure 4-22 présente le résultat de cette même simulation avec le découpage des grandeurs produit par la modulation. Cette simulation montre que la transition entre les deux modes de fonctionnement s'effectue progressivement. Le résultat de cette simulation génère le même comportement moteur que celui obtenu en valeur moyenne.

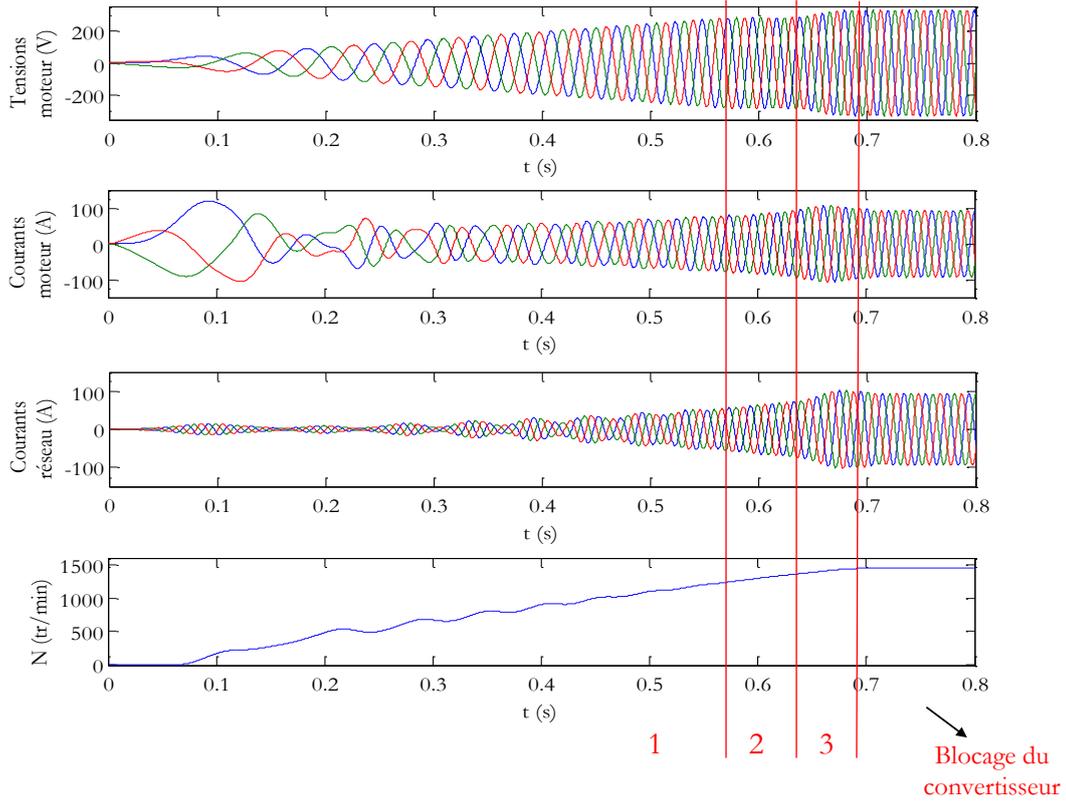


Figure 4-21 : Résultats de Simulation, en valeur moyenne, d'un démarrage de machine asynchrone.

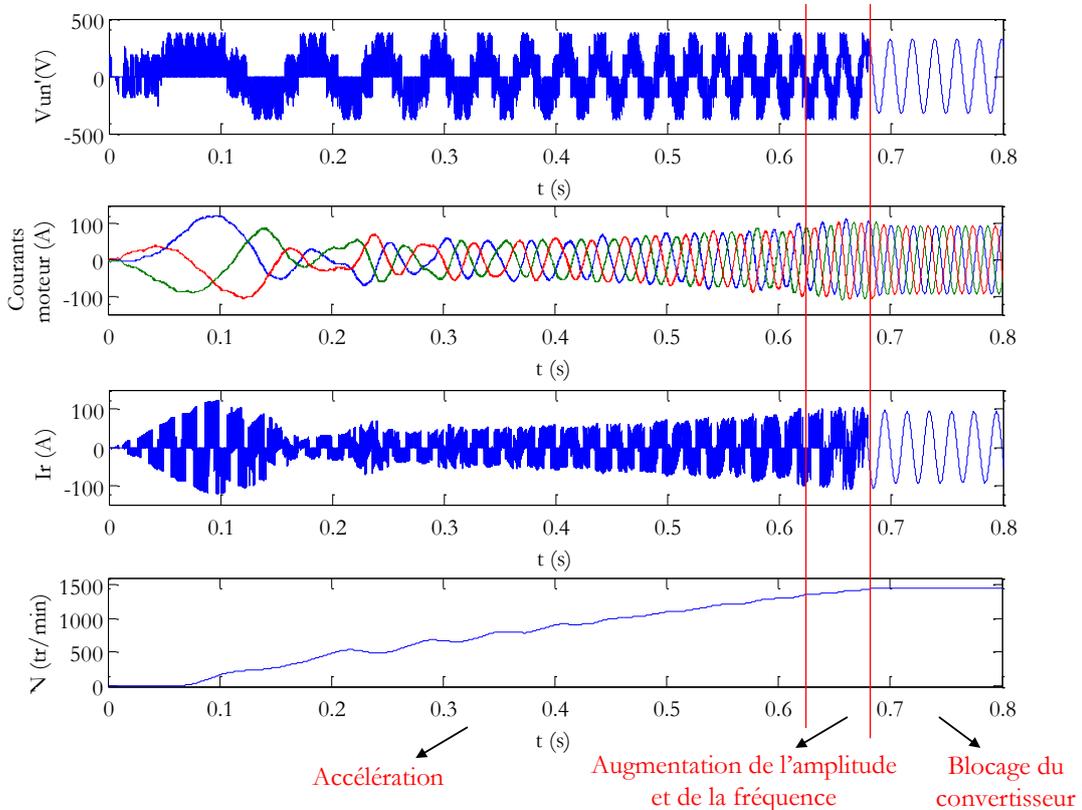


Figure 4-22 : Résultats de Simulation d'un démarrage de machine asynchrone.

#### II.4.e. Conclusion

Cette méthode de transition effectue simultanément une amplification du vecteur  $v_s$  à l'accélération du moteur sur la fin de la plage de variation de fréquence (13% de la fréquence d'entrée). Elle utilise des zones de fonctionnement non utilisées jusqu'à présent par les modulations traditionnelles ce qui complexifie sa compréhension. Cette méthode de transition entre les différents modes de fonctionnement du convertisseur matriciel ne produit plus de saut de phase sur les courants prélevés sur le réseau d'entrée. Par contre, la transition doit être effectuée dans un temps précis dépendant de l'accélération du moteur et de la différence en fréquence entre les réseaux d'entrée et de sortie. L'étude théorique présentée montre la faisabilité de cette méthode de transition. La contrainte imposant que cette transition soit effectuée dans un temps précis implique une implantation expérimentale complexe. Des études complémentaires, pour l'implantation en temps réel, doivent donc être effectuées afin de pouvoir réaliser l'expérimentation de cette transition.

Il est également possible d'appliquer cette méthode au passage d'un fonctionnement en survitesse à un fonctionnement à la fréquence réseau. Cette méthode de transition montre également qu'il est possible de générer des modulations incluant des vecteurs tournants à partir du modulateur défini initialement pour les modulations vectorielles.

#### II.5. Conclusion

Ce chapitre a présenté un mode de fonctionnement particulier à la fréquence du réseau d'entrée ainsi que des méthodes pour atteindre ce mode de fonctionnement sans générer de perturbations sur le moteur. Ce mode de fonctionnement utilise les vecteurs tournants disponibles uniquement sur le convertisseur matriciel et n'est donc pas utilisable avec les convertisseurs matriciels "double étage". Il permet d'augmenter le couple maximal moteur à la vitesse nominale en ramenant le flux moteur au flux nominal (point B de la Figure 4-12). Le convertisseur matriciel ne commutant plus, les pertes par commutation sont nulles et son rendement est accru. Ce mode de fonctionnement impose un déphasage des courants prélevés sur le réseau d'entrée. Ce dernier est égal au déphasage entre les tensions et courants du moteur. Deux méthodes de transition sont possibles. La première fonctionnant comme un gradateur MLI est simple à appréhender, elle se décompose en deux étapes. Tout d'abord, une étape de synchronisation est effectuée afin de mettre en phase les réseaux d'entrée et de sortie. Ensuite, l'amplitude du réseau de sortie est progressivement augmentée. Cette transition, s'effectuant étape par étape, présente l'avantage de ne pas être contrainte par le temps. La seconde effectue une amplification simultanément à l'accélération. En revanche, cette méthode doit être effectuée

dans un intervalle de temps précis dépendant de l'accélération du moteur et de la différence en fréquence entre les réseaux d'entrée et de sortie. Elle est donc plus rapide que la première méthode mais plus complexe à mettre en place. La seconde méthode montre également qu'il est possible de générer des modulations incluant des vecteurs tournants à partir du modulateur défini initialement pour les modulations vectorielles. Ce mode de fonctionnement ainsi que les deux méthodes de transition ont fait l'objet d'un dépôt de brevet [Vid-10].



## ***Conclusion générale et perspectives***



Ce mémoire synthétise les recherches menées au cours de ces trois années de thèse sur les stratégies de modulation des convertisseurs matriciels et matriciels “double étage” dans le but de piloter des machines triphasées, de type synchrones ou asynchrones, à partir d’un réseau alternatif triphasé. Ces travaux ont mené au développement d’une modulation scalaire généralisée utilisant un modulateur naturel par porteuse, équivalente à la modulation vectorielle, adaptée aussi bien au convertisseur matriciel qu’au convertisseur matriciel “double étage”. Cette modulation généralisée permet d’utiliser les degrés de liberté de la conversion dans le but d’améliorer l’efficacité énergétique, ainsi que le comportement électromagnétique de ces convertisseurs.

Tout d’abord, les solutions classiques utilisées pour la variation de vitesse des machines électriques triphasées sont présentées. Leurs atouts (compréhension de la structure, la facilité de contrôle...), mais aussi leurs points faibles (THD<sub>1</sub> élevé, surtensions moteur et capacités de stockage sensibles et volumineuses) sont soulignés. L’utilisation de variateurs de vitesse sans stockage, à savoir les convertisseurs direct AC/AC de type matriciel et matriciel “double étage”, se présente comme une solution alternative. Les méthodes de modulation décrites dans la littérature scientifique sont exposées et présentent un des inconvénients de ce type de convertisseur, à savoir la complexité de son contrôle.

Cette étude conduit à développer une méthode de modulation scalaire généralisée, associée à un modulateur par porteuse, équivalente à la modulation vectorielle. Cette modulation utilise la notion de convertisseur matriciel “virtuel”, permettant de simplifier le calcul de la matrice de conversion [M] mais aussi basée sur l’approche simplifiée proposée par Ishiguro, dans le cas d’une modulation Flat Top. Les neuf rapports cycliques obtenus et constituant cette matrice [M] sont modulés naturellement afin de générer les fonctions de connexion du convertisseur. La matrice de conversion [M] précédemment calculée, peut être généralisée par utilisation des degrés de liberté de la conversion, liés aux 3 vecteurs nuls redondants de la modulation. Cette généralisation permet de choisir une nouvelle matrice de conversion particulière, induisant une réduction des pertes et de l’amplitude des fronts de tension de mode commun. Ces modulations ont été implantées dans un prototype de convertisseur matriciel contrôlé par un DSP et un CPLD. Les essais et mesures effectués dans le domaine temporel confirment leurs validités. Les commandes du convertisseur matriciel, générées par ces différentes stratégies, ont été étendues au convertisseur matriciel indirect. Les pertes produites par ces deux convertisseurs, ainsi que par les deux stratégies de modulation, ont été calculées et comparées. Le calcul montre que les pertes sont environ 10% plus petites pour le convertisseur matriciel comparées à celles générées par le convertisseur matriciel “indirect”. La modulation améliorée permet de réduire en moyenne, sur la plage de variation en fréquence, les pertes des convertisseurs de 23% par rapport à la modulation

de type Flat Top, ce gain étant obtenu par une réduction des pertes par commutation. Celles-ci sont par contre identiques, à modulation donnée, dans les deux structures. Le changement de fréquence de modulation ne modifie naturellement pas les conclusions de l'étude. Il serait aussi intéressant de comparer les performances intrinsèques de ces convertisseurs directs aux structures AC/DC/AC entièrement commandées classiques pour des points de fonctionnement identiques.

Ensuite, les contraintes matérielles, permettant de valider expérimentalement les stratégies de modulation, sont introduites. Les stratégies existantes de séquençement des commutations des interrupteurs quatre segments sont présentées. Cette étude conduit à choisir une méthode de séquençement des commutations originale, limitant les risques de défaillance du système, grâce à l'utilisation du modulateur généralisé.

Les dispositifs annexes nécessaires aux convertisseurs matriciels, leurs fournissant un environnement stable et fiable, sont explicités. Ces dispositifs annexes sont constitués d'une part, d'un filtre d'entrée de type L-C, et d'autre part d'un système de protection contre d'éventuelles commutations défailtantes. Les parties puissance et commande du prototype sont présentées.

Enfin, un mode de fonctionnement particulier à la fréquence du réseau d'entrée, ainsi que des méthodes pour l'atteindre sans générer de perturbations sur le moteur, sont proposées. Ces modes de fonctionnement utilisent les vecteurs tournants disponibles uniquement sur le convertisseur matriciel. Ils ne sont donc pas applicable sur les convertisseurs matriciels "double étage". Ils permettent d'augmenter le couple maximal moteur à la vitesse nominale en ramenant le flux moteur au flux nominal. Le convertisseur matriciel ne commutant plus, les pertes par commutation sont nulles et le rendement est accru, mais un déphasage des courants prélevés sur le réseau d'entrée apparaît. Ce dernier est égal au déphasage entre les tensions et courants du moteur. Pour atteindre ce mode de fonctionnement, deux méthodes de transition ont été proposées. La première, fonctionnant comme un gradateur MLI, est simple à appréhender et se décompose en deux étapes. Tout d'abord, une étape de synchronisation est effectuée afin de mettre en phase les réseaux d'entrée et de sortie. Ensuite, l'amplitude du réseau de sortie est progressivement augmentée. Cette transition, s'effectuant étape par étape, présente l'avantage de ne pas être contrainte par le temps. La seconde transition effectue une amplification simultanément à l'accélération dans un intervalle de temps limité, dépendant de l'accélération du moteur et de la différence en fréquence entre les réseaux d'entrée et de sortie. Elle est plus rapide que la première méthode, mais plus complexe à mettre en place. La seconde méthode montre également qu'il est possible de générer des modulations incluant des vecteurs tournants, à partir du modulateur défini initialement pour les modulations vectorielles.

L'étude réalisée durant la thèse a permis de mettre en œuvre une modulation scalaire généralisée avec un modulateur naturel (par porteuse), équivalente à la modulation vectorielle, adapté aussi bien aux convertisseurs matriciels et matriciels "double étage". Cette modulation généralisée permet d'effectuer certains choix dans le but d'améliorer l'efficacité énergétique, ainsi que le comportement électromagnétique de ces convertisseurs. La méthode de modulation scalaire mais également sa généralisation ont fait l'objet de deux dépôt de brevet [Del-08], [Lem-08]. Un mode de fonctionnement particulier à la fréquence du réseau d'entrée, mais aussi des méthodes pour l'atteindre sans générer de perturbations sur le moteur, sont proposés et ont également fait l'objet d'un dépôt de brevet [Vid-10].

Bien entendu, divers approfondissements et améliorations peuvent encore être réalisés. Le montage utilisé durant la thèse n'est pas optimal, notamment en raison de la longueur de câblage entre les interrupteurs quatre segments et leurs circuits drivers. Les perturbations électromagnétiques interfèrent dans la commande lorsque la puissance avoisine les deux kilowatts. La prochaine étape, actuellement en cours de réalisation, doit consister à concevoir un convertisseur matriciel compact basé sur un module de puissance intégré de chez Fuji électric [Whe-02]. Cette compacité devrait permettre de réduire les interférences électromagnétiques au sein de la commande rapprochée et ainsi, d'accroître la puissance convertie par ce variateur de vitesse. Un moteur (machine synchrone ou asynchrone) devra être connecté à ce banc expérimental afin de compléter la validation par un test proche d'une application industrielle.

Le mode de fonctionnement particulier à la fréquence du réseau d'entrée, ainsi que des méthodes de transition pour l'atteindre, devront être implantées et validées expérimentalement suite à l'étude théorique effectuée précédemment. L'étude et la quantification de l'impact des différentes modulations ( $THD_I$ ,  $THD_V$ , perturbations conduites et rayonnées) devraient être effectuées également. Il serait intéressant d'étudier l'évolution de ces éléments en fonction du type de porteuse (triangle ou dent de scie) choisi au niveau du modulateur. L'introduction des vecteurs tournants dans la modulation, actuellement en cours, pourrait permettre de réduire les pertes et d'améliorer les  $THD_I$  et  $THD_V$  du convertisseur.

Une étude de dimensionnement optimal du système de filtrage d'entrée du convertisseur matriciel de type L-C doit être réalisée, en prenant en compte la stratégie de modulation choisie, la fréquence de coupure souhaitée, le volume et le poids.

Pour finir, le circuit de protection "Clamp" est relativement volumineux pour un dispositif dont l'avenir est certainement lié à son intégration à l'intérieur même de la machine, et il serait

intéressant d'approfondir son dimensionnement (méthode d'initialisation du convertisseur quand on supprime le redresseur à diode connecté sur le réseau d'entrée, dimensionnement minimal de la capacité de stockage du circuit "Clamp"...).

*Références bibliographiques*

- [Ale-81] A. Alesina, M. Venturini : “Solid-state power conversion : a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis”, , *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol.28, no.4, pp. 319-330, Avril 1981.
- [Ale-89] A. Alesina, M. Venturini : “Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine Switch Direct AC-AC Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.4, no.1, pp. 101-112, Janvier 1989.
- [Aok-90] T. Aoki, S. Muroyama, M. Igarashi : “A new switched-mode rectifier with sinusoidal input current waveforms”, dans *Proceeding IPEC (Tokyo)*, pp.755. avril 1990.
- [Arc-06] Documentation technique ARCAL 2106 : “*Double Driver pour IGBTs et MOSFETs*”, [http://www.arcel.fr/IMG/pdf/ARCAL2106\\_fr\\_v1-2.pdf](http://www.arcel.fr/IMG/pdf/ARCAL2106_fr_v1-2.pdf)
- [Aré-08] S.L. Arévalo : “*Matrix converter for frequency changing power supply applications*”, Thèse de Doctorat de l’université de Nottingham Angleterre, 2008.
- [Ben-02] S. Bernet, S. Ponnaluri, R. Teichmann : “Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.2, pp.304-314, avril 2002.
- [Bur-89] N. Burany : “Safe control of four-quadrant switches”, dans *Proceeding IAS*, pp.1190-1194 vol.1, Octobre 1989.
- [Cam-96] J.P. Cambronne : “*Synthèse des commandes des systèmes électrotechnique à convertisseurs statiques entièrement commandés*”, Mémoire d’habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Novembre 1996.
- [Can-07] F. Canon : “*Convertisseur matriciel, pertes et modulation*”, Rapport master recherche, l’Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 2007.
- [Cas-02] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri : “Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.2, pp.370-381, Avril 2002.
- [Cha-03] H.J. Cha; P.N. Enjeti : “An approach to reduce common-mode voltage in matrix converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.39, no.4, pp. 1151-1159, Juillet 2003.
- [Cha-04] H.J. Cha : “*Analysis and design of matrix converter for adjustable speed drives and distributed power sources*”, Thèse de Doctorat de l’université A&M Texas Etats-Unis, août 2010.
- [Del-07] P. Delarue, C. Rombaut, G. Seguier : “Les convertisseur de l’électronique de puissance, Volume 2 : la conversion alternatif-alternatif”, édition TEC&DOC Lavoisier :3<sup>ème</sup> édition, 2006.
- [Del-08] P. Delarue, P. Le Moigne, F. Gruson, P. Baudesson : “*Variateur de vitesse de type convertisseur matriciel*” demande brevet, n° de brevet. 0858759, Décembre 2008.
- [Det-07] F.Detry : “Tribune et Energie”, *Commerce et Industrie*, septembre 2007.
- [Fer-01] S. Ferreira Pinto, J. Fernando Silva : “Input filter design for sliding mode controlled matrix converters”, dans *Proceeding PESC*, vol.2, pp.648-653, Juin 2001.

- [Fra-96] B. François : “*Formalisme de Modélisation et de Synthèse des Commandes applique aux Convertisseurs Statiques à Structure Matricielle*”, Thèse de Doctorat de l’Université des Sciences et Technologies de Lille (L2EP), Janvier 1996.
- [Guy-76] L. Gjugyi, B. Pelly : “*Static Power Frequency Changers*”, *New York: Wiley*, 1976.
- [Gon-06] L. Gonthier : “*Contribution au développement de la conversion d’énergie AC/AC*”, Mémoire d’habilitation à diriger des recherches, Mémoire d’Habilitation à Diriger des Recherche (HDR), Université F.Rabelais de Tours, Mai 2006.
- [Grb-10] P. Grbovic : “*Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives*”, Thèse de Doctorat de l’Ecole Centrale de Lille (L2EP), Juillet 2010.
- [Gru-10a] F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue, M. Arpillière, X. Cimetiere : “*Comparison of losses between matrix and indirect matrix converters with an improved modulation*”, dans *Proceeding ISIE*, Juillet 2010.
- [Gru-09] F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue, M. Arpillière : “*Sparse matrix converter modulation directly extracted from the matrix converter modulation*”, dans *Proceeding PCIM*, Mai-2009.
- [Gru-10b] F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue, M. Arpillière, X. Cimetiere : “*Modulation naturelle du convertisseur matriciel*”, dans *CD-ROM EPF*, Juin-2010.
- [Ham-06] M. Hamouda, F. Fnaiech, K.Al-Haddad, “*Input filter design for SVM Dual-Bridge Matrix Converters*”, dans *Proceeding ISIE*, vol.2, pp.797-802, Juillet 2006.
- [Hub-89] L. Huber, D. Borojevic : “*Space vector modulator for forced commutated cycloconverters*”, dans *Proceeding LAS*, vol.1, pp. 871-876, Octobre 1989.
- [Hub-95] L. Huber, D. Borojevic : “*Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*,” *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol.31, no.6, pp.1234-1246, Novembre 1995.
- [Idi-07] N. Idir, J.J Franchaud, R. Bausiere : “*Active Gate Voltage Control of Bidirectional Switches used in AC-AC Converters*”, dans *Proceeding PESC*, p.6, juin 2007.
- [IEE-92] The Institute of Electrical and Electronics Engineers : “*Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*”, *IEEE Standard 519-1992*, 1992.
- [Ish-88] A. Ishiguro, K. Inagaki, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, K. Iwata : “*A new method of PWM control for forced commutated cycloconverters using microprocessors*”, dans *Proceeding LAS*, vol.1, pp 712-721, Octobre 1988.
- [Ish-91] A. Ishiguro, T. Furuhashi : “*A Novel Control Method for Forced Commutated Cycloconverters Using Instantaneous Values of Input Line-to-Line Voltages*”, *IEEE Transaction on. Industrial Electronics*, vol.38, no.3, pp 166-172, Juin 1991.
- [Jus-07] M. Jussila, H. Tuusa : “*Semiconductor Power Loss Comparison of Space-Vector Modulated Direct and Indirect Matrix Converter*”, dans *Proceeding PCC*, pp.831-838, Avril 2007.
- [Kan-02] J.K. Kang; H. Hara, E. Yamamoto, E.Watanabe : “*Analysis and evaluation of bi-directional power switch losses for matrix converter drive*”, dans *Proceeding LAS*, pp. 438- 443, vol.1, Decembre 2002.

- [Klu-06] Klumpner, F. Blaabjerg, I. Boldea, P. Nielsen : “Modulation Method for Matrix Converters”, *IEEE Transactions on industry applications*, vol.42, no.3, mai 2006.
- [Kol-02] J.W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl : “Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter”, *dans Proceeding APEC 2002*, vol.2, pp.777-791, Mars 2002.
- [Kol-07] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, H. Ertl : “Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.22, no.5, pp.1649-1661, septembre 2007.
- [Kol-08] J.W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, S.D. Round : “The essence of three-phase AC/AC converter systems”, *dans Proceeding EPE-PEMC*, pp.27-42, Septembre 2008.
- [Lab-07] F.Labrique, G. Seguier, R.Bausiere : “Les convertisseur de l'électronique de puissance, Volume 4 : la conversion continu-alternatif”, *édition TEC&DOC Lavoisier :2<sup>nd</sup> édition*, 1995.
- [Lem-06] L. Empringham, L. de Lillo, P.W. Wheeler, J.C. Clare : “Matrix Converter Protection for More Electric Aircraft Applications”, *dans Proceeding IECON*, pp.2564-2568, Novembre 2006.
- [Lem-08] P. Le Moigne, P. Delarue, F. Gruson, P. Baudesson : “*Variateur de vitesse de type convertisseur matriciel*” demande de brevet, n° de brevet. 0858760, Décembre 2008.
- [Loh-09] P.C. Loh, R. Rong, F. Blaabjerg, P. Wang : “Digital Carrier Modulation and Sampling Issues of Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.24, no.7, pp.1690-1700, Juillet 2009.
- [Lot-97] C. Lott, O. Lapierre, H. Pouliquen, S. Saadate : “Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques : modélisation, simulation numérique et expérimentation”, *Journal de Physique III*, 2433-2457, Décembre 1997.
- [Mad-05] S.K. Maddula, J.C. Balda : “Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives”, *dans Proceeding. PESC*, pp.153-159, Juin 2005.
- [Mah-00] J. Mahlein, M. Braun : “A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection”, *dans Proceeding IPERC*, vol.2, pp.817-822, Août 2000.
- [Mat-01] M. Matteini : “*Control techniques for matrix converter adjustable speed drives*”, Thèse de Doctorat de l'université de Bologna Italie, 2001.
- [Muk-04] T.R. Mukundan : “Calculation of voltage surges on motors fed from PWM drives A simplified approach”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.19, no.1, pp.223-225, mars 2004.
- [Nie-96] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen : “Space vector modulated matrix converter with minimized number of switchings and a feedforward compensation of input voltage unbalance”, *dans Proceeding PEDES*, vol.2, pp.833-839, Janvier 1996.
- [Nie-99] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen : “New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, no. 5, pp. 1150-1161, Septembre 1999.
- [Oli-06] M.E. de Oliveira Filho, E.R. Filho, K.E.B. Quindere, J.R. Gazoli : “A Simple Current Control for Matrix Converter”, *dans Proceeding LAS*, vol.4, pp.2090-2094, Octobre 2006.

- [Pai-95] D.A. Paice : “Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power”, *IEEE Press, New York*, 1995.
- [Per-92] E. Persson : “Transient effects in application of PWM inverters to induction motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.28, no.5, pp.1095-1101, septembre 1992.
- [Rah-09] N.F.A. Rahman, M.K. Hamzah, S.Z.M. Noor, A.S.A. Hasim : “Single-phase hybrid active power filter using single switch parallel active filter and simple passive filter”, *dans Proceeding PEDS*, pp.40-45, Novembre 2009.
- [Rod-05] J.R. Rodriguez, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana : “PWM regenerative rectifiers: state of the art”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, no.1, pp.5-22, Février 2005.
- [Roy-87] G. Roy, L. Duaguay, S. Manias, G.E April : “Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm”, *dans Proceeding IAS*, pp.889-898, Octobre 1987.
- [Roy-89] G. Roy, G.E April : “Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm”, *dans Proceeding PESC*, vol.1, pp.368-375, Août 1989.
- [Sau-96] L. Saunders, G. Skibinski, S. Evon, D. Kempkes : “Riding the reflected wave - IGBT drive technology demands new motor and cable considerations”, *dans Proceeding PCICON*, pp.75-84, septembre 1996.
- [Saw-03] H. Sawezyn : “Etude de la commande autour de la tension de seuil (CATS) des transistors de puissances à grilles isolées et de ses applications”, Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (L2EP), Mars 2003.
- [Sch-98] A. Schuster : “A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system”, *dans Proceeding PESC*, vol.1, pp.714-720, Mai 1998.
- [Shi-03] Y. Shirai, Y. Miyato, M. Taguchi, M. Shiotsu, H. Hatta, S. Muroya, M.; Chiba, T.;Nitta : “Over-voltage suppression in a fault current limiter by a ZnO varistor”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol.13, no.2, pp.2064-2067, Juin 2003.
- [Tak-04] H. Takahashi, M. Kaneda, T. Minato : “1200V class reverse blocking IGBT (RB-IGBT) for AC matrix converter”, *dans Proceeding ISPSD*, pp.121-124, Mai 2004.
- [Tew-06] M. Tewolde, S.P. Das : “A Novel Control of Bi-Directional Switches in Matrix Converter”, *dans Proceeding PEDES*, pp.1-6, Decembre 2006.
- [Ven-80] M. Venturini : “A New Sine Wave in Sine Wave out, Conversion Technique Which eliminates Reactive Elements”, *dans Proceeding POWERCON*, vol.3, pp.1-15, Mars 1980.
- [Vid-08] A. Videt : “Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation”, Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille (L2EP), Decembre 2008.
- [Vid-10] A. Videt, M. Arpillière, F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue : “A control method of a matrix converter and matrix converter intended to use the control method” demande de brevet France - USA, n° de brevet. fr 1051006, Février 2010.
- [Wan-06] B. Wang, G. Venkataramanan: “Analytical Modeling of Semiconductor Losses in Matrix Converters”, *dans Proceeding IPEMC*, vol.1, pp.1-8, Août 2006.

- [Wee-06] Y. Weens : “Modélisation des câbles d’énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance”, Thèse de Doctorat de l’Université des Sciences et Technologies de Lille (L2EP), Décembre 2006.
- [Whe-94] P.W. Wheeler, H. Zhang, D.A. Grant : “A theoretical and practical consideration of optimised input filter design for a low loss matrix converter”, dans *Proceeding PEVSD*, pp.363-367, Octobre 1994.
- [Whe- 97] P. Wheeler, D. Grant : “Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter”, dans *Proceeding EPA*, vol.1, pp 53-60, Janvier 1997.
- [Whe-02] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, A. Weinstein : “Matrix converters: a technology review”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.2, pp.276-288, Avril 2002.
- [Whe-03] P.W. Wheeler, J.C. Clare, L. Empringham : “Minimisation of matrix converter commutation times”, *European Power Electronics (EPE) Journal*, vol.13, no.1, pp.151- 18, Février 2003.
- [Zha-06] H. Zhang : “*Matrix converter for drives applications*”, Rapport master recherche, l’Université des Sciences et Technologies de Lille, juin 2006.
- [Zie-00] M. Ziegler, W. Hofmann : “A new two steps commutation policy for low cost matrix converter”, dans *Proceeding PCIM*, pp.445-450, Juin 2000.

***ANNEXE I : Démonstration de la  
proportionnalité des rapports cycliques vis à vis  
des tensions composées d'entrée.***



Le convertisseur matriciel peut permettre, si le calcul de la matrice de conversion est correctement établi, de prélever un courant sur le réseau d'entrée en phase avec sa tension respective et ainsi consommer uniquement de la puissance active. Chacun de ses courants sont donc proportionnel (N) à leur tension simple.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \frac{P_E}{v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2} \quad (\text{I.1})$$

Les lois de Kirchhoff permettent de définir les courants d'entrée en fonction des courants de sortie et des fonctions de conversion des interrupteurs.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_r \\ \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_t \end{bmatrix} = [M] \times \begin{bmatrix} \mathbf{i}_u \\ \mathbf{i}_v \\ \mathbf{i}_w \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [M] = \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{rv} & m_{rw} \\ m_{su} & m_{sv} & m_{sw} \\ m_{tu} & m_{tv} & m_{tw} \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Si nous prenons par exemple le courant  $i_r$ , il est possible de conclure la relation suivante à partir des deux premières équations

$$\mathbf{i}_r = \frac{P_E \times v_{rn}}{v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2} = K \times P_E \quad (\text{I.3})$$

$$\mathbf{i}_r = m_{ru} \mathbf{i}_u + m_{rv} \mathbf{i}_v + m_{rw} \mathbf{i}_w$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun stockage, la puissance consommé par la charge  $p_s$  est directement fournie par le réseau d'entrée  $p_E$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_r &= K(v_{un} \times \mathbf{i}_u + v_{vn} \mathbf{i}_v + v_{wn} \times \mathbf{i}_w) \\ &= m_{ru} \mathbf{i}_u + m_{rv} \mathbf{i}_v + m_{rw} \mathbf{i}_w \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

La solution la plus simple de ce système d'équation est

$$\begin{aligned} m_{ru} &= K \times v_{un} = \frac{v_{rn}}{v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2} \times v_{un} \\ m_{rv} &= K \times v_{vn} = \frac{v_{rn}}{v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2} \times v_{vn} \\ m_{rw} &= K \times v_{wn} = \frac{v_{rn}}{v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2} \times v_{wn} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

Il est donc possible, dans un premier temps, de conclure que les fonctions de conversion des interrupteurs peuvent être proportionnels aux tensions simples d'entrée qu'ils permettent de connecter sur la sortie.

La méthode de calcul d'Ishiguro utilise les tensions composées comme le montre (I.6), cette proportionnalité doit être vérifié avec les combinaisons des fonctions de conversion des interrupteurs ( $b_{ij}$ ,  $c_{ij}$ ).

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{uv} = b_{rs} \cdot \mathbf{u}_{rs} + b_{rt} \cdot \mathbf{u}_{rt} + b_{st} \cdot \mathbf{u}_{st} \\ \mathbf{u}_{uw} = c_{rs} \cdot \mathbf{u}_{rs} + c_{rt} \cdot \mathbf{u}_{rt} + c_{st} \cdot \mathbf{u}_{st} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Il est possible de décomposée la tension  $u_{uv}$  en deux tensions simples mais aussi avec les fonction de conversion du convertisseur, tel que le décrit (I.7).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{uv} &= (m_{ru} \cdot v_{rn} + m_{su} \cdot v_{sn} + m_{tu} \cdot v_{tn}) - (m_{rv} \cdot v_{rn} + m_{sv} \cdot v_{sn} + m_{tv} \cdot v_{tn}) \\
 \mathbf{u}_{uv} &= (K \cdot v_{rn}^2 + K' \cdot v_{sn}^2 + K'' \cdot v_{tn}^2) - (K' \cdot v_{rn}^2 + K'' \cdot v_{sn}^2 + K \cdot v_{tn}^2) \\
 \mathbf{u}_{uv} &= (K - K') \cdot (v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2)
 \end{aligned} \tag{I.7}$$

La tension composée est donc proportionnelle à la somme des carrés des tensions simple ou composée.

$$\mathbf{u}_{uv} = \alpha' \cdot (v_{rn}^2 + v_{sn}^2 + v_{tn}^2) = \alpha \cdot (u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2) \text{ avec } \alpha = 3\alpha' \tag{I.8}$$

Il en résulte l'égalité (I.9).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{uv} &= b_{rs} \cdot u_{rs} + b_{rt} \cdot u_{rt} + b_{st} \cdot u_{st} \\
 \mathbf{u}_{uv} &= \alpha \cdot (u_{rs}^2 + u_{rt}^2 + u_{st}^2)
 \end{aligned} \tag{I.9}$$

Comme précédemment, la solution la plus simple de ce système d'équation est décrite ci-dessous.

$$\begin{cases} b_{rs} = \alpha \cdot u_{rs} \\ b_{rt} = \alpha \cdot u_{rt} \\ b_{st} = \alpha \cdot u_{st} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} c_{rs} = \beta \cdot u_{rs} \\ c_{rt} = \beta \cdot u_{rt} \\ c_{st} = \beta \cdot u_{st} \end{cases} \tag{I.10}$$

Il est donc possible de conclure que les combinaisons des fonctions de conversion des interrupteurs peuvent être proportionnels aux tensions composées d'entrée qu'ils permettent de connecter sur la sortie.



### Mots-clés :

Electronique de Puissance, Variateur de vitesse, Convertisseurs statiques, Convertisseurs AC-AC, Convertisseurs matriciels, Modulation de largeur d'impulsion, Commande rapprochée, Commutations.

### Résumé :

La variation de vitesse des machines électriques est une application très porteuse de l'électronique de puissance. La solution de conversion la plus répandue consiste à connecter en cascade deux convertisseurs statiques et d'effectuer une double conversion (AC/DC/AC). Une autre solution, faiblement répandue dans l'industrie, effectue une conversion directe AC/AC pour piloter des machines électriques triphasées à partir d'un réseau alternatif triphasé. Ce mémoire présente une synthèse sur les solutions de conversion directe ainsi que sur les stratégies de modulation des convertisseurs matriciels et matriciels "double étage". Une modulation scalaire généralisée est développée et associée à un modulateur par porteuse, équivalente à la modulation vectorielle et applicable aux différents convertisseurs directs triphasés. Cette généralisation a permis de mettre en avant des modulations à nombre de commutation réduit par période de découpage, et de mettre en évidence qu'une solution particulière réduit les pertes et améliore le comportement électromagnétique du dispositif comparativement aux modulations traditionnellement utilisées. La présentation des contraintes réelles (commande rapprochée des interrupteurs, les protections ainsi que le filtrage) a été abordée et a été utilisée pour développer une maquette laboratoire. Les stratégies de modulation ont été implantées expérimentalement et valident l'étude théorique. Enfin, un fonctionnement direct à la fréquence réseau, non moduler, donc à faibles pertes, est proposé.

### Key words:

Power electronics, adjustable speed drives, static converters, AC-AC converters, Matrix converters, Pulse width modulation, Transistor control, Switching.

### Abstract:

In the power electronics field, the adjustable speed drives is a growing application for electric motors control. The most common conversion solution is to connect in series two static converters and perform a double conversion (AC/DC/AC). Another solution, hardly proposed by industry, uses a direct AC/AC conversion. This thesis aims to make a direct conversion solutions and matrix converters and "two stage" matrix converters modulation strategies synthesis for the purpose to control three-phase electric motor with a three phase input network. This synthesis has developed a generalized scalar modulation, combined with a carrier wave modulator, equivalent to the space vector modulation and applied to matrix converters and the "two stage" matrix converters. Some attention has been done to reduce the switching number during the modulation period. The generalization allows to propose a modified modulation which reduces the losses and improves the electromagnetic performance compared to the traditional modulations used for these kind of converters. The practical constraint (switches control, protection system and filtering) are discussed and has been used to develop a laboratory prototype. The modulations strategies have been implemented experimentally and validate the theoretical study. Finally, a direct function mode with an equal frequency between the input and output network is proposed, without modulation and therefore low losses. In the last part, a particular operation mode is then introduced, permitting the transient operation between the modulated conventional mode to the direct mode without modulation.