



HAL
open science

Contribution à l'étude et au contrôle des convertisseurs multiniveaux : application à la compensation des fours à arc

Mathieu Morati

► **To cite this version:**

Mathieu Morati. Contribution à l'étude et au contrôle des convertisseurs multiniveaux : application à la compensation des fours à arc. Autre. Université de Lorraine, 2014. Français. NNT : 2014LORR0052 . tel-01750760

HAL Id: tel-01750760

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01750760>

Submitted on 29 Mar 2018

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.



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

Université de Lorraine

Ecole Doctorale « Informatique - Automatique - Electrotechnique - Electronique - Mathématiques »
Département de Formation Doctorale « Electrotechnique - Electronique »

THESE

Présentée à

L'Université de Lorraine

En vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR de l'Université de Lorraine

Spécialité : Génie Electrique

par

Mathieu MORATI

**CONTRIBUTION A L'ETUDE ET AU CONTROLE DES
CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX :
Application à la compensation des fours à arc**

Soutenance le 11 juin 2014

Membres du Jury :

Eric Monmasson	Président	SATIE, Cergy Pontoise
Thierry Meynard	Rapporteur	Laplace, Toulouse
Guy Clerc	Rapporteur	Ampère, Lyon
Abdollah Mirzaian	Membre invité	GE, Belfort
Virginie Peron	Examineur	GE, Belfort
Shahrokh SAADATE	Directeur de thèse	GREEN, UL
Philippe POURE	Co-directeur de thèse	IJL, UL

Thèse préparée aux Laboratoires GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy) et IJL (Institut Jean LAMOUR)

Résumé

Cette thèse est dédiée aux convertisseurs multiniveaux et aborde les problématiques liées à la compensation des perturbations générées sur un réseau électrique, telles que celles produites par les fours à arc. Elle est composée de quatre chapitres couvrant les thématiques de la modélisation des réseaux électriques, des convertisseurs de tension, du contrôle commande et des stratégies de compensation, accompagnés de simulations et de résultats expérimentaux obtenus sur des équipements industriels de forte puissance. Les applications réseaux étant diverses et variées, les convertisseurs multiniveaux sont ici étudiés dans le but d'être raccordés directement sur des réseaux de distribution. Pour cela, un état de l'art des différentes topologies de convertisseurs de tension (classiques et multiniveaux) est présenté et les topologies dites modulaires, sont retenues pour une étude plus poussée. Ces convertisseurs utilisent des modules de puissance à base de ponts en H, de $\frac{1}{2}$ ponts en H ou de ponts en H 3-niveaux connectés en cascade. Ils permettent ainsi de créer différents types de configurations ou couplages appelés dans ce mémoire : étoile, triangle et étoiles symétriques. Les différents modules et les stratégies pour les commander sont étudiés autour d'un composant de puissance (de type IGBT 2.5kV/1.5kA). A travers les domaines électrique et thermique, une méthode est proposée afin d'estimer les pertes, les températures de jonction et déterminer ainsi les limites d'utilisation d'un tel composant de puissance. Le dimensionnement et la fiabilité de ces convertisseurs est également abordé pour chacune des configurations envisagées, afin de dégager les avantages et inconvénients pour une application réseau. D'une façon générale, la stratégie de contrôle des convertisseurs multiniveaux est ardue, principalement lié au fait que de multiples sources de tensions continues doivent être contrôlées. Dans cette optique, des stratégies de contrôle sont proposées et validées en simulation selon les types de modules et de configurations utilisés pour la compensation des perturbations d'un four à arc. Enfin, la dernière partie de ces travaux est consacrée aux résultats expérimentaux sur la base d'un compensateur industriel dénommé DSVC (Dynamic Static Var Compensator), pour la compensation des fours à arc. Les différents résultats obtenus sur plusieurs sites industriels ont ainsi permis la validation des travaux exposés dans ce mémoire.

This thesis is dedicated to the multilevel converters and addresses issues related to compensation for disturbance generated on an electrical network such as those produced by arc furnaces. It is composed of four chapters covering the themes of modeling of electrical networks, voltage converters, control and compensation strategies, with simulations and experimental results obtained on high power industrial equipment. There are many networks applications and multilevel converters are here considered to be directly connected to distribution networks. Therefore, a state of the art of different voltage converters, classics and multilevel topologies, is presented and the topologies called modular are retained for further studies. These converters use modular power cells made of H bridges, $\frac{1}{2}$ bridges or 3-level H bridges connected in cascade. They allow to create different types of configurations or couplings called in this memory: star, delta and double stars. The different modules and the strategies to control them are investigated around the same switching power component (IGBT 2.5kV/1.5kA). Through electrical and thermal fields, a method is proposed to estimate their losses, junction temperatures in order to determine the limits of use of such a component of power. Sizing and reliability of these converters is also discussed for each considered configurations in order to identify the advantages and disadvantages for a network application. Generally, the multilevel converters control strategy is difficult because of the multiple sources of DC voltages to control. In this context, control strategies are proposed and validated in simulation according to the types of modules and configuration used to compensation for disturbance of an arc furnace. Finally, the last part of this thesis is devoted to the experimental results based on an industrial compensator DSVC (Dynamic Static Var Compensator) for arc furnace compensation. The different results obtained at several industrial sites have thus allowed the validation of the various works exposed in this thesis.

Remerciements

Cette thèse a été une expérience enrichissante tant sur les plans scientifique, professionnel et relationnel. Je tiens donc à remercier les personnes suivantes :

- Mrs Shahrokh Saadate et Philippe Poure directeur et co-directeur de cette thèse pour leur aide et conseils prodigués au cours des trois années de thèse,
- Virginie Peron et Abdollah Mirzaian qui m'ont suivi, conseillé et aidé au sein de l'entreprise,
- Daniel Girod, Julien Sauter et Antoine Mermet, pour leur soutien et les nombreuses discussions techniques et amicales,
- Jérôme Delanöe, pour ses conseils avisés pour la rédaction de ce mémoire,
- Les nombreuses personnes côtoyées dans les services *Systems and Project Engineering, Control & Automation Technology, Technology & Value Power Electronics* pour leurs conseils et leurs savoirs faire.

Enfin, mes remerciements les plus forts reviennent à ma femme Marina, qui m'a soutenu et aidé pendant toute cette période.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	----------

CHAPITRE 1

RESEAU DE DISTRIBUTION, FOUR A ARC ET DISPOSITIFS DE COMPENSATION.....	4
---	----------

INTRODUCTION	5
---------------------------	----------

1. ARCHITECTURE D'UN RESEAU ELECTRIQUE.....	5
1.1. <i>Modélisation des éléments d'un réseau</i>	6
1.2. <i>Qualité de l'énergie électrique et perturbations causées par un four à arc</i>	11
2. DISPOSITIFS DEDIES A AMELIORER LA QUALITE DES RESEAUX.....	20
2.1. <i>Dispositifs de filtrage passif</i>	21
2.2. <i>Dispositifs FACTS</i>	27
3. TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS DE TENSION.....	37
3.1. <i>Les convertisseurs classiques</i>	37
3.2. <i>Les convertisseurs multiniveaux</i>	42
4. CONCLUSION	48

CHAPITRE 2

ETUDE DES TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX.....	49
---	-----------

INTRODUCTION	50
---------------------------	-----------

1. STRATEGIES DE MODULATION POUR CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	51
1.1. <i>Selective harmonic elimination modulation (SHE)</i>	51
1.2. <i>Phase-Shifted modulation (PS-PWM)</i>	52
1.3. <i>Level-Shifted modulation (LS-PWM) – Modulation pleine onde</i>	53
1.4. <i>Space Vector Modulation (SVM)</i>	53
1.5. <i>Conclusion sur les stratégies de modulation</i>	54
2. ETUDE ET COMPARAISON DES PERTES ASSOCIEES AUX TOPOLOGIES MULTINIVEAUX.....	55
2.1. <i>Interrupteurs de puissance</i>	56
2.2. <i>Etude du module pont en H</i>	61
2.3. <i>Etude du module ½ pont en H</i>	68
2.4. <i>Etude du pont en H 3-niveaux</i>	75
2.5. <i>Conclusions sur les pertes engendrées par les modules</i>	84
3. DIMENSIONNEMENT ET COMPARAISON DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX POUR LA MOYENNE TENSION	86
3.1. <i>Caractéristiques générales des convertisseurs multiniveaux</i>	86
3.2. <i>Nombre de modules et de composants</i>	96
3.3. <i>Fiabilité et redondance</i>	100
4. CONCLUSION	110

CHAPITRE 3

CONTROLE DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET APPLICATION

STATCOM/DSVC.....	112
INTRODUCTION	113
1. CALCULS PRATIQUES DES SYSTEMES ASSERVIS APPLIQUES AUX CONVERTISSEURS DE TENSION	115
1.1. <i>Modèle générique du convertisseur de tension</i>	115
1.2. <i>Régulation des courants</i>	118
1.3. <i>Régulation du bus DC</i>	119
2. STRATEGIES DE CONTROLES APPLIQUEES AUX CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	121
2.1. <i>Régulation des courants</i>	123
2.2. <i>Equilibrage des tensions bus DC</i>	129
3. APPLICATION A LA COMPENSATION DE FOUR A ARC.....	144
3.1. <i>Modélisation Réseau-Convertisseur-Filtres-Four</i>	144
3.2. <i>Etude de stabilité du système</i>	145
3.3. <i>Algorithme générique de compensation de perturbations</i>	150
3.4. <i>Améliorations apportées à l'algorithme de compensation générique</i>	153
3.5. <i>Validation des configurations de convertisseurs multiniveaux en simulation</i>	164
4. CONCLUSION	173

CHAPITRE 4

RESULTATS EXPERIMENTAUX SUR DES EQUIPEMENTS INDUSTRIELS DSVC.....175

INTRODUCTION	176
1. ARCHITECTURE ELECTROTECHNIQUE DU DSVC	177
1.1. <i>Convertisseurs de tension</i>	178
1.2. <i>Inductances interphases</i>	179
1.3. <i>Transformateur</i>	180
1.4. <i>Filtres passifs</i>	180
2. STRATEGIE DE COMMANDE DU DSVC	181
2.1. <i>Principe de contrôle</i>	181
2.2. <i>Stratégie de modulation</i>	182
2.3. <i>Architecture du contrôle</i>	183
2.4. <i>Simulation du contrôle du DSVC</i>	184
3. ARCHITECTURE MATERIELLE ET LOGICIELLE DU DSVC	187
3.1. <i>Architecture matérielle</i>	187
3.2. <i>Architecture logicielle</i>	190
4. MESURES EXPERIMENTALES ET VALIDATIONS SUR SITES.....	196
4.1. <i>Validation en laboratoire</i>	196
4.2. <i>Validation pendant les mises en service</i>	202
4. CONCLUSION	213

CONCLUSION GENERALE.....214

BIBLIOGRAPHIE.....217

ANNEXES.....221

INTRODUCTION GENERALE

Cette thèse a été réalisée dans un contexte industriel, en convention CIFRE (Convention Industrielle de Formation par la REcherche) entre l'entreprise Converteam, devenue General Electric Power Conversion (GEPC), les laboratoires GREEN (Groupe de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nancy) et IJL (Institut Jean Lamour) de l'Université de Lorraine. Ce mémoire de thèse contribue à l'étude des convertisseurs de tension multiniveaux, dédiés aux applications moyenne tension pour la compensation des perturbations réseau générées par un four à arc.

Les convertisseurs de tension jouent un rôle clé dans les applications industrielles actuelles. Leur utilisation porte sur de nombreux domaines tels que l'entraînement de moteurs, l'alimentation de charges en continu/alternatif, le transfert de puissance, le filtrage et la compensation d'énergie réactive... Ils répondent aux besoins de ces domaines d'autant plus que leur fabrication, leur contrôle/commande et leur mise en œuvre sont aujourd'hui largement maîtrisés et éprouvés. Les topologies de ces convertisseurs sont nombreuses et émergent à partir des années 60. Les objectifs étant similaires à ceux d'aujourd'hui : améliorer le rendement, améliorer la qualité de la tension de sortie et augmenter la puissance. C'est l'évolution des composants commandables aussi bien dans leur technologie que dans leur gamme de puissance qui rend les convertisseurs sans cesse plus fiables, plus compacts et plus puissants. Actuellement, les convertisseurs 2-niveaux et 3-niveaux sont utilisés dans la majorité des cas.

D'autres convertisseurs, dits multiniveaux, font l'objet d'une attention particulière aussi bien dans la communauté universitaire qu'industrielle. En comparaison des convertisseurs dits classiques (convertisseurs 2 ou 3-niveaux), les convertisseurs multiniveaux s'adressent aux applications de fortes puissances, allant de 100MVA à 1GVA voire plus. Pour comprendre leur intérêt, on peut considérer le cas d'un convertisseur de tension idéal, caractérisé par une source de tension réglable dont l'amplitude est théoriquement illimitée et sans discontinuité. Les convertisseurs multiniveaux s'approchent de cet idéal grâce au nombre important de niveaux de tension qu'ils peuvent produire. De cette manière, l'amplitude ainsi que la qualité de cette tension sont améliorées. L'autre caractéristique importante de ces convertisseurs est le nombre de niveaux de la tension de sortie qui peut, pour certaines topologies, être « théoriquement illimité ». Cette caractéristique permet de se passer de transformateur de tension et de connecter ces convertisseurs directement sur des réseaux dont la tension est comprise entre quelques kiloVolts et des dizaines de kiloVolts.

Les principales applications visées par les convertisseurs multiniveaux sont la maîtrise et le transfert de l'énergie électrique sur le réseau de distribution et/ou le réseau de transport. Ce domaine est plus communément connu sous le nom de FACTS (Flexible AC Transmission System) dont les applications STATCOM (Static Synchronous Compensator) et HVDC (High Voltage Direct Current) sont prépondérantes.

L'application abordée dans ce mémoire est la compensation des charges polluantes sur le réseau de distribution afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. La charge étudiée est le four à arc alternatif, utilisé pour fondre le métal dans les usines de métallurgie. Il est l'une des charges les plus polluantes que l'on puisse trouver sur un réseau et le convertisseur de tension est un des dispositifs électriques qui permet de dépolluer celui-ci. Son utilisation pour ce type de charge est appelée application STATCOM, ou DSVC (Dynamic Static Var Compensator) utilisé comme nom commercial chez GEPC.

La thématique abordée dans cette thèse porte donc sur les convertisseurs multiniveaux et leur implication dans la compensation de fours à arc sur le réseau de distribution et soulève donc plusieurs points :

- Qu'est-ce qu'un réseau de distribution, comment se modélise-t-il et quelles normes ou standards s'appliquent sur la qualité de l'énergie ?
- Quel sont les moyens et dispositifs électrotechniques pour améliorer la qualité de l'énergie électrique ?
- Quel est l'état de l'art des topologies de convertisseurs de tension dites classiques et multiniveaux ?
- Comment contrôler ces convertisseurs multiniveaux ? Existe-t-il un contrôle plus ou moins *universel* s'appliquant à tous ces convertisseurs ? Qu'implique la mise en œuvre d'un tel contrôle ?
- Quelle stratégie de contrôle adopter pour compenser un four à arc et quelles topologies de convertisseurs sont les plus adaptées ?

Ce mémoire aborde ces problématiques à travers quatre chapitres.

Le premier chapitre est une introduction sur l'architecture d'un réseau électrique et la manière dont peuvent être modélisés les différents éléments qui le composent. Ces deux aspects seront nécessaires pour les études dédiées à la modélisation des systèmes plus complexes comprenant plusieurs charges (actives et passives) en interaction les unes avec les autres. Le fonctionnement du four à arc y est présenté ainsi que les différents types de perturbations qu'il génère. Les dispositifs permettant d'améliorer la qualité de l'énergie électrique, passifs et actifs, sont alors abordés pour terminer sur un état de l'art des différentes topologies de convertisseurs de tension ; une attention plus particulière sera portée sur les architectures multiniveaux.

Le second chapitre est consacré aux topologies de convertisseurs modulaires, composés de briques élémentaires (ou modules) associées en série. Les études sont focalisées sur trois types de modules (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H et pont en H 3-niveaux) afin de déterminer quelles stratégies de modulations peuvent leur être appliquées, quelles sont les pertes générées et de quelle manière peuvent-elles s'associer pour réaliser un convertisseur dédié à la moyenne tension. Les notions de redondance et de fiabilité y sont également abordées. Pour réaliser ces études, les modules sont étudiés à travers les domaines de la thermique, de l'électrique et de la commande rapprochée, afin de mettre en avant les relations et les limites qui s'appliquent sur les composants de puissance et le dimensionnement de ces modules.

Le troisième chapitre est une étude sur les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux pour la compensation des perturbations d'un four à arc. Le contrôle est abordé sur deux niveaux :

- Celui des convertisseurs multiniveaux, qui par nature sont plus complexes à contrôler notamment par le fait qu'ils disposent d'une multitude de sources de tension continue qui doivent être constamment maîtrisées (sans quoi le convertisseur devient inutilisable). De plus, selon les types de modules utilisés (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont H, pont en H3-niveaux) plusieurs configurations de convertisseurs sont réalisables et la manière de les contrôler diffère. Pour cela, l'approche choisie est de partir d'une stratégie générale de contrôle basée sur celle des convertisseurs classiques 2 ou 3-niveaux et de l'adapter aux convertisseurs multiniveaux. Cette démarche permet de mettre en avant, en fonction des configurations multiniveaux, les parties du contrôle qui sont communes et celles qui sont plus spécifiques.

- L'autre niveau de contrôle concerne la partie application. Le terme application désigne l'algorithme qui permet de calculer les références de tension/courant permettant de réaliser une fonction spécifique. Il s'agit ici d'une étude système comportant un réseau, un convertisseur, des filtres passifs et un four à arc. Elle est réalisée afin de mettre en évidence les interactions et relations qui servent à élaborer la stratégie d'un contrôle de compensation des perturbations d'un four à arc.

Ces deux contrôles sont ensuite combinés et testés (en simulation) sur un cas de compensation d'un four à arc pour les différentes configurations et topologies de convertisseurs multiniveaux.

Le dernier chapitre met en pratique les études réalisées sur des équipements industriels de fortes puissances propres à GEPC, appelés DSVC, dont les puissances varient de 80 à 130MVA. Si la topologie des convertisseurs utilisés sur ces équipements diffère de celles étudiées dans les chapitres 2 et 3, il n'en demeure pas moins que le DSVC intègre un convertisseur multiniveaux. Il répond donc aux mêmes principes et plus particulièrement à ceux correspondant à la partie contrôle du chapitre 3. La mise en œuvre d'un contrôle pour convertisseur multiniveaux nécessite une architecture spécifique, plus complexe que celle utilisée pour un convertisseur classique. La philosophie et la réalisation d'une telle architecture sont présentées ainsi que les différents tests de validation réalisés avant et pendant la mise en service des DSVC.

CHAPITRE 1

RESEAU DE DISTRIBUTION, FOUR A ARC ET DISPOSITIFS DE COMPENSATION

Introduction.....	5
1. Architecture d'un réseau électrique	5
1.1. Modélisation des éléments d'un réseau	6
1.1.1. Impédance au Point de Couplage Commun (PCC).....	6
1.1.2. Modèle de ligne.....	7
1.1.3. Modèle de transformateur.....	8
1.1.4. Modèle des charges et modèle d'un four à arc.....	10
1.2. Qualité de l'énergie électrique et perturbations causées par un four à arc	11
1.2.1. Qualité de l'énergie sur un réseau électrique	11
1.2.2. Pollutions électriques générées par un four à arc.....	12
2. Dispositifs dédiés à améliorer la qualité des réseaux	20
2.1. Dispositifs de filtrage passif.....	21
2.1.1. Filtre du premier ordre amorti	22
2.1.2. Filtre résonant accordé à amortissement série.....	23
2.1.3. Filtre résonant accordé à amortissement parallèle.....	25
2.1.4. Filtres amortis à faible perte	26
2.2. Dispositifs FACTS	27
2.2.1. Principes de la compensation série et parallèle	28
2.2.2. Le compensateur SVC	31
2.2.3. Le compensateur STATCOM	34
3. Topologies de convertisseurs de tension	37
3.1. Les convertisseurs classiques	37
3.1.1. Le convertisseur 2-niveaux.....	38
3.1.2. Le convertisseur 3-niveaux.....	40
3.2. Les convertisseurs multiniveaux	42
3.2.1. Convertisseur NPC multiniveaux	43
3.2.2. Convertisseur à capacités flottantes	44
3.2.3. Convertisseur à base de ponts en H en cascade	45
3.2.4. Convertisseur à base de ½ ponts en H en cascade	47
4. Conclusion	48

Introduction

Les réseaux électriques sont en constante évolution pour faire face à la demande croissante en énergie et intégrer des nouvelles sources productrices d'énergie (énergies renouvelables). On trouve aujourd'hui des dispositifs de puissance là où il est nécessaire de modifier, transférer ou améliorer la forme de l'énergie électrique. Parmi ces dispositifs, les convertisseurs de tension jouent un rôle de plus en plus important dans les domaines de la qualité, de la fiabilité et de la disponibilité de l'énergie électrique. Une application typique de ces convertisseurs se retrouve au niveau du réseau de distribution afin de compenser les perturbations engendrées par les fours à arcs, installés dans les usines de métallurgie pour la production d'acier.

C'est en se basant sur cette thématique que ce chapitre introduit les notions pratiques de calcul et de modélisation d'un réseau de distribution. Les perturbations provoquées par un four à arc sont typiques des problématiques liées à la qualité de l'énergie et nous verrons quels dispositifs de puissance permettent de l'améliorer. A travers cette application, nous verrons quels rôles jouent les convertisseurs de tension dans les applications réseau. On distinguera alors deux catégories de convertisseurs, ceux dits classiques, qui couvrent l'ensemble des applications de puissance actuelles et les convertisseurs multiniveaux, qui ouvrent la voie vers de nouvelles gammes de puissance et d'applications.

1. Architecture d'un réseau électrique

Le réseau électrique est une infrastructure permettant l'acheminement de l'énergie électrique jusqu'aux points de consommation. Il comprend un ensemble d'appareils et dispositifs destinés à la production, au transport et à la distribution de l'électricité. L'énergie est produite par des centrales hydrauliques, thermiques ou nucléaires. Elle est ensuite transmise sur de longues distances par des lignes à très haute tension (THT), où des postes d'interconnexion servent à synchroniser l'énergie produite par différentes centrales. Les réseaux sont ainsi interconnectés, ce qui augmente leur stabilité : lors des fortes variations de charge le transfert de l'énergie électrique se répartit entre les différents générateurs. La continuité de service est également améliorée dans le cas où une partie du réseau devient inopérante [1]. L'énergie électrique est ensuite distribuée aux utilisateurs à travers différents niveaux de tension. Des transformateurs abaissent la THT en Haute Tension (HT), Moyenne Tension (MT) et Basse Tension (BT). La Figure 1 ci-dessous illustre l'architecture d'un réseau électrique.

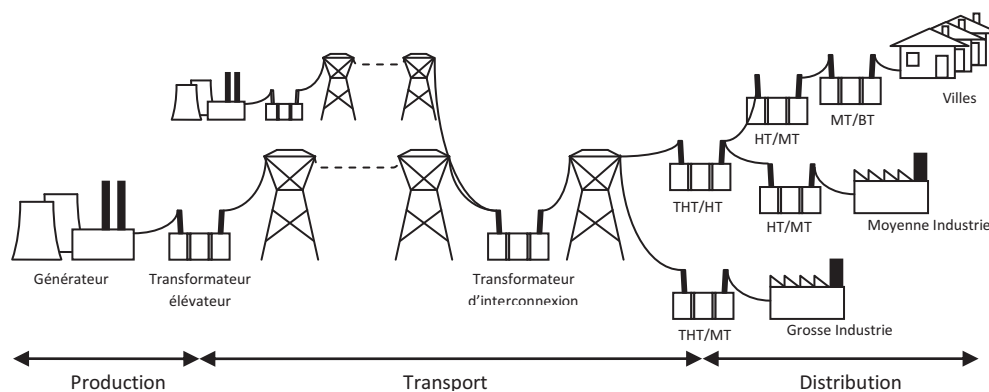


Figure 1 : Réseau électrique, de la génération à la consommation

Pour étudier les phénomènes et les interactions entre les différents constituants d'un réseau, une modélisation du système doit être réalisée. Un réseau est composé de nombreux éléments tels que des turbines, des générateurs, des moteurs, des transformateurs, des lignes, des ponts redresseurs, des convertisseurs, des filtres, etc. A chacun correspond un modèle plus ou moins précis qui doit être choisi de façon à aboutir à une modélisation réaliste pour l'étude considérée.

Tous les cas d'études traités dans ce mémoire sont localisés au niveau du réseau de transport et plus particulièrement au niveau du réseau de distribution. C'est en ces points que les charges les plus polluantes sont connectées, comme des usines équipées de redresseurs commandés, de moteurs à vitesse variable ou de fours à arc. Ainsi, pour simplifier les études qui suivront, les générateurs et turbines ne seront pas modélisés et nous ferons l'hypothèse que la tension du réseau en ce point est parfaitement sinusoïdale. La modélisation du système électrique comprendra donc les éléments suivants :

- Un bus réseau correspondant au point de couplage commun (PCC),
- Des lignes de transmission,
- Des transformateurs,
- Des charges actives ou passives.

1.1. Modélisation des éléments d'un réseau

1.1.1. Impédance au Point de Couplage Commun (PCC)

Le PCC, ou Point de Couplage Commun, correspond au point de raccordement d'un réseau auquel une ou plusieurs charges sont connectées. Le comportement et les interactions de ces charges dépendent des caractéristiques du réseau en ce point. Cependant, le réseau en amont du PCC n'est pas toujours connu et les configurations peuvent être nombreuses et évoluer au cours du temps. Généralement, les gestionnaires de réseau donnent les caractéristiques du PCC en indiquant une valeur de tension de service (U_0), une puissance de court-circuit (S_{cc}) et dans certains cas, l'impédance du réseau en fonction de la fréquence est donnée.

Dans le cas général, le calcul de l'impédance de court-circuit (X_{cc}) au PCC est :

$$X_{cc} = \frac{U_0^2}{S_{cc}}, \text{ en Ohm } (\Omega) \quad (\text{Eq. 1})$$

En pratique, l'hypothèse d'un réseau inductif est couramment utilisée et on définit l'impédance complexe comme $Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc}\omega$, où R_{cc} et L_{cc} représentent la résistance et l'inductance équivalente du PCC. Les valeurs de L_{cc} et R_{cc} sont issues de l'impédance de court-circuit telles que :

$$L_{cc} = \frac{X_{cc}}{\omega}, \text{ en H où } \omega \text{ est la pulsation réseau} \quad (\text{Eq. 2})$$

$$R_{cc} = \frac{X_{cc}}{FQ}, \text{ en } \Omega \text{ où } FQ \text{ est le facteur de qualité, généralement compris entre 5 et 10} \quad (\text{Eq. 3})$$

En faisant abstraction de tout ce qui peut se trouver en amont du réseau, au PCC, le réseau se réduit alors à une source de tension en série avec une impédance composée d'une inductance et d'une résistance précédemment calculées (Figure 2).

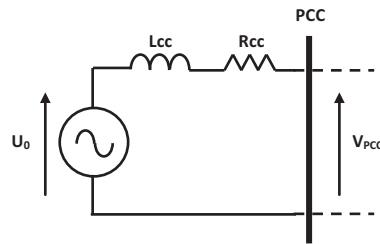


Figure 2 : Modélisation du réseau au PCC

1.1.2. Modèle de ligne

Les équipements situés en aval du PCC sont alimentés en énergie par une ou plusieurs lignes de transmission THT/HT/MT possédant une valeur de résistance, d'inductance, de capacité et de conductance. Ces valeurs sont réparties sur toute la ligne, découpée en plusieurs tronçons identiques où chaque élément est caractérisé par unité de longueur (Figure 3) :

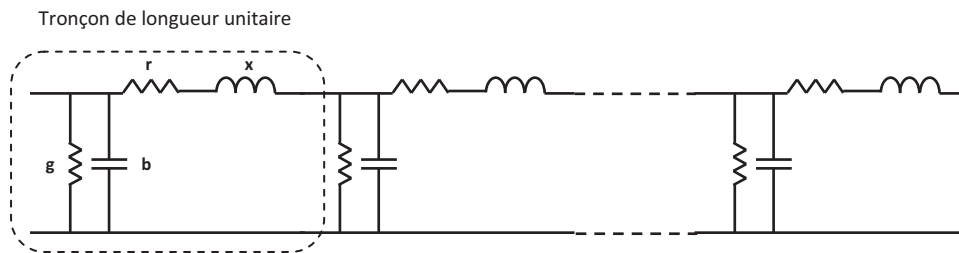


Figure 3 : Modèle d'une ligne par éléments discrets

- r représente la résistance d'un tronçon élémentaire. Cette résistance est associée aux pertes par effet Joule.
- x représente la réactance de l'inductance de la ligne qui est à l'origine de la puissance réactive absorbée par la ligne.
- b représente la susceptance de la capacité due aux champs électrostatiques. Cette capacité est à l'origine de la puissance réactive générée par la ligne.
- g représente la conductance effective due aux courants de fuite à travers les matières isolantes et la puissance dissipée dans les diélectriques.

Cette modélisation de la ligne aboutit à la résolution des équations du télégraphiste qui donnent l'évolution de la tension et du courant dans le temps et l'espace [2] [3].

Dans les cas d'études considérés, seuls les tensions et les courants de part et d'autre de la ligne nous intéressent et un modèle équivalent peut être utilisé [4]. Ce modèle représente la ligne comme un circuit en π composé d'une branche série (Z') et de deux branches parallèles ($Y'/2$). Ce modèle est ensuite simplifiable en trois circuits Figures 4(a, b, c) en fonction de la longueur de la ligne : lignes longues (>240km), lignes moyennes (80-240km) et lignes courtes (<80km).

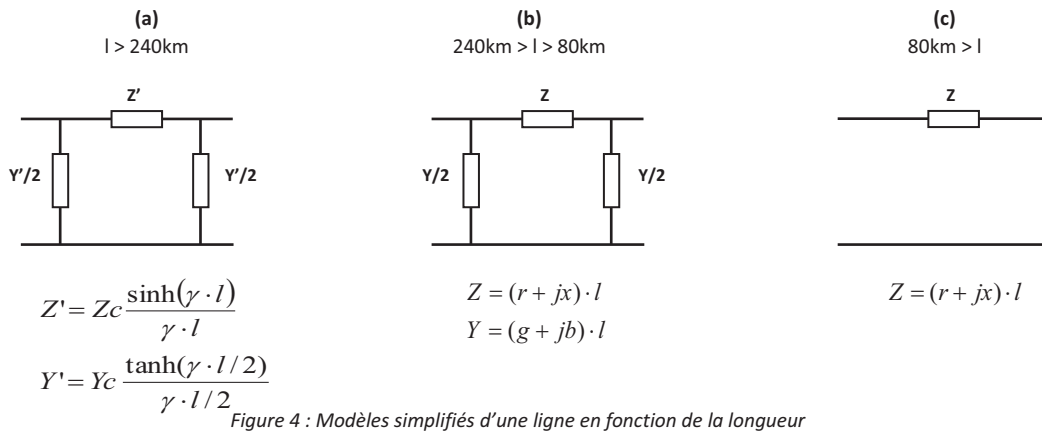


Figure 4 : Modèles simplifiés d'une ligne en fonction de la longueur

Avec : l (longueur totale de la ligne), Z_c (impédance caractéristique), Y (constante de propagation)

Le circuit (c) est la représentation la plus simple d'une ligne et sera souvent suffisante pour les études qui suivront. Cependant, quelques précautions sont à prendre en fonction de la nature des lignes. Certains éléments (notamment l'inductance et la capacité linéique) ne peuvent être négligés uniquement sur des considérations de distance. Par exemple, la capacité linéique d'une ligne souterraine est jusqu'à vingt fois plus importante que celle d'une ligne aérienne. Lorsque ces cas se présentent, la méthode consiste à partir du circuit (b) puis supprimer un ou plusieurs éléments si la puissance qui leur est associée est négligeable par rapport à la puissance utile qui transite dans la charge.

1.1.3. Modèle de transformateur

Le réseau est subdivisé en sous-réseaux ayant des niveaux de tensions différents et les transformateurs sont les interfaces de ces sous-réseaux. Grâce à eux, l'énergie électrique peut être transportée efficacement sur de longues distances. En effet, les transformateurs ont des rendements supérieurs à 99% pour les plus puissants d'entre eux.

Un transformateur idéal est un dispositif sans pertes, composé d'un enroulement primaire et d'un secondaire couplés magnétiquement. L'énergie est transférée entre l'enroulement primaire et le secondaire sans contact. En pratique, le couplage primaire/secondaire n'est pas parfait et des pertes et des flux de fuite se créent. Le noyau magnétique n'a pas non plus une perméabilité infinie, ce qui est à l'origine d'un courant magnétisant. A cela s'ajoute des phénomènes de non linéarités dus à la saturation du circuit magnétique et des pertes supplémentaires liées aux courants de Foucault.

La figure ci-dessous représente un modèle de transformateur en régime linéaire (noyau magnétique non saturé) :

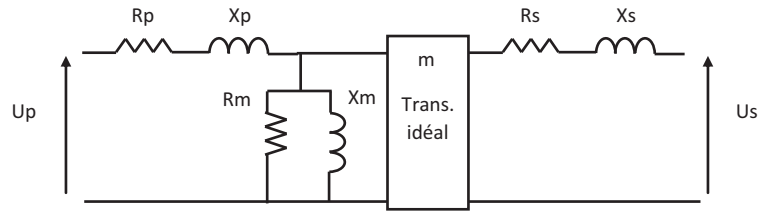


Figure 5 : Modèle d'un transformateur

Avec :

- U_p, U_s : Tensions primaire et secondaire
- m : Rapport de transformation idéal du transformateur
- R_p : Résistance de l'enroulement au primaire
- X_p : Réactance de l'inductance de fuite de l'enroulement au primaire
- R_m : Résistance correspondant aux pertes dans le noyau magnétique
- X_m : Réactance magnétisante
- R_s : Résistance de l'enroulement au secondaire
- X_s : Réactance de l'inductance de fuite de l'enroulement au secondaire

Le tableau 1 ci-dessous indique les ordres de grandeur des éléments de quelques transformateurs exprimés en unité p.u (la base est l'impédance nominale du transformateur) selon les niveaux de puissance [1].

Elément	3kVA à 250kVA	1MVA à 100MVA
R_p-R_s	0,009 à 0,005 p.u	0,005 à 0,002 p.u
X_p-X_s	0,008 à 0,025 p.u	0,03 à 0,08 p.u
X_m	20 à 50 p.u	30 à 50 p.u
R_m	20 à 30 p.u	100 à 500 p.u

Tableau 1 : Valeurs typiques des éléments d'un transformateur en fonction de la puissance

Les valeurs du tableau montrent que pour ces gammes de transformateurs, le courant à travers l'impédance magnétisante (R_m, X_m) devient négligeable devant le courant nominal. Le transformateur est alors assimilable à une réactance et une résistance en série.

Pour des puissances de transformateurs supérieures à 250kVA la résistance d'enroulement peut aussi être négligée devant la réactance de fuite et le transformateur s'apparente alors à une réactance pure (cette simplification n'est pas valable si les pertes dans le transformateur ont une importance pour l'étude). L'impédance du transformateur, côté primaire (le calcul côté secondaire est obtenu en remplaçant U_p par U_s) est calculée de la façon suivante :

$$L_t \cdot \omega \approx X_t = u_{cc} \cdot \frac{U_p^2}{S_n} \quad (\text{Eq. 4})$$

Ainsi, la puissance nominale, les tensions primaire et secondaire et le rapport de la tension de court-circuit u_{cc} (exprimé en %) sont suffisants pour décrire un modèle de transformateur.

1.1.4. Modèle des charges et modèle d'un four à arc

Il existe plusieurs types d'études de réseau (analytique, fréquentielle, temporelle) et pour chacun, des modèles de charge plus ou moins précis sont applicables. Par exemple, dans une simulation temporelle, un convertisseur de tension peut être modélisé quasiment entièrement. Dans ce cas, tous les interrupteurs de puissance, leur commande et les circuits auxiliaires sont modélisés. A l'inverse, dans d'autres circonstances, ce même convertisseur peut être modélisé par une source de tension parfaite.

Plus généralement, on distingue deux types de charges :

1. Les charges passives comprenant les lignes de transmission, les transformateurs, les inductances et condensateurs. On peut leur associer comme modèle des impédances complexes (Z en Ohm) ou des admittances complexes (Y en Siemens). Par exemple, les filtres réseau font partie des charges passives.
2. Les charges actives comprenant les moteurs, les générateurs, les convertisseurs, les redresseurs, les fours à arc, etc. Ce sont des charges qui peuvent être considérées comme non linéaires. Elles sont dépendantes d'un ou plusieurs paramètres tels que le temps, le point de fonctionnement, la tension, la fréquence, la phase, etc.

Pour plus de détails, on retrouve dans la documentation IEEE Std 399 toutes les informations relatives aux charges et à leurs modélisations.

La charge qui nous intéresse plus particulièrement est le four à arc. Elle fait partie des charges non linéaires et sa modélisation est assez difficile à mettre en œuvre. Si d'un point de vue analytique elle peut être assimilée à une charge qui consomme de la puissance active et réactive, il en est tout autrement lorsqu'il s'agit d'une modélisation temporelle. En effet, le four à arc électrique est un système complexe, dont le comportement dépend d'éléments mécaniques, hydrauliques, thermiques et magnétiques en interaction les uns avec les autres. Il est donc assez difficile de disposer d'une modélisation complète d'un four à arc.

Dans l'ouvrage [5], la résistance d'un arc électrique γ est décrite comme non linéaire, dépendante du courant, de l'environnement extérieur et de la température. Cette résistance a un impact direct sur la dynamique du courant et de la tension de l'arc, qui présenteront alors eux aussi un comportement non linéaire. Les Figures 6 et 7 montrent toutes deux, en fonction de la température, l'évolution temporelle de la tension de l'arc sur 10ms et sa caractéristique dans le plan V/I .

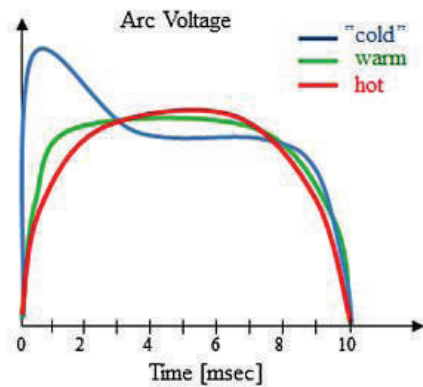


Figure 6 : Tension d'arc en fonction de la température

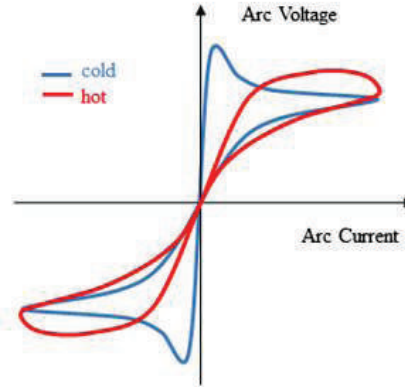


Figure 7 : Courbes V/I d'un arc électrique

Toujours dans ce même ouvrage, les modèles d'arcs électriques proposés sont basés sur des relations magnétique-électrique, thermodynamique, mécanique des fluides ou sur des modèles empiriques reproduisant la dynamique de l'arc (modèles de Cassie, Mayr). Leur paramétrage et leur utilisation peuvent s'avérer pointus et complexes.

Dans le cadre de nos études, le modèle à choisir doit avant tout représenter fidèlement le processus d'un four à arc. Il doit permettre la simulation des phases de fonctionnement du four à arc représentatif d'un cycle du processus de fusion. Ce qui nous intéresse en priorité, c'est de pouvoir évaluer l'impact des phases transitoires de courant pendant les différentes étapes du processus de fusion, afin de dimensionner et d'évaluer les dispositifs de compensation réseau. Pour ces raisons, le modèle du four que nous utiliserons sera composé de sources de courant contrôlées, reproduisant les courants mesurés sur des sites exploitant des fours à arc.

1.2. Qualité de l'énergie électrique et perturbations causées par un four à arc

1.2.1. Qualité de l'énergie sur un réseau électrique

Les réseaux sont inévitablement sujets à des perturbations dont les effets se traduisent par une modification des valeurs nominales de la tension, du courant ou de la fréquence [6]. Ces perturbations affectent la qualité de l'énergie, ce qui peut devenir problématique, voire incompatible avec certains équipements connectés au réseau. La qualité de l'énergie électrique a plusieurs définitions et porte sur plusieurs aspects tels que la qualité de service, la qualité de la tension ou la qualité de l'énergie consommée par les charges. D'une façon générale, la qualité de l'énergie électrique s'applique aux grandeurs caractéristiques qui sont la tension et le courant électrique. Elle a pour objet de définir les moyens de mesurer, analyser et améliorer la tension et/ou le courant afin de satisfaire les critères communément adoptés (*i.e* satisfaire les critères spécifiés dans les normes et standards) [7].

La qualité de l'énergie électrique s'applique à tous les niveaux du réseau. Au niveau de l'usine de production de l'énergie électrique, peu de perturbations sont créées car les générateurs produisent

une tension parfaitement contrôlée et sinusoïdale. Les perturbations peuvent éventuellement être causées lors des périodes de maintenance. Les réseaux de transport et de distribution, qui se trouvent entre la production et les utilisateurs finaux, sont principalement sujets à des perturbations d'origine environnementale (vent, foudre ou autre). Des manœuvres sur le réseau comme l'enclenchement de bancs capacitifs ou l'enclenchement de transformateurs peuvent aussi les perturber. Finalement, les principales sources de perturbations proviennent des utilisateurs finaux de l'énergie électrique. Ils sont à l'origine de la dégradation de la qualité de l'énergie électrique dont les conséquences sont les suivantes : pollution harmonique, faible facteur de puissance, fluctuation de la tension réseau (Flicker). Les différents types de perturbations électromagnétiques sont normalisés dans les documents [8] et [9]. A ces documents s'ajoutent les normes et recommandations dont les plus récurrentes sont :

- La IEEE 519, recommandations Internationales sur les limites harmoniques en courant et en tension,
- La IEC 61000, série de normes Européennes dédiées à la qualité de l'énergie,
- La G5/4, norme anglaise sur les limites harmoniques.

C'est avant tout le gestionnaire de réseau qui définit les limites sur son réseau et qui les communique au consommateur au travers d'un document appelé « grid code ». Ces limites, basées sur les normes et recommandations précitées, peuvent toutefois en différer quelque peu. Un client devra donc au préalable s'assurer que son installation est en accord avec les valeurs limites qui s'appliquent au réseau auquel il sera connecté.

Les principales limites s'appliquent aux grandeurs suivantes :

- Facteur de puissance,
- Taux de distorsion harmonique (THD),
- Mesures individuelles d'harmoniques et d'inter-harmoniques,
- Fluctuations de la tension réseau (Flicker),
- Chutes de tension réseau.

1.2.2. Pollutions électriques générées par un four à arc

Le four à arc est considéré comme l'une des charges les plus polluantes d'un réseau. Comme nous allons le voir, ces charges génèrent à elles seules une grande partie des perturbations qui font l'objet des normes sur la qualité réseau. Il est utilisé dans l'industrie de la métallurgie pour fondre et affiner le métal. Il est l'un des premiers maillons dans la production de l'acier qui sert de matière première pour de nombreuses applications (transport, constructions, emballages, etc.). D'ailleurs, la production mondiale de l'acier par des fours à arcs électriques représente aujourd'hui environ 36% avec une perspective de 50% d'ici 2030.

Un four à arc (Figure 8) est composé d'une cuve servant de contenant pour le métal, d'une voûte percée pour laisser passer des électrodes en graphite et d'une alimentation électrique. Chaque électrode est maintenue par un bras asservi mécaniquement pour faire descendre ou monter les électrodes pendant le processus de fusion. L'alimentation électrique peut être alternative ou continue selon la technologie du four mais on retrouve le plus souvent des fours à arc à alimentation alternative.

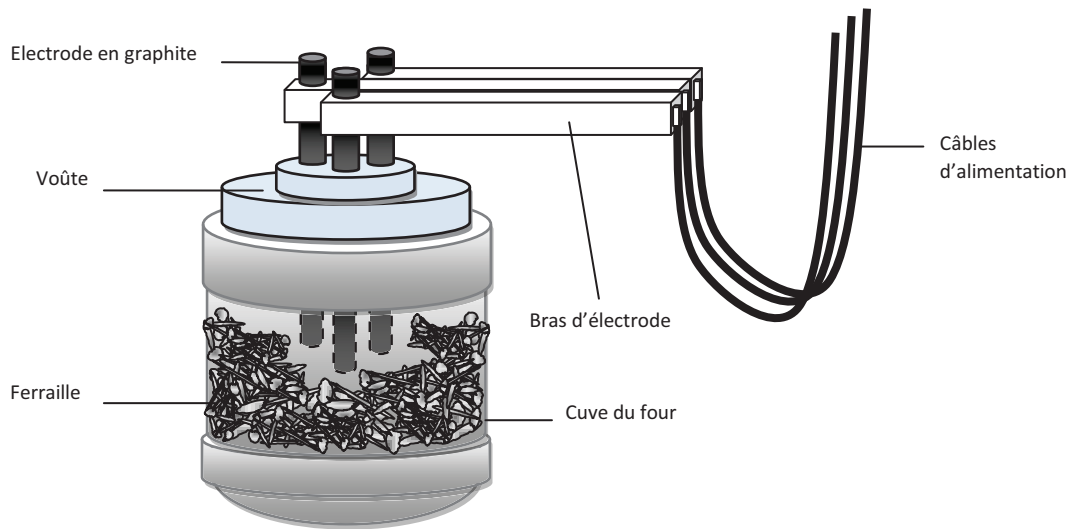


Figure 8 : Schéma simplifié d'un four à arc alternatif

Lorsque la ferraille est chargée à l'intérieur du four, les électrodes sont descendues au plus proche de la matière pour établir les arcs électriques et faire fondre l'acier à des températures de l'ordre de 1600°C à 1700°C. L'alimentation des électrodes est alternative, à la fréquence fondamentale du réseau et le courant circule au travers des arcs qui se développent entre les électrodes et la ferraille en fusion. Selon le signe du courant, les électrons sont émis par l'électrode, puis par la ferraille (l'émission des électrons est plus efficace du côté de l'électrode impliquant une dissymétrie dans la nature de l'arc). Au cours du processus de fusion, la ferraille se liquéfie et s'effondre sur elle-même, provoquant des mouvements qui perturbent l'arc et le courant. Ces courants, de forte intensité (plusieurs dizaines de kilo-Ampères), produisent également des forces électromagnétiques qui perturbent à leur tour l'arc électrique.

L'énergie électrique nécessaire à l'alimentation des fours à arc n'a cessé de se réduire au cours de la seconde moitié du XX^{ième} siècle avec 630kWh/tonne en 1965 et 350kWh/tonne en 2000 [10]. Le temps de fusion pour un cycle est aujourd'hui de l'ordre de 45min.

La Figure 9 représente le schéma unifilaire typique d'une alimentation d'un four à arc principal et d'un four poche connectés sur un bus usine de 33kV, valeur de tension couramment rencontrée dans ce type d'installation. Le four poche est un four à arc alternatif de puissance plus réduite servant à affiner le métal produit par le four principal. Les fours sont alimentés par des transformateurs abaisseurs (réglables en charge) capables de supporter des courants de plusieurs dizaines de milliers d'Ampères. Une inductance est ajoutée en série pour limiter la puissance de court-circuit du four principal.

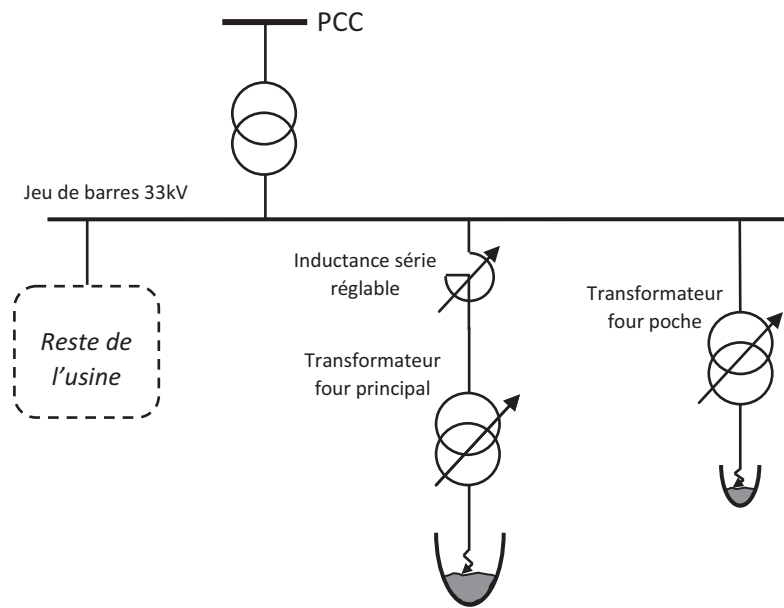


Figure 9 : Schéma unifilaire d'une installation de four à arc

Le tableau 2 ci-dessous donne les caractéristiques électriques d'un four principal et d'un four poche installés dans une usine de métallurgie.

Paramètres	Unité	Valeur
Four principal		
Capacité	tonne	60
Puissance nominale	MVA	55
Tensions transformateur prim./sec.	kV	33/0,9(max)
ucc transformateur	%	8
Inductance série	Ω	3 (max)
Four poche		
Puissance nominale	MVA	10
Tensions prim./sec.	kV	33/0,270(max)
ucc transformateur	%	9

Tableau 2 : Paramètres électriques d'un four à arc principal et d'un four poche

Du point de vue du réseau électrique, un four à arc se comporte comme une charge non linéaire de forte puissance dont les perturbations renvoyées au réseau sont les suivantes :

- Distorsion de la tension réseau,
- Fluctuation de la tension à l'origine du Flicker,
- Harmoniques et inter-harmoniques,
- Déséquilibre en courant,
- Consommation d'énergie réactive.

Afin de mieux comprendre les perturbations générées par un four à arc, il est intéressant de corréler les différentes étapes d'un cycle de fusion avec la puissance consommée par le four. Un cycle consiste en une série d'opérations qui permettent d'obtenir la quantité d'acier et la qualité nécessaires aux étapes de production suivantes qui modifient cet acier. La Figure 10 représente deux cycles de mesures de la puissance apparente consommée par un four à arc d'une puissance nominale de 55MVA. Un cycle dure ici entre 35 et 45 minutes et comporte deux ou trois paniers en fonction des besoins de production. Un panier est un terme d'usage utilisé en métallurgie correspondant au remplissage de la cuve du four avec de la ferraille. Plusieurs paniers sont nécessaires au remplissage complet de la cuve. Les différentes étapes d'un cycle sont repérées en traits hachurés :

1. Chargement en ferraille : la perturbation majeure lors de cette étape est le déclenchement/réenclenchement du transformateur du four, ce qui provoque des courants riches en harmoniques,
2. Fusion : cette étape est à l'origine de courants fortement déséquilibrés avec de rapides variations surtout pendant les premières minutes,
3. Affinage : cette étape termine un cycle avec des courants stables et quasiment équilibrés.

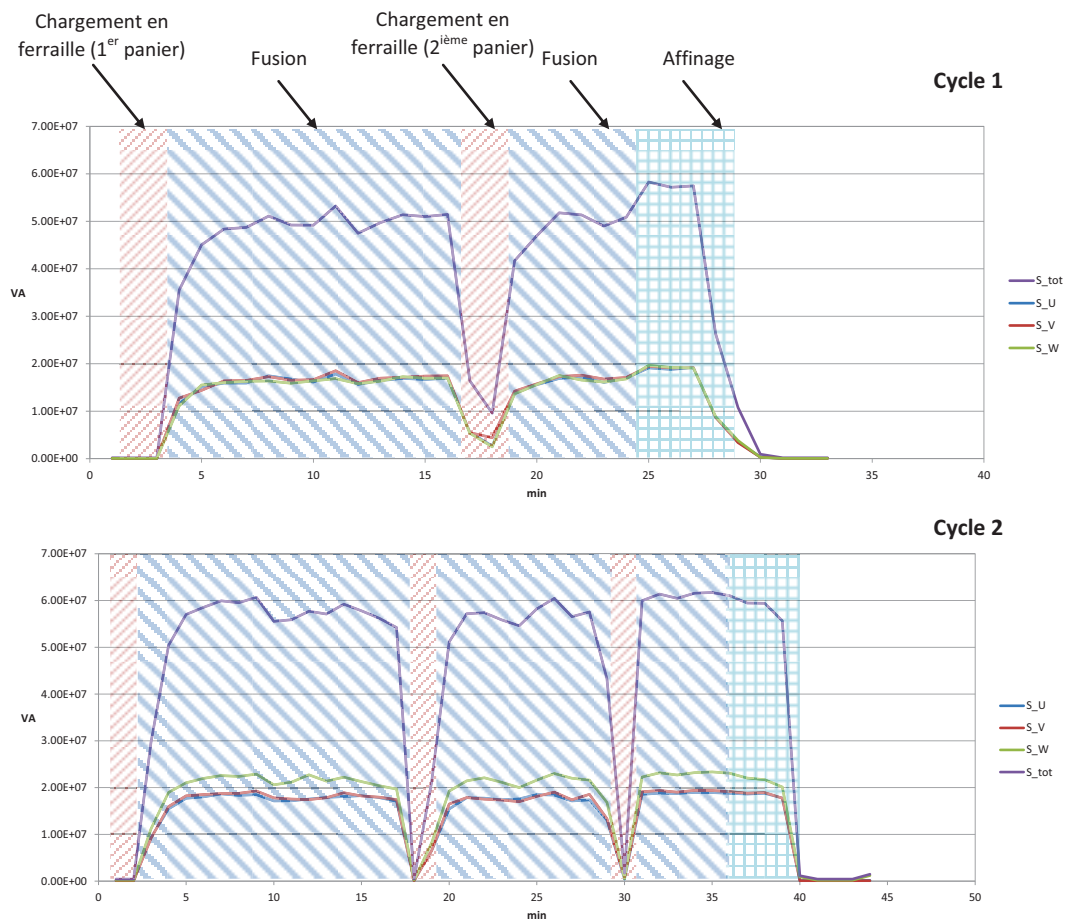


Figure 10 : Puissance apparente consommée par un four à arc pour un cycle de deux paniers (cycle 1) et trois paniers (cycle 2)

1.2.2.1. Enclenchement de transformateur

Le transformateur du four principal est manœuvré à chaque fois qu'un chargement de ferraille est réalisé, ce qui représente environ soixante manœuvres par jour. A cause de la saturation du noyau magnétique, des courants transitoires d'une durée de plusieurs secondes et riches en harmoniques sont susceptibles de perturber les autres équipements connectés au réseau. La Figure 11 ci-dessous représente les courants d'enclenchement d'un transformateur de 55MVA. L'amplitude de ces courants dépend de la puissance de court-circuit du réseau et de l'instant où le transformateur est connecté. Il est fréquent que ces courants atteignent des valeurs supérieures ou égales au courant nominal du transformateur.

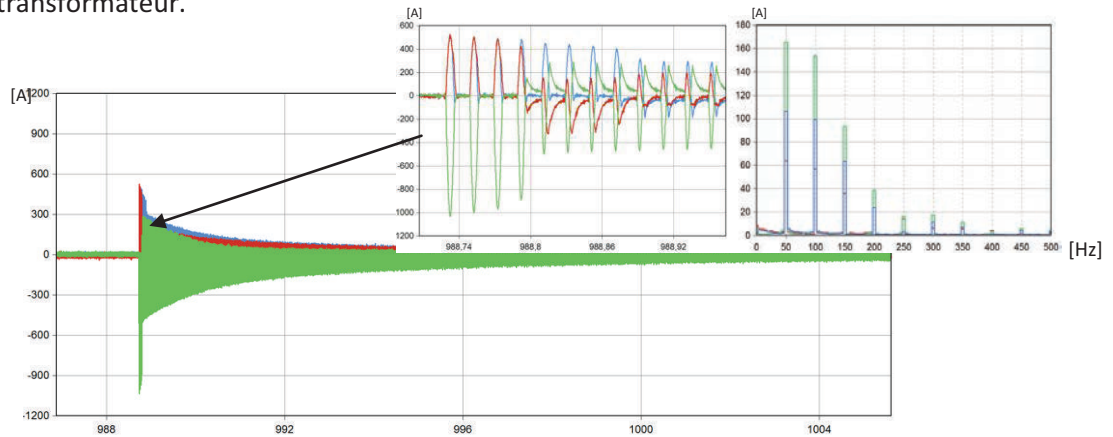


Figure 11 : Courants d'enclenchement d'un transformateur de 55MVA [s]

1.2.2.2. Amorçage et fusion

Au début de la phase de fusion, l'électrode creuse un puits dans la ferraille avec une tension d'arc réduite et une puissance réduite. L'arc est instable avec de nombreuses phases d'extinction et de réamorçage. Du point de vue des grandeurs électriques, la charge se comporte comme un circuit ouvert ou en court-circuit. Cette phase dure quelques minutes. La Figure 12 ci-dessous représente un extrait des courants d'un four à arc, mesurés pendant les premières minutes de fusion. On constate que les courants varient fréquemment au cours du temps avec des zones de creux et de ventre. Ces variations plus ou moins rapides sont à l'origine du phénomène de Flicker. La Figure 13 met en évidence de façon plus détaillée l'aspect instable des courants comprenant des phases de déséquilibres importants.

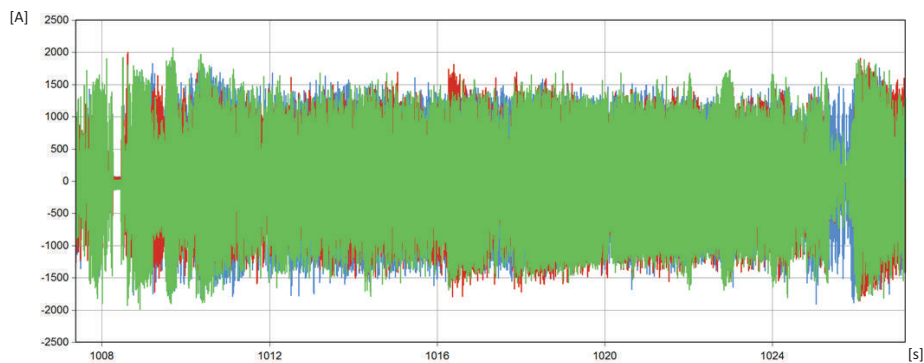


Figure 12 : Courants de four à arc pendant la phase d'amorçage

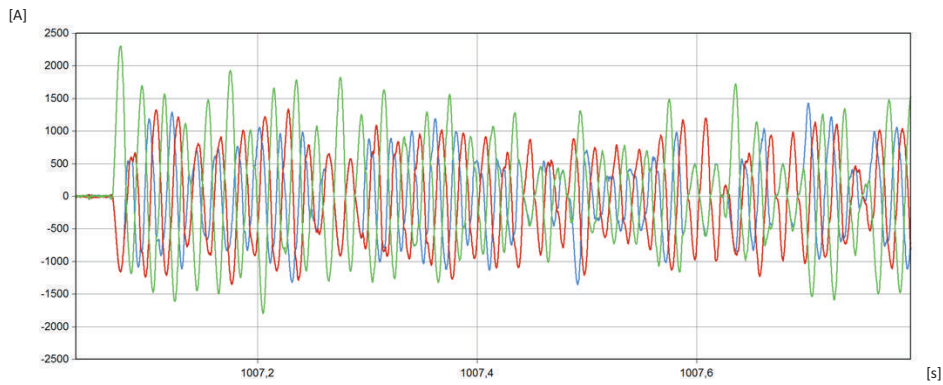


Figure 13 : Zoom des courants du four à arc pendant la phase d'amorçage

Après la période d'amorçage, les électrodes se trouvent au fond du puits, entourées par de la ferraille encore solide. La puissance est alors augmentée et le métal fond par rayonnement et par conduction. Dans cette phase, des morceaux d'acier s'effondrent dans le bain et sur les électrodes provoquant des perturbations de l'arc. La Figure 14 ci-dessous représente les courants du four pendant cette période.

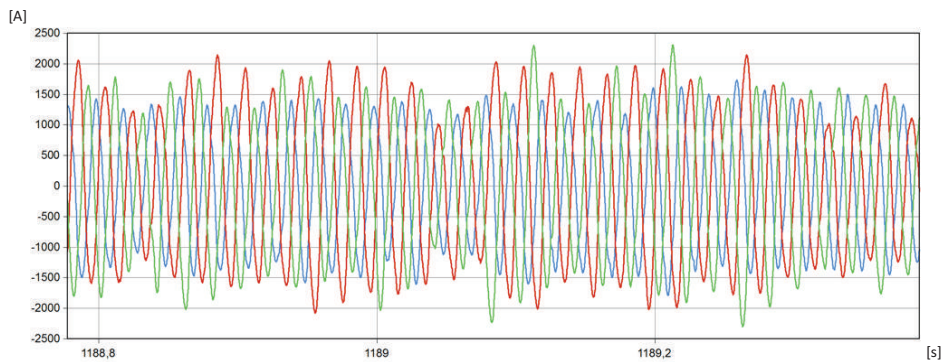


Figure 14 : Allure des courants du four à arc après la phase d'amorçage

1.2.2.3. Fin de fusion – affinage

Lorsque la totalité de la ferraille est fondue, la puissance est ajustée pour obtenir les conditions adéquates (température et composition du métal). Les courants sont stables et peu déséquilibrés. Les perturbations générées sur le réseau durant cette phase sont assez faibles.

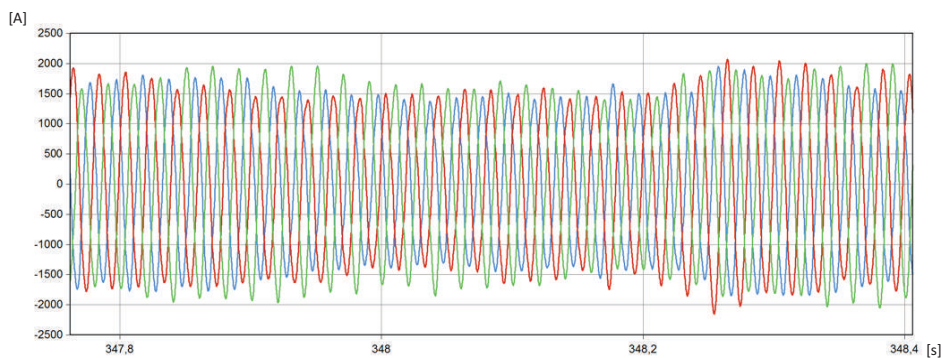


Figure 15 : Courants du four à arc pendant la phase d'affinage

1.2.2.4. Analyse des grandeurs électriques

Du fait des variations permanentes du point de fonctionnement du four, le spectre harmonique du courant est continu. Cependant, on peut considérer qu'au-delà du rang 9, les harmoniques générés deviennent négligeables. Le tableau suivant donne les valeurs statistiques à 95% (selon la norme) des rangs harmoniques de courant par rapport au fondamental.

Harmoniques des courants d'un four	
Rang	Valeur 95% relatif au fondamental
2	5%
3	6%
4	3%
5	4%
6	1,5%
7	2%
8	1%
9	1%

Tableau 3 : Harmoniques typiques des courants d'un four sur un cycle de fusion

Le facteur de puissance d'un four à arc est compris entre 0,7 et 0,87 avec des variations importantes. Les mesures effectuées sur différents fours alternatifs ont montré que des pics de puissance peuvent atteindre transitoirement des valeurs supérieures allant de 1,5 à 1,8 fois la puissance nominale du four. Le diagramme PQ ci-dessous montre les lieux des points de fonctionnement mesurés sur des intervalles de 200ms. En prolongeant le cercle formé par ces points, on peut mesurer la puissance de court-circuit du four qui atteint ici environ 120MVar.

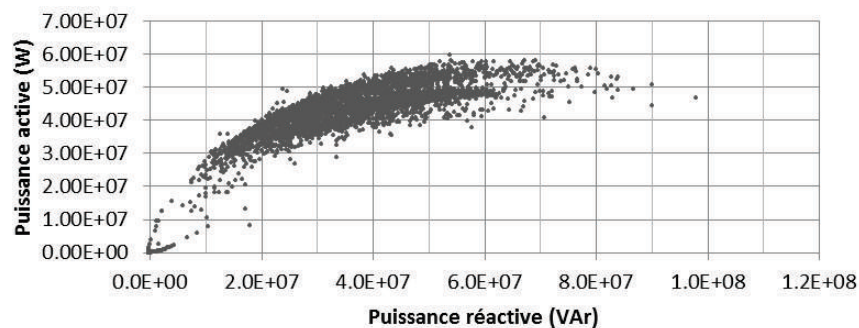


Figure 16 : Lieu des points PQ d'un four à arc de 55MVA

1.2.2.5. Fluctuation de tension (Flicker)

Les fluctuations de tension (ou Flicker) ont un effet gênant sur l'éclairage dû à des appels de puissance sur le réseau. Il est établi que la variation de la tension réseau est d'autant plus importante que la puissance de la charge est forte et que la puissance de court-circuit du réseau est faible. C'est l'échange de puissance réactive sur un réseau qui provoque les plus fortes variations de la tension réseau comparé à la puissance active. C'est pour cette raison que les variations rapides de puissance des fours à arc alternatifs créent du Flicker sur le réseau.

Le scintillement des lampes à incandescence causé par les fluctuations de la tension réseau est un phénomène gênant pour l'homme. Une étude a été menée afin de caractériser la sensibilité de l'œil humain aux scintillements des lampes alimentées en 110V, 120V et 230V. Les résultats ont permis d'identifier un indice de perceptibilité du Flicker en fonction de l'amplitude de la variation de la tension notée (dU/U) et de la fréquence. La sensibilité est maximale à 8,8Hz et ce scintillement est perceptible par l'œil humain à partir d'une variation de tension de 0,25% par rapport à sa valeur nominale. Ces études ont abouti à l'élaboration de normes applicables pour définir les limites d'émission [11] du niveau de Flicker sur un réseau électrique ainsi que la méthode pour le mesurer [12]. A partir de cette étude, le Flicker est quantifié par traitement statistique pour obtenir les valeurs de Pst (Short Term) sur 10 minutes et Plt (Long Term) sur 2 heures (cf Annexe A-5).

Le Flicker généré par une charge fluctuante se propage à travers tout le réseau électrique [13]. Sa mesure en un point d'un réseau est une combinaison des variations de tension générées par toutes les charges fluctuantes qui sont connectées à ce réseau. Dans certains cas, il est difficile d'établir par une mesure directe quelle charge est à l'origine du Flicker.

La propagation du Flicker sur un réseau s'opère aussi bien d'un réseau moyenne tension vers un réseau haute tension que réciproquement. La propagation du Flicker est considérée comme linéaire et proportionnelle au ratio des puissances de court-circuit entre deux points :

$$P_{stHT} = P_{stMT} \times \frac{S_{ccMT}}{S_{ccHT}} \quad (\text{Eq. 5})$$

Le ratio du flicker correspondant à la propagation du Flicker d'un réseau HT vers un réseau MT vaut théoriquement 1 dans le cas idéal où le réseau MT est à vide. Cependant, une atténuation, généralement comprise entre 0,6 et 1 est mesurée. En fait, cette atténuation dépend des types de charges connectées au réseau MT : par exemple, les machines à inductions connectées sur les réseaux MT augmentent la valeur du Pcc réseau en ce point, ce qui a pour effet d'atténuer le Flicker provenant du réseau HT.

Dans [14], des mesures réalisées en différents points d'un réseau permettent de mettre en évidence la propagation du Flicker causé par un four à arc alternatif et de valider la relation de propagation MV/HV du Flicker en fonction des puissances de court-circuit. Ces mesures montrent que le ratio de propagation du Flicker d'un réseau HT vers MT n'est pas égal à 1 mais qu'il est également plus faible pour un réseau industriel (0,66) que résidentiel (0,84).

L'ampleur des perturbations générées par un four et leur propagation au réseau dépend principalement de la puissance de court-circuit du réseau. Pour de fortes puissances de court-circuit, les effets tendent à diminuer sans pour autant être négligeables. C'est pour ces raisons que les usines équipées de four à arc sont majoritairement dotées d'un dispositif de compensation réseau de type SVC ou STATCOM associé à des bancs capacitifs. Ces dispositifs ont pour rôle de compenser la puissance réactive et filtrer les harmoniques générés par le four.

Si la quasi-totalité des perturbations générées par le four sont aisément compensées, la fluctuation de la tension réseau (Flicker) est la perturbation la plus difficile à compenser.

2. Dispositifs dédiés à améliorer la qualité des réseaux

Avec l'expansion des villes et des industries, les producteurs d'électricité doivent satisfaire une demande en constante évolution et qui tendra encore à augmenter dans les années à venir. Actuellement, le renforcement du réseau par la construction de nouvelles lignes est une solution de dernier recours car le coût est important et les emplacements commencent à manquer. A cela s'ajoute un autre facteur important : la qualité de l'énergie électrique. Les effets tels que les creux de tension, la pollution harmonique, les fluctuations de tension (effet Flicker) et les déséquilibres entre les phases sont autant de facteurs perturbants qui dégradent la qualité de l'électricité. Si aucune précaution n'est prise, ces perturbations se propagent sur le réseau et peuvent être sources de gêne pour les utilisateurs ou causer des dommages matériels. Des solutions existent pour améliorer le transfert et la qualité de l'énergie électrique : elles consistent à installer des équipements là où se fait ressentir le besoin.

Le plus simple des dispositifs pour améliorer la qualité de l'énergie est d'utiliser des filtres réseau. Ces filtres sont composés d'éléments passifs et ont pour fonction de filtrer les harmoniques de courant et de compenser le facteur de puissance d'une installation. Lorsque les filtres ne sont pas assez efficaces, il est possible d'utiliser d'autres équipements classés sous le nom de FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System). Constitués d'éléments passifs et de composants d'électronique de puissance, ces systèmes permettent de contrôler un ou plusieurs paramètres du réseau afin d'améliorer la contrôlabilité et la capacité de transfert de la puissance. Les équipements FACTS se distinguent en deux catégories : la première utilise des interrupteurs de puissance de type thyristor servant à commuter des impédances (inductive ou capacitive) sur le réseau. La seconde emploie des interrupteurs d'électronique de puissance de type transistor pour contrôler une source de tension.

La connexion de ces dispositifs (filtres et FACTS) au réseau peut être réalisée en parallèle ou en série. La connexion parallèle (ou shunt) est principalement destinée à l'échange de puissance réactive, au filtrage harmonique et au contrôle de la tension réseau afin d'améliorer la stabilité et de limiter les perturbations transitoires du réseau.

La connexion série est destinée à modifier l'impédance de la ligne, à améliorer le transfert d'énergie d'une source à une autre et à compenser les chutes de tension réseau. Selon les besoins, ces équipements s'installent sur le réseau de transport ou le réseau de distribution et n'ont pas les mêmes fonctionnalités :

- Sur le réseau de transport, l'objectif de ces dispositifs est d'augmenter la capacité des lignes, d'optimiser le transfert de puissance, de réguler l'amplitude de la tension réseau et de garantir la stabilité du réseau en cas de défauts. Ce cas est abordé succinctement dans la section 2.2.1 « Principes de la compensation série et parallèle ».
- Sur le réseau de distribution, ces dispositifs sont utilisés au plus proche des charges perturbatrices afin d'améliorer localement l'énergie électrique et éviter toute dégradation de la qualité de l'énergie en amont du réseau. Cet usage présente plus d'intérêt car dans le cas de la compensation de charge de type four à arc, les filtres réseau et les dispositifs FACTS SVC et STATCOM sont systématiquement utilisés.

2.1. Dispositifs de filtrage passif

Les filtres ont pour fonction de compenser les harmoniques des charges non linéaires et de corriger le facteur de puissance d'une installation. Ils améliorent la qualité de l'énergie en réduisant les harmoniques de tension, les creux de tension et la propagation des harmoniques de courant au réseau. Pour plus d'efficacité, les filtres sont généralement installés au plus proche des sources perturbatrices. Ils sont composés d'éléments passifs (résistance, condensateur, inductance) disposés de manière à offrir une impédance faible pour atténuer les harmoniques indésirables. Les différentes topologies de filtres passifs les plus courantes sont présentées en Figure 17 :

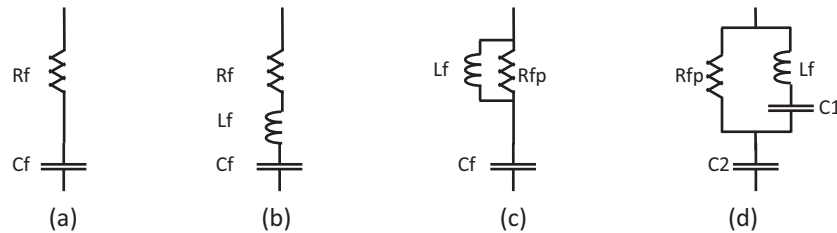


Figure 17 : Topologies de filtres passifs avec de gauche à droite : (a) filtre amorti du premier ordre, (b) filtre résonant à amortissement série, (c) filtre résonant à amortissement parallèle, (d) filtre amorti de type à faible perte.

Les filtres passifs sont robustes et économiques. Ils peuvent être dimensionnés pour de fortes puissances et nécessitent peu de maintenance. Chaque filtre modifie l'impédance réseau en offrant une impédance faible pour un ou plusieurs harmoniques mais introduit également une ou plusieurs amplifications de l'impédance du système réseau/filtre, conduisant à des phénomènes d'anti-résonance. Si cette amplification est non maîtrisée, elle peut entraîner une dégradation de la qualité de la tension réseau jusqu'à un seuil inacceptable et dangereux pour le filtre et les charges connectées.

Pour analyser l'impact d'un filtre sur le réseau, il est utile de considérer l'impédance vue depuis le réseau et celle vue depuis l'emplacement du filtre (*i.e* sur le jeu de barres). Elles sont symbolisées par le schéma de la Figure 18. Sur ce schéma, le filtre est modélisé par son impédance (Z_f), relié à un jeu de barres auquel sont connectées une ou plusieurs charges, modélisées par une source de courant harmonique.

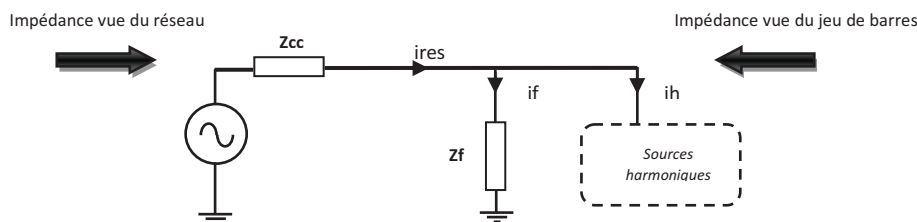


Figure 18 : Schéma unifilaire d'un filtre connecté à un réseau en présence de sources harmoniques

$$\left. \begin{aligned} \text{L'impédance vue du réseau est : } & Z = Z_{cc} + Z_f \\ \text{L'impédance vue du jeu de barres est : } & Z_{barre} = Z_{cc} \parallel Z_f \end{aligned} \right\} \text{(Eq. 6)}$$

Avec :

- Z_{cc} : Impédance au point de couplage commun. Cette impédance peut également prendre en compte l'impédance des transformateurs
- Z_f : Impédance du filtre

2.1.1. Filtre du premier ordre amorti

Ce filtre est composé d'une capacité et d'une résistance en série. Il est utilisé pour atténuer les harmoniques de courant de fréquences élevées, réduire les harmoniques de la tension réseau causés par des charges non linéaires et pour compenser le facteur de puissance.

- Impédance du filtre

$$Z_f = R_f + \frac{1}{j \cdot C_f \cdot \omega} \quad (\text{Eq. 7})$$

- Impédance vue du réseau

$$Z = R + j \cdot \left(L_{cc} \omega - \frac{1}{C_f \cdot \omega} \right) \quad , \text{ avec } R=R_f+R_{cc} \quad (\text{Eq. 8})$$

Le rang d'accord est $ha = \frac{1}{\omega_f \sqrt{L_{cc} C_f}} \approx \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_f}} \quad (\text{Eq. 9})$

Avec

ω , ω_f : La pulsation du réseau, la pulsation du réseau à la fréquence fondamentale

S_{cc} : La puissance de court-circuit du réseau

Q_f : La puissance réactive du filtre au fondamental ($Q_f=U_1^2 \cdot C_f \cdot \omega$)

- Impédance vue du jeu de barres

L'impédance vue du jeu de barres présente une amplification à la fréquence d'accord (ha) du filtre. Cette fréquence est non maîtrisée car elle dépend directement de l'impédance du réseau. La figure ci-dessous représente l'impédance vue du jeu de barres (Z_{barre}) avec un filtre triphasé de 20MVar connecté à un réseau d'une puissance de court-circuit variant de 1000MVA à 600MVA.

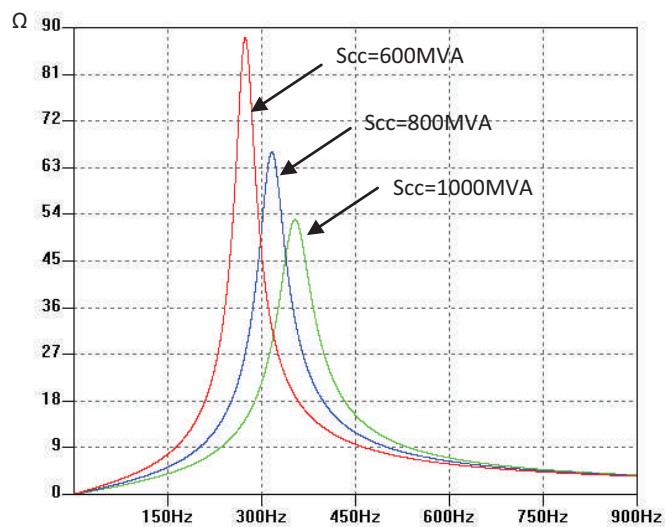


Figure 19 : Impédance vue du jeu de barres avec un filtre triphasé de 20MVar du premier ordre amorti.

A la fréquence de résonance, les courants à travers le filtre et le réseau sont quasiment égaux. L'amplification est définie comme le rapport de l'impédance vue du jeu de barres (Z_{barre}) sur l'impédance du réseau sans filtre (Z_{cc}).

Le facteur de qualité du filtre et du réseau est $FQ = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_{cc}}{C_f}}$ (Eq. 10)

L'amplification à la fréquence de résonance est $A \approx FQ$ (Eq. 11)

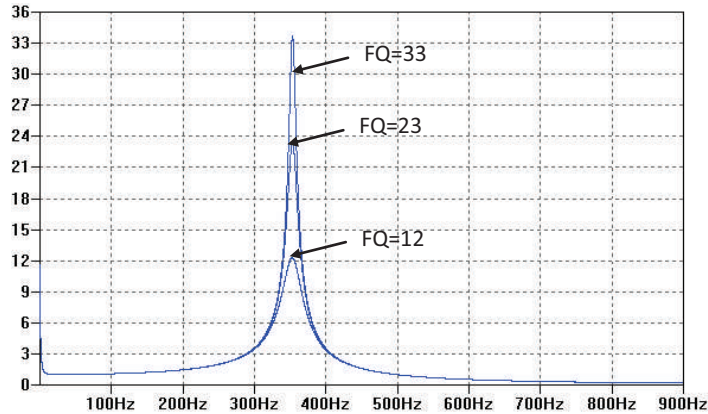


Figure 20 : Amplification en fonction du facteur de qualité. Filtre triphasé 20MVA, $S_{cc}=600MVA$

2.1.2. Filtre résonant accordé à amortissement série

Le filtre résonant est un filtre de type passe-bande utilisé pour filtrer une fréquence particulière et corriger le facteur de puissance d'une installation. Il est composé d'une capacité, d'une inductance et d'une résistance d'amortissement. Cette résistance est généralement choisie la plus petite possible car elle augmente les pertes et diminue l'efficacité du filtre à la fréquence d'accord.

➤ Impédance du filtre

$$Z_f = R_f + jL_f\omega + \frac{1}{jC_f\omega} \quad (\text{Eq. 12})$$

Le rang d'accord du filtre est $h_a = \frac{1}{\omega_f \sqrt{L_f C_f}}$ (Eq. 13)

Le facteur de qualité (FQ) du filtre à la fréquence d'accord est $FQ = \frac{L_f \cdot \omega_f \cdot h_a}{R_f}$ (Eq. 14)

La puissance réactive générée par le filtre est $Q_f \approx \frac{C_f \cdot \omega_f \cdot U_1^2}{1 - \frac{1}{h_a^2}}$ (Eq. 15)

➤ Impédance vue du réseau

Vue du réseau, le filtre se comporte comme un circuit RLC série composé de la capacité du filtre et de son inductance à laquelle vient s'ajouter l'impédance du réseau. Un minimum d'impédance est obtenu au rang $h_{res} = \frac{1}{\omega_f \cdot \sqrt{(Lf + Lcc) \cdot Cf}}$ (Eq. 16)

➤ Impédance vue du jeu de barres

Cette impédance présente un minimum au rang d'accord du filtre et une amplification à la fréquence d'anti-résonance dont le rang est (h_{ar}).

$$h_{ar} = \frac{1}{\omega_f \cdot \sqrt{(Lcc + Lf) \cdot Cf}} \quad (\text{Eq. 17})$$

L'amplification (notée A) à la fréquence d'anti-résonance est limitée par les résistances du circuit.

$$A = \frac{1}{Rf + Rcc} \sqrt{Rf^2 + \frac{Lcc^2}{(Lcc + Lf) \cdot C}} \quad (\text{Eq. 18})$$

Il est assez difficile d'amortir l'amplification à la fréquence d'anti-résonance sans augmenter les pertes dans le filtre jusqu'à des valeurs trop importantes. En pratique, le facteur de qualité de ce filtre pour de fortes puissances ne descend pas en dessous de 100. L'amplification peut alors devenir importante comme sur la Figure 21 où l'impédance vue du jeu de barres avec le filtre est 18 fois plus importante à la fréquence d'anti-résonance.

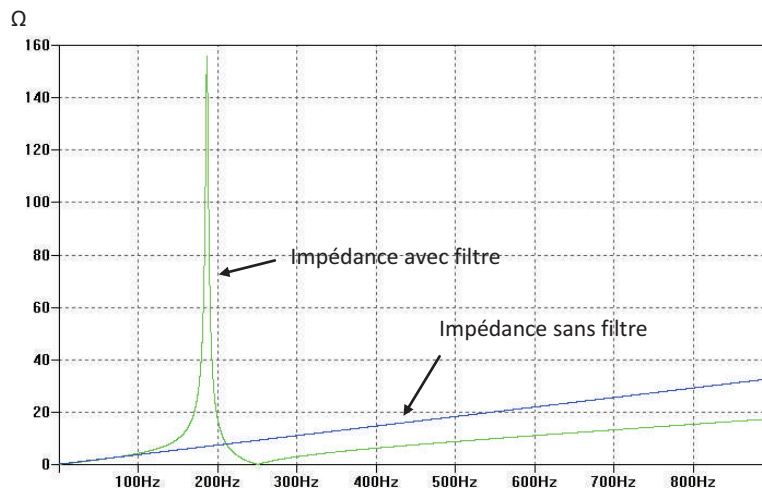


Figure 21 : Impédance vue du jeu de barres avec un filtre triphasé 20MVA accordé au rang 5 et un FQ=100. $S_{cc}=600\text{MVA}$

2.1.3. Filtre résonant accordé à amortissement parallèle

Ce filtre est utilisé pour filtrer une fréquence particulière, atténuer les harmoniques hautes fréquences et corriger le facteur de puissance d'une installation. Il est composé d'une capacité, d'une inductance avec une résistance d'amortissement en parallèle. Cette résistance est choisie de manière à obtenir un compromis entre efficacité de filtrage au rang d'accord, pertes et efficacité d'atténuation des harmoniques HF.

- Impédance du filtre

$$Z_f = \frac{R_{fp} + jL_f\omega + j^2R_{fp}L_fC_f\omega^2}{(R_{fp} + jL_f\omega) \cdot (jC_f\omega)} \quad (\text{Eq. 19})$$

Le rang d'accord du filtre est $h_a = \frac{1}{\omega_f \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{Eq. 20})$

Le facteur de qualité du filtre à la fréquence d'accord est $FQ = \frac{R_f}{L_f \cdot \omega_f \cdot h_a} \quad (\text{Eq. 21})$

La puissance réactive du filtre est $Q_f \approx \frac{C_f \cdot \omega_f \cdot U_1^2}{1 - \frac{1}{h_a^2}} \quad (\text{Eq. 22})$

- Impédance vue du réseau

Vue du réseau, le filtre se comporte comme un circuit RLC série composé de la capacité du filtre et de son inductance à laquelle vient s'ajouter l'impédance du réseau. Un minimum d'impédance est obtenu au rang $h_{res} = \frac{1}{\omega_f \cdot \sqrt{(L_{cc} + L_f) \cdot C_f}} \quad (\text{Eq. 23})$

- Impédance vue du jeu de barres

Cette impédance présente un minimum au rang d'accord du filtre et une amplification à la fréquence d'anti-résonance dont le rang est (h_{ar}).

$$h_{ar} = \frac{1}{\omega_f \cdot \sqrt{(L_{cc} + L_f) \cdot C_f}} \quad (\text{Eq. 24})$$

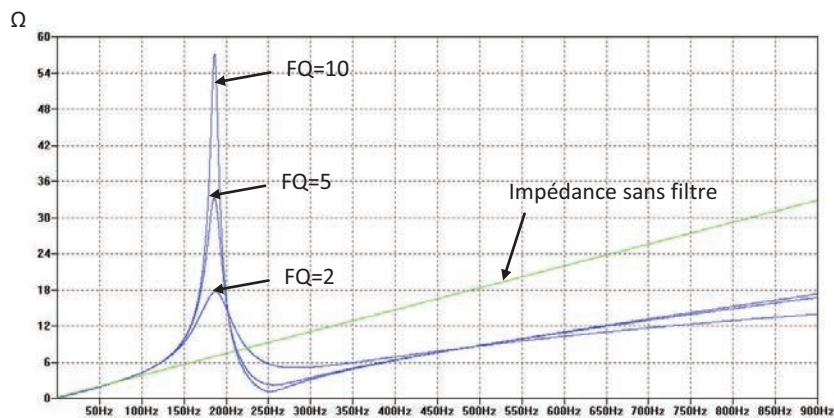


Figure 22 : Impédance vue du jeu de barres FQ 2 ; 5 ;10 – Q=20MVA_r triphasé accordé au rang 5. S_{cc}=600MVA

2.1.4. Filtrés amortis à faible perte

Le filtre à faible perte est généralement utilisé pour cibler les rangs bas. Son principal intérêt est de réduire les pertes engendrées dans la résistance d'amortissement parallèle (R_{fp}) à la fréquence fondamentale.

➤ Impédance du filtre

$$Z_f = \frac{R_{fp} + jL_f\omega + j^2R_{fp}L_fC_f\omega^2}{(R_{fp} + jL_f\omega) \cdot (jC_f\omega)} \quad (Eq. 25)$$

Le rang d'accord du filtre est $h_a = \frac{\sqrt{C_1 + C_2}}{\omega_f \sqrt{L_f C_1 C_2}}$, avec $C_1 = C_2 \cdot (h_a^2 - 1)$ (Eq. 26)

Le facteur de qualité du filtre à la fréquence d'accord est $FQ = \frac{R_f}{L_f \cdot \omega_f \cdot h_a}$ (Eq. 27)

La puissance réactive du filtre est $Q_f \approx C_2 \cdot \omega_f \cdot U_1^2$ (Eq. 28)

➤ Impédance vue du jeu de barres

Cette impédance présente un minimum au rang d'accord du filtre et une amplification à la fréquence d'anti-résonance dont le rang est (h_{ar}).

$$h_{ar} = \frac{1}{\omega_f \cdot \sqrt{(L_{cc} + L_f) \cdot C_1 // C_2}} \quad (Eq. 29)$$

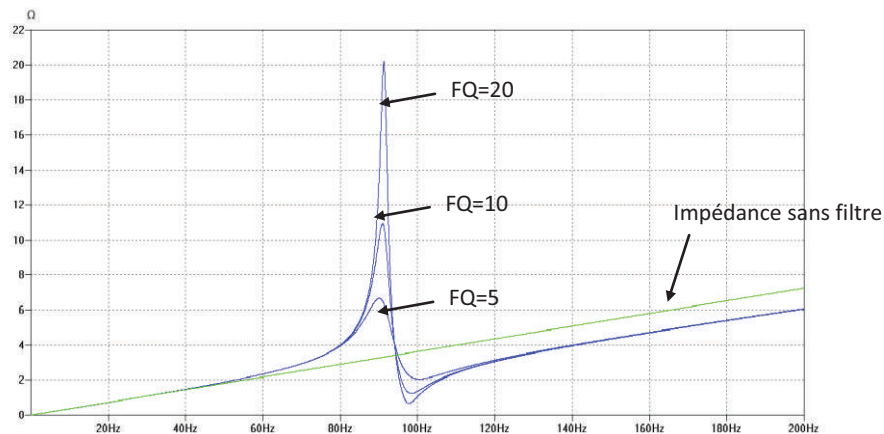


Figure 23 : Impédance vue du jeu de barres FQ 5 ; 10 ; 20 – Q=30MVA triphasé accordé au rang 1,95. Scc=600MVA

2.2. Dispositifs FACTS

Les FACTS sont des dispositifs statiques, utilisés pour la transmission et la conversion de l'énergie électrique alternative ou continue. Ils sont composés de transformateurs, d'éléments passifs (capacités, inductances), de composants de puissance (de type thyristor ou transistor) et d'un contrôle spécifique à leur application. Leur fonctionnement repose sur le principe de la compensation parallèle, la compensation série ou la combinaison des deux afin de réaliser les fonctions suivantes [15]:

- Augmenter la stabilité réseau en cas de défaut ou pendant les phases transitoires,
- Contrôler dynamiquement la tension réseau et réduire les perturbations,
- Augmenter et contrôler le transfert d'énergie d'une source à une autre,
- Amortir les oscillations entre les générateurs et les résonances subsynchrones qui apparaissent entre la turbine et la génératrice électrique.

Les principaux FACTS peuvent être distingués en trois catégories représentées dans le tableau ci-dessous :

Dispositifs Parallèles	Dispositifs Séries	Dispositifs hybrides Parallèles - séries
SVC (Static Var Compensator)	TCSC (Thyristor Controlled Series Compensation)	UPFC (Unified Power Flow Controller)
STATCOM (Static Synchronous Compensator)	TSSC (Thyristor Switched Series Compensation)	PS / SPS (Phase Shifter / Static Phase Shifter)
	FC (Fixed Compensation)	HVDC (High Voltage Direct Current)
	SSSC (Static Synchronous Series Compensator)	

Tableau 4 : Classification des dispositifs FACTS

Bien que tous ces dispositifs soient initialement dédiés au transfert d'énergie sur le réseau de transport, le SVC et le STATCOM sont aussi utiles à la compensation locale des perturbations générées sur le réseau de distribution. Dans ce cas, ils sont placés au plus proche des sources perturbatrices et sont d'ailleurs systématiquement utilisés lorsque la charge est un four à arc.

2.2.1. Principes de la compensation série et parallèle

Pour illustrer l'utilité des dispositifs FACTS parallèle et série, il est pratique de considérer dans un premier temps les phénomènes qui régissent l'échange de puissance entre deux sources de tension. La Figure 24 représente un réseau simplifié, comprenant deux générateurs de tension reliés par une ligne de transmission inductive et sans perte. Les sources de tension V_1 et V_2 sont supposées constantes et égales.

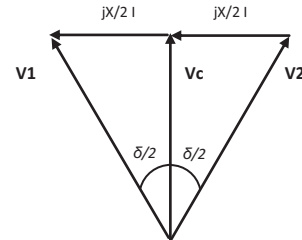
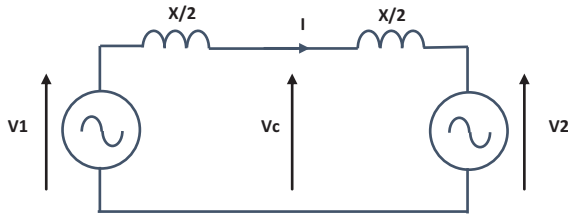


Figure 24 : Unifilaire représentant deux sources AC reliées par deux impédances $X/2$ Figure 25 : Diagramme de Fresnel entre V_1 et V_2

En se basant sur la représentation de Fresnel (Figure 25), les relations entre les deux sources de tension sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V e^{j\delta/2}, & V_2 &= V e^{-j\delta/2}, & V_c &= V \cos \frac{\delta}{2} \\ I &= \frac{2V}{X} \sin \frac{\delta}{2}, & P &= \frac{V^2}{X} \sin \delta, & Q &= \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) \end{aligned} \right\} \text{(Eq. 30)}$$

L'échange de puissances active et réactive dépend du déphasage entre les deux sources de tension. La valeur et le signe de ce déphasage (angle δ) définissent la quantité et le sens des puissances échangées. La Figure 26 montre l'évolution (en fonction de l'angle δ) des puissances active (P) et réactive (Q) échangées entre les sources V_1 et V_2 . La puissance active croît en fonction de l'angle δ jusqu'à atteindre une valeur maximale à $\delta=90^\circ$ puis diminue au-delà.

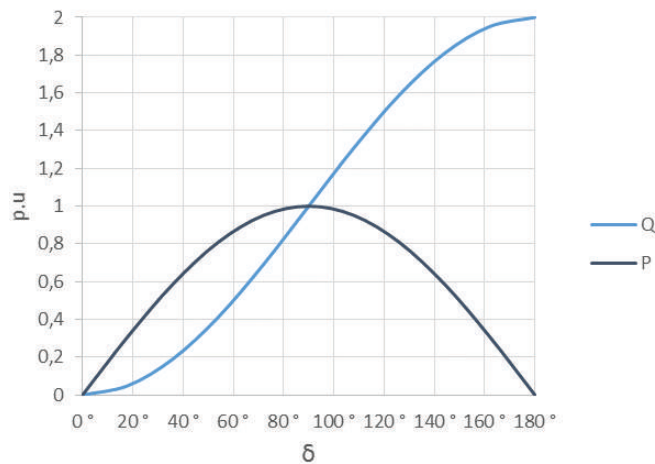


Figure 26 : Evolution des puissances active et réactive en fonction de la différence de phase entre deux sources de tension

a) Compensation série

Le principe de la compensation série est de faire varier l'impédance de la ligne (par utilisation d'éléments passifs ou actifs) qui relie les deux sources de tension. Cela revient à introduire en série de la ligne (voir Figure 27) une impédance capacitive variable (X_c) qui s'oppose à l'impédance inductive de la ligne (X_l). Ainsi, en modifiant l'impédance de la ligne, la puissance qui transite entre les sources est contrôlée. L'impédance de la ligne peut également être modifiée par une source de tension connectée en série.

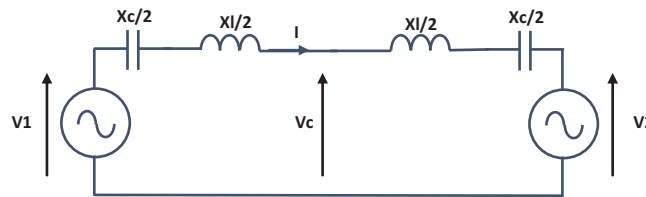


Figure 27 : Unifilaire représentant deux sources AC reliées par des impédances série X_l et X_c

Les relations entre les différentes grandeurs sont les suivantes :

$$|P1| = |P2| = \frac{V^2}{X_l - X_c} \sin \delta / 2, \quad |Q1| = |Q2| = \frac{V^2}{X_l - X_c} (1 - \cos \delta / 2), \quad |Q_{Xc}| = \frac{X_c \cdot 2V^2}{(X_l - X_c)^2} (1 - \cos \delta) \quad (Eq. 31)$$

La puissance active transférée entre les deux sources de tension est modifiée en changeant l'impédance de la ligne qui est la différence d'impédance entre X_l et X_c . Lorsque celle-ci diminue, les puissances active et réactive ($P1/P2$, $Q1/Q2$) des sources de tension $V1$ et $V2$ augmentent. Les Figures 28 représentent l'évolution des puissances active et réactive échangées par les sources de tension et l'énergie réactive fournie par la compensation série en fonction du facteur k ($k=X_c/X_l$) et de l'angle δ . En comparaison d'une ligne non compensée, la compensation série permet de transférer deux fois plus de puissance lorsque le déphasage entre les deux sources est de 90° .

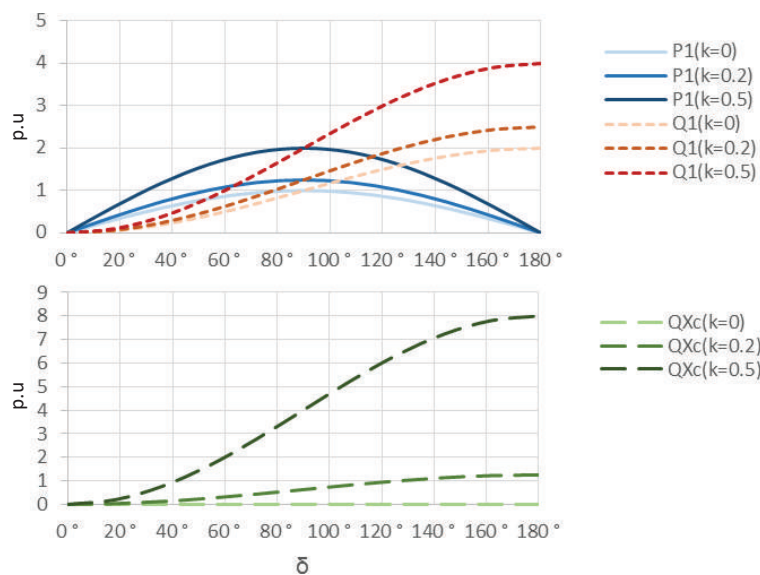


Figure 28 : Evolution des puissances en fonction de l'angle de déphasage et du ratio $k=X_c/X_l$.

b) Compensation parallèle

Un compensateur parallèle (ou shunt) peut être modélisé par une source de tension connectée au milieu de la ligne (Figure 29). Cet emplacement est idéal dans le cas où l'on souhaite optimiser l'échange de puissance entre les sources de tension V_1 et V_2 [15]. Tel qu'il est représenté dans la figure ci-dessous, le compensateur se comporte de manière à ne fournir que de la puissance réactive et à maintenir la tension V_c constante de même amplitude que les sources V_1 et V_2 .

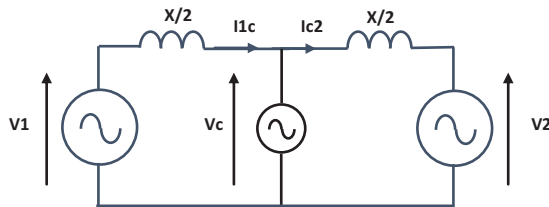


Figure 29 : Unifilaire de deux sources AC (V_1 et V_2) avec compensateur parallèle V_c

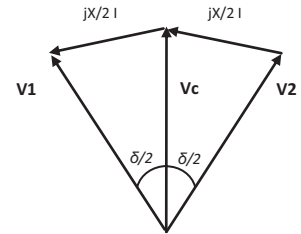


Figure 30 : Diagramme de Fresnel entre V_1 , V_2 et V_c

A partir du diagramme de Fresnel de la Figure 30, les relations entre les différentes grandeurs sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V e^{j\delta/2}, & V_2 &= V e^{-j\delta/2}, & V_c &= V \\ |P_1| = |P_2| &= \frac{2V^2}{X} \sin \delta/2, & |Q_1| = |Q_2| &= \frac{2V^2}{X} (1 - \cos \delta/2), & |Q_c| &= \frac{4V^2}{X} (1 - \cos \delta/2), & |P_c| &= 0 \end{aligned} \right\} \text{(Eq. 32)}$$

La Figure 31 ci-dessous représente l'évolution des puissances échangées en fonction de l'angle δ . Q_1 et P_1 correspondent respectivement aux énergies réactive et active échangées par la source de tension V_1 . Q_c représente l'énergie réactive fournie par le compensateur. Par rapport à une ligne non compensée (Figure 26), l'ajout du compensateur permet d'augmenter de façon significative la puissance active échangée entre les sources V_1 et V_2 . Il est théoriquement possible de doubler l'échange de puissance entre les deux sources au détriment d'une puissance réactive importante de la part du compensateur.

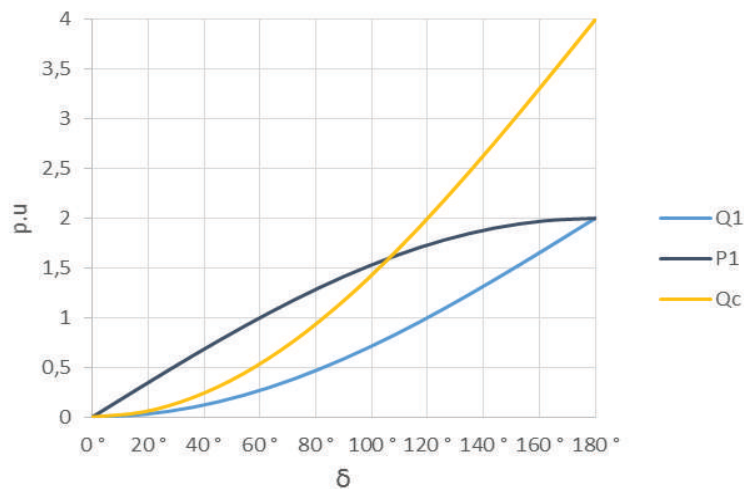


Figure 31 : Evolution des puissances en fonction de l'angle de déphasage.

En pratique, la compensation parallèle est réalisée au moyen de composants de puissance à fermeture commandable (thyristor) ou à base de convertisseur de tension intégrant des composants commandables à l'ouverture et la fermeture (IGBT, GTO ...). Selon la technologie des composants utilisés on aboutit alors à deux types de compensateurs parallèles :

- Le SVC (Static Var Compensator) à base de thyristors,
- Le STATCOM (Static Synchronous Compensator) à base de transistor.

2.2.2. Le compensateur SVC

Un SVC est un dispositif dont la fonction est de consommer ou de renvoyer de l'énergie réactive au réseau. Physiquement, le SVC se comporte comme une inductance ou une capacité et la puissance réactive est ajustée dynamiquement en réglant le courant qui traverse l'inductance. La Figure 32 illustre ce principe de base : la puissance réactive résultante (Q) est la somme de la puissance réactive de l'inductance (Q_L) et de la capacité (Q_C). L'inductance étant réglable entre 0 et une valeur maximale, l'évolution de la puissance renvoyée au réseau est représentée en Figure 33. Cette puissance est dépendante de la valeur de la tension du réseau et évolue comme le carré de celle-ci.

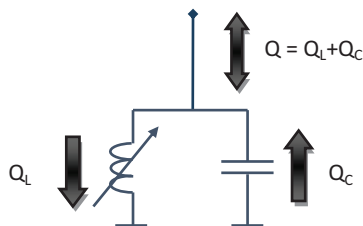


Figure 32 : Echanges de puissances d'un SVC

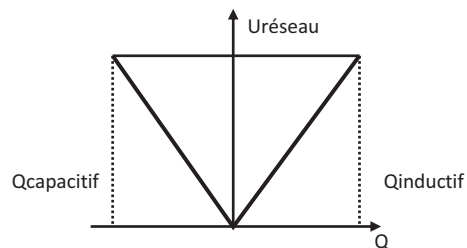


Figure 33 : Courant d'un SVC en fonction de la tension réseau

Le dispositif électrique contrôlant la puissance réactive liée à l'inductance est connu sous le nom de TCR (Thyristor Controlled Reactor). Le TCR, représenté en Figure 34, est composé de trois bras connectés en triangle comprenant chacun une inductance connectée en série avec deux valves thyristors tête-bêche. Une valve est composée de plusieurs thyristors mis en série afin de tenir la tension à l'état bloqué atteignant plusieurs dizaines de kV. La variation du courant à travers l'inductance est obtenue par la commande qui règle l'angle d'allumage des thyristors de 90° à 180° . Les Figures 35 et 36 représentent, en fonction de l'angle d'allumage, l'amplitude du courant fondamental (i.e la valeur de la puissance réactive consommée) et les allures temporelles du courant.

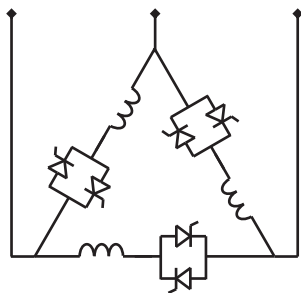


Figure 34 : Schéma d'un TCR

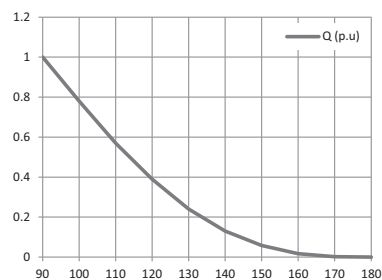


Figure 35 : Puissance réactive dans l'inductance en fonction de l'angle d'allumage.

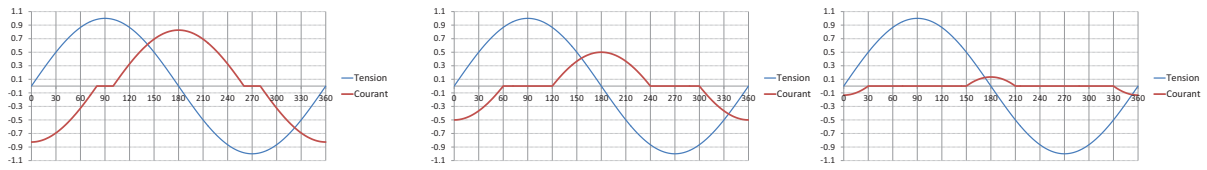


Figure 36 : Courant dans un bras d'un TCR en fonction de l'angle d'allumage des thyristors

Lorsque la commande appliquée à chacun des bras du TCR est identique (courants de même amplitude), les harmoniques multiples de 3 ne se propagent pas au réseau et on retrouve majoritairement des courants harmoniques au rang 5 (environ 5% de la puissance du TCR).

Le dispositif électrique fournissant la puissance capacitive au réseau est le TSC (Thyristor Switched capacitors) ou FC (Fixed Capacitor). En plus de fournir de l'énergie réactive, il sert également au filtrage des harmoniques de courant générés par le TCR. Le TSC, de même que le FC est composé de trois bras connectés en étoile, comprenant chacun une capacité (ou un filtre harmonique) et un organe de commande qui permet d'enclencher ou déclencher ces capacités au réseau. La fonction de l'organe de commande est de type « tout ou rien », réalisée par un disjoncteur triphasé ou par des thyristors montés têtes bêtes dont le signal de commande assure la mise en conduction permanente.

La Figure 37 montre les différentes topologies de TSC et FC qui peuvent être associées à un TCR. Le choix de la topologie dépend de l'application et de la fréquence d'enclenchement/déclenchement. Le TSC est adapté pour les applications nécessitant un temps de réaction rapide avec un nombre de d'enclenchements/déclenchements illimité. Plusieurs TSC sont par exemple utilisés afin d'ajuster progressivement la puissance réactive renvoyée en un point d'un réseau. Les FC sont destinés à être peu manœuvrés : la limitation vient de la durée de vie du disjoncteur qui a un nombre fini d'opérations avant de nécessiter une maintenance.

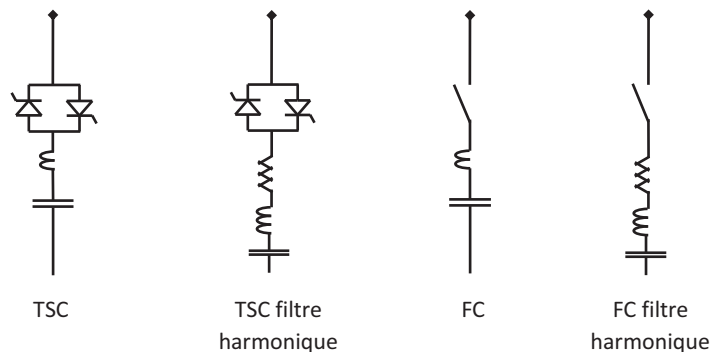


Figure 37 : Topologies de TSC et FC

Le temps de réponse d'un SVC est de l'ordre de 10ms puisque le courant dans une branche du TCR ne peut être réajusté qu'à chaque demi-période du cycle fondamental. Les fonctionnalités d'un SVC le dédient aux applications suivantes :

- Amélioration de la stabilité du réseau et du transfert de puissance,
- Correction du facteur de puissance,
- Compensation harmonique (cas où les filtres sont accordés),
- Compensation du déséquilibre en tension/courant,
- Compensation des chutes de tension réseau et atténuation de l'effet Flicker.

Le SVC est couramment utilisé localement pour compenser les perturbations générées par un four à arc. Il est directement connecté au jeu de barres de l'usine et associé à des filtres passifs fixes de type FC, composés d'un rang 2 fortement amortis et de rangs 3 et 4 résonants (Figure 38). La puissance des filtres du SVC est choisie de manière à compenser la puissance réactive consommée par le four et limiter les chutes de tension réseau à une valeur spécifiée. Comme il n'est pas nécessaire dans ce type d'application de consommer de l'énergie réactive, la plage de variation de puissance du SVC est comprise entre zéro et une valeur maximale.

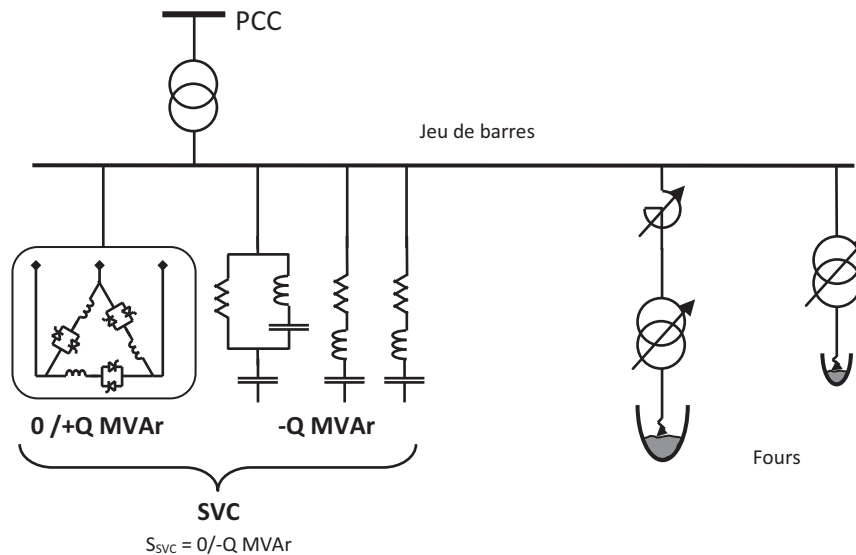


Figure 38 : Schéma unifilaire d'un SVC

Pour déterminer la puissance du SVC à installer, on se base en premier lieu sur la puissance du four puis sur le niveau de Flicker toléré par le gestionnaire de réseau. Pour cela, on utilise une méthode basée sur une campagne de mesure réalisée en [16]. Elle consiste à déterminer le niveau de Flicker (P_{st}) en un point du réseau (par exemple au Pcc) à partir du coefficient de sévérité du four (K_{st}), de sa puissance de court-circuit et de la puissance du réseau au Pcc :

$$P_{st} = K_{st} \cdot \frac{S_{ccf}}{S_{cc}} \cdot C_{HT/BT} \quad (\text{Eq. 33})$$

Avec :

K_{st} : 30 à 100 selon le type de four

S_{ccf} : Puissance de court-circuit du four

S_{cc} : Puissance de court-circuit du réseau au point considéré (ex : au Pcc)

$C_{HT/BT}$: Coefficient de propagation du Flicker de la HT vers la BT (valeur comprise entre 0,5 et 1)

En tenant compte de la valeur maximale de P_{st} ($P_{st_{max}}$) fixée par le gestionnaire réseau en un point donné (généralement au Pcc), le rapport de réduction du SVC est calculé de la manière suivante :

$$R = \frac{P_{st}}{P_{st_{max}}} \quad \text{où } R \text{ est facteur de réduction du Flicker d'un SVC.} \quad (\text{Eq. 34})$$

Si le facteur R obtenu est inférieur à deux (en pratique un SVC ne peut réduire le Flicker au-delà d'un facteur de deux), la puissance du SVC peut ensuite être déduite de la formule suivante [16]:

$$R = 1 + 0.75 \frac{S_{SVC}}{S_f} \quad (\text{Eq. 35})$$

Avec :

S_{SVC} : Puissance apparente du SVC

S_f : Puissance apparente nominale du four

Dans le cas où R est supérieur à deux, le SVC n'est pas suffisant pour garantir les limites en Flicker demandées. Il est alors nécessaire d'utiliser un compensateur STATCOM, plus performant qu'un SVC pour la compensation des perturbations d'un four à arc.

2.2.3. Le compensateur STATCOM

Le compensateur STATCOM (Figure 39) est composé d'un convertisseur de tension triphasé générant une tension alternative dont l'amplitude et la phase sont réglables indépendamment. Il est constitué de composants d'électronique de puissance commandés (GTO, IGBT, IGCT ...) et d'au moins une source de tension continue appelée bus DC. La tension de sortie d'un tel convertisseur est discrète (tension découpée à une fréquence de plusieurs centaines de hertz). Ce compensateur est connecté en parallèle du réseau par l'intermédiaire d'une inductance de couplage. Cette inductance de couplage, d'une impédance de l'ordre de 10 à 20% (base convertisseur) permet de contrôler convenablement le courant du convertisseur vis-à-vis du réseau qui présente une puissance de court-circuit beaucoup plus importante. Comparativement au SVC, le convertisseur peut fournir son courant maximal pour des variations importantes de la tension réseau (Figure 40).

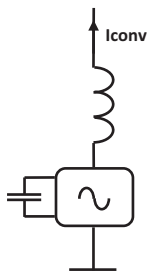


Figure 39 : Compensateur STATCOM

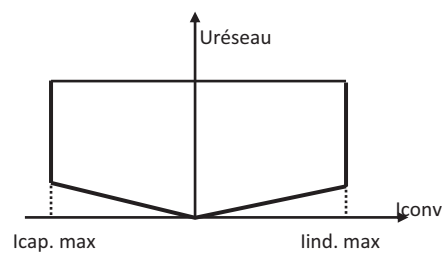


Figure 40 : Courant du convertisseur en fonction de la tension réseau

La Figure 41 représente le schéma unifilaire du STATCOM connecté à un réseau. Les équations régissant les échanges de puissance sont indiquées ci-dessous. Elles sont analogues aux équations détaillées dans la section 2.2.1 sur le principe de la compensation parallèle.

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{V_{res} \cdot V_c \cdot \sin \delta}{X_{conv}} \\ Q &= \frac{V_{res}^2 - V_{res} \cdot V_c \cdot \cos \delta}{X_{conv}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{Eq. 36})$$

Avec δ , l'angle de déphase entre la tension réseau (V_{res}) et la tension du convertisseur (V_c)

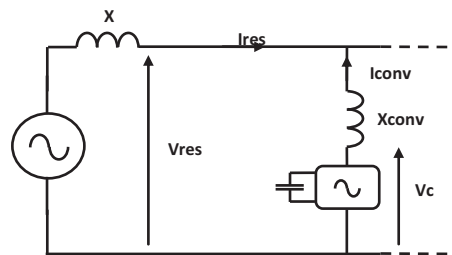


Figure 41 : Unifilaire d'un STATCOM connecté sur un réseau

Ces relations montrent que les puissances active et réactive peuvent être réglées indépendamment. La puissance active dépend de l'angle de déphasage δ entre les tensions du réseau et du convertisseur. Cela signifie que si le convertisseur ne possède pas de source de stockage capable de fournir de l'énergie active (par exemple une batterie ou une source de puissance auxiliaire), la puissance active échangée doit être nulle, ce qui implique un angle δ nul. En pratique, cet angle n'est pas tout à fait égal à zéro afin de compenser des pertes engendrées par le convertisseur. Ainsi, pour un angle δ proche de zéro, la puissance réactive dépend de la différence d'amplitude de tension entre le convertisseur et le réseau. Cette puissance peut être de nature inductive (lorsque la tension du convertisseur est inférieure au réseau) ou de nature capacitive (lorsque la tension du convertisseur est supérieure au réseau).

Le STATCOM réalise les mêmes fonctionnalités que le SVC et présente les avantages supplémentaires suivants :

- Le temps de réponse est de l'ordre de la milliseconde voire inférieur, offrant une souplesse et une rapidité de contrôle bien supérieure au SVC. C'est une des raisons pour laquelle le STATCOM peut atteindre un rapport de réduction du Flicker supérieur à deux.
- Il est possible de réaliser une compensation des harmoniques de courant comme un filtre actif.

Pour la compensation d'un four à arc, le STATCOM comprend une partie dynamique (Figure 42) composée d'un ou plusieurs onduleurs connectés directement au jeu de barres de l'usine (config. a) ou à travers un transformateur abaisseur (config. b.). Le convertisseur peut fournir une puissance réactive de nature inductive ou capacitive. Une compensation fixe, de type filtre passif ou capacitif, généralement égale à la puissance du convertisseur, est rajoutée. Elle se compose de filtres amortis et/ou résonants accordés aux rangs 2, 3 ou 5 et d'un filtre HF pour les harmoniques de commutation du convertisseur. Tout comme le SVC, le STATCOM n'a pas pour fonction d'absorber de l'énergie réactive mais doit en uniquement en fournir. Sa plage de variation de puissance est donc comprise entre zéro et une valeur maximale (-2QMVar).

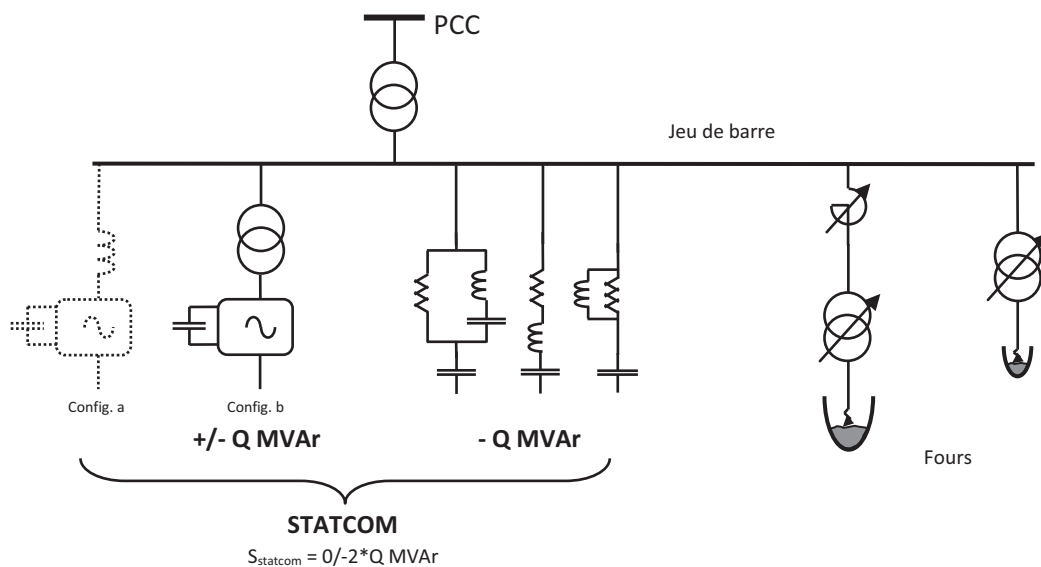


Figure 42 : Schéma unifilaire d'un STATCOM

Le dimensionnement du STATCOM peut être basé sur les mêmes règles que le SVC. Une autre règle empirique consiste à dimensionner le STATCOM à 80% de la puissance de court-circuit du four. Dans ce cas, on peut espérer *a minima* un facteur de réduction du Flicker d'au moins quatre.

Les compensateurs statiques SVC sont couramment utilisés pour des applications de fortes puissances (plusieurs centaines de MégaWatts). Cependant, avec l'évolution des composants à base de semi-conducteurs, l'utilisation des onduleurs de tension devient une alternative très intéressante en raison de leur souplesse d'utilisation et des multiples fonctionnalités qu'ils peuvent accomplir. Chez General Electric par exemple, le compensateur réseau utilisé pour la compensation des fours à arc porte le nom commercial de DSVC (Dynamic Static Var Compensator). Il est constitué de plusieurs onduleurs de tension 3-niveaux à IGBT connectés en parallèle et reliés au réseau via un transformateur abaisseur (Figure 43). Le nombre de convertisseur est ajusté en fonction de la puissance désirée. Le transformateur abaisseur est nécessaire car la tension des convertisseurs n'est pas compatible pour une connexion directe au jeu de barres de l'usine de 33kV.

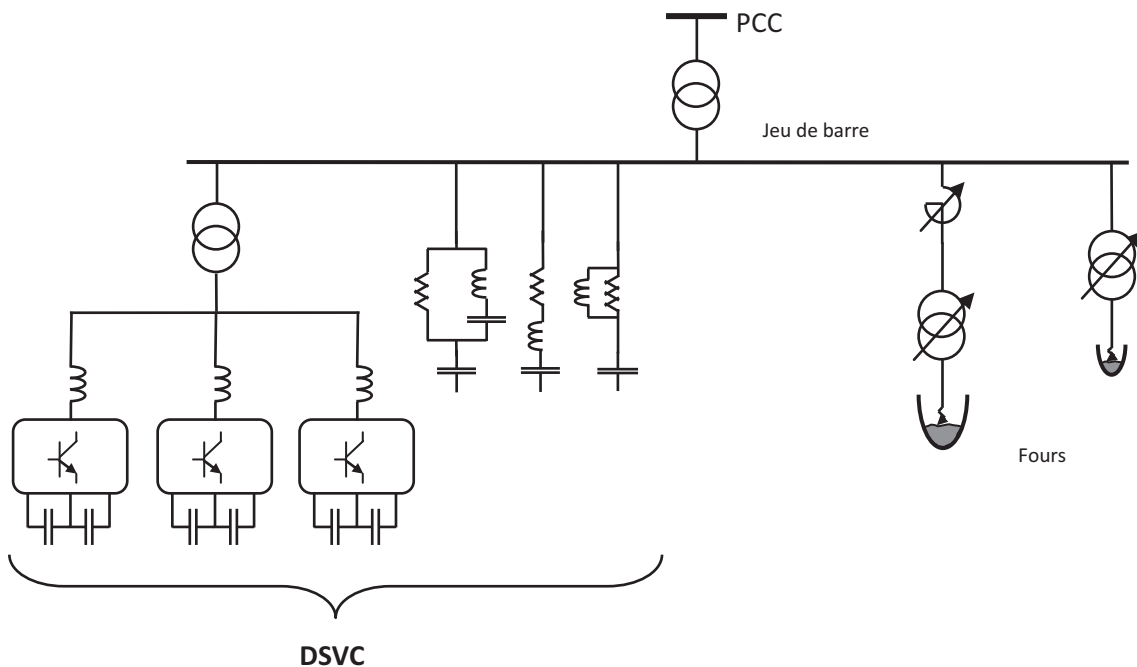


Figure 43 : Schéma unifilaire d'un DSVC

Le transformateur représente un coût important, de même que les inductances de couplage et les câbles de connexion. L'encombrement au sol peut aussi être un inconvénient dans certaines situations. La problématique d'un convertisseur pouvant se raccorder au réseau sans transformateur se pose donc ici. C'est l'un des sujets abordés dans les sections suivantes, en proposant une étude des différentes topologies de convertisseurs de tension dits classiques et multiniveaux.

3. Topologies de convertisseurs de tension

Aujourd'hui, les convertisseurs de tension sont utilisés dans des applications de forte puissance, associés à une technique de modulation permettant d'obtenir une tension en sortie alternative, d'amplitude et de fréquence réglables. Les composants de puissance communément utilisés sont des IGBT ou IGCT de type flatpack (composant monté en surface) ou presspack (composant pressé mécaniquement) dont les caractéristiques en tension et en courant peuvent atteindre 6kV/6kA [17] [18]. Les applications auxquelles sont destinés ces convertisseurs de tension sont vastes. On peut citer pour exemples, l'alimentation des machines électriques (propulsion marine, traction ferroviaire, automobile, compresseurs et pompes, etc.), la conversion d'énergie (photovoltaïque, éolien, générateurs) et les applications réseau (filtrage actif, dispositifs FACTS et HVDC) [19].

3.1. Les convertisseurs classiques

Utilisés depuis plusieurs décennies, on regroupe sous le nom de *convertisseurs classiques* les convertisseurs 2-niveaux et 3-niveaux. D'une puissance de quelques kVA à une centaine de MVA, ils sont technologiquement éprouvés et sont présents dans la plupart des applications industrielles proposées par les grands constructeurs [20].

Ils présentent les avantages suivants :

- Le nombre de composants est réduit (minimal pour l'onduleur 2-niveaux) et nécessite une à deux sources de tension au maximum,
- Les nombreuses stratégies de modulations permettent d'optimiser l'utilisation de ces convertisseurs et offrent une certaine souplesse de la partie contrôle/commande,
- La fréquence de commutation peut-être élevée à faible puissance et peut atteindre plusieurs dizaines de kHz pour les applications nécessitant un contrôle rapide du courant.

Et des inconvénients :

- L'amplitude du niveau de tension en sortie dépend de la tenue en tension des composants utilisés. Pour un niveau de tension supérieur, la mise en série de composants est inévitable,
- Le THD de la tension de sortie du convertisseur est important. Il atteint environ 60% pour un convertisseur 2-niveaux et 30% pour un 3-niveaux. Généralement, un filtrage harmonique en sortie du convertisseur est nécessaire,
- La fréquence de commutation est très vite limitée pour les convertisseurs de forte puissance à cause des pertes engendrées dans les composants. Elle est de l'ordre du kHz.

3.1.1. Le convertisseur 2-niveaux

La Figure 44 ci-dessous représente le convertisseur 2-niveaux triphasé. Chaque bras est composé de deux interrupteurs commandés et de deux diodes connectées en antiparallèle. La sortie du convertisseur est prise au milieu de chaque bras du convertisseur, notés L1, L2 et L3. Les extrémités des bras du convertisseur sont reliées à une source de tension continue. Lorsque les interrupteurs sont commandés à l'état passant ou bloqué à l'aide d'un contrôle approprié (par exemple une modulation de largeur d'impulsion), une tension alternative en sortie du convertisseur est produite aux bornes L1, L2 et L3.

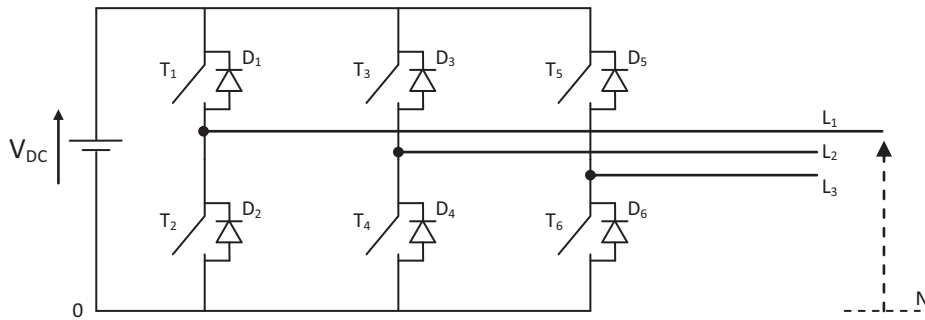


Figure 44 : Convertisseur 2-niveaux

Les couples d'interrupteurs {Ti, Ti+1 avec i=1,2,3} sont commandés de façon complémentaire pour éviter un court-circuit du bus. Le tableau 5 ci-dessous donne la tension de sortie V_{L10} d'une phase du convertisseur en fonction de l'état des interrupteurs T1 et T2. Cette tension évolue entre les niveaux de tension $+V_{DC}$ et $0V$ (Figure 45). Il en est de même pour les deux autres bras du convertisseur.

T1	T2	V_{L10}
0	1	0
1	0	V_{DC}

Tableau 5 : Etats de commutation

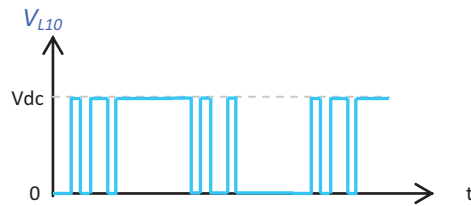


Figure 45 : Tension de sortie

L'équation suivante montre les relations reliant les tensions de sortie phases-neutre $V_{L1,L2,L3-N}$ du convertisseur en fonction des tensions phases-0 ($V_{L1,L2,L3-0}$):

$$V_{L1,L2,L3-0} = \begin{pmatrix} V_{L1N} \\ V_{L2N} \\ V_{L3N} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{L10} \\ V_{L20} \\ V_{L30} \end{pmatrix} \quad (Eq. 37)$$

Avec pour tension 0-neutre : $V_{0N} = (V_{L10} + V_{L20} + V_{L30}) / 3$.

Connaissant les niveaux de tension $V_{L1,L2,L3-0}$ en fonction de l'état des interrupteurs, l'équation ci-dessus permet de calculer les niveaux de tensions de sortie de l'onduleur. La tension entre la phase

et le neutre du convertisseur évolue par paliers compris entre $\pm 2/3V_{DC}$, $\pm 1/3V_{DC}$ et $0V$. Ces niveaux sont représentés dans le tableau 6 en considérant une tension de bus DC unitaire.

T1	T3	T5	V_{L10}	V_{L20}	V_{L30}	V_{L1N}	V_{L2N}	V_{L3N}	V_{L1L2}	V_{L2L3}	V_{L3L1}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau 6 : Tensions d'un convertisseur 2-niveaux en fonction des états des interrupteurs.

La Figure 46 représente les allures temporelles (ramenées en p.u de la tension du bus DC) des différentes tensions pour une modulation de largeur d'impulsion de fréquence 500Hz et un signal modulant sinusoïdal d'amplitude 0,9 p.u à 50Hz. Les tensions *phase-0* sont les images des ordres de commande envoyés aux interrupteurs T1, T3, T5 qui évoluent entre les niveaux 0 et 1. La tension *phase-neutre* évolue selon cinq niveaux de tension atteignant les valeurs extrêmes de $\pm 2/3$. Enfin, on retrouve sur la tension entre phases (*phase-phase*) une tension alternative évoluant entre ± 1 .

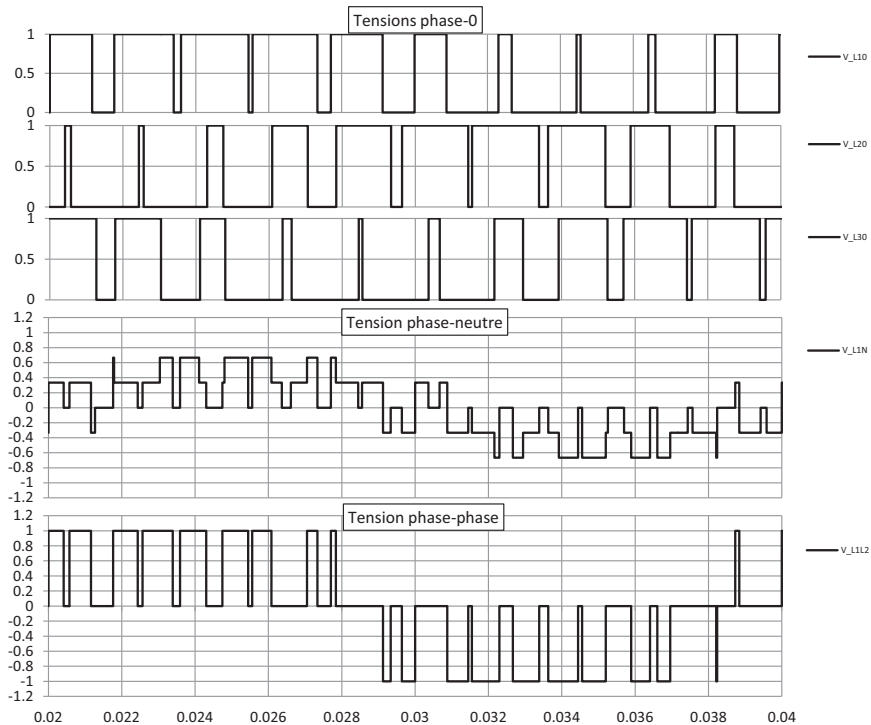


Figure 46 : Evolution temporelle des tensions d'un convertisseur 2-niveaux

3.1.2. Le convertisseur 3-niveaux

Le convertisseur 3-niveaux à neutre clampé (NPC, Neutral Point Clamped) a été introduit au début des années 80 [21] [22]. Chaque bras est composé de quatre interrupteurs verticaux commandés, chacun comprenant une diode connectée en antiparallèle (Figure 47). Par rapport au convertisseur 2-niveaux, le bus DC est divisé en deux, ce qui permet une connexion supplémentaire au milieu du bus à l'aide de deux diodes dites de clamp (Dc1, Dc2). Les extrémités de ces diodes (cathode de Dc1 et anode de Dc2) sont connectées en parallèle de la paire d'interrupteurs (T₂, T₃) situés au milieu du bras. Les tensions de sortie du convertisseur sont situées au milieu de chaque bras notées L1, L2 et L3.

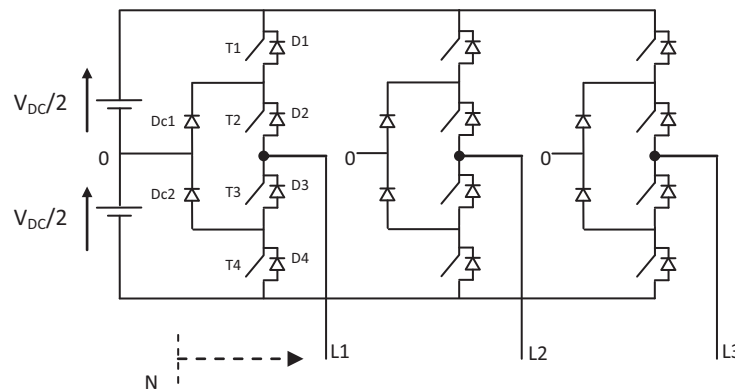


Figure 47 : Convertisseur NPC 3-niveaux

En se basant sur le premier bras de l'onduleur, les couples d'interrupteurs {T1, T3} et {T2, T4} sont commandés de façon complémentaire. Le tableau 7 ci-dessous présente les différents niveaux de tension V_{L10} obtenus en fonction des états de commande des interrupteurs. Chaque bras peut sortir trois niveaux de tension dont l'allure est représentée en Figure 48 pour la phase L1.

T1	T2	T3	T4	V_{L10}
0	1	1	0	0
1	1	0	0	$V_{DC}/2$
0	0	1	1	$-V_{DC}/2$

Tableau 7 : Etats de commutation

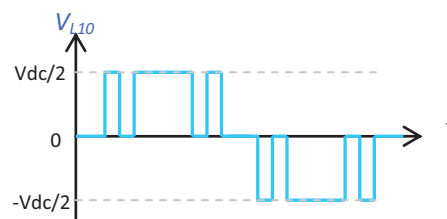


Figure 48 : Tension de sortie

En réutilisant l'équation précédente introduite pour le convertisseur 2-niveaux, on calcule les tensions phases-neutre V_{L123N} . Selon la commande appliquée aux trois bras, ces tensions évoluent par paliers sur cinq niveaux de tension positive et négative : $\frac{\pm 2V_{DC}}{3}; \frac{\pm V_{DC}}{2}; \frac{\pm V_{DC}}{3}; \frac{\pm V_{DC}}{6}; 0$

La figure suivante représente les allures temporelles (ramenées en p.u de la tension du bus DC) des différentes tensions pour une modulation de largeur d'impulsion à 500Hz et un signal modulant

sinusoïdal d'amplitude 0,9 p.u à 50Hz. Les tensions de sortie phase-neutre et entre phases d'un convertisseur 3-niveaux évoluent respectivement entre 9 niveaux et 5 niveaux crête à crête.

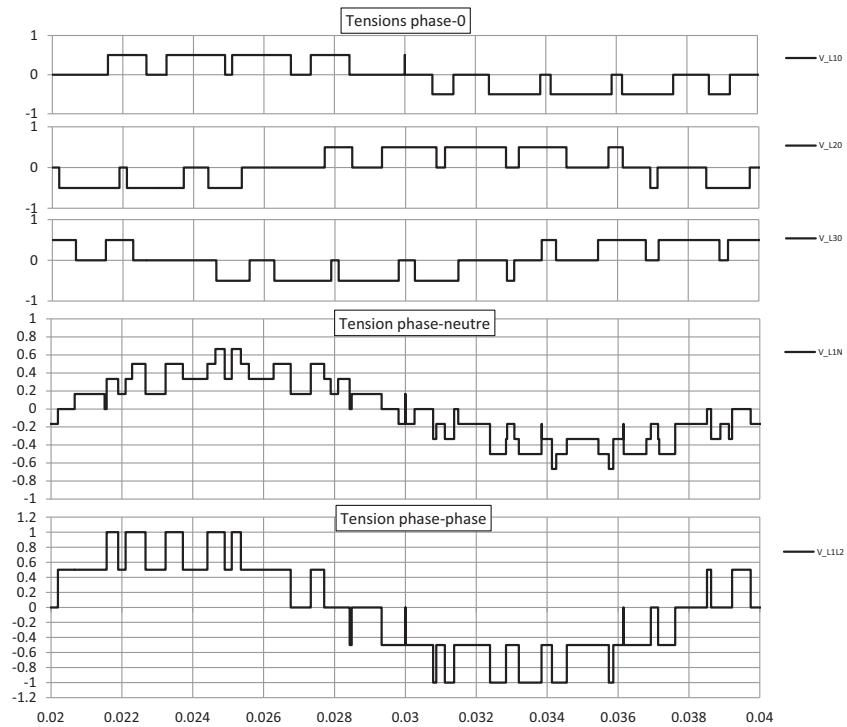


Figure 49 : Evolutions temporelle des tensions d'un convertisseur 3-niveaux

Il existe également d'autres topologies [23] [24] [25] de convertisseurs 3-niveaux utilisant un neutre clampé activement, représentées ci-dessous (Figure 50). Une topologie de convertisseur utilisée par GEPC (General Electric Power Conversion) est le NPP (Neutral Point Piloted) qui offre pour certains points de fonctionnement des niveaux de performance plus importants que la topologie NPC [26].

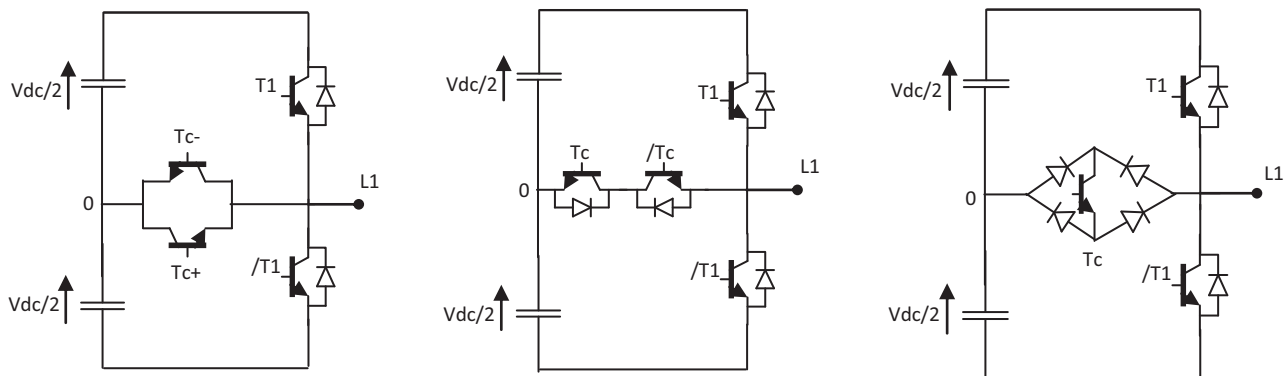


Figure 50 : Topologies 3-niveaux à neutre clampé activement.

3.2. Les convertisseurs multiniveaux

D'un point de vue historique, l'émergence des convertisseurs multiniveaux basés sur des composants de puissance tels que les thyristor et transistors commence à partir des années 60. Les objectifs principaux sont d'augmenter le rendement des convertisseurs [27] et diminuer le contenu harmonique en sortie du convertisseur [28]. D'une puissance de quelques centaines de kW, ils sont utilisés dans les domaines de l'amplification de puissance, la Hi-Fi, le transfert d'énergie ou les applications sonar [29]. Aujourd'hui, les convertisseurs multiniveaux sont destinés à atteindre des niveaux de puissance de plusieurs centaines de MVA sous des tensions de plusieurs dizaines, voire des centaines de kV. La maturité des composants de puissance actuels, à base de technologies IGBT/IGCT/IEGT, rend possible le développement de ces convertisseurs pour répondre à la demande grandissante des futures applications industrielles.

Le premier avantage des convertisseurs multiniveaux, par rapport aux convertisseurs classiques 2/3-niveaux, réside dans la qualité de la tension de sortie. Avec un nombre suffisant de niveaux, la tension de sortie se rapproche d'une onde sinusoïdale et le THD en tension est fortement réduit. Les contraintes liées aux variations rapides de la tension commutée (dv/dt) sont diminuées et permettent de limiter les perturbations électromagnétiques. Enfin, le raccordement de ces convertisseurs au réseau MT ou HT peut être direct sans avoir recours à un transformateur dont l'encombrement, le coût, et la surface au sol sont non négligeables.

Pour augmenter la tension de sortie du convertisseur et améliorer la qualité de celle-ci, le nombre de sources de tension continue doit augmenter. La topologie du convertisseur détermine ensuite la manière dont ces sources sont connectées en sortie du convertisseur. La Figure 51 illustre de manière simple l'élaboration d'un convertisseur dont le nombre de niveaux est croissant jusqu'à N . La valeur de la tension de sortie du convertisseur (V_{a0}) est déterminée par la position de l'interrupteur et son évolution au cours du temps. Un exemple de tension générée est donné dans les courbes ci-dessous, dans le cas d'une commande par modulation de largeur d'impulsion. En théorie, lorsque le nombre de sources de tension devient infini, la tension de sortie devient sinusoïdale. Cependant, l'augmentation du nombre de niveaux n'est pas sans inconvénients et le nombre de composants peut devenir trop important. La commande du convertisseur est plus complexe et le principal enjeu est de garantir la stabilité des sources de tension continue dans toutes les situations.

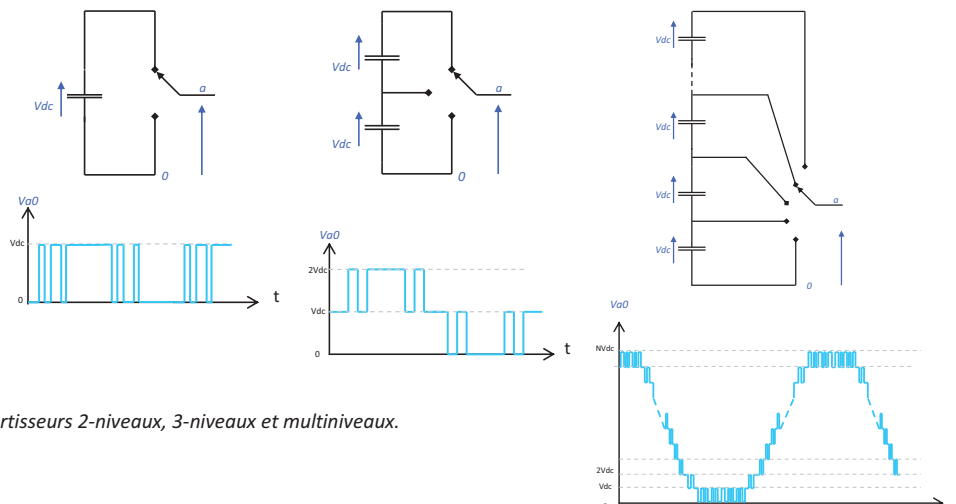


Figure 51 : Convertisseurs 2-niveaux, 3-niveaux et multiniveaux.

Actuellement, plusieurs topologies de convertisseur multiniveaux font l'objet de recherches et de développements intenses. Les différents articles consacrés à ce sujet [19] [30] [31] [32] mettent en évidence deux familles récurrentes de convertisseurs. La première conçoit le convertisseur comme un assemblage de plusieurs sources de tension et de composants d'électronique de puissance avec un bus DC commun. Les plus courants sont :

- Le convertisseur NPC-N niveaux,
- Le convertisseur à capacités flottantes.

La seconde conçoit le convertisseur comme un assemblage de briques élémentaires identiques et modulaires, basées sur des topologies de convertisseurs connues du type 2/3-niveaux voire nouvelles. Les plus courants sont :

- Le convertisseur à base de ponts en H,
- Le convertisseur à base de $\frac{1}{2}$ ponts en H.

Les convertisseurs cités ci-dessus ne constituent pas une liste exhaustive. L'article [33] propose d'ailleurs une approche intéressante permettant, à travers une nouvelle topologie de convertisseur, d'unifier la plupart des convertisseurs multiniveaux actuels. D'autres topologies multiniveaux sont proposées dans les références suivantes [34] [35] [36] [37] [38]. Elles ne seront pas abordées dans ce mémoire.

3.2.1. Convertisseur NPC multiniveaux

La topologie NPC (Neutral Point Clamped) multiniveaux été introduite à la même époque que la topologie classique NPC 3-niveaux [22] [39]. Le bus DC du convertisseur est constitué de plusieurs sources de tension continue. En fonction de la commande, ces sources sont connectées en sortie du convertisseur au travers des diodes de clamp et des interrupteurs. La Figure 52 représente un bras du convertisseur NPC 5-niveaux. Les autres phases non représentées, partagent également le même bus DC et leurs diodes de clamp sont connectées aux mêmes endroits.

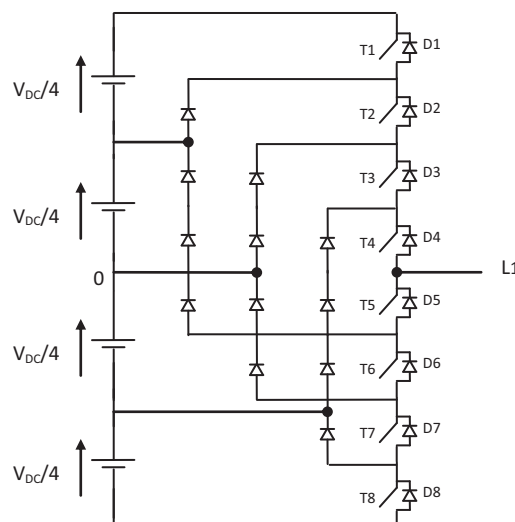


Figure 52 : Convertisseur NPC 5 niveaux

La commande appliquée aux couples d'interrupteurs $\{T_i ; T_{i+4}, i=1..4\}$ est complémentaire. Le tableau 8 présente les différents niveaux de tension V_{L10} obtenus en fonction des états de commande des interrupteurs. Chaque bras peut sortir cinq niveaux de tension dont l'allure est représentée en Figure 53 pour la phase L1.

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	V_{L10}
1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{DC}/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{DC}/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{DC}/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{DC}/2$

Tableau 8 : Etats de commutation

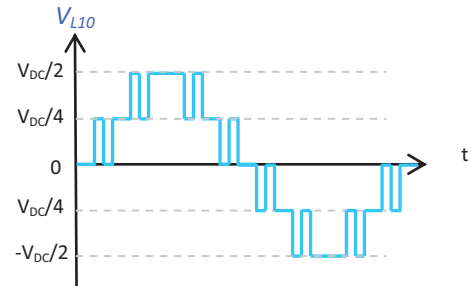


Figure 53 : Tension de sortie

Bien que le nombre de niveaux ne soit théoriquement pas limité, les principales difficultés liées à cette topologie résident dans le nombre de diodes de clamp (qui évolue comme le carré du nombre de niveaux pour chaque phase) et le temps de recouvrement des diodes qui est pénalisant pour les applications de fortes puissances [31]. L'équilibrage des bus DC est problématique lorsque ceux-ci sont flottants, la commande d'équilibrage peut devenir complexe sans ajout de circuits externes dédiés [40] ou en utilisant une configuration dite « back-to-back » pour fixer le potentiel des sources continues [41].

3.2.2. Convertisseur à capacités flottantes

Le convertisseur à capacités flottantes a été proposé au début des années 90 [42] [43], par Meynard et Foch. Un module est composé d'une capacité (ex : C1) séparée par deux interrupteurs bidirectionnels en courant (ex : T1/D1 ; T2/D2). La mise en cascade de plusieurs de ces modules permet d'obtenir un convertisseur multiniveaux composé de capacités chargées à des niveaux de tension différents. En fonction de la commande des interrupteurs, la tension qui est appliquée en sortie est la somme algébrique des tensions continues. La Figure 54 ci-dessous représente un convertisseur triphasé 4-niveaux dont les tensions des capacités sont croissantes jusqu'à une valeur de tension V_{DC} qui est un bus DC commun aux trois phases.

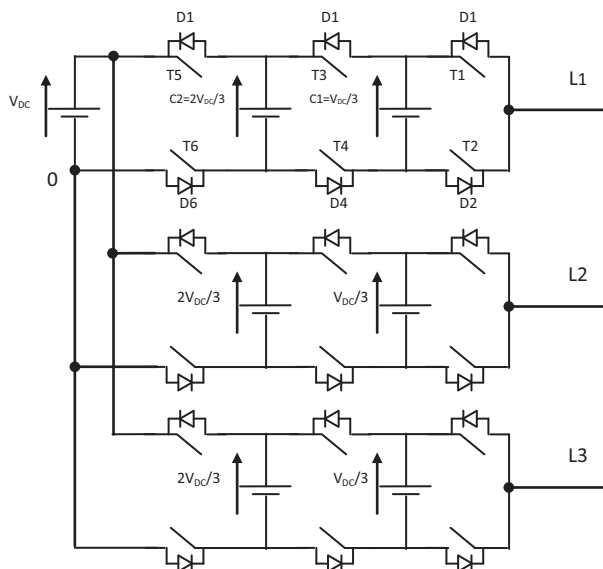


Figure 54 : Convertisseur 4-niveaux à capacités flottantes

En considérant la phase L1, les interrupteurs $\{T_i; T_{i+1}\}$ sont commandés de façon complémentaire pour éviter tout court-circuit des bus DC. Le tableau 9 présente les différents niveaux de tension V_{L10} obtenus en fonction des états de commande des interrupteurs. Les états redondants, indiqués par (*) donnent le même niveau de tension pour des commandes différentes. Ce convertisseur présente ici quatre niveaux de tensions dont l'allure est représentée en Figure 55.

T1	T2	T3	T4	T5	T6	V_{L10}
1	0	1	0	0	1	V_{DC}
1	0	1	0	0	1	$2V_{DC}/3$
1	0	0	1	0	1	$V_{DC}/3$
0	1	0	1	1	0	$V_{DC}/3^*$
0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	0^*

Tableau 9 : Etats de commutation

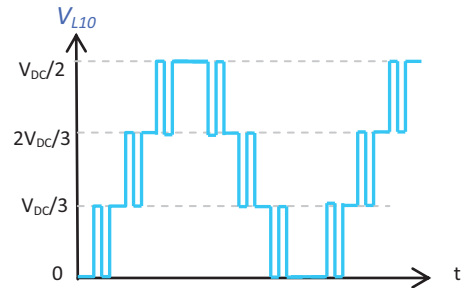


Figure 55 : Tension de sortie

Il est possible d'augmenter le nombre de niveaux de sortie sans pour autant modifier le nombre de capacités et d'interrupteurs : il suffit de fixer les tensions bus à des valeurs particulières comme indiqué dans [44] [45]. L'étude [46], présente une analyse détaillée sur le comportement des bus DC ainsi que sur les moyens d'équilibrage des condensateurs flottants. Cet équilibrage peut être réalisé par la commande ou l'ajout d'un circuit auxiliaire (filtre résonant) en sortie du convertisseur.

3.2.3. Convertisseur à base de ponts en H en cascade

Proposé à partir des années 70 [47] [29] [48], ce convertisseur est basé sur l'utilisation de modules élémentaires identiques connectés en série ou en parallèle. Chaque module comprend une source de tension continue et des interrupteurs, qui, associés à une commande adaptée, permettent de « by passer » ou mettre en conduction la source de tension. Dans le cas présent, le module utilisé est un pont en H (Figure 56), équivalent à un convertisseur 2-niveaux triphasé auquel une phase a été supprimée. Chaque module comprend donc quatre interrupteurs et un bus DC. Pour obtenir une tension multinationaux, ces modules sont connectés en cascade (Figure 58). Dans ce cas, la tension résultante aux bornes de la charge est la somme algébrique de la tension de sortie de chaque module, ce qui permet à la fois d'augmenter le nombre de niveaux et d'améliorer la qualité de la tension de sortie.

Le tableau 10 et la Figure 57 représentent la tension de sortie (V_1) d'un module en fonction des différents états de commutation. Afin d'éviter tout court-circuit du bus DC, les couples d'interrupteurs $\{T_i; T_{i+1}\}$ sont commandés de façon complémentaire. On remarque que le niveau de tension 0 est redondant et peut être obtenu de deux manières différentes. Ces états redondants sont généralement exploités pour répartir équitablement les pertes entre les composants.

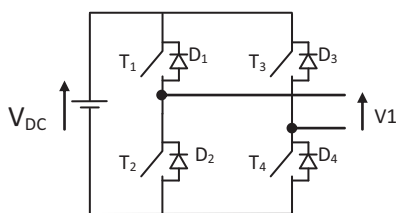


Figure 56 : Pont en H

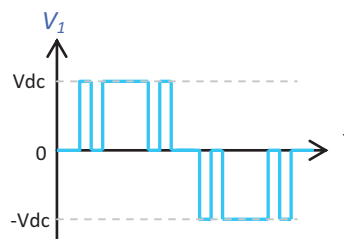


Figure 57 : Tension de sortie

T1	T2	T3	T4	V_1
1	0	0	1	V_{DC}
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-V_{DC}$

Tableau 10 : Etats de commutation

Les figures ci-dessous représentent trois modules ponts en H en cascade ainsi que l'allure temporelle de la tension résultante (V_{ab}). Cet assemblage représente un bras de convertisseur et une multitude de configurations de ces bras peuvent être envisagées [49].

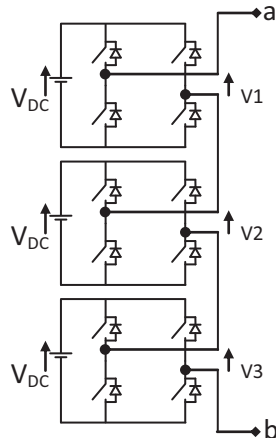


Figure 58 : Trois ponts en H en cascade

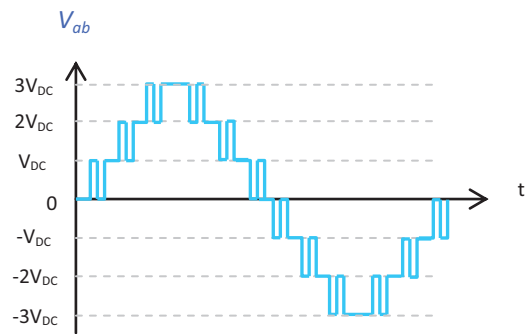


Figure 59 : Tension de sortie de trois ponts en H en cascade

Dans le cas d'une application triphasée, les configurations en triangle (Fig. 60) ou en étoile (Fig. 61) sont les plus courantes.

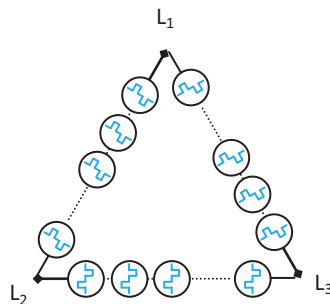


Figure 60 : Couplage de modules en triangle

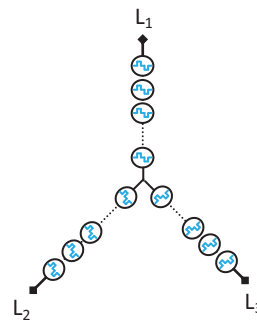


Figure 61 : Couplage de modules en étoile

Les sources de tension continues peuvent être de natures différentes (batterie, tension isolée alimentée par un redresseur, cellule photovoltaïque, capacité, etc.) et les niveaux de tension d'un module à l'autre ne sont pas forcément identiques. Dans le cas où les sources de tension sont à base de capacités flottantes, l'équilibrage des bus DC est réalisé par une commande adaptée pour assurer la stabilité du convertisseur [50].

Le convertisseur présenté jusqu'ici est composé de modules à base de ponts en H classiques composés chacun d'un bus DC et de quatre interrupteurs. Il est cependant possible d'utiliser d'autres modules comme des ponts en H 3-niveaux de type NPC ou NPP. En doublant la tension de bus, la tension de sortie d'un module 3-niveaux est équivalente à deux modules pont en H en cascade. Si le nombre de composants est plus important (huit interrupteurs et quatre diodes de clamp pour le NPC et douze interrupteurs pour un NPP), l'encombrement des modules peut être réduit. Enfin, dans le cas où la tension de bus par module est importante (de l'ordre de 10kV à 30kV), avec une mise en série adéquate des composants de puissance, le nombre de modules peut ainsi être optimisé pour des applications haute tension de type FACTS/HVDC. Les figures ci-dessous représentent un bras de convertisseur 9-niveaux à base de convertisseurs 3-niveaux NPC et NPP.

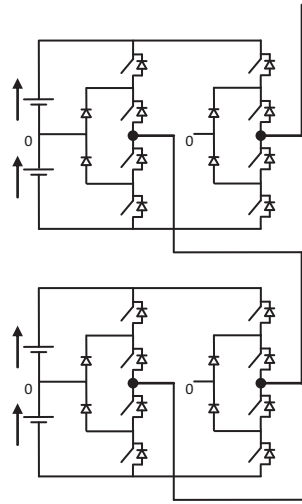


Figure 62 : Ponts en H NPC

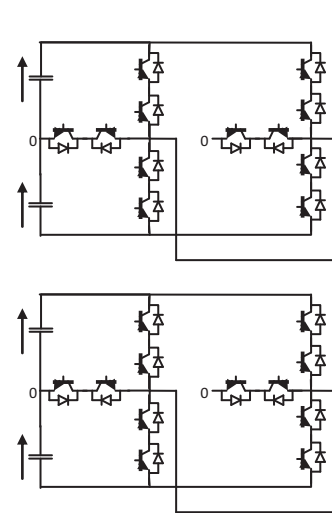


Figure 63 : Ponts en H NPP

3.2.4. Convertisseur à base de ½ ponts en H en cascade

Une topologie de convertisseur à base de ½ ponts en H en cascade a été proposée au début des années 70 [51] [52]. Un module ½ pont en H est composé d'une source de tension continue et de deux interrupteurs bidirectionnels en courant (Figure 64). La tension de sortie d'un tel module est comprise entre deux niveaux de tensions qui sont 0V et +V_{dc} (Figure 65) et le couple d'interrupteur {T1 ;T2} est commandé de façon complémentaire afin d'éviter tout court-circuit du bus DC (tableau 11).

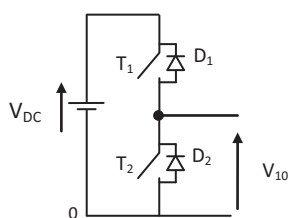


Figure 64 : ½ pont en H

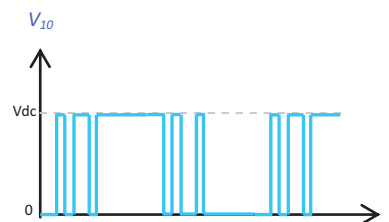


Figure 65 : Tension de sortie

T1	T2	V ₁₀
1	0	V _{DC}
0	1	0

Tableau 11 : Etats de commutation

De même que pour la mise en cascade de ponts en H, la mise en cascade de plusieurs modules ½ ponts en H permet d'obtenir une tension de sortie dont la valeur est la somme algébrique de la tension de sortie de chaque module. Il est important de noter que cette tension est positive et évolue entre 0V et +N*V_{DC}, avec N représentant le nombre de modules en cascade. La Figure 66 ci-dessous montre un ensemble de N convertisseurs ½ ponts en H.

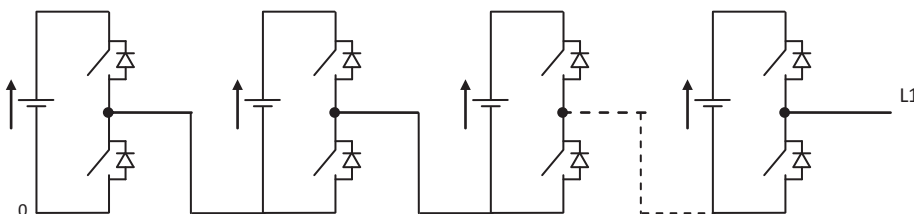


Figure 66 : Mise en cascade de ½ ponts en H

Pour que la tension en sortie du convertisseur soit positive et négative, un circuit redresseur passif ou actif est requis comme présenté dans [52] [53]. Il existe aussi une manière de connecter ces modules, appelée MMC (Modular Multilevel Converter), dédiée aux applications réseau [54].

4. Conclusion

Les réseaux électriques sont des systèmes interconnectés complexes en interaction avec des charges de diverses natures et la qualité de l'énergie électrique est indispensable au maintien d'un réseau fiable et stable pour l'ensemble des utilisateurs. Parmi toutes les charges présentes sur un réseau, le four arc est l'une des plus perturbatrices du réseau de distribution. Des dispositifs spécifiques de dépollution tels que les filtres passifs, les SVC et les STATCOM sont alors nécessaires. Aujourd'hui, les convertisseurs de tension jouent un rôle de plus en plus important dans le maintien de la qualité du réseau.

Les topologies de convertisseurs 2-niveaux et 3-niveaux font partie des dispositifs les plus courants dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable, de la compensation d'énergie et de la génération d'énergie. Ils sont tout particulièrement bien adaptés pour des puissances inférieures à 100MVA. Au-delà de cette puissance, des limites pratiques et technologiques apparaissent (niveaux de tension trop élevés, perturbations électromagnétiques, performances réduites ...)

Aujourd'hui, l'optimisation de l'énergie électrique et les futures interconnexions entre réseaux nécessitent déjà, et nécessiteront de plus en plus de dispositifs de compensation et d'échange de l'énergie électrique de forte puissance. On peut présupposer ici de l'émergence des systèmes FACTS et HVDC dans les années à venir. Les technologies éprouvées à base de thyristors qui composent les équipements SVC et HVDC sont actuellement les dispositifs qui atteignent les plus fortes puissances. Cependant, la tendance actuelle montre que les convertisseurs de tension s'imposent peu à peu dans ce domaine et les topologies multiniveaux répondent depuis peu à cette demande, grâce notamment aux composants de puissance de type IGBT.

Si les convertisseurs multiniveaux permettent la réalisation de ces applications de plus forte puissance, il reste à déterminer quelles sont les topologies les mieux adaptées. La puissance, le rendement, la fiabilité et le coût sont les paramètres déterminants dans le choix de ces topologies.

Parmi les topologies multiniveaux présentées dans ce chapitre, l'aspect modulaire de certaines d'entre elles est particulièrement attractif. En effet, la modularité est un grand avantage puisqu'à partir d'éléments de base, il est possible de créer une grande variété de structures (ou de configurations) afin d'obtenir de nouveaux systèmes aux fonctionnalités différentes. On peut donc entrevoir le potentiel de ces topologies pour couvrir des applications d'une puissance allant de 100MVA à 1GVA et plus concrètement, du réseau de distribution jusqu'au réseau de transport.

Le chapitre suivant poursuit donc cette analyse en proposant une étude plus approfondie de ces topologies de convertisseurs dites modulaires.

CHAPITRE 2

ETUDE DES TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

Introduction.....	50
1. Stratégies de modulation pour convertisseurs multiniveaux.....	51
1.1. Selective harmonic elimination modulation (SHE).....	51
1.2. Phase-shifted modulation (PS-PWM).....	52
1.3. Level-shifted modulation (LS-PWM) – Modulation pleine onde.....	53
1.4. Space vector modulation (SVM).....	53
1.5. Conclusion sur les stratégies de modulation.....	54
2. Etude et comparaison des pertes associées aux topologies multiniveaux.....	55
2.1. Interrupteurs de puissance.....	56
2.1.1. Pertes en conduction.....	56
2.1.2. Pertes en commutation.....	57
2.1.3. Température de jonction et refroidissement.....	59
2.2. Etude du module pont en H.....	61
2.2.1. Commande.....	61
2.2.2. Répartition des pertes et des températures de jonction.....	63
2.2.3. Synthèse des pertes.....	67
2.3. Etude du module ½ pont en H.....	68
2.3.1. Commande.....	68
2.3.2. Répartition des pertes et des températures de jonction.....	69
2.3.3. Synthèse des pertes.....	74
2.4. Etude du pont en H 3-niveaux.....	75
2.4.1. Commande.....	75
2.4.2. Répartition des pertes et des températures de jonction.....	78
2.4.3. Synthèse des pertes.....	84
2.5. Conclusions sur les pertes engendrées par les modules.....	84
3. Dimensionnement et comparaison des convertisseurs multiniveaux pour la moyenne tension.....	86
3.1. Caractéristiques générales des convertisseurs multiniveaux.....	86
3.1.1. Influences du nombre de niveaux.....	87
3.1.2. Inductance de couplage.....	89
3.1.3. Capacités de bus DC.....	93
3.2. Nombre de modules et de composants.....	96
3.2.1. Définition du nombre de modules.....	96
3.2.2. Définition du nombre de composants.....	99
3.3. Fiabilité et redondance.....	100
3.3.1. Définitions et propriétés.....	101
3.1.1. Fiabilité des modules pont en H, ½ pont en H et pont en H 3-niveaux.....	102
3.1.2. Calculs de fiabilité avec redondance.....	103
4. Conclusion.....	110

Introduction

Ce chapitre propose une étude des topologies de convertisseurs multiniveaux dédiés à une application moyenne tension (33kV et plus). Parmi les convertisseurs multiniveaux présentés dans la section précédente, ceux à base de modules en cascade semblent les plus intéressants pour ce type d'application car ils présentent les avantages suivants :

- Les modules de puissance sont identiques, ce qui est un plus pour l'aspect industrialisation,
- La structure du convertisseur est modulaire : pour augmenter le nombre de niveaux et la tension de sortie, il suffit de connecter ces modules en série les uns à la suite des autres,
- La tension de sortie du convertisseur évolue par paliers, ce qui diminue significativement les contraintes liées aux perturbations électromagnétiques (CEM). Ces contraintes portent principalement sur l'électronique de commande et le dimensionnement des éléments passifs tels que les inductances de couplage ou les transformateurs.

Les topologies choisies pour cette étude sont le pont en H, le $\frac{1}{2}$ pont en H et le pont en H 3-niveaux dont les schémas respectivement (a), (b) et (c) sont rappelés ci-dessous :

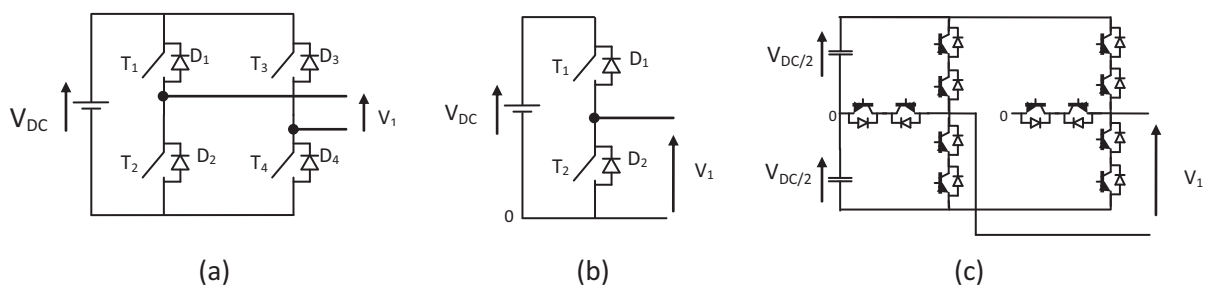


Figure 1 : Topologies modulaires pont en H (a), $\frac{1}{2}$ pont en H (b) et pont en H 3-niveaux (c)

Cette étude doit permettre de comparer ces différentes topologies en termes de pertes, de rendement et de dimensionnement. Pour que cette comparaison soit faite sur un pied d'égalité, chaque convertisseur utilisera les mêmes composants de puissance (IGBT et Diode), identiques à ceux utilisés dans les convertisseurs de puissance de GEPC (General Electric Power Conversion).

Les premiers points que nous aborderons porteront sur les différentes stratégies de modulations qui sont déterminantes pour l'étude des pertes qu'elles engendrent. L'objectif est de pouvoir estimer, en fonction de la commande appliquée aux interrupteurs, l'impact de la fréquence de commutation, du niveau de courant et de la tension commutée sur les pertes et les températures de jonction des composants.

Ensuite, un calcul du nombre de modules et de composants nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur 33kV sera abordé pour chacune des topologies.

Enfin, nous verrons comment envisager de façon générale la fiabilité de tels convertisseurs et quels peuvent être les moyens de l'augmenter, notamment en incluant des redondances dans le système afin de rendre ces convertisseurs tolérants aux défauts ou compatibles avec le niveau de fiabilité requis pour les applications industrielles.

Nous terminerons par une synthèse balayant les différentes caractéristiques de chaque configuration afin de mettre en avant les avantages et inconvénients de ces topologies.

1. Stratégies de modulation pour convertisseurs multiniveaux

La commande associée à tout convertisseur a pour objectif de générer les ordres donnés aux interrupteurs en fonction de la tension de sortie désirée. De nombreuses stratégies de commande ont été traitées depuis l'apparition des premiers convertisseurs de tension 2 et 3-niveaux [55] et la plupart d'entre elles ont été adaptées aux convertisseurs multiniveaux. Le choix d'une stratégie dépend d'un certain nombre de contraintes telles que les pertes engendrées dans les composants, le THD de la tension de sortie, la tension de mode commun, la contrôlabilité en courant, la complexité d'implémentation de la commande [31]. La figure ci-dessous présente les différentes stratégies de modulation possibles pour les convertisseurs multiniveaux.

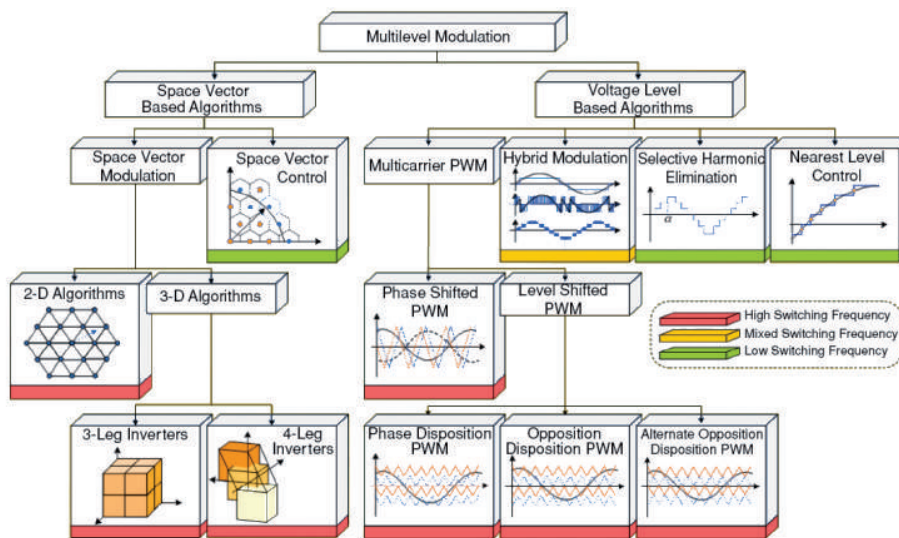


Figure 2 : Stratégies de modulation pour convertisseurs multiniveaux. Figure issue de l'article [31]

Il existe un grand nombre de méthodes de modulations et chacune présente des avantages et des inconvénients. Certaines peuvent s'adapter à toutes les topologies de convertisseurs multiniveaux alors que d'autres sont plus spécifiques. Parmi toutes ces stratégies, les quatre qui sortent du lot et reviennent assez souvent dans les livres et publications sont présentées ci-dessous.

1.1. Selective Harmonic Elimination modulation (SHE)

Cette méthode consiste à créer une tension de sortie évoluant par paliers à des instants pré-calculés. Ces instants de commutation (ou angles de commutation) sont autant de degrés de liberté pour maîtriser le contenu harmonique de la tension de sortie [56]. L'avantage de la modulation SHE est de réduire le nombre de commutations afin de diminuer de façon significative les pertes engendrées par celles-ci. La tension de sortie en fonction des angles de commutation peut s'exprimer comme suit :

$$V = \sum \frac{4}{h\pi} [\cos(h\alpha_1) + \cos(h\alpha_2) + \dots + \cos(h\alpha_n)] \times \sin(h\omega t)$$

avec α_i les angles de commutation compris entre 0 et 90°

Les angles sont calculés à l'avance (par méthode itérative du type Newton-Raphson) en fonction de l'indice de modulation et des harmoniques que l'on souhaite éliminer. Ce sont généralement les rangs les plus bas.

La figure ci-dessous donne un exemple de forme d'onde d'un convertisseur 7-niveaux dont les angles ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$) permettent d'éliminer trois rangs d'harmonique ou deux rangs si l'amplitude du fondamental est imposée.

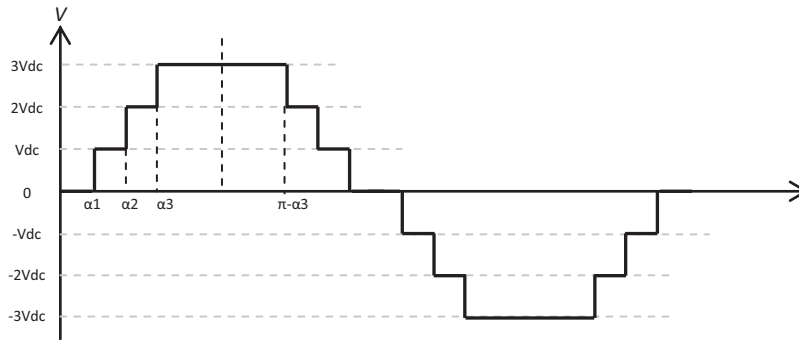


Figure 3 : Forme d'onde d'un convertisseur 7-niveaux avec une stratégie SHE

D'après [31] et [55], la modulation SHE est dédiée à des applications lentes ne présentant pas de grandes variations d'indice de modulation. De plus, le calcul des angles se complexifie à mesure que le nombre de niveaux augmente.

1.2. Phase-Shifted modulation (PS-PWM)

La modulation PS-PWM est la plus utilisée pour la commande des convertisseurs multiniveaux à base de convertisseurs à capacités flottantes, de pont en H ou $\frac{1}{2}$ pont en H en cascade. A chaque module est attribué une porteuse unipolaire ou bipolaire, déphasées les unes par rapport aux autres d'un angle constant. La même tension de référence est utilisée pour chaque module, ce qui permet de générer une tension fondamentale identique mais avec un contenu harmonique différent. Le THD en tension est optimisé lorsque le déphasage entre porteuses est équitablement réparti sur une période, ce qui a pour effet d'éliminer la fréquence de la porteuse et les bandes latérales [57]. L'avantage de cette méthode réside dans le fait que la fréquence de commutation apparente en sortie d'un convertisseur utilisant cette modulation vaut N fois la fréquence d'une porteuse, où N représente le nombre de porteuses.

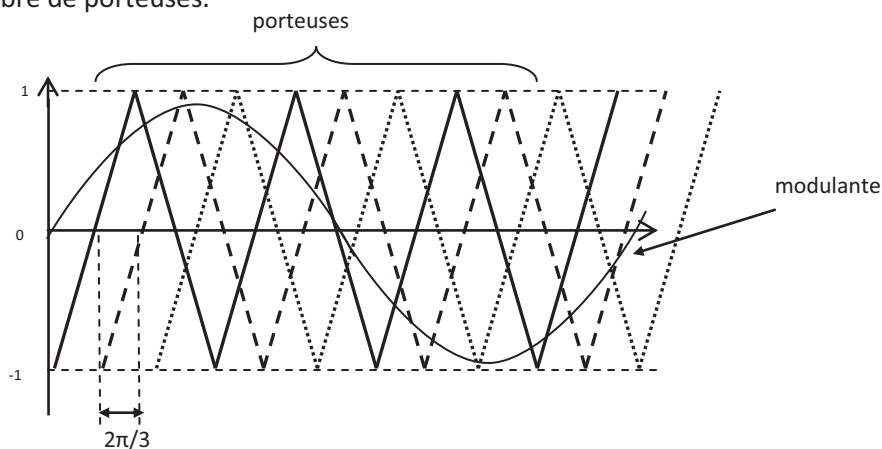


Figure 4 : Stratégie de modulation PS-PWM avec 3 porteuses

1.3. Level-Shifted modulation (LS-PWM) – Modulation pleine onde

Cette stratégie de modulation utilise plusieurs porteuses triangulaires disposées les unes au-dessus des autres et comparées à la même tension de référence. Chaque porteuse est assignée à un niveau de tension et l'intersection avec la modulante provoque la génération des ordres de commande des interrupteurs du niveau correspondant. Plusieurs variantes dans la disposition des porteuses sont analytiquement étudiées dans les travaux [58]. Elles peuvent être disposées en phase (PD-PWM, (a)), en opposition de phase (POD-PWM, (b)) ou en opposition de phase alternée (APOD-PWM, (c)). Utilisées telles quelles, ces stratégies ne répartissent pas équitablement les pertes entre les différents interrupteurs du convertisseur. Des solutions sont données dans [59] pour de faibles indices de modulation faisant appel à l'utilisation des états redondants pour mieux répartir les pertes dans le convertisseur.

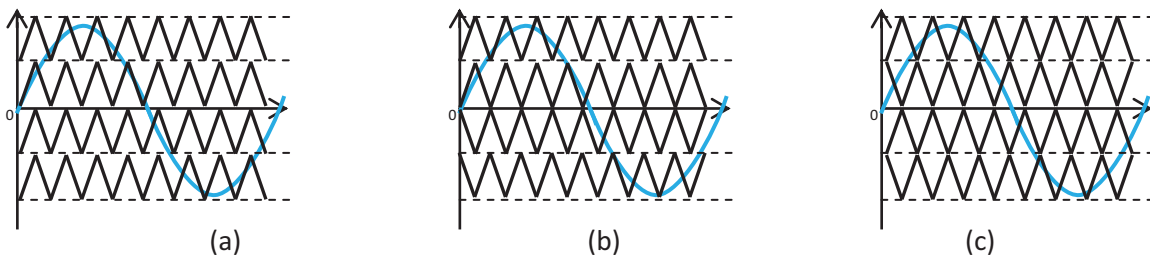


Figure 5 : Différentes stratégies LS-PWM.

1.4. Space Vector Modulation (SVM)

La modulation SVM est une technique qui peut être appliquée à tous les convertisseurs multiniveaux. Les états de commutation du convertisseur sont représentés dans un repère à deux dimensions ou plus selon l'application [31]. La tension de référence est projetée dans ce repère, un algorithme choisit une combinaison linéaire des états les plus proches de la tension de référence afin que la tension de sortie du convertisseur corresponde, en valeur moyenne, à la tension demandée. L'implémentation d'un tel algorithme dépend du nombre de niveaux, de la topologie du convertisseur, de ses états redondants et de l'application visée. L'algorithme peut alors devenir complexe et gourmand en temps de calcul. Une méthode est décrite dans [55] dont des vecteurs d'état en sortie d'un convertisseur 3-niveaux (Fig .6 a) et 5-niveaux (Fig 6. b) NPC sont représentés.

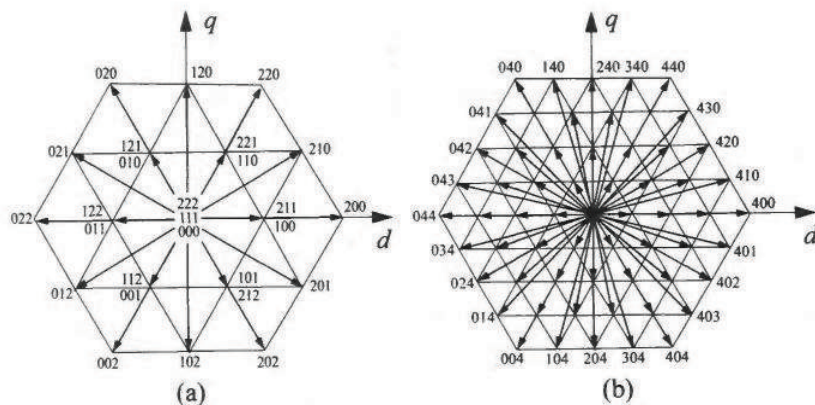


Figure 6 : Vecteurs d'état d'un convertisseur 3-niveaux (a) et 5-niveaux (b)

1.5. Conclusion sur les stratégies de modulation

Parmi toutes les modulations applicables aux convertisseurs multiniveaux, celles retenues pour cette étude sont la PS-PWM et la commande pleine onde car elles permettent de mettre en évidence deux types de fonctionnements relativement différents qui auront un impact direct sur les pertes générées dans les composants. Ces principales différences sont liées à la fréquence de commutation et au temps de conduction :

- La modulation PS-PWM impose une fréquence de commutation fixe pour chaque module. Du point de vue de la tension de sortie, tous les modules génèrent la même tension fondamentale et se comportent de la même manière, aux instants de commutation près. Les pertes engendrées d'un module à un autre sont donc identiques. Un inconvénient de cette stratégie est d'augmenter les pertes globales du convertisseur. La Figure 7 (a) illustre la modulation PS-PWM appliquée à un convertisseur dont la tension de sortie évolue selon 19-niveaux. La fréquence équivalente élevée que procure cette modulation laisse supposer une très bonne dynamique de contrôle des courants puisque la tension en sortie du convertisseur change toute les T_{PWM}/N secondes (où T_{PWM} est la période d'une porteuse et N représente le nombre de porteuses). La Figure 7 (b) représente la tension de sortie de deux modules.

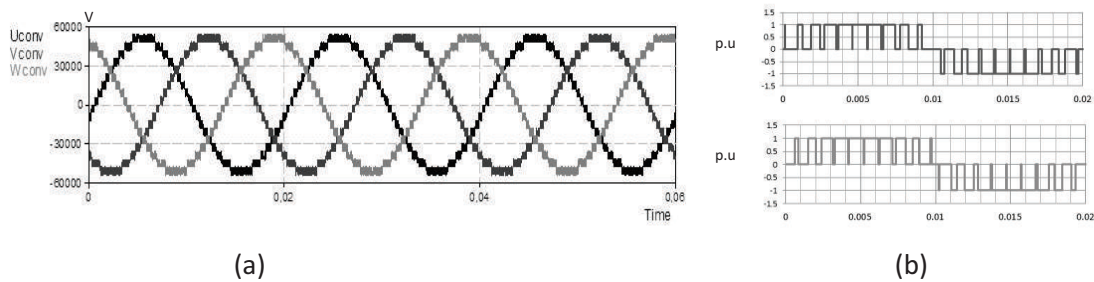


Figure 7 : Formes d'ondes d'une stratégie PS-PWM. Tension de sortie d'un convertisseur 19-niveaux (a), tension de sortie de deux modules (b)

- La modulation pleine onde (ou LS-PWM) impose pour chaque module une tension avec un nombre limité de commutations par période, ce qui a pour avantage de minimiser les pertes du convertisseur. Cependant, les pertes d'un module à l'autre ne sont pas identiques car les instants de commutation, et surtout les temps de conduction sont différents (Fig. 8 b). La Figure 8 (a) illustre cette modulation pour un convertisseur dont la tension de sortie évolue selon 19-niveaux. Dans ce cas, la dynamique du convertisseur est *a priori* plus faible car la tension du convertisseur change moins souvent qu'avec une modulation PS-PWM.

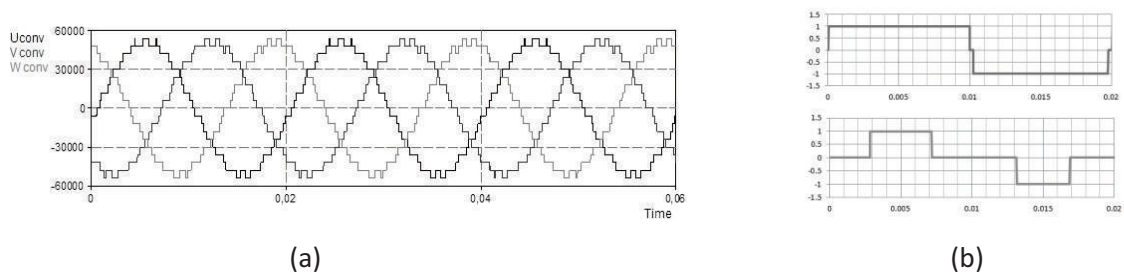


Figure 8 : Formes d'ondes d'une stratégie LS-PWM. Tension de sortie d'un convertisseur 19-niveaux (a), tension de sortie de deux modules (b)

2. Etude et comparaison des pertes associées aux topologies multiniveaux

Pour calculer les pertes générées par les différentes topologies (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H et pont en H 3-niveaux), l'étude portera sur un composant comprenant un IGBT et une diode dans le même boîtier. Les caractéristiques d'utilisation de ce composant sont listées ci-dessous :

- Tension commutée par composant : 2500V
- Limite des températures de jonction : 100°C (pour la diode et l'IGBT)
- Courant commuté : 1500A_{eff} (nominal)
- Refroidissement à eau à une température de 43°C

Pour chacun des modules étudiés (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H et pont en H 3-niveaux), la démarche choisie pour le calcul des pertes et des températures est représentée ci-dessous :

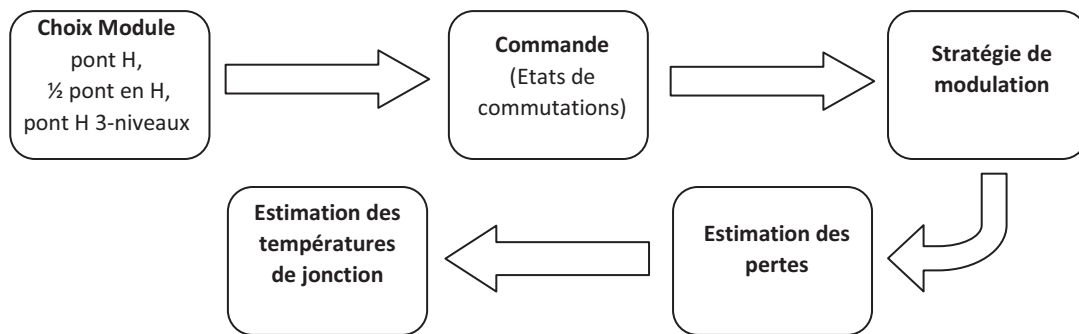


Figure 9 : Synoptique des étapes aboutissant à l'évaluation des stratégies de modulation appliquées aux topologies pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H et pont en H 3-niveaux

La *commande* consiste à lister les différents états de commutation en fonction de la tension en sortie du module et du signe du courant. On peut déjà observer à cette étape que certaines transitions peuvent être plus favorables que d'autres au niveau des pertes par commutation.

La *stratégie de modulation* est choisie de manière à couvrir les points de fonctionnement probables du module au sein du convertisseur en tenant compte du facteur de puissance, de l'indice de modulation et de la fréquence de commutation.

L'*estimation des pertes* est basée sur les énergies de commutation et les seuils de conduction des composants. Ces valeurs sont prises à partir de la datasheet du composant et de mesures [26].

L'*estimation des températures de jonction* est obtenue à partir de l'analogie entre les grandeurs thermique/électrique en tenant compte du schéma thermique du composant.

Les pertes et les températures de jonction sont calculées à l'aide du logiciel de simulation PLECS pour la partie électronique de puissance et Matlab Simulink pour la partie commande.

2.1. Interrupteurs de puissance

Les interrupteurs de puissance ont pour rôle de contrôler le flux d'énergie mais du fait de leurs imperfections, une partie de cette énergie est dissipée dans ces interrupteurs. Cette dissipation se traduit par l'échauffement du composant pouvant aboutir à sa détérioration ou à la diminution de sa durée de vie. La température est un paramètre critique dont les fluctuations causent des stress mécaniques qui peuvent affecter les soudures et les connexions. Pour estimer la température d'un composant, il est primordial de connaître les pertes électriques produites qui seront à l'origine d'une élévation de la température du composant (par effet Joule). La chaleur ainsi créée devra être évacuée par conduction et/ou convection. La figure ci-dessous représente les allures simplifiées de la tension et du courant lorsque l'interrupteur fonctionne à l'état passant ou bloqué. On peut distinguer trois phases pendant lesquelles le composant va produire des pertes :

- Lorsque le composant devient passant (représenté en rouge) : Le produit de la tension et du courant pendant la mise en conduction engendre des pertes par commutation dont la surface correspond à une énergie dite de commutation notée E_{on} ou W_{on} (notation datasheet constructeurs).
- Lorsque le composant conduit en régime permanent (phase représentée en bleu) : Pendant cette phase, la tension de seuil à l'état passant est à l'origine de perte par conduction.
- Lorsque le composant se bloque (phase représentée en vert) : Les pertes engendrées sont analogues à celles produites pendant la fermeture du composant. L'énergie de commutation est notée E_{off} ou W_{off} .

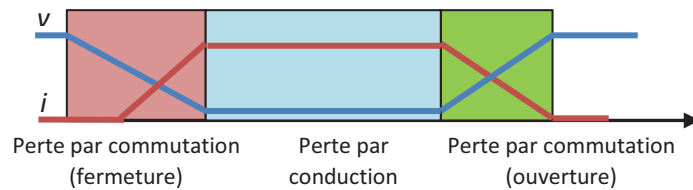


Figure 10 : Allures simplifiées de la tension (v) et du courant (i) d'un composant pendant les phases de commutation et de conduction

2.1.1. Pertes en conduction

Elles sont dépendantes la tension de saturation du composant à l'état passant et du courant qui le traverse. On peut modéliser les composants (diode et IGBT) à l'état passant par une source de tension (V_{sat}) et une résistance série (R_{on}) qui dépendent toutes deux de la température (Figure 11). Les pertes par conduction peuvent alors être calculées avec la formule suivante :

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int v \times i \cdot dt = \frac{1}{T} \int V_{sat} \times i + R_{on} \times i^2 \cdot dt = V_{sat} \times i_{moy} + R_{on} \times i_{eff}^2 \quad (Eq. 1)$$

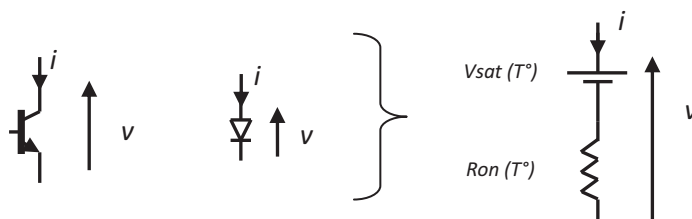


Figure 11 : Modèle simplifié applicable aux composants électriques

Les constructeurs donnent la caractéristique de la tension de seuil à l'état passant en fonction de la température et du courant. Les deux figures ci-dessous représentent la tension de seuil pour un IGBT (Fig. 12 a) et une diode (Fig. 12 b) à l'état passant. Ces courbes montrent que la tension de seuil augmente en fonction de l'intensité du courant. Pour obtenir une bonne estimation des pertes par conduction, il est nécessaire de prendre en compte cette courbe afin de calculer la chute de tension instantanée en fonction du courant. Cette approche est d'autant plus nécessaire que l'allure du courant dans le composant est de forme complexe.

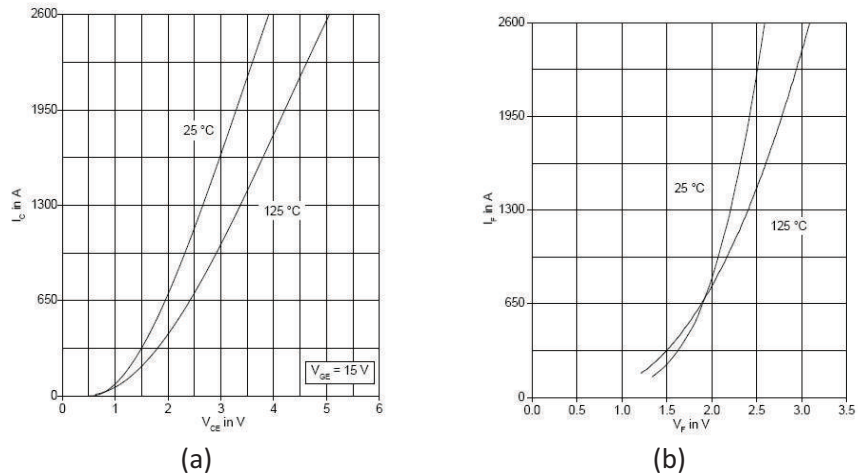


Figure 12 : Tension de seuil d'un composant de puissance de type IGBT (a) et d'une diode (b.) (ABB StakPak IGBT Module 5SNA 1300K450300)

2.1.2. Pertes en commutation

Les pertes en commutation sont dépendantes de la valeur de la tension, du courant commuté à la fermeture et à l'ouverture du composant ainsi que de la température. La Figure 13 représente les formes d'ondes typiques pendant les commutations d'un IGBT. Les informations qui nous intéressent le plus ici sont les énergies de commutation (E_{on} , E_{off}) qui nous permettent de calculer les pertes par commutation du composant.

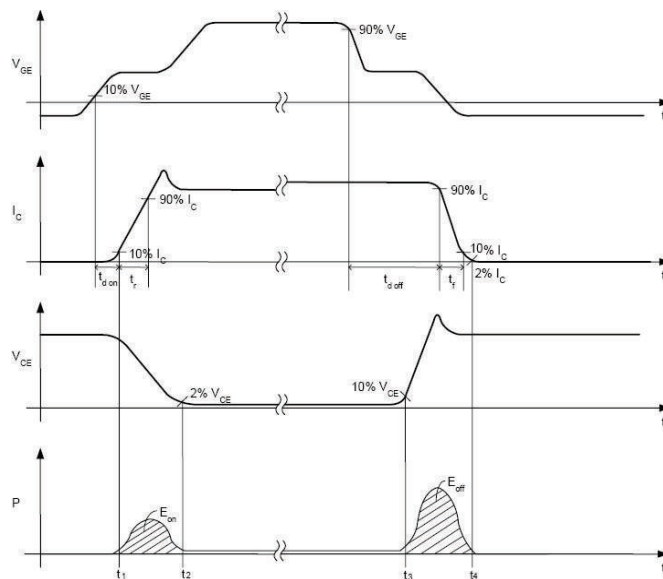


Figure 13 : Allures temporelles de commutation d'un composant de puissance. Tiré de : Application Note AN 2011-05 - Infineon

Les énergies de commutation sont calculées comme indiqué dans les équations (eq. 2) et (eq. 3). La puissance dissipée est la somme de ces énergies sur une période donnée (eq. 4). Les constructeurs spécifient dans leur datasheet ces énergies en fonction du courant pour une tension donnée. La puissance liée aux pertes par commutation se calcule ensuite comme la somme des énergies de commutation produites sur une période donnée.

$$E_{on} = \int_{t1}^{t2} V_{CE} \times I_C \times dt \text{ (Eq. 2)} \quad E_{off} = \int_{t3}^{t4} V_{CE} \times I_C \times dt \text{ (Eq. 3)} \quad P = \frac{E_{on} + E_{off}}{T} \text{ (Eq. 4)}$$

La Figure 14 montre l'évolution des énergies de commutation à la fermeture (Eon) et à l'ouverture de composant (Eoff) pour un IGBT 5SNA 1300K450300 StakPak.

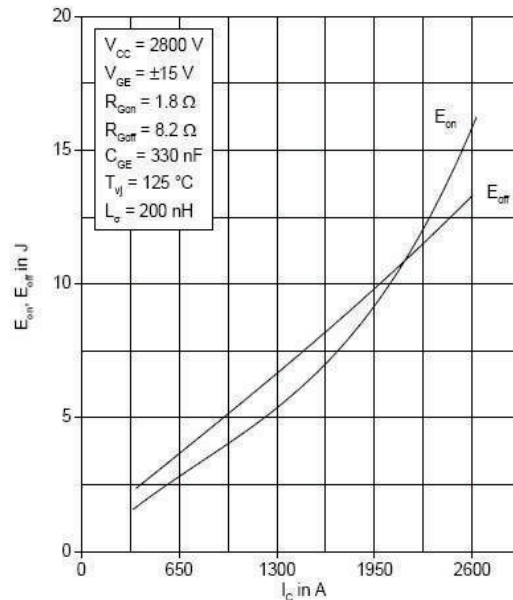


Figure 14 : Energies de commutation associée aux commutations d'un IGBT (ABB StakPak IGBT Module 5SNA 1300K450300)

Ces informations sont données à titre indicatif puisqu'elles dépendent d'autres paramètres tels que la résistance de grille, la tension de grille, la température de jonction, l'inductance de commutation et les circuits extérieurs au composant comme les circuits d'aide à la commutation. Il est donc fortement conseillé, pour obtenir des valeurs plus précises, de calculer les énergies de commutation à partir de mesures expérimentales.

Une approximation de ces énergies pour d'autres points de fonctionnement (couple V_{CE} et I) peut être obtenue en utilisant la formule (eq. 5) [60], où V_{CE0} et I_0 sont les grandeurs indiquées dans la documentation datasheet correspondant à une énergie $E(V_{CE0}, I_{CE0})$. Cette formulation décrit donc l'énergie comme proportionnelle au courant et à la tension commutée.

$$E(V_{CE}, I) = E(V_{CE0}, I_0) \times \frac{I}{I_0} \times \frac{V_{CE}}{V_{CE0}} \text{ (Eq. 5)}$$

Ainsi, pour les composants étudiés, nous pouvons retenir que pour le calcul des pertes par commutation :

- Un composant commandable à l'ouverture et à la fermeture est caractérisé par des énergies à la fermeture (E_{on}) et à l'ouverture (E_{off})
- Une diode est uniquement caractérisée par des valeurs d'énergies de commutation à l'ouverture (E_{off}). Les pertes de commutation à la fermeture sont négligeables [60].

2.1.3. Température de jonction et refroidissement

Les composants de puissance sont faits de plusieurs matériaux tels que le Cuivre, le Silicium, le Molybdène et l'Aluminium. Les pertes générées en leur sein provoquent une élévation de la température et les fluctuations de température entraînent des efforts mécaniques qui peuvent diminuer la durée de vie du composant et affecter son intégrité. Il est donc primordial de bien connaître sa température au cœur car elle permet de dimensionner au mieux le refroidisseur et d'exploiter le composant avec une marge de sécurité optimale en fonction de l'application à laquelle il est dédié. Pour les composants de forte puissance, la température de jonction maximale spécifiée par les constructeurs est de l'ordre de 125°C. Pour l'estimation et le calcul des températures de jonction des composants, on se fixe une marge de sécurité afin de ne pas dépasser une température de jonction de 100°C en fonctionnement nominal.

Les composants de puissance étudiés ici sont faits de plusieurs puces disposées en parallèle à l'intérieur d'un boîtier circulaire de technologie press-pack (Fig. 15 a). Des refroidisseurs à circulation d'eau dé-ionisée (Fig. 15 b) sont disposés de part et d'autre du composant (Fig. 15 c) et le tout est maintenu en pression par un montage mécanique (Fig. 15 d).

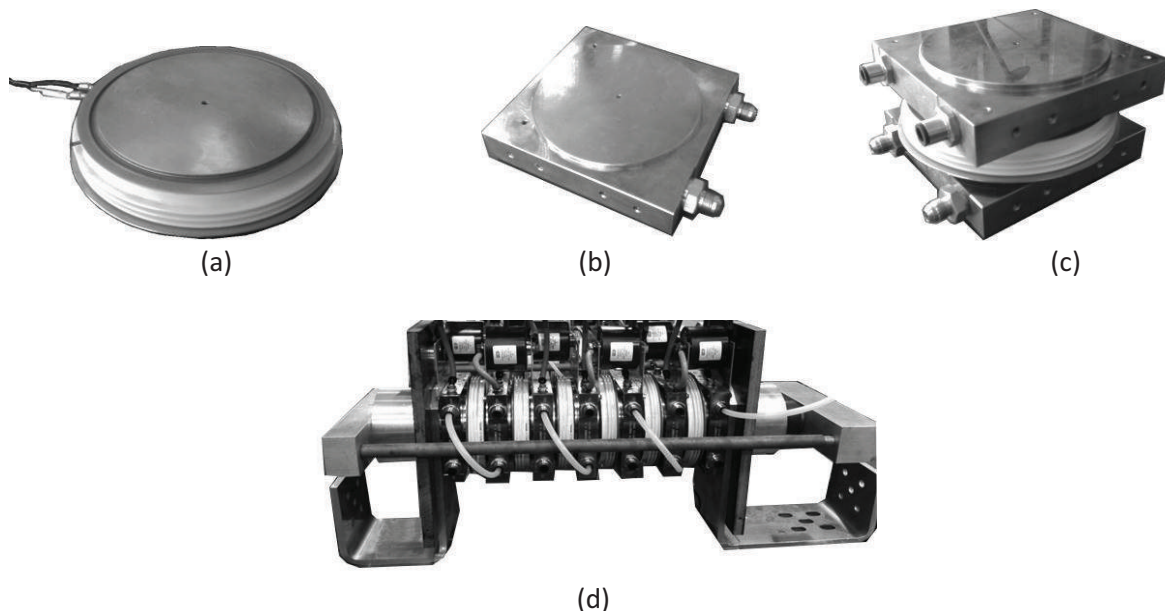


Figure 15 : Composant de puissance (a), radiateur à eau (b), assemblage (c), association de composants de puissance (d)

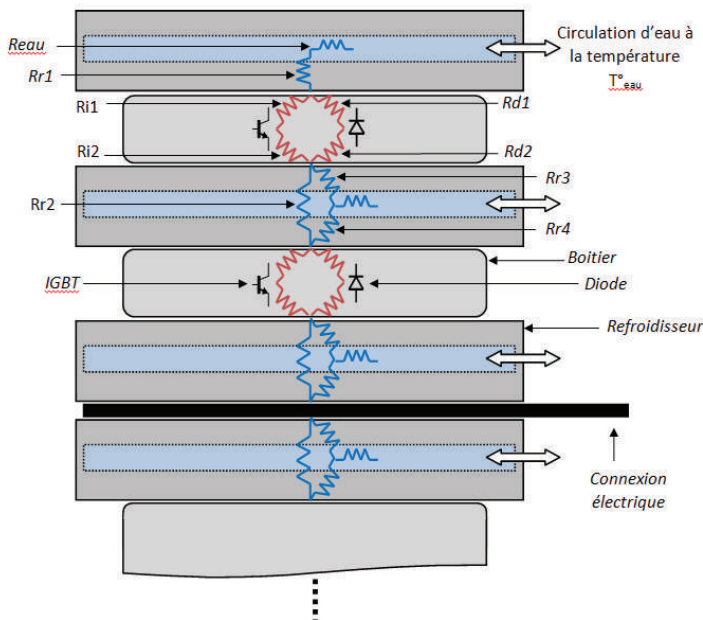
Plusieurs de ces composants sont associés à des refroidisseurs de manière à constituer les phases du convertisseur dont une représentation partielle est donnée sur le schéma de la Figure 16. On peut, à partir de ce schéma, superposer un modèle thermique équivalent (valable ici en régime stationnaire) basé sur une analogie entre les grandeurs thermiques et électriques [61]. Les équivalences entre les grandeurs thermiques/électriques sont rappelées dans le tableau ci-dessous.

Analogie Thermique/Electrique	
Thermique	Electrique
Température T° (K)	Tension (V)
Puissance (W)	Courant (A)
Résistance thermique (K/W)	Résistance (V/A, Ω)
Capacité thermique (W.s/K, J/K)	Capacité (A.s/V, F)

Tableau 1 : Analogies entre les grandeurs thermiques et électriques

Des mesures au sein de GEPC ont permis de connaître avec précision les différentes valeurs des résistances thermiques reliant les composants et les refroidisseurs. Ces résistances sont repérées par leurs noms dans le tableau 2.

On peut donc, à partir du calcul des pertes générées dans les composants et de l'équivalence entre les grandeurs thermiques et électriques, calculer la température de jonction de l'IGBT et de la diode à l'aide d'un logiciel de simulation électrique. C'est de cette manière que sont calculées toutes les températures de jonction des sections suivantes.



Refroidisseur (résistances thermiques)		Composants (résistances thermiques)	
Reau	Résistance thermique de l'eau	Ri1	Résistance thermique jonction boitier haut (IGBT)
Rrx	Résistances thermiques entre refroidisseur-boitier-eau	Ri2	Résistance thermique jonction boitier bas (IGBT)
		Rd1	Résistance thermique jonction boitier haut (Diode)
		Rd2	Résistance thermique jonction boitier bas (Diode)

Tableau 2 : Identifications des impédances thermiques

Figure 16 : Schéma équivalent mécanique/électrique/thermique d'une association de composants

2.2. Etude du module pont en H

2.2.1. Commande

Un module pont en H est composé de deux paires d'interrupteurs (IGBT + Diode) bidirectionnels en courant et d'un bus de tension continue (Figure 17). Le tableau ci-dessous donne la tension de sortie en fonction de la commande appliquée aux interrupteurs. Pour éviter un court-circuit du bus continu, les couples d'interrupteurs T1/T2 et T3/T4 ne sont jamais commandés simultanément. Le pont en H comporte deux états redondants donnant une tension nulle.

T1	T2	T3	T4	Vout
0	0	0	0	Dépend de la charge
1	0	1	0	0V
0	1	0	1	0V
1	0	0	1	Vdc
0	1	1	0	-Vdc

Tableau 3 : Commande du pont en H

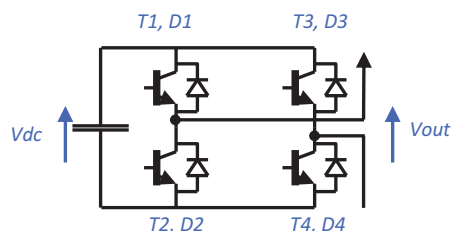
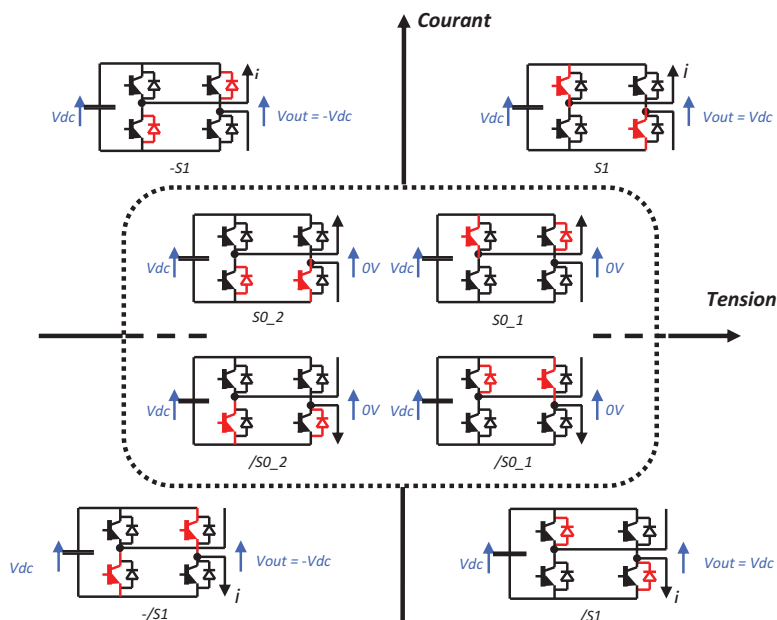


Figure 17 : Pont en H

Afin d'identifier les composants qui conduisent en fonction de la tension et du signe courant, les états de commutation sont représentés dans le plan *tension-courant* (Figure 18). Ils sont disposés dans quatre quadrants avec au centre, les états donnant une tension nulle. Les composants sollicités à l'état passant sont indiqués en rouge. La convention choisie pour identifier les états de commutation est représentée dans le tableau 4.



Etat	Vout	I
S1	Vdc	>0
-S1	-Vdc	<0
/S1	Vdc	>0
-/S1	-Vdc	<0
S0_1	0V	>0
/S0_1	0V	<0
S0_2	0V	>0
/S0_2	0V	<0

Tableau 4 : Nom des différents états du pont en H

Figure 18 : Etats de commutation du pont en H dans le plan tension/courant

La Figure 18 est utile pour identifier les composants qui commutent lors d'un changement de niveau de tension et connaître ainsi les énergies mises en jeu à la commutation (E_{on}/E_{off}). Plus le nombre d'énergie de commutation est grand lors d'une transition, plus les pertes par commutation seront importantes.

Sur la base du schéma précédent, une nouvelle représentation sous la forme d'une machine d'états permet de quantifier les énergies de commutation mises en jeu lorsque le pont en H passe d'un état à un autre (Figure 19). Les transitions qui relient les états entre eux sont colorées de manière à identifier celles qui produisent le moins de pertes (en bleu) et le plus (en rouge). Les suffixes « on » ou « off » à la fin du nom des composants correspondent respectivement aux types d'énergies de commutation à la fermeture et au blocage. Les transitions en pointillé correspondent aux changements de signe du courant. Les composants étant déjà à l'état passant, aucune perte par commutation ne se produit pendant ces instants.

On constate alors que pour un cycle de commutation (un exemple de cycle est $0V \rightarrow V_{dc}$ puis $V_{dc} \rightarrow 0V$), trois énergies de commutation vont être créées et il n'est pas possible d'en réduire le nombre. De même, les couleurs des transitions montrent clairement qu'un cycle est fatalement composé d'une transition rouge et d'une bleue. On en conclut donc qu'aucune optimisation de la commande sur la génération des pertes par commutation n'est possible pour un pont en H.

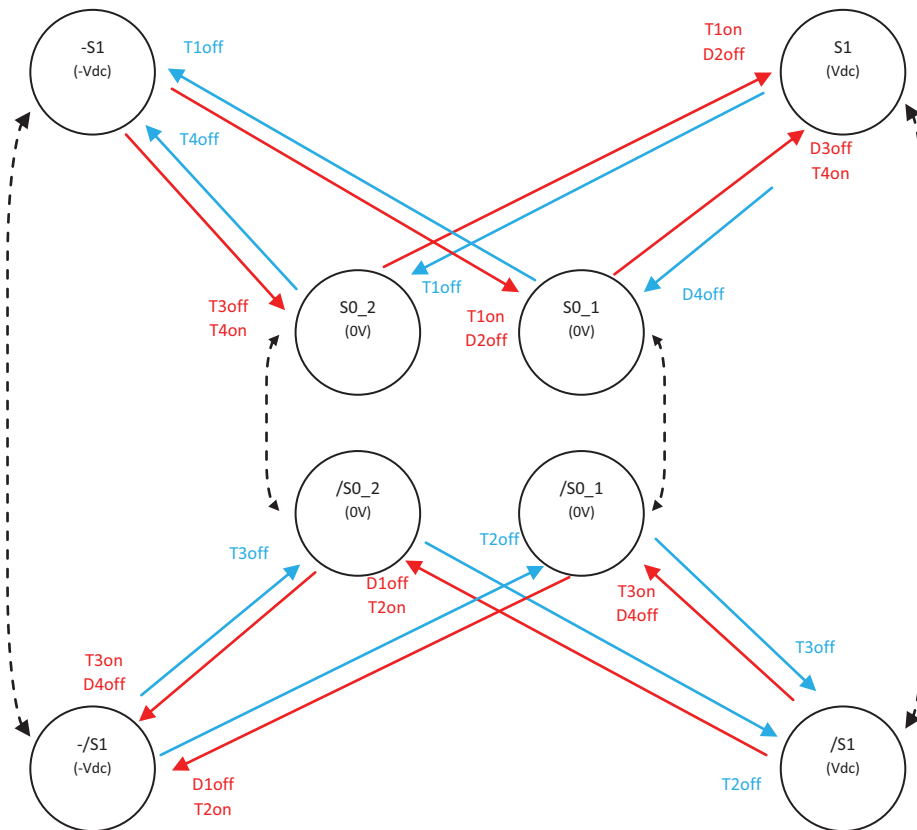


Figure 19 : Machine d'états représentant les transitions possibles entre les états d'un pont en H

Cependant, une optimisation sur la répartition des pertes reste possible car la tension en sortie du convertisseur évolue par cycles entre les trois niveaux de tension ($0, V_{dc}, -V_{dc}$) et il existe une redondance pour le niveau $0V$. Cette redondance peut être mise à profit pour gérer au mieux l'utilisation des composants, ce qui aura un impact positif dans la répartition des pertes et sur les températures de jonction. Ceci implique donc que la commande associée au pont en H devra alternativement utiliser les chemins menant vers les états $\{SO_1 ; SO_2\}$ et $\{/SO_1 ; /SO_2\}$.

2.2.2. Répartition des pertes et des températures de jonction

Pour obtenir la répartition des pertes dans le module et le calcul des températures de jonction des composants, les deux types de modulations retenus (cf section 1.5) sont appliqués au pont en H. On impose ensuite un courant fondamental sinusoïdal à travers le pont en H et on fait varier des paramètres tels que l'amplitude du courant, l'indice de modulation (ou le temps de conduction), le facteur de puissance et la fréquence de commutation. Les deux figures ci-dessous (Figures 20 a et b) illustrent les allures temporelles de la tension et du courant d'un pont en H pour deux points de fonctionnement.

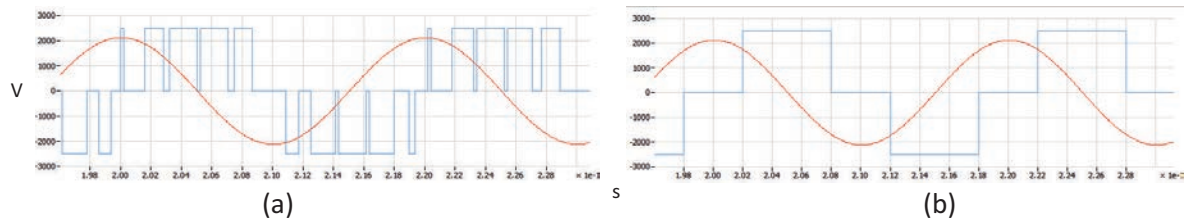


Figure 20 : Allures des tension/courant pour une stratégie PWM (a) et une stratégie pleine onde (b)

Concernant les pertes en conduction, si l'on se réfère aux états de commutation (cf Figure 18), seuls deux des quatre composants conduisent à la fois. Il est donc possible de calculer rapidement une estimation des pertes par conduction quel que soit le type de modulation utilisée : en notant $V_{satIGBT}$ et $V_{satDiode}$ la chute de tension pour un IGBT et une diode à l'état passant et en supposant que le courant traversant un module sur une période est sinusoïdal, les pertes totales par conduction d'un pont en H peuvent être calculées comme tel :

$$P_{cond_H} = \frac{V_{satIgbt} + V_{satDiode}}{T} \times 2 \int_0^{T/2} I \times \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{2 \times (V_{satIgbt} + V_{satDiode}) \times I}{\pi} \quad (Eq. 6)$$

En prenant dans la datasheet des valeurs typiques de tension de seuils comprises entre 3V et 4V pour l'IGBT et la diode, les pertes totales par conduction sont de l'ordre de 8kW à 10,8KW par module pour un courant sinusoïdal de 1500Aeff.

a) Cas d'une commande de type PWM

On applique ici une modulation PWM classique au pont en H afin d'étudier la répartition des pertes et d'extrapoler les résultats à l'ensemble des ponts en H. En effet, la modulation appliquée à l'ensemble des ponts en H étant la PS-PWM, seule la phase des porteuses diffère d'un module à un autre mais leur comportement reste identique. On choisit donc arbitrairement une fréquence de commutation à 1kHz et les résultats sont représentés sur les Figures 21. Ces résultats montrent que les pertes par commutation de la diode et de l'IGBT sont constantes, quel que soit l'indice de modulation. En revanche, les températures de jonction dépendent de l'indice de modulation.

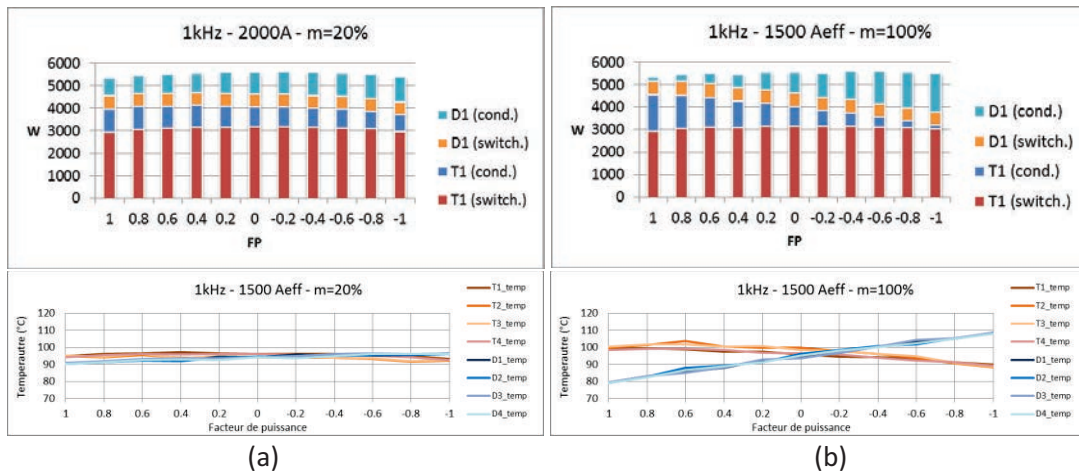


Figure 21 : Evolution des pertes et des températures en fonction du facteur de puissance et de l'indice de modulation

Les figures ci-dessous montrent la répartition des pertes en conduction pour les IGBT et les diodes en fonction du facteur de puissance et pour deux valeurs d'indice de modulation.

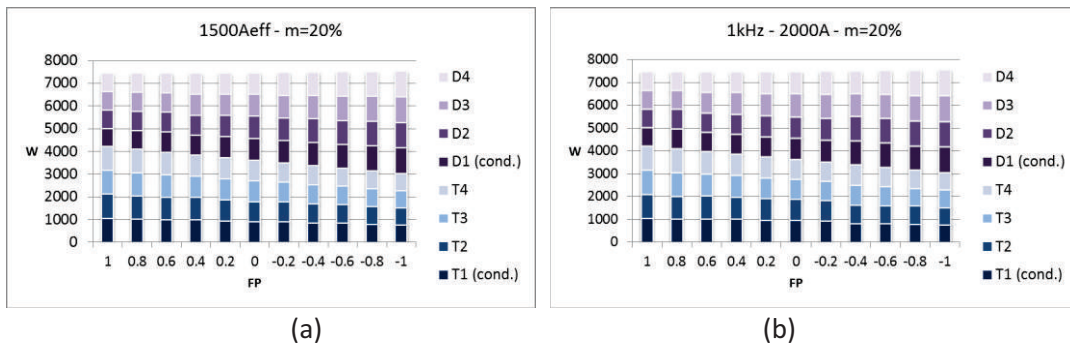


Figure 22 : Evolution des pertes par conduction en fonction de l'indice du facteur de puissance et de l'indice de modulation

On peut observer le comportement suivant :

- La répartition des pertes en conduction entre l'IGBT et la diode dépend du facteur de puissance et de l'indice de modulation,
- Les pertes sont réparties équitablement entre les couples d'IGBT/Diode (T1/D1, T2/D2, T2/T3, T4/D4),
- Pour un courant sinusoïdal de 1500Aeff, les pertes en conduction pour un module sont de 7,4kW, correspondant aux pertes typiques estimées par l'équation (eq 6),
- Les pertes par commutation sont proportionnelles à la fréquence de commutation et au courant : connaissant les pertes pour un point de fonctionnement donné (I, F_{pwm}), le calcul approché des pertes totales pour un autre point de fonctionnement (I', F_{pwm}') est donné par l'équation :

$$P_{tot}(I', F_{pwm}') = P_{swich}(I, F_{pwm}) \times \frac{F_{pwm}'}{F_{pwm}} \times \frac{I'}{I} + P_{cond}(I) \times \frac{I'}{I} \quad (Eq. 7)$$

Pour réduire la température de jonction des composants, deux options sont envisageables. La première consiste à réduire la fréquence de commutation, ce qui aura pour effet de diminuer les pertes en commutation. La seconde option est de réduire le courant qui circule dans les composants, ce qui aura pour conséquence de réduire à la fois les pertes en conduction et en commutation. Il est préférable de diminuer la fréquence de commutation dans un premier temps pour réduire les pertes du pont en H. Si ce n'est pas suffisant, le courant doit alors être diminué. Les figures ci-dessous illustrent les effets de ces deux options, l'une en réduisant la fréquence de commutation à 500Hz (Fig 23 a), l'autre en réduisant le courant à 750Aeff dans les composants (Fig 23 b).

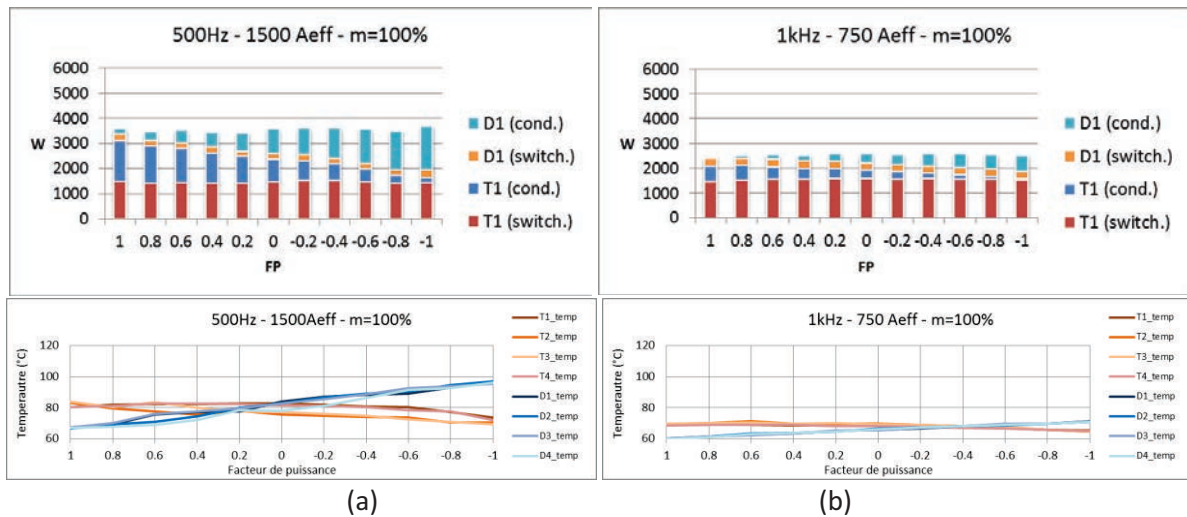


Figure 23 : Effets de la fréquence de commutation et du courant sur les pertes et les températures de jonction

b) Cas d'une commande de type pleine onde

Contrairement à une commande PWM, les tensions de sortie des modules ne sont pas identiques et le nombre de commutations par période est réduit au minimum. La figure ci-dessous illustre cette commande pour quatre ponts en H en cascade dont chacun se voit attribuer une phase pendant laquelle il conduit.

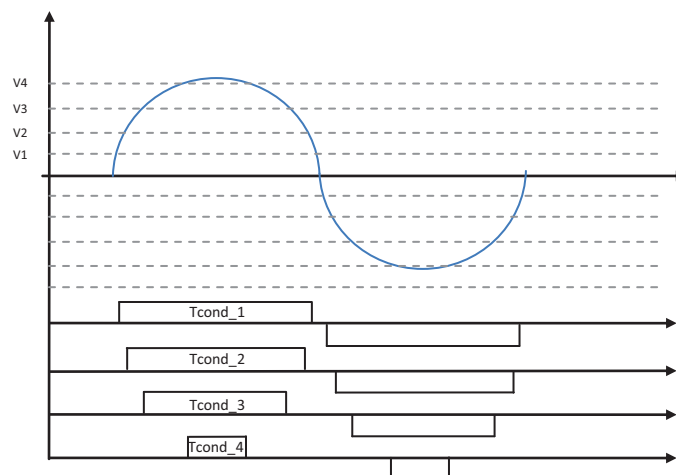


Figure 24 : Exemple des tensions générées par quatre modules pont en H en cascade avec une stratégie de modulation pleine onde

Les pertes par commutation étant minimisées, les pertes en conduction deviennent prépondérantes et les temps de conduction varient de 0 à $T_{\text{fond}}/2$ par $\frac{1}{2}$ période. On considère ici que les temps de

conduction (notés Ton sur la Figure 25) des alternances positive et négative sont symétriques, ce qui permet de simplifier l'étude des pertes à un couple d'IGBT/diode.

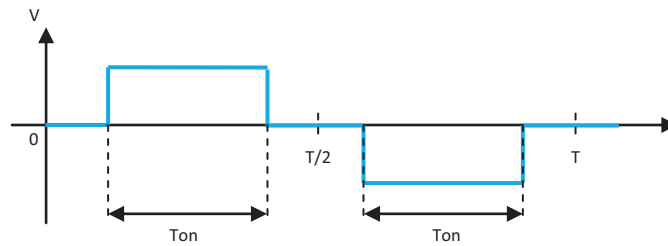


Figure 25 : Profil de conduction d'un pont en H

Les résultats de la répartition des pertes et des températures de jonction sont représentés ci-dessous pour deux valeurs extrêmes de temps de conduction entre 1ms et 9,5ms. Les pertes par commutation sont réduites à leur minimum et les températures de jonction sont bien inférieures à celles existant avec une commande de type PWM.

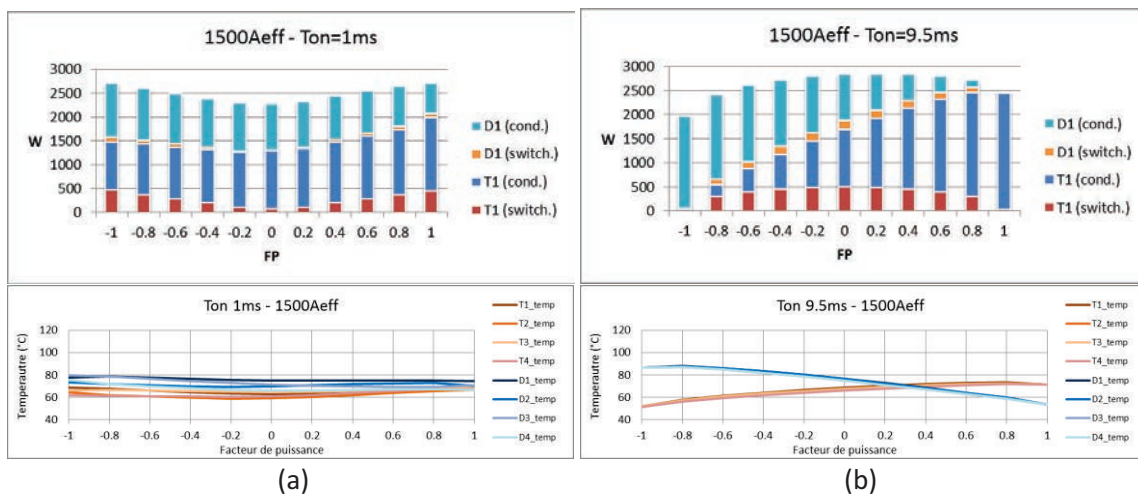


Figure 26 : Evolution des pertes et des températures en fonction du facteur de puissance et de l'indice de modulation

Les pertes totales par conduction dans le cas d'une commande pleine onde atteignent ici des valeurs supérieures à une commande PWM mais restent comprises dans l'estimation donnée par l'équation (eq.18).

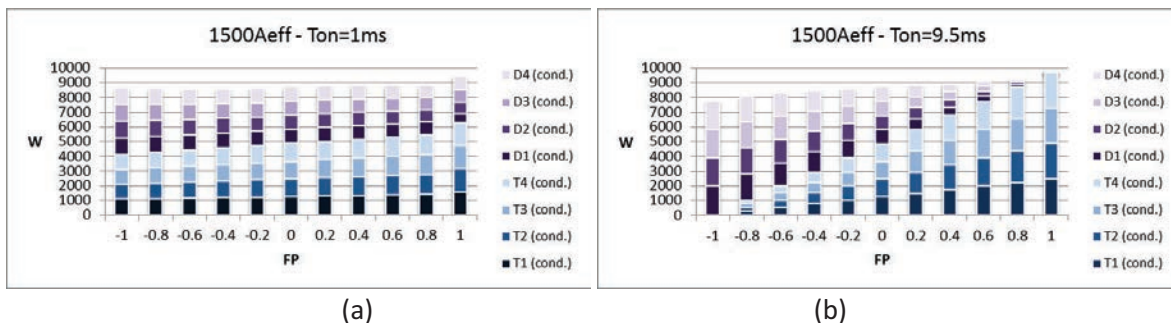


Figure 27 : Evolution des pertes par conduction en fonction du facteur de puissance et du temps de conduction

2.2.3. Synthèse des pertes

Les Figures 28 (a, b et c) montrent l'évolution des pertes lorsqu'on utilise une stratégie de commande PWM, figures (a) et (b), et une commande plein onde figure (c). Dans tous les cas, pour un courant donné, les pertes par conduction ne peuvent être réduites. Elles peuvent seulement être réparties de façon homogène entre les composants en utilisant une commande appropriée basée sur les états redondants du pont en H.

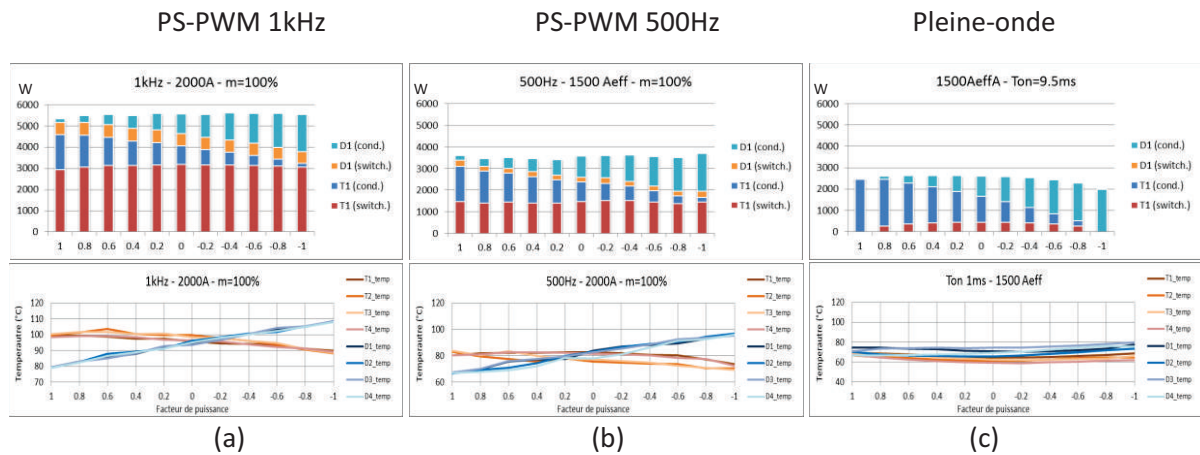


Figure 28 : Evolution des pertes entre une stratégie PWM (a, b) et une stratégie pleine onde (c)

Pour optimiser le rendement d'un convertisseur à base de pont en H, les pertes totales par module doivent être minimisées. Une commande de type pleine onde semble donc être la meilleure stratégie puisqu'elle réduit au maximum les pertes par commutation. On peut le constater sur les Figures 29 (a) et (b) qui représentent les pertes totales par module selon la stratégie de modulation choisie. Cependant, pour d'autres aspects tels que la commandabilité et l'impact sur le dimensionnement des éléments du convertisseur (capacité du bus DC et inductances de couplage), une commande PWM, associée à une fréquence de commutation faible apporterait un compromis acceptable entre rendement et performances.

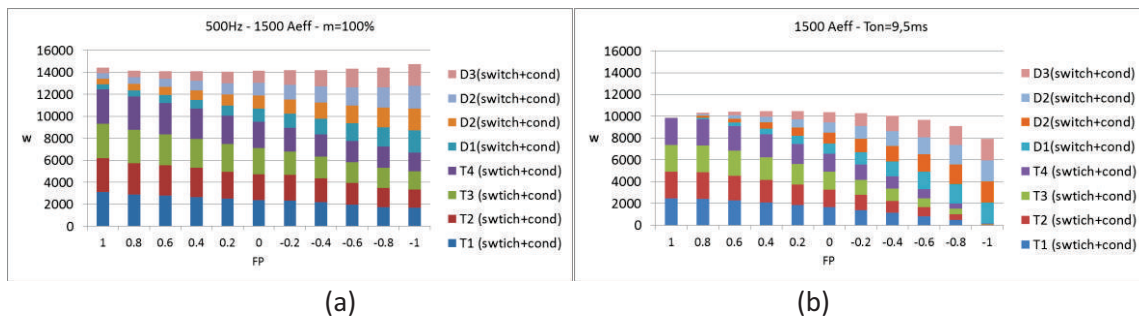


Figure 29 : Comparaison des pertes totales d'un module pont en H entre les stratégies PWM (a) et pleine-onde (b).

2.3. Etude du module ½ pont en H

2.3.1. Commande

Un module ½ pont H est composé d'une paire d'interrupteurs (IGBT+Diode) bidirectionnels en courant et d'un bus de tension continue (Figure 30). Le tableau 5 donne la tension de sortie en fonction de la commande appliquée aux interrupteurs. Pour éviter un court-circuit du bus continu, les couples d'interrupteurs T1/T2 ne sont jamais commandés simultanément. Ce convertisseur ne peut sortir que des valeurs de tension positives.

T1	T2	Vout
0	0	Dépend de la charge
1	0	Vdc
0	1	0V

Tableau 5 : Commande du ½ pont en H

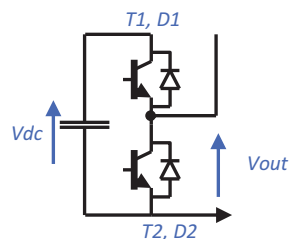


Figure 30 : ½ pont en H

La Figure 31 et le tableau 6 représentent les états de commutation en fonction du courant et de la tension en sortie du module. Les composants sollicités à l'état passant sont indiqués en rouge.

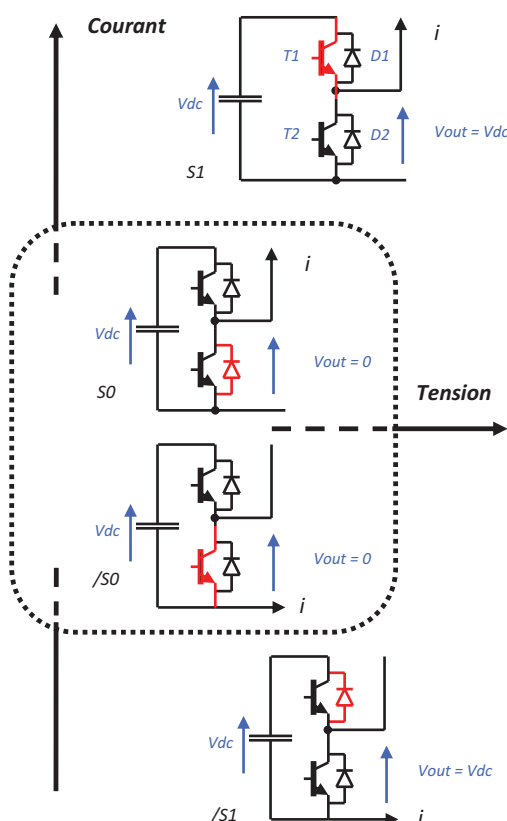


Figure 31 : Etats de commutation du ½ pont en H dans le plan tension/courant

Etat	Vout	I
S1	Vdc	>0
/S1	Vdc	<0
S0	0	>0
/S0	0	<0

Tableau 6 : Nom des différents états du ½ pont en H

La machine d'états représentée ci-dessous montre les transitions et les énergies de commutation associées. Les conventions sont les mêmes que celles utilisées pour le pont en H à la section 2.2.1. L'analyse de ces transitions montre que la commande associée au ½ pont en H n'offre aucun degré de liberté sur la génération des pertes par commutation et sur la répartition des pertes totales entre les composants.

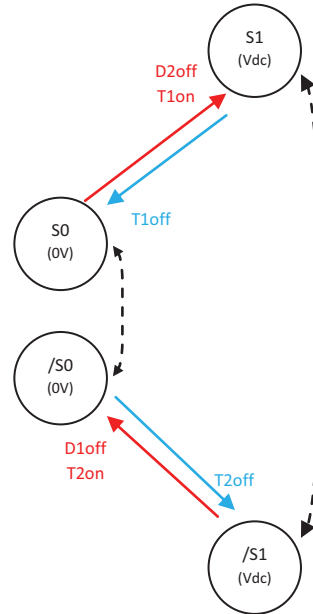


Figure 32 : Machine d'états représentant les transitions possibles entre les états du ½ pont H

2.3.2. Répartition des pertes et des températures de jonction

La répartition des pertes et le calcul des températures de jonction des composants sont réalisés pour les deux types de modulations qui sont appliquées au ½ pont en H (PS-PWM et Pleine onde). Un courant fondamental sinusoïdal est imposé à travers le module et on étudie l'impact de la variation des paramètres tels que l'amplitude du courant, l'indice de modulation (ou le temps de conduction), le facteur de puissance et la fréquence de commutation. Les deux figures ci-dessous illustrent les allures temporelles de la tension et du courant d'un ½ pont en H pour deux points de fonctionnement.

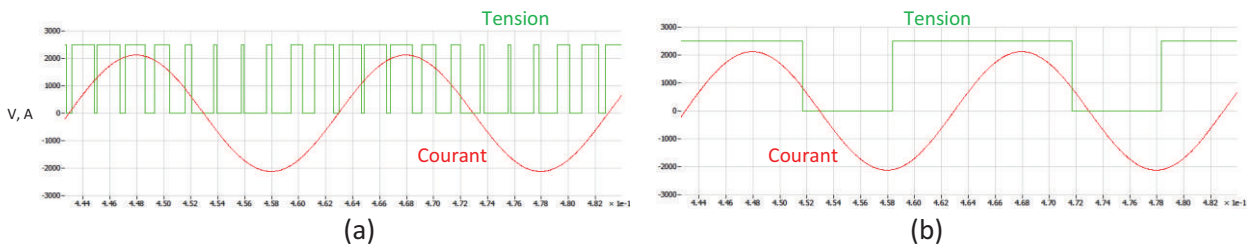


Figure 33 : Allures des tension/courant pour une stratégie PWM (a) et une stratégie pleine onde (b)

En se basant sur les composants à l'état passant (cf Figure 32), pour chaque état de commutation, un seul composant est passant. En notant V_{sat} la tension de saturation d'un IGBT ou d'une Diode, on peut déduire une approximation des pertes par conduction pour un courant sinusoïdal par la formule suivante :

$$P_{cond_1/2H} = \frac{V_{sat}}{T} \times 2 \int_0^{T/2} I \times \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) dt = \frac{2 \times V_{sat} \times I}{\pi} \quad (Eq. 8)$$

En prenant dans la datasheet des valeurs typiques de tension de seuils comprises entre 3V et 4V pour l'IGBT et la diode, les pertes totales par conduction sont de l'ordre de 4kW à 5,4kW par module pour un courant sinusoïdal de 1500Aeff.

a) Cas d'une commande de type PWM

Le 1/2 pont en H est composé de la moitié des composants d'un pont en H. Cependant, des pertes par commutation sont présentes à chaque changement d'état. Les figures ci-dessous montrent la répartition des pertes pour une fréquence de commutation de 500Hz pour des indices de modulation de 20% (Figure 34 a) et 100% (Figure 34 b). Ces résultats montrent que les pertes par commutation sont ici identiques aux pertes par commutation d'un pont en H à 1kHz (cf section 2.2.2). On en conclut qu'à fréquence de commutation égale, le 1/2 pont en H produit deux fois plus de pertes par commutation que le pont en H.

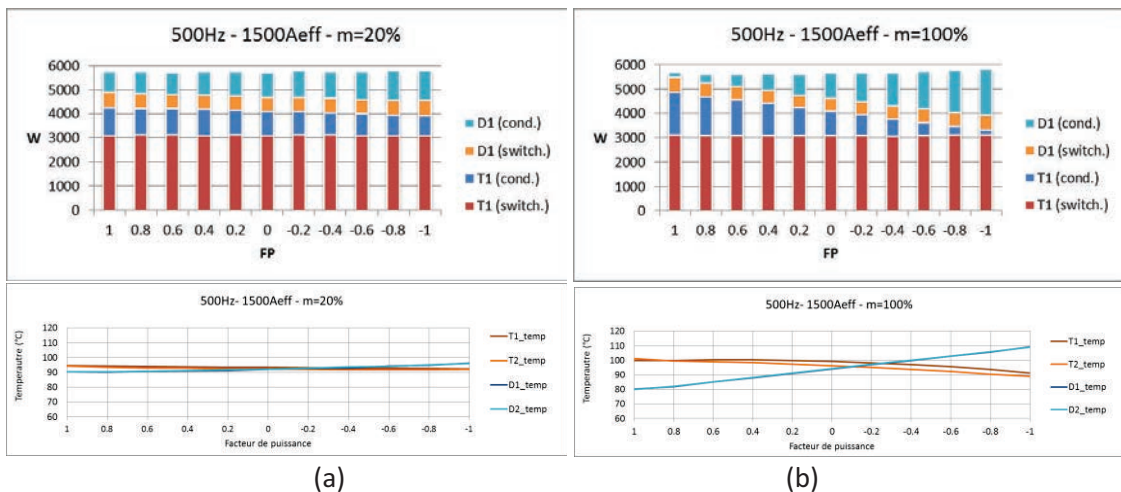


Figure 34 Evolution des pertes et des températures en fonction du facteur de puissance et de l'indice de modulation

Les résultats de simulations ci-dessous (Figures 35 (a) et (b)) représentent les pertes par conduction en fonction du facteur de puissance.

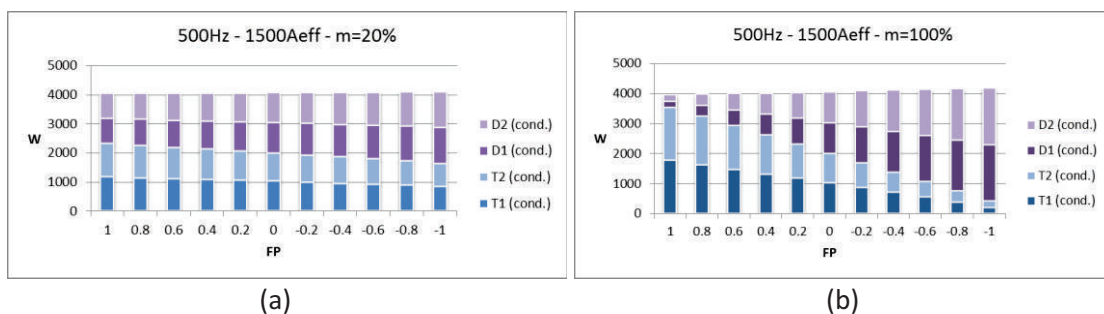


Figure 35 Evolution des pertes par conduction en fonction du facteur de puissance et de l'indice de modulation

L'ensemble de ces résultats montre que :

- Les pertes totales par conduction sont constantes quels que soient le facteur de puissance ou l'indice de modulation,
- La répartition des pertes par conduction entre l'IGBT et la diode dépend du facteur de puissance et de l'indice de modulation,
- Pour un courant sinusoïdal de 1500Aeff, les pertes par conduction pour un module sont de 4kW, correspondant à l'ordre de grandeur des pertes de l'équation (eq. 8),
- Les pertes par commutation sont proportionnelles à la fréquence de commutation et au courant. En connaissant les pertes pour un point de fonctionnement donné (I, F_{PWM}), le calcul approché des pertes totales d'un module pour un autre point de fonctionnement (I', F_{PWM}') est donné par l'équation :

$$P_{tot}(I', F_{pwm}') = P_{swtich}(I, F_{pwm}) \times \frac{F_{pwm}'}{F_{pwm}} \times \frac{I'}{I} + P_{cond}(I) \times \frac{I'}{I} \quad (Eq. 9)$$

Pour satisfaire la contrainte de 100°C de température de jonction par composant, la fréquence de commutation ou le courant peuvent être diminués. Les effets sur les pertes et les températures de jonction de ces deux options sont représentés ci-dessous.

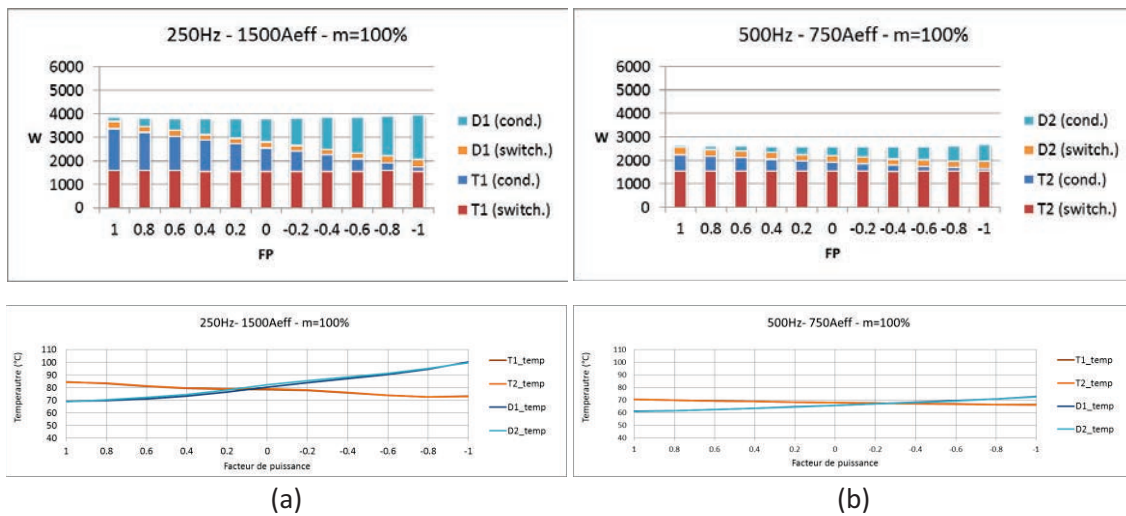


Figure 36 : Effets de la fréquence de commutation et du courant sur les pertes et les températures de jonction

b) Cas d'une commande de type pleine onde

En fonctionnement pleine onde, les ½ ponts en H sont mis en conduction successivement pour générer une tension de sortie proche d'une onde sinusoïdale superposée à une tension continue. Les instants de commutation et la durée de conduction dépendent essentiellement de la commande. Les Figures 37 (a, b et c) montrent des exemples de mise en cascade de dix ½ ponts en H donnant la même tension de sortie. On constate, sur la figure (a) qu'un module peut avoir un temps de conduction très grand (hachuré en vert) ou très petit (hachuré en bleu). Ces temps de conduction peuvent être proches d'une période fondamentale ou bien nuls.

Les pertes par conduction peuvent donc varier de façon radicale d'un module à un autre. Un dispositif de commande spécifique sera à prévoir afin d'assurer une répartition homogène des pertes entre les modules. Le nombre de commutations par période peut également être différent. Il y a nécessairement au moins deux commutations par période comme sur les figures (a) et (b), mais il peut y en avoir plus comme représenté sur la figure (c). Cependant, les pertes par commutation resteront en moyenne très inférieures aux pertes par conduction.

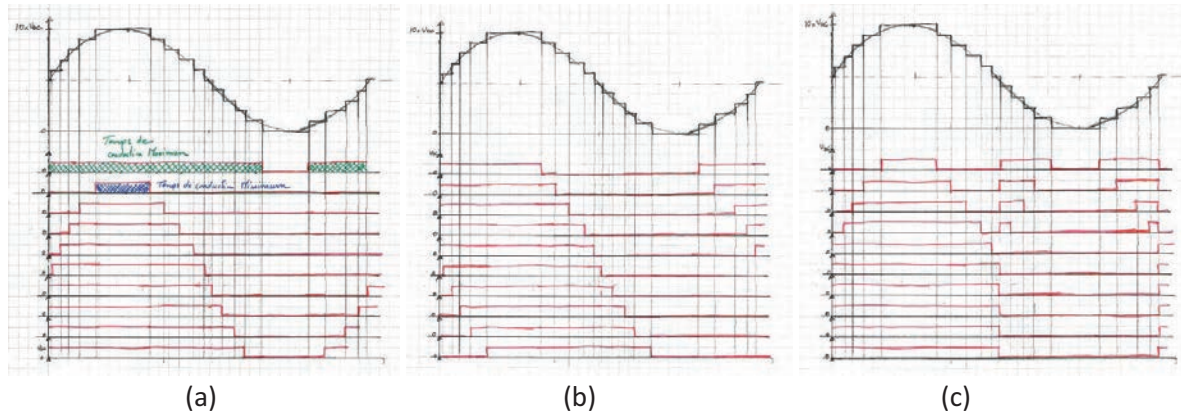


Figure 37 : Exemples de profils de tensions appliquées aux ½ ponts en H avec une stratégie de modulation pleine-onde

Pour rester dans un cas simple, des profils de tension comme représentés sur la Figure 38 sont considérés. Ils correspondent à quatre commutations par période et le rapport cyclique (noté α) est défini comme le rapport du temps de conduction sur la période fondamentale. En négligeant les pertes par commutation, les pertes par conduction se répartissent entre les couples d'interrupteurs $\{T1,D1\}$ et $\{T2,D2\}$ proportionnellement au rapport cyclique (Figure 39). Les pertes entre les composants ne sont donc pas identiques, sauf pour un rapport cyclique de 50%.

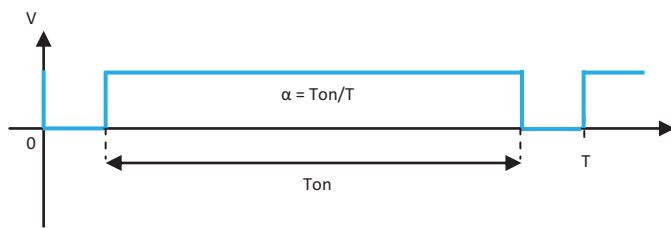


Figure 38 : Temps de conduction d'un module

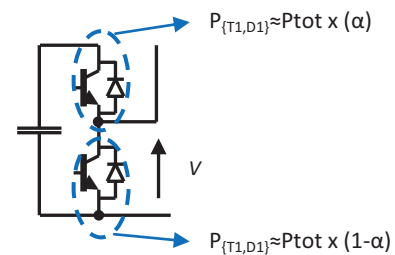
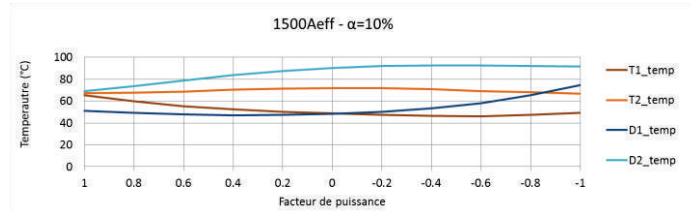
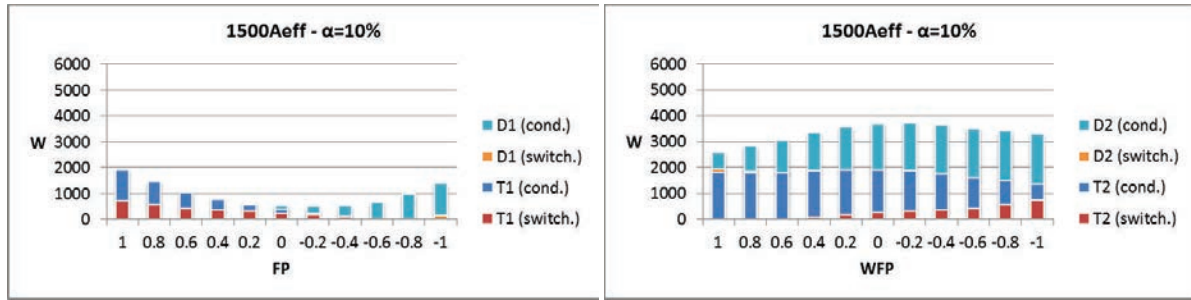


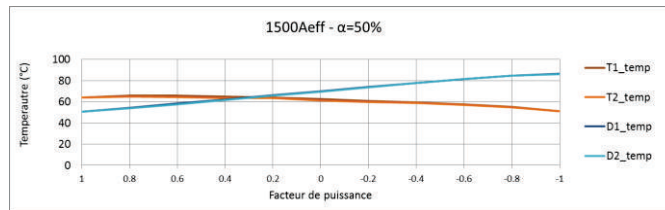
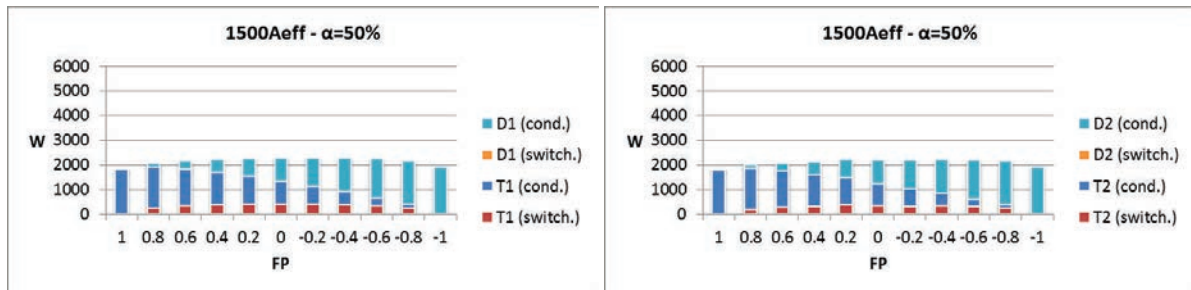
Figure 39 : Répartition des pertes par conduction

Les figures suivantes montrent la répartition des pertes dans les composants pour un courant de 1500Aeff, en fonction du rapport cyclique et du facteur de puissance pour deux rapports cycliques extrêmes (Figures 40). Les pertes par commutation sont négligeables vis-à-vis des pertes par conduction qui représentent ici environ 90% des pertes totales. On retrouve également une symétrie des pertes entre les couples d'interrupteurs $\{T1,D1\}$ et $\{T2,D2\}$ par rapport à $\alpha=50\%$ (Figures 40 (b)). Pour un rapport cyclique $\alpha=90\%$, les pertes de $\{T1,D1\}$ seront les mêmes que celles de $\{T2,D2\}$ avec un $\alpha=10\%$. Le même raisonnement s'applique aux températures de jonction.

Enfin, les pertes totales par conduction sont indépendantes du facteur de puissance et du rapport cyclique (Figure 41).



(a)



(b)

Figure 40 : Evolution des pertes et des températures de jonction en fonction du rapport cyclique et du facteur de puissance

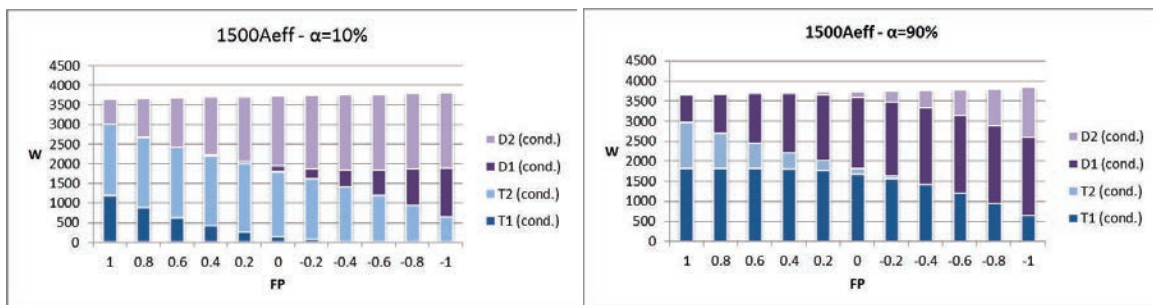


Figure 41 : Evolution des pertes par conduction en fonction du facteur de puissance et du rapport cyclique

2.3.3. Synthèse des pertes

Une commande de type PWM répartit les pertes de façon identique entre les composants du haut et du bas. On retrouve d'ailleurs les mêmes phénomènes qu'un pont en H classique. Dans le cas d'une commande pleine onde, la répartition des pertes entre les composants dépend du rapport cyclique. Les Figures 42 (a) et (b) résument la répartition des pertes d'une commande PWM et d'une commande pleine onde. Dans tous les cas, pour un courant donné, les pertes par conduction sont irréductibles.

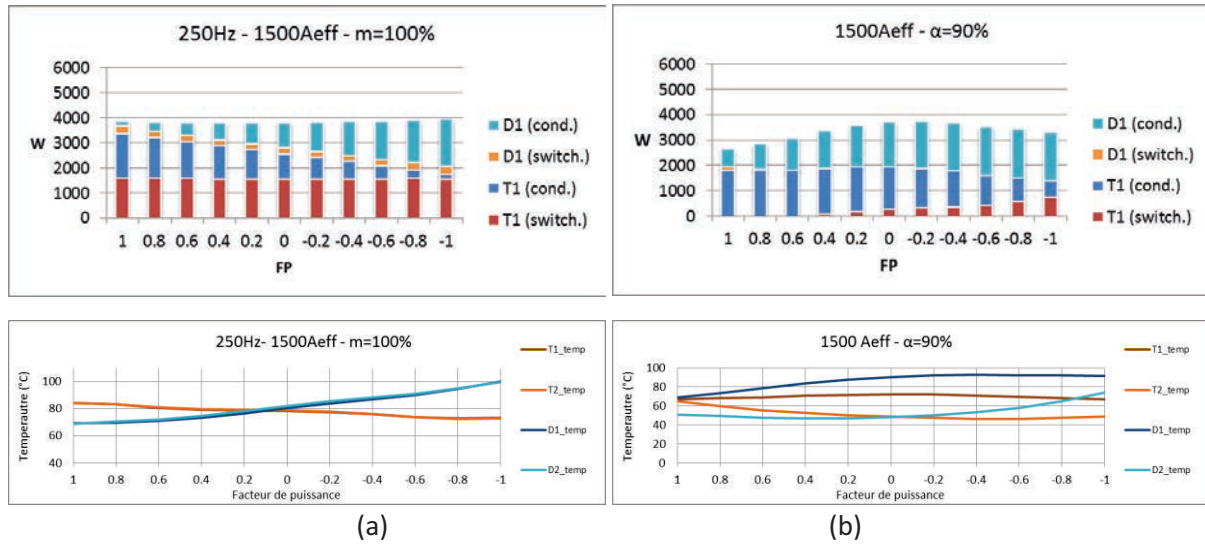


Figure 42 : Evolution des pertes entre une stratégie PWM (a) et une stratégie pleine onde (b)

Concernant l'aspect des pertes totales du module, elles sont plus faibles lorsqu'une commande pleine onde est utilisée. Les Figures 43 (a) et (b) mettent en évidence que les pertes sont quasiment divisées par deux par rapport à celles obtenues avec une stratégie de modulation PWM à 250Hz. Si le nombre de modules composant le convertisseur est suffisamment grand, il devient alors légitime d'employer une modulation pleine onde afin d'augmenter le rendement global du convertisseur.

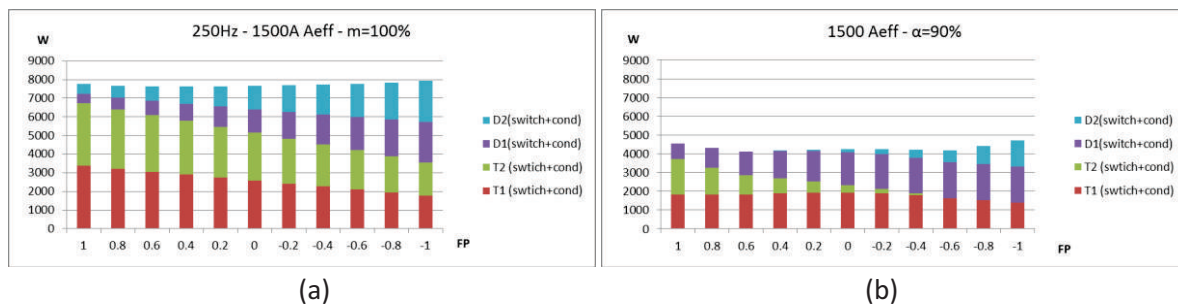


Figure 43 : Comparaison des pertes totales d'un module pont en H entre sur stratégie PWM (a) et pleine-onde (b).

2.4. Etude du pont en H 3-niveaux

2.4.1. Commande

Les tensions de sortie d'un module pont en H 3-niveaux sont $0V$, $\pm V_{dc}/2$ et $\pm V_{dc}$. On s'intéresse ici à la topologie NPP (Neutral Point Piloted) qui utilise le même composant pour la constitution des bras verticaux et horizontaux qui sont contrôlés activement (Figure 44). Le tableau 7 donne la tension de sortie en fonction de la commande appliquée aux interrupteurs. Cette topologie dispose de deux états redondants pour chaque niveau de tension $\pm V_{dc}/2$ et de trois états redondants pour le niveau $0V$.

T1,T1'	T2,T2'	T3,T3'	T4,T4'	Tc1+	Tc1-	T2c+	T2c-	Vout
1	0	0	1	<u>1</u>	0	0	<u>1</u>	V_{dc}
1	0	0	0	<u>1</u>	0	1	<u>1</u>	$V_{dc}/2$
0	0	0	1	1	1	0	<u>1</u>	$V_{dc}/2$
1	0	1	0	<u>1</u>	0	<u>1</u>	0	0
0	1	0	1	0	<u>1</u>	0	<u>1</u>	0
0	0	0	0	1	1	1	1	0
0	1	0	0	0	<u>1</u>	1	1	$-V_{dc}/2$
0	0	1	0	0	1	<u>1</u>	0	$-V_{dc}/2$
0	1	1	0	0	<u>1</u>	0	<u>1</u>	$-V_{dc}$

Note : La commande notée (1) ne change pas l'état de la tension de sortie.

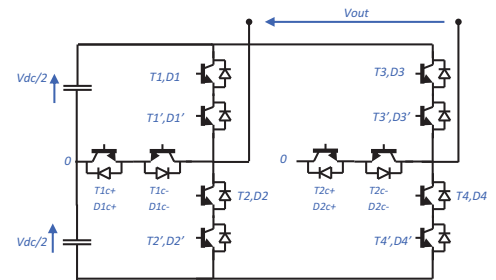


Figure 44 : Pont en H 3-niveaux

Tableau 7 : Commande du pont en H 3-niveaux

La Figure 45 ci-dessous représente les différents états de commutation en fonction du signe de la tension et du courant. Ces états sont repérés $S2$, $S1_1$, $S1_2$, ..., $-S2$, selon la convention décrite à la section 2.2.1. Les composants à l'état passant sont représentés en rouge. La topologie NPP permet de rendre passants les interrupteurs notés $Tc+$ et $Tc-$ (en surbrillance orange) pour certains états, sans changer la tension de sortie. De cette manière lorsque ces interrupteurs seront traversés par un courant, la tension à leurs bornes sera nulle, limitant ainsi les pertes par commutation.

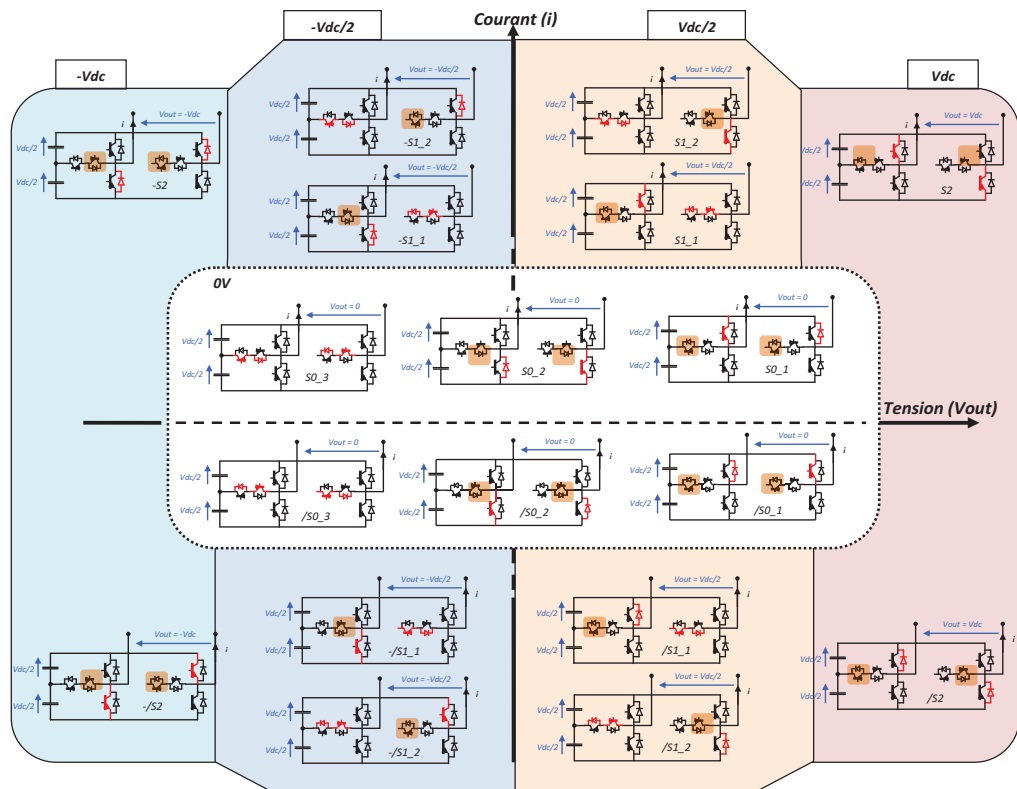


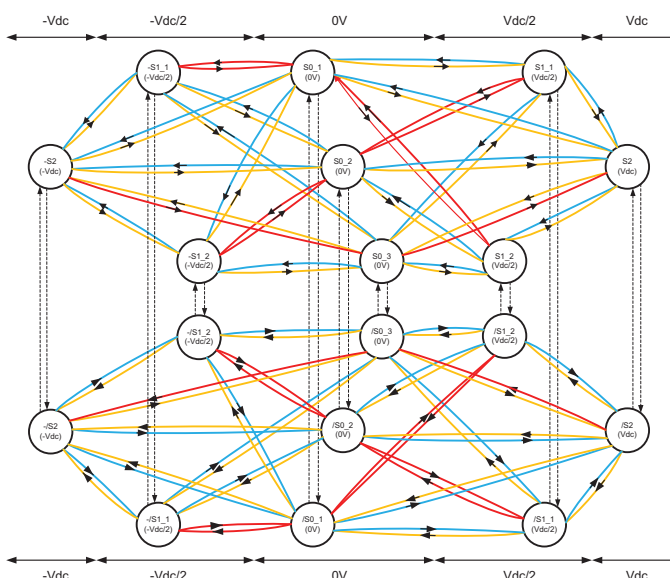
Figure 45 :
Etats de commutation
du pont en H 3-niveaux
dans le plan
tension/courant

A partir de la figure précédente, la machine d'états ci-dessous (Figure 46) représente toutes les transitions d'un état à un autre en mettant en avant les pertes par commutation. Une transition impose la fermeture ou l'ouverture de certains composants auxquels sont associées des énergies de commutation. En fonction de la couleur des transitions, on quantifie le nombre d'énergie(s) de commutation(s) produite(s) :

- Transition rouge : production de 3 à 4 énergies de commutation,
- Transition jaune : production de 2 énergies de commutation,
- Transition bleue : production de 1 énergie de commutation,
- Transition pointillée noire : transition sans pertes correspondant à un changement de signe du courant.

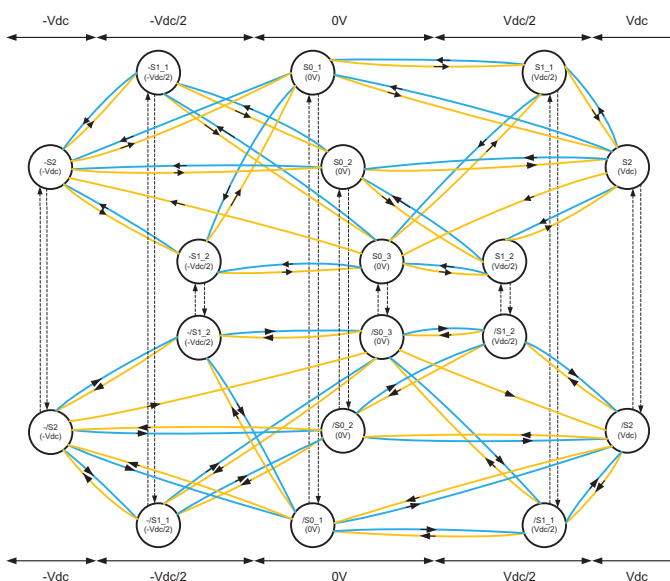
On identifie rapidement que les transitions rouges sont à éviter puisqu'elles seront à l'origine de pertes par commutation plus importantes pour le pont en H 3-niveaux.

Figure 46 : Machine d'état représentant les états de commutation



En excluant les transitions rouges, on aboutit donc à une nouvelle machine d'états (Figure 47) composée uniquement de transitions bleues et jaunes. On remarque ainsi que chaque cycle de commutation (en partant par exemple du 0V (S0_1) puis $V_{DC}/2$ (S1_1) puis retour au 0V (S0_1)) se compose systématiquement d'une transition bleue et jaune. On peut ainsi conclure qu'il n'existe pas de transitions préférentielles permettant de minimiser les pertes.

Figure 47 : Machine d'état optimisée



Lorsque la tension aux bornes du convertisseur varie de $-V_{dc}$ à $+V_{dc}$, en passant par les niveaux de tension intermédiaires, plusieurs chemins sont possibles. Un chemin est défini ici comme une succession de transitions pour aller d'un niveau de tension à un autre. Ainsi, selon les chemins empruntés, certains composants peuvent être plus ou moins sollicités. D'ailleurs, si un chemin en particulier est constamment privilégié, les mêmes composants seront toujours sollicités et supporteront la totalité des pertes du module. Pour éviter ce phénomène, il faut établir une loi de commande telle que tous les chemins soient parcourus au cours du temps dans le but de répartir de façon homogène les pertes et les températures de jonction entre les composants.

Le principe de cette loi de commande est plus simple à comprendre si les états sont représentés non plus en fonction des énergies de commutation, mais en fonction des transitions menant d'un niveau de tension à un autre. On peut alors regrouper sous le même niveau de tension, les états donnant la même tension de sortie puisque quel que soit le signe du courant, la commande associée aux interrupteurs reste la même (par exemple S_{0_1} et $/S_{0_1}$). On aboutit alors au schéma de la Figure 48 comprenant neuf états numérotés.

Lorsque la tension du module change, telle qu'elle est présentée en exemple sur la Figure 49, on choisit successivement des états qui n'ont pas été parcourus auparavant. On peut donc décrire toutes sortes de tensions de sortie tout en se déplaçant à travers les chemins selon le principe proposé. Plus de détails sur l'algorithme proposé sont exposés dans l'Annexe A-1 et les résultats sur la répartition des pertes sont exposés dans les sections suivantes.

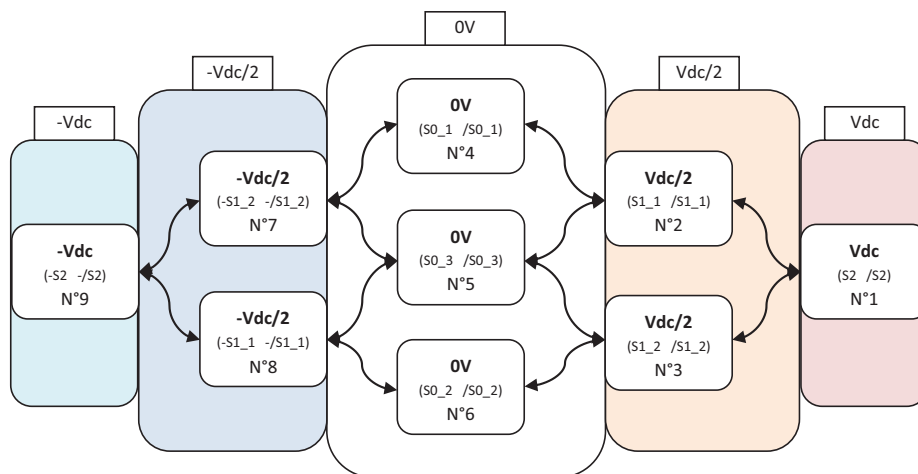


Figure 48 : Chemins identifiés minimisant les pertes par commutation

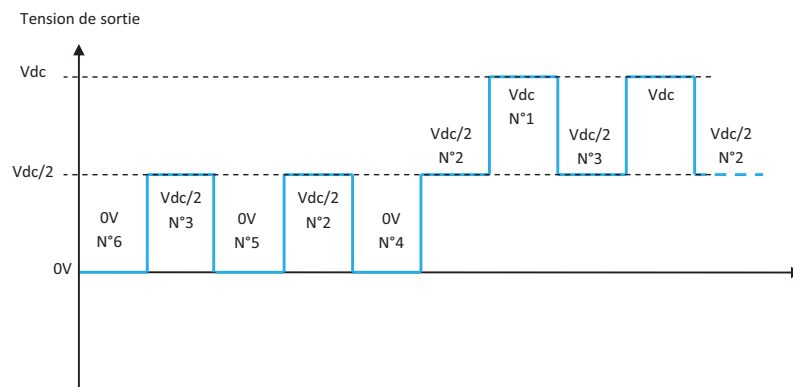


Figure 49 : Exemple de correspondance entre les états et la tension de sortie du pont en H-3 niveaux

2.4.2. Répartition des pertes et des températures de jonction

Afin de garder la même tenue en tension de 2500V par composant, la tension totale du bus DC du pont en H 3-niveaux est fixée à 5000V. La tension de sortie évolue de $\pm 5kV$ et est équivalente à la tension de sortie de deux ponts en H mis en série.

Pour simplifier la lecture des résultats, on ne présentera qu'une partie des pertes et des températures de jonction des couples d'interrupteurs verticaux (T1/D1, T1'/D1') à (T4/D4, T4'/D4') puisque chaque couple d'interrupteurs est connecté en série et commandé de façon identique. Ils produisent donc strictement les mêmes pertes.

Les deux stratégies de modulation appliquées sont les mêmes que pour les études des modules précédents et sont présentées ci-dessous. Il s'agit d'une modulation de type PWM (Figure 50 a) et d'une commande pleine onde sur 2-niveaux de tension (Figure 50 b).

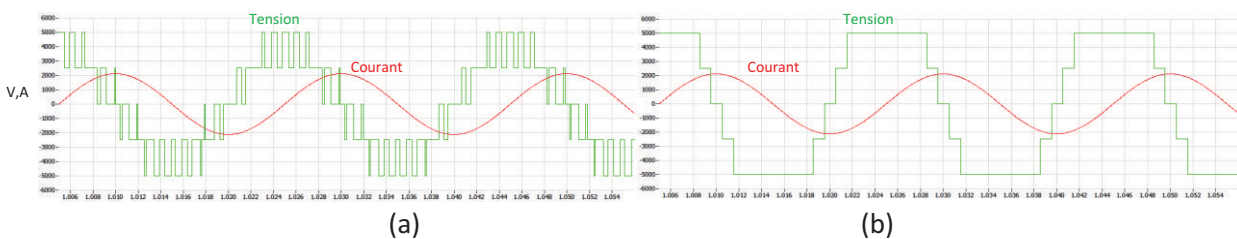


Figure 50: Allures tension/courant pour une stratégie PWM (a) et une stratégie pleine onde (b)

Les pertes par conduction sont estimées par la même méthode que pour le pont en H ou le $\frac{1}{2}$ pont en H. En se référant aux états de commutation (cf Figure 45), il y a systématiquement quatre composants qui conduisent (les composants verticaux comptent pour deux composants en série). En supposant des tensions de seuils identiques pour la diode et l'IGBT, le calcul des pertes par conduction du module pour un courant sinusoïdal devient :

$$P_{cond_H3L} = \frac{4 \times V_{sat}}{T} \times 2 \int_0^{T/2} I \times \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) dt = \frac{8 \times V_{sat} \times I}{\pi} \quad (Eq. 10)$$

En prenant dans la datasheet des valeurs typiques de tensions de seuils comprises entre 3V et 4V pour l'IGBT et la diode, les pertes totales par conduction sont de l'ordre de 16,2kW à 21,6KW pour un courant sinusoïdal de 1500Aeff et par pont en H 3-niveaux.

a) Cas d'une commande de type LS-PWM

La modulation appliquée est constituée de porteuses symétriques par rapport à 0 et échelonnées sur 2-niveaux (Figure 51). L'intersection du signal modulant avec les porteuses produit les niveaux de commandes logiques 0, ± 1 , ± 2 correspondant aux tensions 0V, $\pm V_{dc}/2$ et $\pm V_{dc}$. Ces niveaux logiques sont ensuite interprétés pour piloter les interrupteurs adéquats. Les figures ci-dessous illustrent cette commande avec une tension de bus à 5000V (2500V par $\frac{1}{2}$ bus).

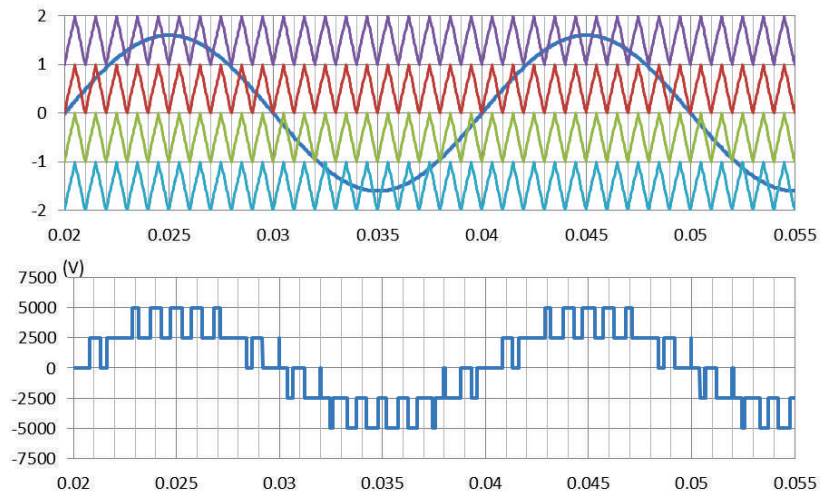


Figure 51 : Porteuses et modulante (haut) et tension de sortie d'un pont en H 3-niveaux (bas) pour une stratégie LS-PWM

Pour mettre en application les observations décrites dans la section précédente sur la répartition des pertes par commutation en fonction des transitions entre les niveaux de tensions, deux cas sont étudiés. Le premier consiste à toujours choisir le même chemin, le second à mettre en œuvre l'algorithme de sélection de chemins proposé dans la section 2.4.1.

Cas N°1 : On choisit arbitrairement une séquence de chemins, représentée sur la Figure 52. Les blocs grisés correspondent aux niveaux de tension qui ne sont jamais utilisés.

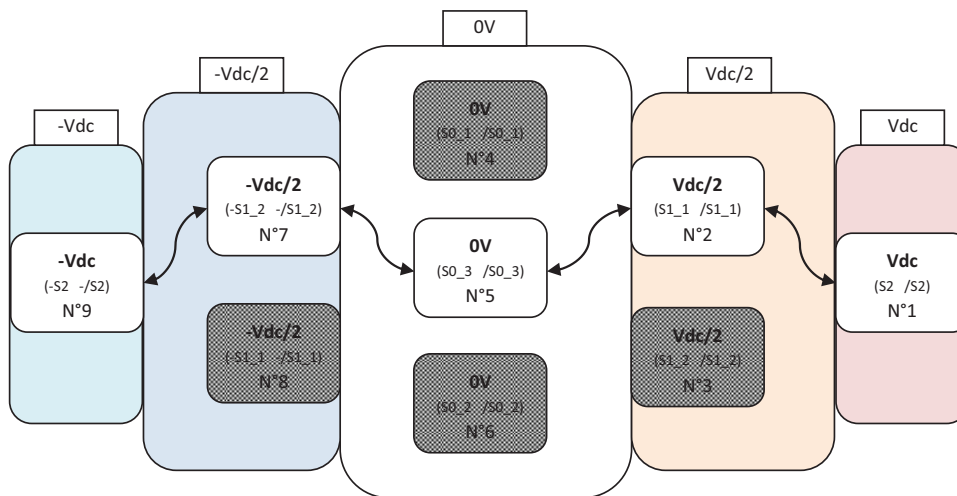


Figure 52 : Séquence de chemins autorisés dans le cas d'étude N°1

Les courbes ci-dessous (Figures 53 a, b, c et d) représentent les résultats des pertes par commutation et par conduction. Elles mettent en évidence que le chemin choisi ici a un impact important sur les pertes engendrées dans certains composants. Il suffit de constater l'importante différence de pertes entre les IGBT T2C+ et T2C- vis-à-vis de T1C+ et T1C-.

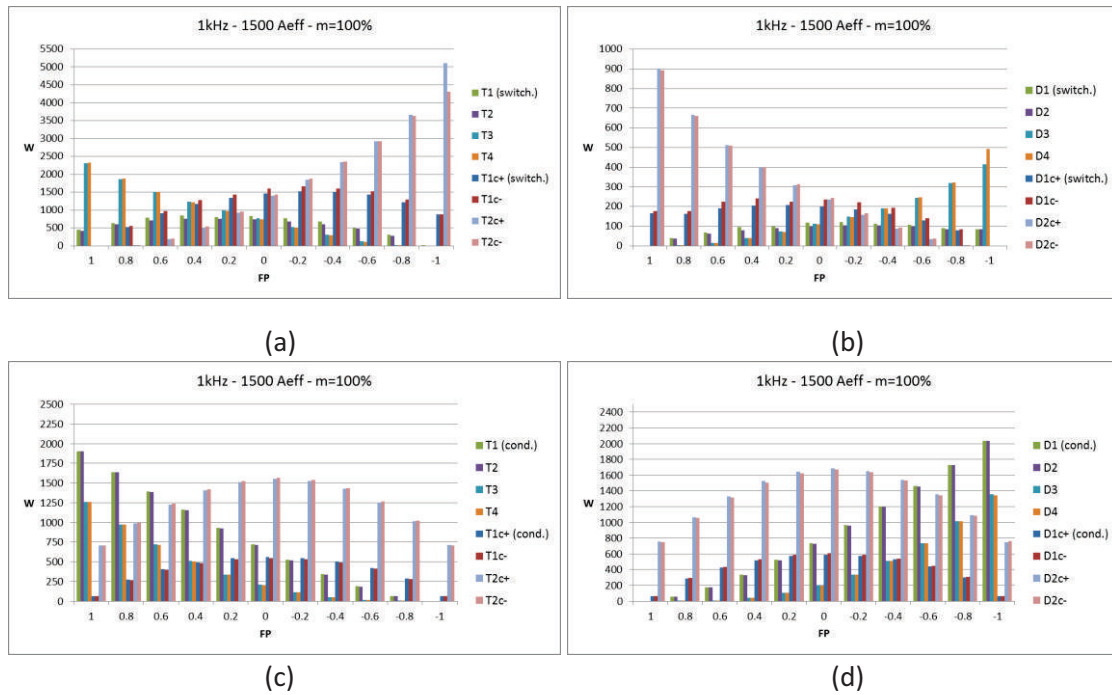


Figure 53 : Répartitions des pertes dans un pont en H 3-niveaux. Pertes par commutation (a et b). Pertes par conduction (c et d) en fonction du facteur de puissance

De même, les Figures 54 (a) et (b) représentant les pertes totales par composant (somme des pertes de commutation et de conduction) permettent de voir que certains composants sont beaucoup plus sollicités et produisent des pertes importantes (supérieures à 5kW), ce qui engendre des températures élevées au-delà de la limite fixée à 100°C.

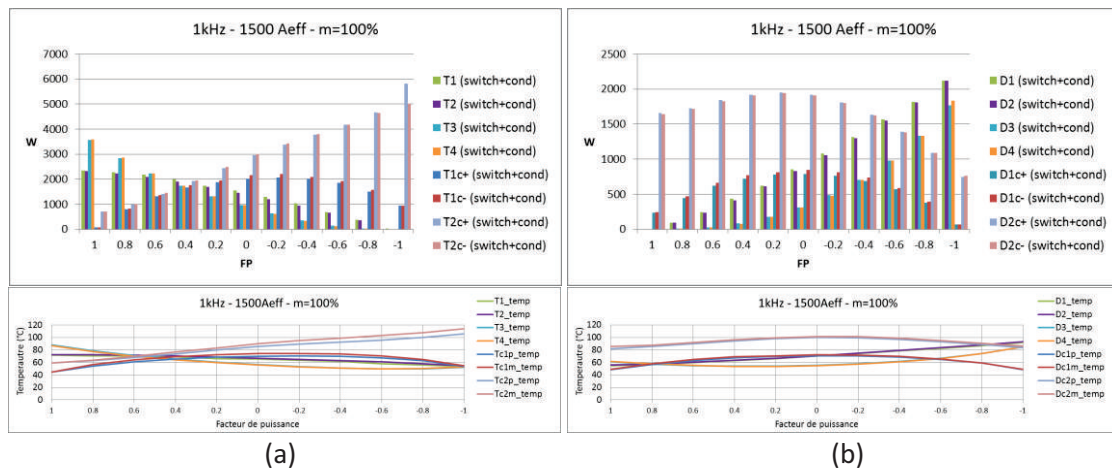


Figure 54 : Pertes et températures de jonction d'un pont en H 3-niveaux pour les IGBT (a) et les diodes (b) en fonction du facteur de puissance

Cas N°2 : On utilise un algorithme spécifique appliqué aux chemins.

Un algorithme de sélection de chemins est implémenté selon les principes décrits et proposés à la section 2.4.1. Les résultats de simulation (Figures 55 a, b, c et d) mettent en évidence l'effet bénéfique escompté puisque les pertes par conduction et par commutation sont maintenant réparties de façon homogène entre les composants verticaux et horizontaux.

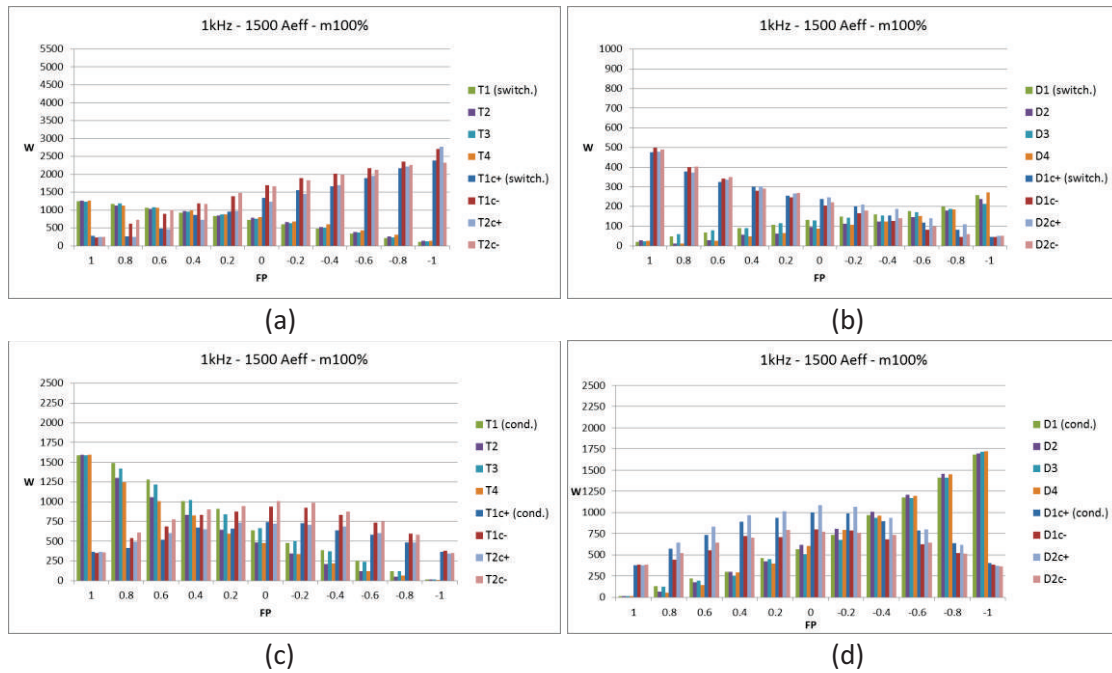


Figure 55 : Répartitions des pertes dans un pont en H 3-niveaux. Pertes par commutation (a et b). Pertes par conduction (c et d) en fonction du facteur de puissance

De même, la somme des pertes par conduction et commutation par composant (Figures 56 a et b) est maintenant de l'ordre de 3kW pour les IGBT et de 2kW pour les diodes. Ces résultats sont bien inférieurs au cas N°1 et les écarts entre les températures de jonction sont moins disparates et inférieurs à la limite fixée de 100°C.

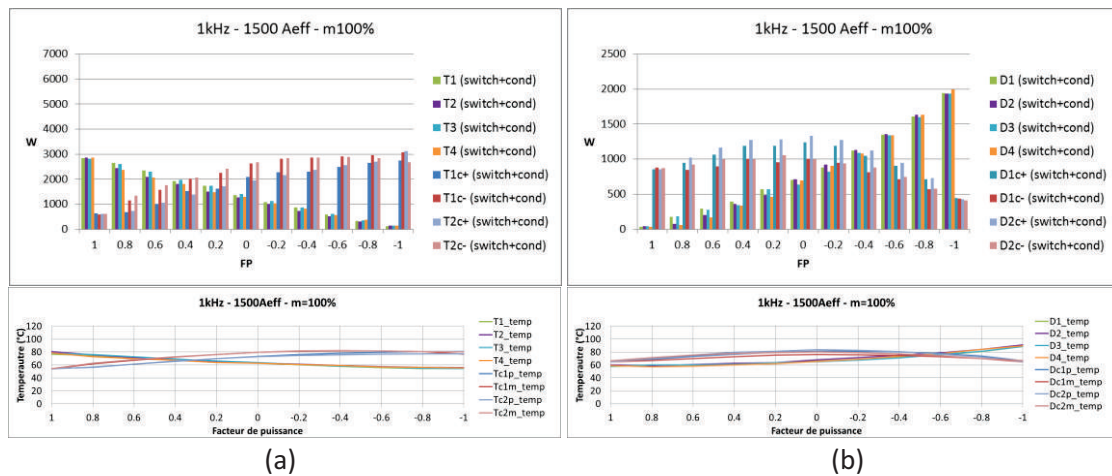


Figure 56 Pertes et températures de jonction d'un pont en H 3-niveaux pour les IGBT (a) et les diodes (b) en fonction du facteur de puissance

b) Cas d'une commande de type pleine onde

Le principe de la commande pleine onde appliquée au cas du pont en H 3-niveaux est similaire au pont en H en ce qui concerne la tension globale du convertisseur (cf section 2.2). La différence majeure réside dans le profil de tension de chaque module puisque ceux-ci peuvent générer plusieurs niveaux de tension. Par exemple, on peut envisager les cas probable d'un module qui aura à générer une tension $\pm V_{dc}/2$ pendant un temps court. Le cas opposé d'une tension $\pm V_{dc}$ pendant toute une alternance est aussi envisageable. Ainsi, pour couvrir l'ensemble des tensions que produira le module, quatre profils sont considérés pour l'étude des pertes. Ils sont représentés par les Figures

57 (a, b, c et d). On applique également l’algorithme de sélection de chemins présenté dans la section 2.4.1 dans le but d’optimiser la répartition des pertes et d’homogénéiser les températures de jonction entre les composants.

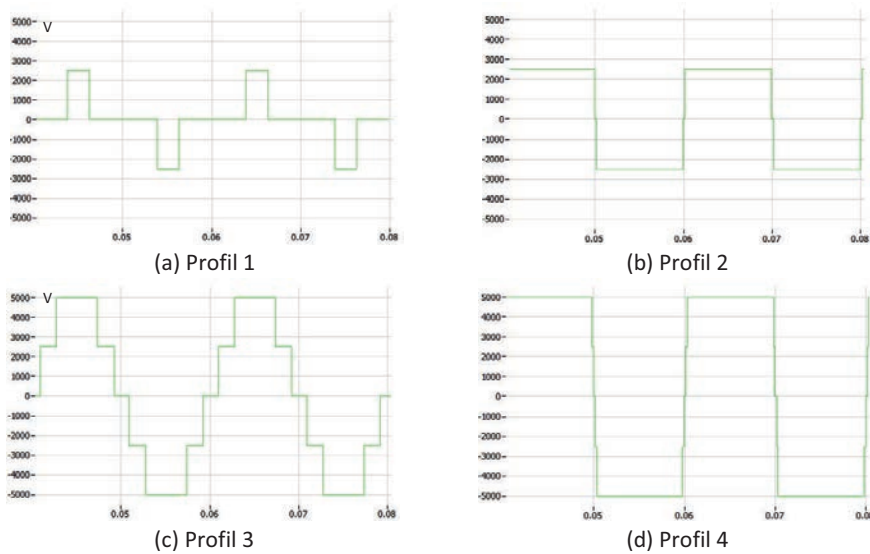


Figure 57 : Profils de tension d’un pont en H 3-niveaux pour une stratégie de commande pleine-onde

Dans un souci de clarté, les pertes par commutation ne seront pas représentées car elles sont faibles (inférieures à 400W) vis-à-vis des pertes par conduction. Les figures ci-dessous (Figures 58, 59, 60) représentent la répartition des pertes totales (conduction + commutation) pour les composants IGBT et diodes.

Les profils 1 et 3 révèlent une certaine disparité dans la répartition des pertes. Cet effet est dû aux changements de signe du courant alors que l’état du convertisseur reste le même et que le courant passe à ces moments-là de la diode à l’IGBT (et réciproquement). A cela s’ajoute l’algorithme de sélection des états redondants, qui de par son implémentation, favorise le passage par l’état N°5 (S0_3) plus souvent que les autres. C’est un point qui, si nécessaire, peut être amélioré pour soulager davantage les interrupteurs de la branche verticale.

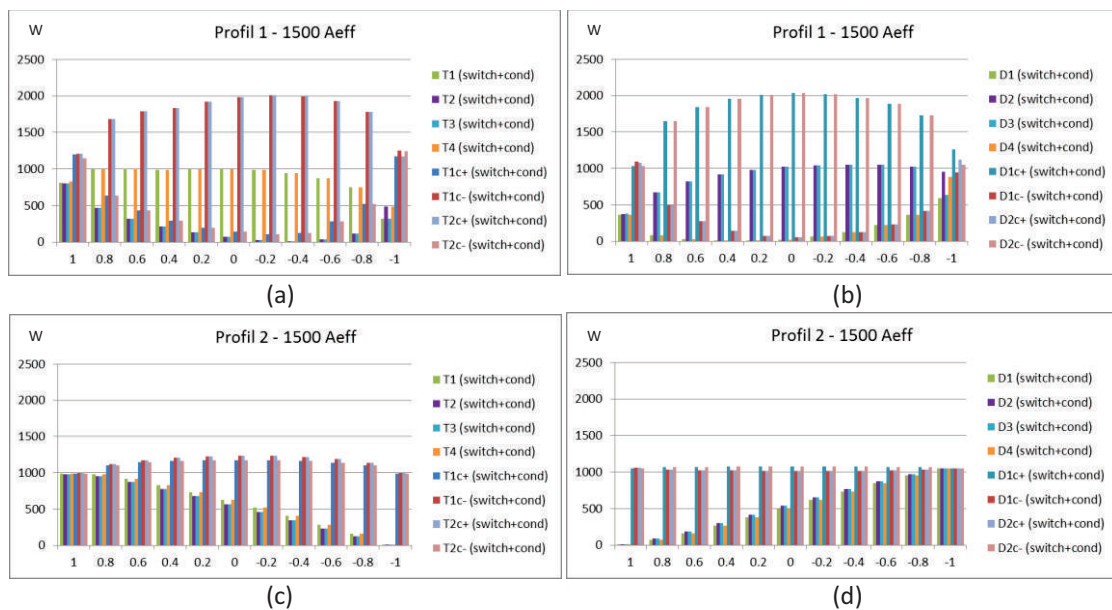


Figure 58 : Pertes et températures de jonction d’un pont en H 3-niveaux pour les IGBT (à gauche) et les diodes (à droite) pour les profils 1 et 2 en fonction du facteur de puissance

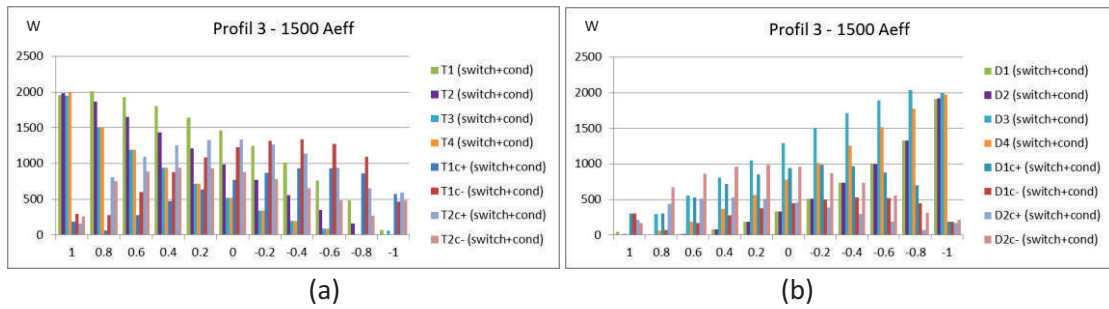


Figure 59 : Pertes et températures de jonction d'un pont en H 3-niveaux pour les IGBT (à gauche) et les diodes (à droite). Profil 3

Le profil 4 varie de +Vdc à -Vdc en passant très peu de temps par les niveaux $\pm Vdc/2$. Les interrupteurs verticaux sont donc les plus sollicités. D'ailleurs, le module se comporte quasiment comme un pont en H classique.

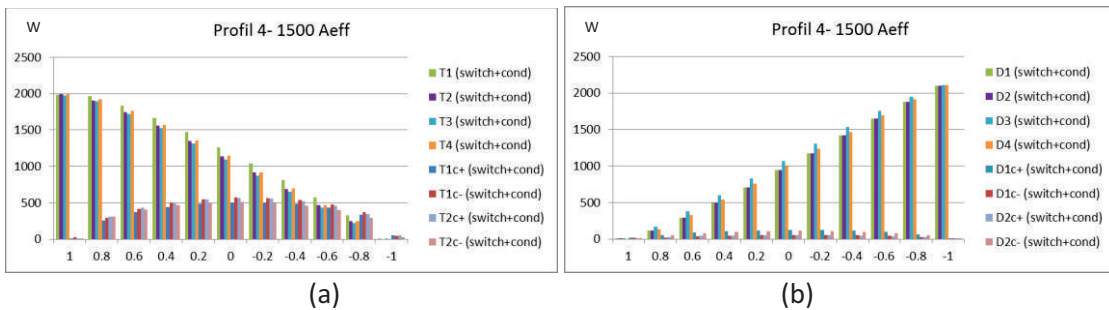


Figure 60 : Pertes et températures de jonction d'un pont en H 3-niveaux pour les IGBT (à gauche) et les diodes (à droite). Profil 4

Les températures de jonction sont représentées dans les Figures 61 pour chacun des profils. Les pertes plus importantes, dans le cas du profil 1, sur les interrupteurs du bras horizontal se traduisent par un échauffement plus important de celui-ci. Néanmoins, la température de jonction reste en dessous de la limite, fixée pour notre étude à 100°C.

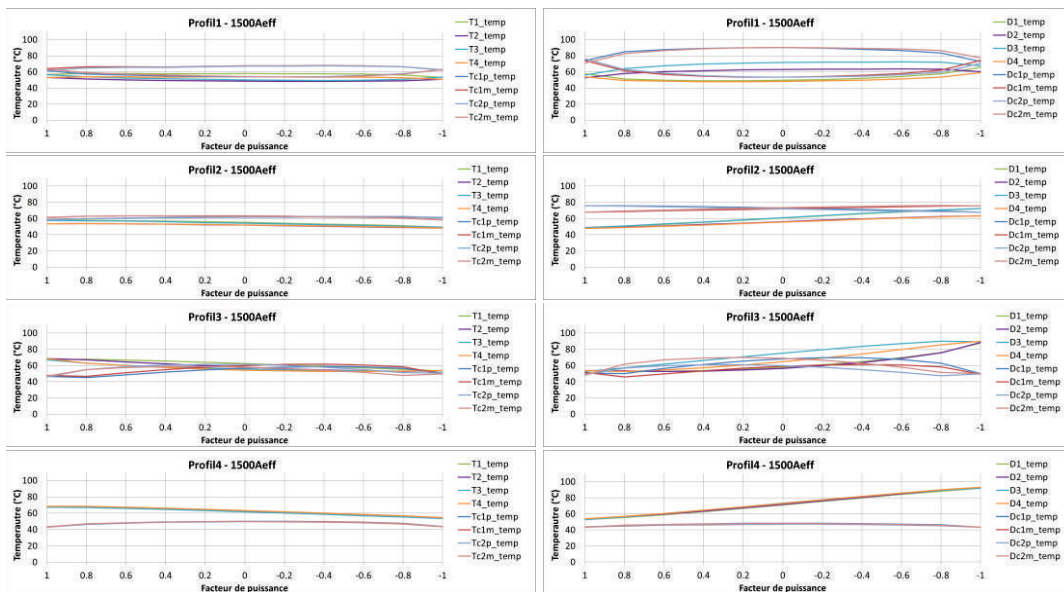


Figure 61 : Répartition des températures de jonction en fonction des profils. Températures des IGBT (à gauche). Température des diodes (à droite)

2.4.3. Synthèse des pertes

Que ce soit pour une stratégie de modulation de type PWM ou pleine onde, la tension de sortie du pont en H 3-niveaux offre des formes d'ondes similaires à celles de deux ponts en H en cascade. La différence réside dans la commande qui exploite les états redondants du module pour homogénéiser l'utilisation des composants. L'étude sur les états redondants et les pertes associées montre qu'il est nécessaire d'utiliser un algorithme spécifique de sélection de chemin, comme proposé à la section 2.4.1. Les résultats mettent alors en valeur de meilleures performances tant sur la répartition des pertes que sur les températures de jonction.

Pour comparer les deux stratégies de modulation, on compare les pertes totales produites, représentées sur les Figures 62 (a) et (b). Il est clair que dans le cas où l'application requiert un rendement optimum, la stratégie de modulation pleine onde s'impose. Elle réduit au minimum les pertes par commutation et seules les pertes par conduction subsistent. Cette stratégie est d'autant plus intéressante que le nombre de modules est important, ce qui n'affecte que peu la dynamique globale du convertisseur.

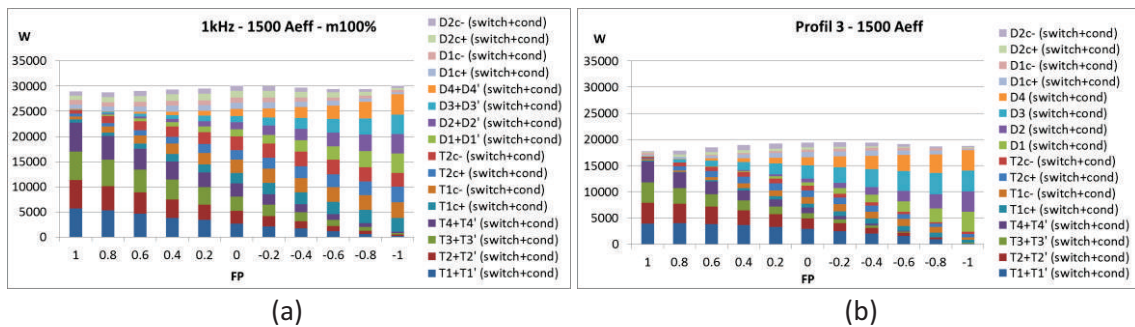


Figure 62 : Comparaison des pertes totales d'un module pont en H entre sur stratégie PWM (a) et pleine-onde (b).

2.5. Conclusions sur les pertes engendrées par les modules

Dans le cadre des hypothèses choisies sur l'utilisation des composants de puissance, les études de pertes ont été menées en considérant un composant de puissance composé d'un IGBT et d'une diode contenus dans le même boîtier. La tenue en tension de ce composant est de 2,5kV nominal et il est traversé par un courant de 1,5kA_{eff}. Les résultats obtenus en fonction de la topologie et de la stratégie de modulation sont résumés dans le tableau 8 :

Topologie	½ pont en H		Pont en H		Pont en H 3-niveaux	
Tension de bus	2,5kV		2,5kV		5kV	
Stratégie de modulation	PWM @250Hz m=100%	Pleine onde	PWM @500Hz m=100%	Pleine onde	PWM @1kHz m=100%	Pleine onde
Perte totale du module	7,8 kW	4,1 kW	14,2 kW	10,2 kW	30 kW	19 kW
Puissance apparente AC (I=1,5kA _{eff})	1,32MVA	1,67MVA	2,65MVA	3,36MVA	5,3MVA	6,73MVA

Tableau 8 : Puissances et pertes en fonction des topologies. Valeurs calculées pour des points de fonctionnement extrêmes.

Ces points de fonctionnement ont été choisis de manière à ce que des relations simples puissent relier les modules entre eux. Ainsi, les pertes par commutation engendrées par une modulation PWM à 250Hz pour un ½ pont en H sont égales aux pertes engendrées pour un pont en H à 500Hz, et

les pertes par commutation à 1kHz engendrées par un pont en H 3-niveaux sont équivalentes aux pertes générées par deux ponts en H en cascade à 500Hz.

De même, ces relations existent sur les pertes par conduction qui sont proportionnelles au nombre de composants à l'état passant, et ce, à tout instant : un pour le ½ pont en H, deux pour le pont en H et quatre pour le pont en H 3-niveaux.

Enfin, les tensions de bus DC considérées aboutissent aux relations suivantes sur la puissance apparente (AC) transmise : la puissance apparente pour un pont en H 3-niveaux est égale au double de la puissance d'un pont en H et au quadruple de celle d'un ½ pont en H.

Il y a donc des équivalences entre ces topologies qui peuvent être mises en évidence en considérant le ratio des pertes sur la puissance apparente. Le graphique suivant (Figure 63) montre ainsi que pour une même stratégie de modulation, les ratios calculés sont sensiblement identiques.

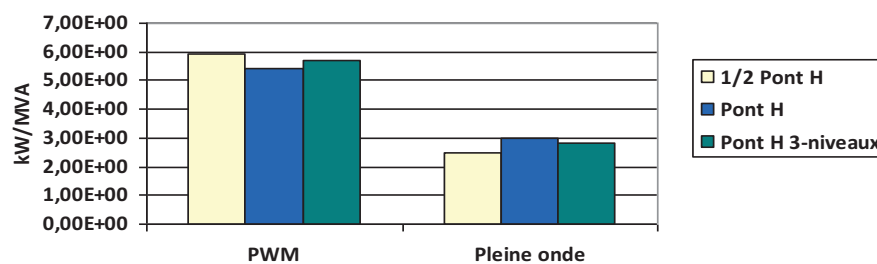


Figure 63 : Ratios perte/puissance en fonction des topologies et des stratégies de modulation

Il reste maintenant à établir le calcul des pertes totales par MVA pour d'autres valeurs de courant et de fréquence de commutation. Pour cela, on extrait les pertes par commutation à partir des valeurs du graphique précédent. Elles sont quasiment égales à la différence des pertes obtenues entre la stratégie de modulation PWM et la pleine onde. Sur l'ensemble des trois modules, les pertes par commutation et par MVA valent en moyenne :

$$\frac{P_{switch}(I, F_{PWM})}{MVA} = \frac{P_{totales_PWM}}{MVA} - \frac{P_{totales_Pleineonde}}{MVA} \approx 5,5kW/MVA - 2,8kW/MVA = 2,7kW/MVA \text{ (Eq. 11)}$$

Soit une estimation des pertes par commutation pour chaque module de :

- $P_{switch}(1500A_{eff}, 250Hz)/MVA=2,7kW/MVA$ pour le ½ pont en H
- $P_{switch}(1500A_{eff}, 500Hz)/MVA=2,7kW/MVA$ pour le pont en H
- $P_{switch}(1500A_{eff}, 1kHz)/MVA=2,7kW/MVA$ pour le pont en H 3-niveaux

Au travers des études précédentes, il a été observé que les pertes par conduction sont proportionnelles au courant, et que les pertes par commutation sont proportionnelles au courant et à la fréquence de commutation. Pour un nouveau point de fonctionnement, donné par le couple (I', F_{pwm}') , l'équation des pertes totales par MVA vaut donc :

$$\frac{P_{tot}(I', F_{PWM}')}{MVA} = \frac{P_{switch}(I, F_{PWM})}{MVA} \times \frac{F_{PWM}'}{F_{PWM}} \times \frac{I'}{I} + \frac{P_{cond}(I)}{MVA} \times \frac{I'}{I} \text{ (Eq. 12)}$$

Avec,

$$P_{cond}(I=1500A_{eff})/MVA = P_{totales_pleineonde}/MVA(I=1500A_{eff}) = 2,8kW/MVA,$$

$$P_{switch}(I=1500A_{eff}, F_{pwm})/MVA \text{ les valeurs précédemment calculées selon la topologie.}$$

3. Dimensionnement et comparaison des convertisseurs multiniveaux pour la moyenne tension

L'intérêt majeur des topologies précédemment étudiées (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H, pont en H 3-niveaux) réside dans leurs modularités. La mise en cascade de ces modules permet d'augmenter à la fois le niveau de la tension et de la puissance. Les modules ainsi connectés constituent un élément plus macroscopique, appelé ici bras, essentiel à l'élaboration finale du convertisseur. Ces bras peuvent être interconnectés de plusieurs manières afin de correspondre à l'application visée. Ce qui nous intéresse ici, ce sont les configurations possibles pour une application triphasée dont les plus communes sont les suivantes (Figure 64) :

- Configuration en étoile (Fig. 64 a)
- Configuration étoiles-symétriques, dite MMC (Fig. 64 b)
- Configuration en triangle (Fig. 63 c)

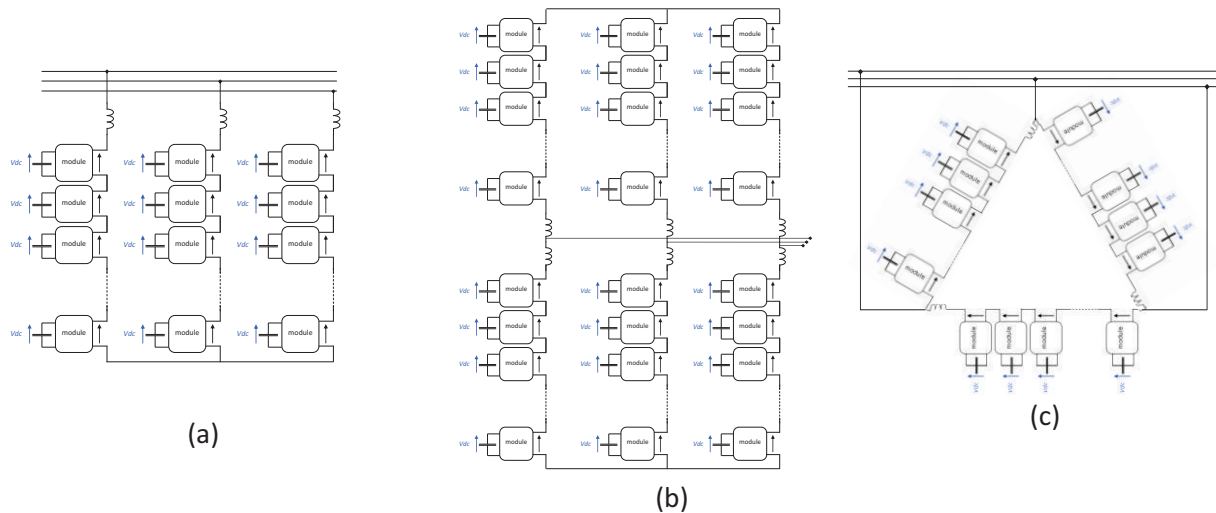


Figure 64 : Configuration étoile (a), étoiles-symétriques (MMC) (b) et triangle (c)

3.1. Caractéristiques générales des convertisseurs multiniveaux

Ces configurations sont différentes sur plusieurs aspects tels que le nombre de modules, le nombre de composants et la puissance disponible. Cette section est donc dédiée au dimensionnement de ces configurations en fonction de la topologie du module afin d'établir les principales caractéristiques du convertisseur et de spécifier les éléments électrotechniques constitutifs que sont le nombre de composants, la capacité des bus DC et les valeurs des inductances de couplage au réseau.

3.1.1. Influences du nombre de niveaux

Le nombre de niveaux en sortie du convertisseur a un impact sur la qualité de la tension en sortie. Plus il y a de niveaux, plus elle se rapproche d'une onde sinusoïdale. Pour mesurer la qualité d'une tension on a recours au calcul du THD, qui est une grandeur normalisée couramment utilisée. Par exemple, la norme IEEE 519 définit des limites de THD en tension pour différents niveaux de tension au PCC dont un extrait est présenté dans le tableau ci-dessous :

Table 11.1
Voltage Distortion Limits

Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
69 kV and below	3.0	5.0
69.001 kV through 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV and above	1.0	1.5

NOTE: High-voltage systems can have up to 2.0% THD where the cause is an HVDC terminal that will attenuate by the time it is tapped for a user.

Tableau 9 : Tableau issue de la norme IEEE519 sur les limites de THD en fonction des tensions au PCC

Ainsi, lorsque le convertisseur sera connecté au réseau, il sera essentiel de connaître son THD afin de déterminer sa propagation en différents points d'un réseau et plus particulièrement sa valeur au PCC. Il est donc important de se demander de combien de niveaux doit disposer le convertisseur afin de satisfaire les normes sur les valeurs de THD.

La première étape consiste à calculer la propagation du THD sur un réseau considéré comme standard, et d'estimer quel peut être le THD du convertisseur pour satisfaire la norme. La seconde sera de déterminer le THD du convertisseur en fonction du nombre de niveaux.

La propagation des harmoniques de tension dépend des impédances situées entre le convertisseur et le PCC réseau. Dans les cas que nous étudions, la configuration du réseau se ramène au schéma équivalent de la Figure 65, comprenant le convertisseur, raccordé au bus commun d'une usine et un transformateur connecté à un réseau HT avec une tension secondaire de 33kV. On néglige ici les impédances des lignes.

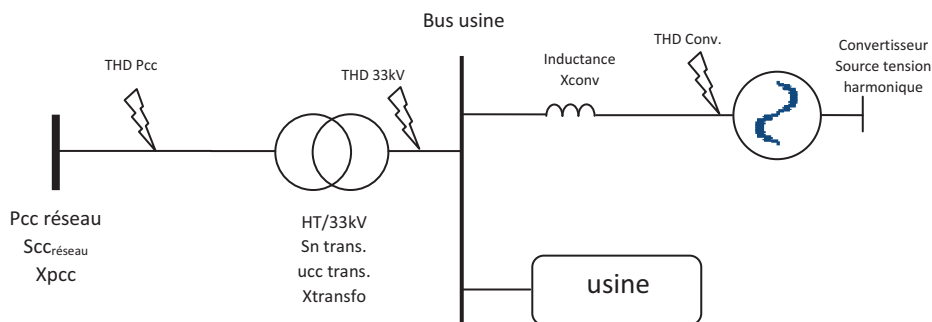


Figure 65 : Schéma unifilaire typique d'une usine sur un réseau de distribution

Les ratios entre les THD aux PCC et au 33kV par rapport au THD généré par le convertisseur sont :

$$\frac{THD_{PCC}}{THD_{conv}} = \frac{X_{Pcc}}{X_{Pcc} + X_{Transfo} + X_{Lconv}} \quad \frac{THD_{33kV}}{THD_{conv}} = \frac{X_{Lconv} + X_{Transfo}}{X_{Pcc} + X_{Transfo} + X_{Lconv}}$$

En introduisant les puissances apparentes :

$$\frac{THD_{PCC}}{THD_{conv}} = \frac{1}{1 + \frac{S_{cc\ ré\text{seau}} u_{CC\ Transfo}}{S_{n\ Transfo}} + \frac{S_{cc\ ré\text{seau}} u_{CC\ Lcouplage}}{S_{n\ Convertisseur}}} \quad \frac{THD_{33kV}}{THD_{conv}} = \frac{1 + \frac{S_{cc\ ré\text{seau}} u_{CC\ Transfo}}{S_{n\ Transfo}}}{1 + \frac{S_{cc\ ré\text{seau}} u_{CC\ Transfo}}{S_{n\ Transfo}} + \frac{S_{cc\ ré\text{seau}} u_{CC\ Lcouplage}}{S_{n\ Convertisseur}}}$$

Dans le but d'obtenir des approximations des valeurs de THD, on propose ici une simplification de ces équations en formulant des hypothèses basées sur des ordres de grandeur couramment rencontrés dans ce type d'installation :

- Les puissances apparentes du transformateur et du convertisseur sont du même ordre de grandeur.

$$S_{cc\ Convertisseur} \approx S_{cc\ Transfo}$$

- Le rapport de la tension de court-circuit (ucc) entre le transformateur et l'inductance du convertisseur est au moins de l'ordre de 10% (cf Chapitre 1) et leurs puissances sont du même ordre.

$$u_{CC\ Lcouplage} \approx u_{CC\ Transfo}$$

- La puissance de court-circuit du réseau (Scc) est très supérieure à la puissance du transformateur.

$$S_{cc\ ré\text{seau}} = k \times S_{n\ Transfo} \quad \text{avec } k \geq 10$$

Avec les hypothèses prises ci-dessus, les formules entre les ratios des THD aux différents points considérés se simplifient de la façon suivante :

$$\frac{THD_{PCC}}{THD_{conv}} \approx \frac{1}{1 + 2 \times k \times u_{CC\ Transfo}} \quad \frac{THD_{33kV}}{THD_{conv}} \approx \frac{1 + k \times u_{CC\ Transfo}}{1 + 2 \times k \times u_{CC\ Transfo}}$$

On obtient ainsi des valeurs de ratio considérées comme majorantes :

$$\frac{THD_{PCC}}{THD_{conv}} \leq \frac{1}{3} \text{ (Eq. 13)} \quad \text{et} \quad \frac{THD_{33kV}}{THD_{conv}} \leq \frac{2}{3} \text{ (Eq. 14)}$$

On peut donc, d'après les équations (eq.13) et (eq. 14) calculer le THD du convertisseur pour satisfaire les limites de la norme. Ainsi, dans le cas le plus contraignant où la tension au PCC est supérieure à 161kV (cf. tableau 9), un THD inférieur ou égal à 1,5% au PCC réseau est la valeur limite. Cette valeur peut être garantie si le THD du convertisseur est inférieur à 4,5% (3*1,5%). Dans le cas contraire où le THD produit par le convertisseur est trop important, il sera alors nécessaire, pour respecter la norme, de filtrer les harmoniques de commutation à l'endroit du convertisseur, en utilisant des topologies de filtres qui atténuent les rangs HF (cf Chapitre 1).

Le tableau ci-dessous correspond à des cas concrets de configuration réseau de SVC et de DSVC réalisés par GEPC. Les deux dernières colonnes correspondent au calcul exact des ratios sur les THD en tenant compte des grandeurs réseau. Les résultats montrent que ces ratios sont effectivement majorés par les équations (eq.13) et (eq. 14).

Tension réseau au Pcc	Pcc réseau	THD max au Pcc selon IEEE 519	Transformateur(s)	$\frac{THD_{PCC} (*)}{THD_{conv}}$	$\frac{THD_{33kV} (*)}{THD_{conv}}$
220kV	7450MVA	1,5%	220/33kV 180MVA, ucc=20%	0,06	0,52
110kV	1800MVA	2,5%	110/33kV 80MVA, ucc=10%	0,2	0,61
225kV	3670MVA	1,5%	225/33kV 160MVA, ucc=13%	0,12	0,48
330kV	1690MVA	1,5%	330/110kV 125MVA, ucc=10% 110kV/33kV 120MVA, ucc=10%	0,18	0,66

Tableau 10 : Etudes de quelques cas de propagation du THD sur des réseaux de distribution

(*) L'inductance de couplage du convertisseur est basée sur un convertisseur de 80MVA avec une inductance de couplage de 10% (base convertisseur)

La Figure 66 ci-dessous montre l'évolution du THD d'un convertisseur multiniveaux en fonction du nombre de niveaux crête à crête (tension entre les phases). Pour satisfaire la norme, il a été établi précédemment que le convertisseur doit avoir un THD inférieur à 4,5% et nous pouvons lire sur ce graphe qu'il faut au moins 25-niveaux de tension. Ainsi, si cette condition est respectée, aucun filtrage des harmoniques de commutation du convertisseur n'est nécessaire.

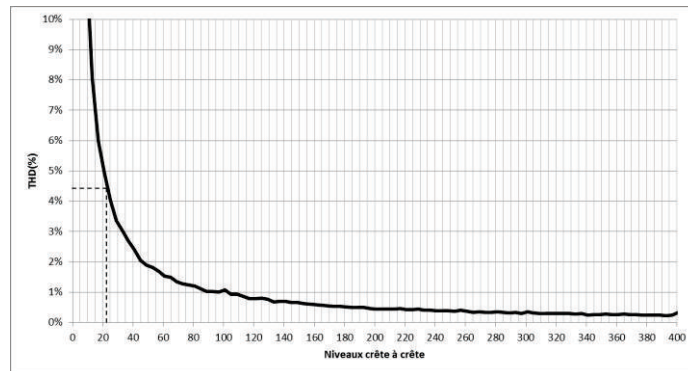


Figure 66 : Evolution du THD d'un convertisseur en fonction du nombre de niveaux crête-crête

3.1.2. Inductance de couplage

L'inductance de couplage est un élément nécessaire pour connecter plusieurs sources de tension en parallèle. Dans chacune des configurations (étoile, triangle et étoiles symétriques) on retrouve ces inductances sur chaque bras du convertisseur. Dans le cas le plus simple, on considère un schéma unifilaire monophasé comprenant un convertisseur et le réseau, représenté sur la Figure 67. La puissance de court-circuit du réseau est supposée ici très grande devant celle du convertisseur.

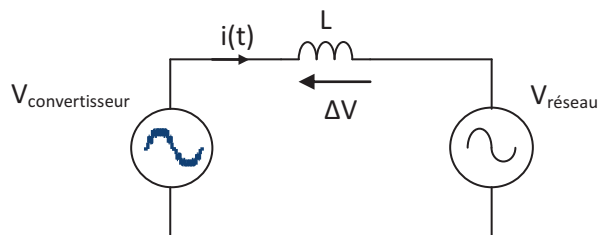


Figure 67 : Schéma unifilaire réseau-convertisseur

La tension aux bornes de l'inductance est régie par l'équation $\Delta V(t) = L \frac{di(t)}{dt}$, où ΔV est la différence de potentiel entre le convertisseur et le réseau. Dans l'hypothèse d'un convertisseur infiniment rapide et dont la qualité de la tension serait parfaite, une faible valeur d'inductance est nécessaire. Ceci se vérifie simplement en considérant les termes dt et ΔV quasiment nuls, traduisant la rapidité et la précision de la tension en sortie du convertisseur. En réalité, cette tension est discrète, dépendant à la fois du nombre de modules, de leur tension et de leur fréquence de découpage. La valeur adéquate de l'inductance dépend donc de ces paramètres et on peut écrire que :

$$L = f(N_{\text{niveaux}}, F_{\text{pwm}}, V_{\text{module}}, \frac{di(t)}{dt}) \quad (\text{Eq. 15})$$

Si l'on considère que la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et que le convertisseur produit la même tension fondamentale, cela revient alors à étudier la variation du courant en fonction de la différence de potentiel pendant un temps donné. On introduit les grandeurs suivantes :

Le terme ΔV est la différence de potentiel aux bornes de l'inductance. Il dépend de la tension d'un module notée V_{module} et du nombre de niveaux noté N_{step} , correspondant au nombre de pas de tension du convertisseur, comptés entre 0V et la tension crête.

- Le temps (terme Δt) pendant lequel une d.d.p est appliquée aux bornes de l'inductance, dépend de la stratégie de modulation,
- La variation du courant notée ΔI pendant un instant dt est ramenée au courant nominal par l'introduction d'un facteur $k < 1$ tel que $\Delta I = k \times I_{\text{nominal}}$.

Pour une modulation de type PS-PWM, la différence de potentiel aux bornes de l'inductance est liée au nombre de modules et à la fréquence de commutation. C'est la différence de tension entre la tension du convertisseur en bleu et la tension réseau en noir que l'on peut voir sur la Figure 68.

Le terme Δt vaut en moyenne : $\Delta t = \frac{1}{N_{\text{step}} \times 2 \times F_{\text{PWM}}}$

Le terme $\Delta V(t)$ est quasiment constant et compris entre :

$$V_{\text{module}} \leq \Delta V(t) \leq \frac{V_{\text{module}}}{2}$$

Le cas dimensionnant donne :

$$L_{\text{PWM}} = V_{\text{module}} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I} = \frac{V_{\text{module}}}{k \times I_{\text{nominal}} \times N_{\text{step}} \times F_{\text{PWM}}} \cdot \frac{1}{2} \quad (\text{Eq. 16})$$

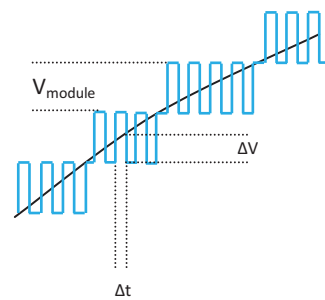


Figure 68 : Tensions convertisseur (bleu) et réseau (noir)

Pour une modulation de type plein onde (Fig. 69), on poursuit le même raisonnement à la différence que le temps de conduction d'un pas est plus long que pour une modulation PS-PWM. On obtient les résultats suivants :

$$\text{Le terme } \Delta t \text{ vaut en moyenne : } \Delta t = \frac{1}{N_{step} \times F_{fondamentale}} \cdot \frac{1}{8}$$

Le terme $\Delta V(t)$ est compris entre :

$$V_{module} \times \frac{t}{\Delta t} \leq \Delta V(t) \leq \frac{V_{module}}{2} \times \frac{t}{\Delta t}$$

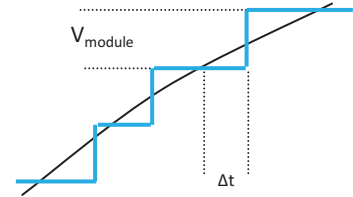


Figure 69 : Tensions convertisseur (bleu) et réseau (noir)

Le cas dimensionnant donne :

$$L_{pleineonde} = \frac{V_{module}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta I} = \frac{V_{module}}{k \times I_{nominal} \times N_{step} \times F_{fondamentale}} \cdot \frac{1}{16} \quad (\text{Eq. 17})$$

Les résultats précédents sont établis dans le cas d'un schéma monophasé comprenant le convertisseur et le réseau. Pour une application triphasée, il faut prendre en compte les différentes configurations du convertisseur dont les schémas équivalents harmoniques sont représentés par les Figures 70 (a) et (b). Ainsi, l'inductance sert non seulement d'inductance de couplage vis-à-vis de la tension du réseau mais également d'inductance de couplage entre les phases du convertisseur.



(a) Config. 1

Figure 70 : Schéma harmonique équivalent en fonction des configurations 1 et 2

(b) Config. 2

On considère uniquement les sources harmoniques en excluant la composante fondamentale. Les variations du courant du convertisseur en fonction des tensions harmoniques sont données par les équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{h1} \\ i_{h2} \\ i_{h3} \end{pmatrix} = \frac{1}{3 \cdot L} \times \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_{h1} \\ V_{h2} \\ V_{h3} \end{pmatrix} \text{ pour la config. 1} \quad (\text{Eq. 18})$$

$$\frac{d}{dt}(i_{h1}) = \frac{d}{dt}(i_{h2}) = \frac{d}{dt}(i_{h3}) = \frac{1}{3 \cdot L} \times (V_{h1} + V_{h2} + V_{h3}) \text{ pour la config. 2} \quad (\text{Eq. 19})$$

La variation du courant dans une phase dépend donc de la tension harmonique de celle-ci à laquelle s'ajoute celle des deux autres phases. La variation du courant peut même être nulle dans certaines conditions. Tout dépend des instants de commutation et il est assez difficile de prédire quelles seront les valeurs des tensions harmoniques de chaque phase à chaque instant. Ceci étant dit, les tensions

harmoniques sont rarement toutes en phase. Pour s'en convaincre, on peut considérer un convertisseur triphasé comprenant seulement un module par phase, puis tracer les trois modulantes triphasées qui leur correspondent et regarder les intersections avec la porteuse donnant les niveaux de tension de sortie de chaque module (on obtient ainsi les tensions V_{h1} , V_{h2} et V_{h3}). On constate que deux tensions sont du même signe tandis que la troisième est nulle ou de signe opposé. Dans ce cas, on peut considérer que la tension harmonique vaut deux fois la tension d'un module. On obtient alors la relation suivante :

$$L_{\text{triphasée}} \approx \frac{2}{3} \times L_{\text{monophasée}} \quad (\text{Eq. 20})$$

Afin de vérifier les hypothèses et les calculs ci-dessus, une simulation est réalisée pour la config. 2 avec les paramètres suivants :

- $V_{\text{module}}=5000V$,
- 12 modules en cascade par phase couplés en triangle,
- $F_{\text{PWM}}=500\text{Hz}$.

La valeur d'inductance est calculée telle que la variation de courant soit de l'ordre de 10% du courant nominal : $\Delta I = k \times I_{\text{nominal}} = 0,1 \times 1500 A_{\text{eff}} = 212 A \text{ crête}$

La valeur d'inductance de couplage est ici de 1,31mH.

Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 71. Les courants traversant les bras du convertisseur sont bien bornés à des variations de l'ordre de $\pm 200A$.

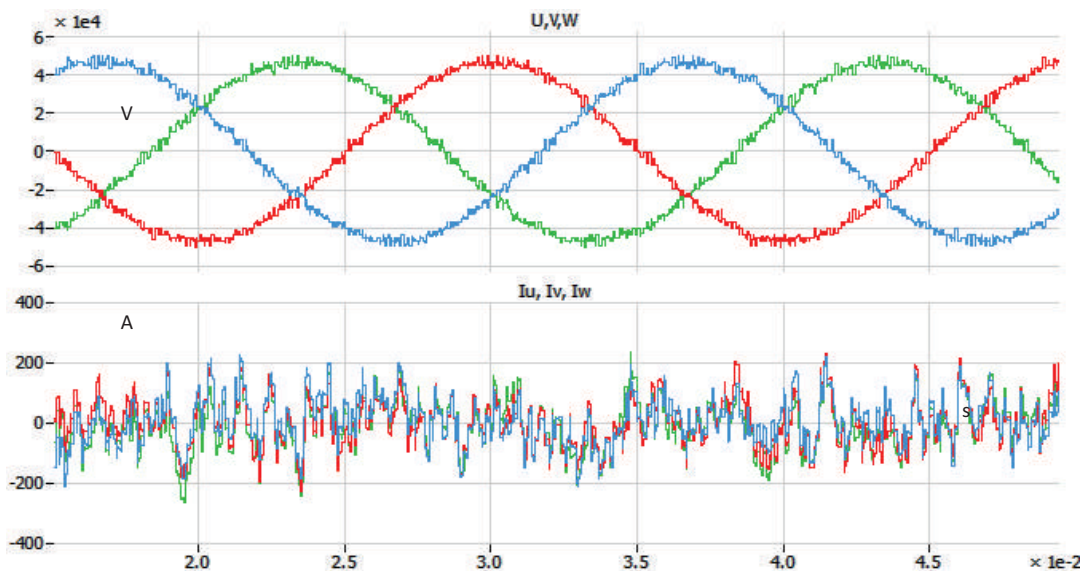


Figure 71 : Formes d'ondes (tensions et courants) d'un convertisseur 25-niveaux connectés à un réseau 33kV

3.1.3. Capacités de bus DC

On trouve des applications pour lesquelles les bus DC sont alimentés par des sources externes à travers des transformateurs élévateurs et des ponts redresseur [62] [63]; ces modules sont alors capables de fournir de la puissance à la charge. L'inconvénient de ce type d'application est que les bus DC devront être isolés galvaniquement les uns des autres à travers des transformateurs. Dans les applications réseau que nous étudions, les modules n'ont pas à fournir de puissance et chacun d'eux possède un bus DC dont la capacité est isolée et flottante. Cette capacité maintient le bus DC du module autour d'une valeur nominale. En fonction du courant traversant le module et de la tension qu'il délivre, la tension du bus DC va varier et sera limitée par la valeur de la capacité. Ainsi, puisque les modules ne fournissent pas de puissance, le point dimensionnant à considérer est celui d'un facteur de puissance nul. La conservation de la puissance appliquée au module permet d'écrire que la puissance instantanée de la capacité (notée P_{DC}) est égale à la puissance alternative (notée P_{AC}) en sortie du module.

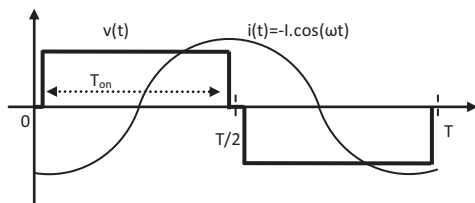
$$P_{DC}(t) = P_{AC}(t) \quad \Rightarrow Vc(t) \times ic(t) = v(t) \times i(t) \quad (Eq. 21)$$

$Vc(t)$: tension du bus DC
 $ic(t)$: courant dans la capacité
 C : capacité du bus DC
 $v(t), i(t)$: tension et courant en sortie du module

On a alors à considérer deux cas qui dépendent là encore de la stratégie de modulation utilisée puisqu'elle influe sur la tension $v(t)$ du module. Les trois points suivants traiteront des variations de la tension du bus DC pour les trois types de modules.

1. Pont en H

Les figures ci-dessous illustrent les deux formes d'ondes considérées pour un pont en H ayant un facteur de puissance nul et un courant sinusoïdal imposé.



Cas d'une commande pleine onde :

La tension $v(t)$ en sortie du module est la tension du bus DC pendant l'intervalle de conduction. Le bus DC voit donc un courant $ic(t)=i(t)$ pendant ce temps. La variation du bus DC est obtenue par l'équation suivante :

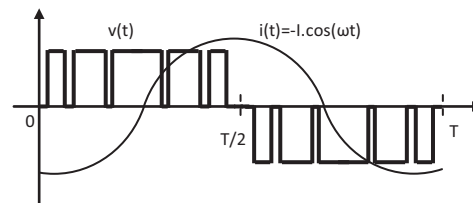
$$i(t) = C \frac{dVc(t)}{dt}$$

L'intégration de cette fonction sur un intervalle d'un quart de période T donne la variation maximale du bus DC (ΔVc) :

$$\|\Delta Vc\| = \left\| \frac{I}{\omega \cdot C} \left[\cos\left(\pi \times \frac{T_{on}}{T}\right) - 1 \right] \right\|$$

$$\text{ou } C = \left\| \frac{I}{\omega \cdot \Delta Vc} \left[\cos\left(\pi \times \frac{T_{on}}{T}\right) - 1 \right] \right\|$$

avec $0 < T_{on} < T/2$



Cas d'une commande PWM :

La tension $v(t)$ est modulée par la valeur du bus DC pour créer une tension sinusoïdale telle que $v(t) = m \times Vc(t) \times \sin(\omega t)$ où m est l'indice de modulation. L'équation devient :

$$\frac{dVc(t)}{dt} = \frac{-m \times I}{C} \times \sin(2\omega \cdot t)$$

L'intégration de cette fonction sur un intervalle d'un quart de période T donne la variation maximale du bus DC (ΔVc) :

$$\|\Delta Vc\| = \left\| \frac{m \cdot I}{2 \cdot \omega \cdot C} \right\|$$

$$\text{ou } C = \frac{\|m \cdot I\|}{2 \cdot \omega \cdot \|\Delta Vc\|}$$

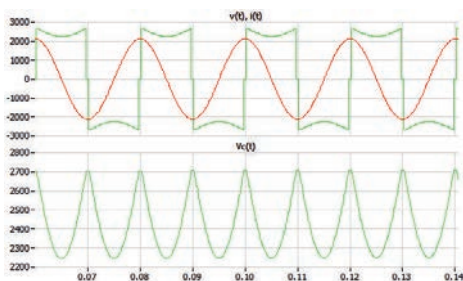
Si l'on considère maintenant un dimensionnement de la capacité des bus DC dans les cas extrêmes, on obtient un temps de conduction de $T_{on}=T/2$ pour la commande pleine onde aboutissant à une

valeur de la capacité de $C = \frac{\|I\|}{\omega \cdot \|\Delta V_c\|}$. De même, avec un indice de modulation maximum de $m=1$

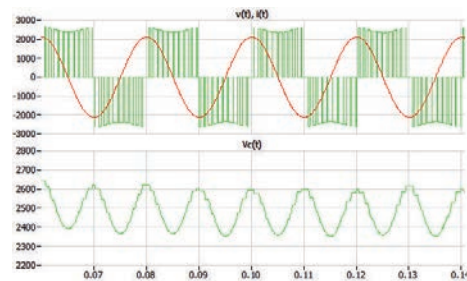
pour la commande PWM, la valeur de la capacité est $C = \frac{\|I\|}{2 \cdot \omega \cdot \|\Delta V_c\|}$. Cette comparaison permet de

conclure qu'il est plus avantageux de choisir une stratégie PWM puisqu'entre les cas extrêmes présentés ci-dessus, le rapport de la valeur de la capacité du bus est doublée pour une stratégie de commande pleine onde. Les résultats de simulations ci-dessous confirment les variations de bus DC attendues pour une stratégie de modulation pleine onde (Figure 72 a) et PWM (Figure 72 b) avec les paramètres de simulation suivants :

- Tension nominale du bus DC : 2500V,
- Capacité du bus DC : 13,5mF,
- Courant : 1500A_{eff}, facteur de puissance nul.



(a) pleine onde



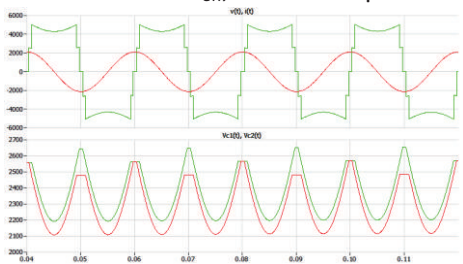
(b) PWM

Figure 72 : Tension, courant et variation de la tension du bus DC d'un module pont en H en fonction de la stratégie de modulation.

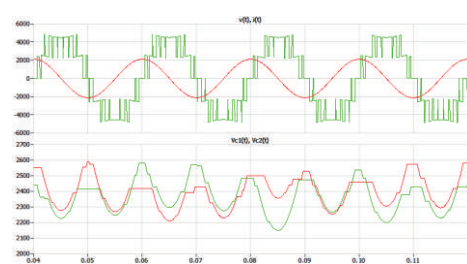
2. Pont en H 3-niveaux :

Les calculs précédents s'appliquent également au pont en H 3-niveaux en considérant que le dimensionnement vaut pour la totalité du bus DC. Cependant, lorsque la stratégie de redondance sur les chemins (proposée à la section 2.4.1) est utilisée, la différence sur la variation de la tension de bus DC entre les stratégies de modulation pleine onde et PWM est moins prononcée que pour un pont en H. C'est ce que l'on peut constater sur les Figures 73 (a) et (b) qui correspond aux résultats de simulation dans les conditions suivantes :

- Tension nominale du bus DC : 5000V, 2500V par ½ bus DC
- Capacité du bus DC : 6,75mF total, soit 13,5mF par ½ bus
- Courant : 1500A_{eff}, facteur de puissance nul



(a) pleine onde

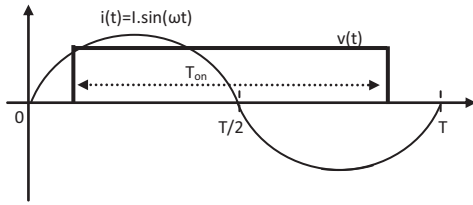


(b) PWM

Figure 73 : Tension, courant et variation de la tension du bus DC d'un module pont en H 3-niveaux en fonction de la stratégie de modulation.

3. ½ pont en H

On réalise les mêmes calculs pour le ½ pont en H en tenant compte des deux stratégies de modulation dont les formes d'ondes sont représentées ci-dessous.



Cas d'une commande pleine onde :

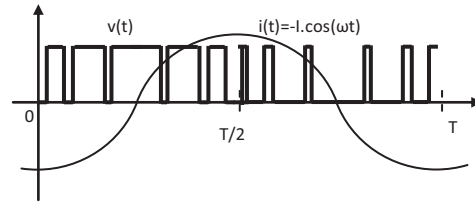
La tension du $V_c(t)$ du bus DC dépend du temps de conduction du module.

L'intégrale de la tension du bus sur une ½ période de conduction donne la variation maximale du bus DC (ΔV_c) :

$$\|\Delta V_c\| = \frac{\|I\|}{C \cdot \omega} \times \left[1 - \cos\left(\pi \frac{T_{on}}{T}\right) \right]$$

$$\text{d'où } C = \frac{\|I\|}{\|\Delta V_c\| \cdot C \cdot \omega} \times \left[1 - \cos\left(\pi \frac{T_{on}}{T}\right) \right]$$

, avec $0 < T_{on} < T$



Cas d'une commande PWM :

La tension $V_c(t)$ du bus DC est la superposition de deux ondes de la pulsation ω et 2ω :

$$V_c(t) = \frac{I}{C \cdot 2\omega} \cos(\omega t) + \frac{m \times I}{8 \cdot C \cdot \omega} \cos(2\omega t), \text{ avec } -1 < m < 1$$

La variation maximale du bus DC (ΔV_c) est indépendante de l'indice de modulation et vaut :

$$\|\Delta V_c\| = \left\| \frac{I}{\omega \cdot C} \right\|$$

$$\text{d'où } C = \frac{\|I\|}{\omega \cdot \|\Delta V_c\|}$$

Considérons maintenant les cas extrêmes pour le dimensionnement. On voit ci-dessus que la capacité est indépendante de l'indice de modulation pour une modulation PWM et qu'elle vaut $C = \frac{\|I\|}{\omega \cdot \|\Delta V_c\|}$. En revanche, pour un temps de conduction de $T_{on}=T$ pour une commande pleine onde,

la capacité nécessaire est $C = \left\| \frac{I}{\Delta V_c \cdot C \cdot \omega} \right\| \times 2$, soit le double. Ces résultats permettent d'aboutir aux mêmes conclusions que pour le pont en H puisqu'à capacité identique, une commande de type PWM permet de réduire par deux la variation de la tension du bus. Les figures ci-dessous sont les résultats de simulations dans les conditions suivantes :

- Tension nominale du bus DC : 5000V, 2500V par ½ bus DC
- Capacité du bus DC : 13,5mF
- Courant : 1500A_{eff}, facteur de puissance nul

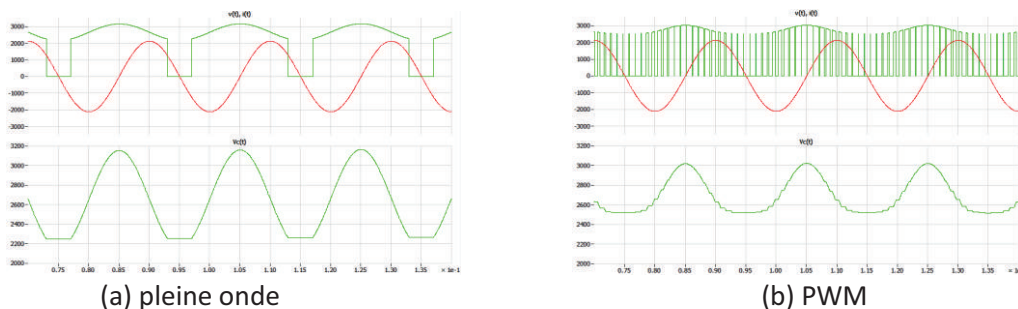


Figure 74 : Tension, courant et variation de la tension du bus DC d'un module ½ pont en H en fonction de la stratégie de modulation.

D'une façon générale, les grandeurs liées au bus DC qui nous intéressent pour le dimensionnement sont la valeur de capacité nécessaire et la variation de la tension à ses bornes. Ces grandeurs sont décrites par les équations précédentes qui suivent une loi d'allure $1/x$. Pour chacun des modules étudiés, on constate que c'est la stratégie de modulation PWM qui permet de minimiser la valeur du bus DC ou la variation de tension du bus DC. A titre de comparaison, la Figure 75 montre la capacité nécessaire pour chacun des modules en fonction de la stratégie de modulation et de la tension nominale du bus DC. Les calculs de capacité correspondent aux points de fonctionnement extrêmes (cf. études ci-dessus) en considérant une variation de 10% de la tension de bus DC et un courant fondamental de $1500A_{eff}$ à 50Hz. Cette courbe met en évidence qu'un module $\frac{1}{2}$ pont en H requiert plus de capacité qu'un pont en H ou un pont en H 3-niveaux.

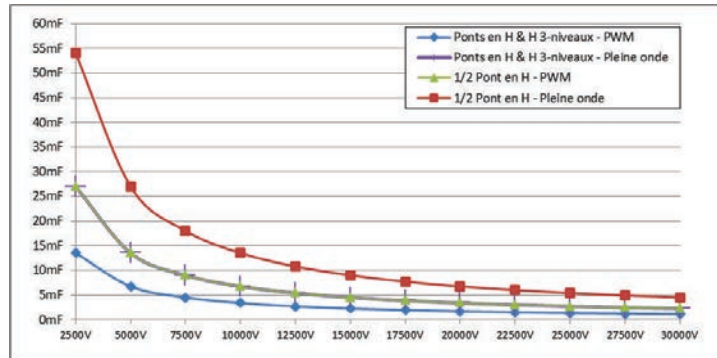


Figure 75 : Capacité requise en fonction de la tension du module pour un courant de $1500A_{eff}$

3.2. Nombre de modules et de composants

3.2.1. Définition du nombre de modules

Le nombre de module dépend de la tension du réseau, de la valeur de l'inductance de couplage (indiquée par une valeur de tension de court-circuit ucc), de la valeur nominale de la tension bus et de la configuration du convertisseur. Le convertisseur étant destiné à une application Statcom, l'échange de puissance réactive entre le convertisseur et le réseau est régi par les principes décrits dans le Chapitre 1, section 2.2.3. L'inductance de couplage doit être choisie de manière à limiter les variations de courant du convertisseur mais elle ne doit pas être trop importante sous peine de devoir augmenter de façon prohibitive le nombre de modules du convertisseur. Les formules de calcul de la quantité de modules par phase en fonction des configurations sont présentées ci-dessous.

Configuration en triangle :

$$N_{\text{module}} = \frac{V_{ph-ph} \times (1 + ucc)}{V_{\text{module}}} \quad (\text{Eq. 22})$$

N_{module} : Nombre de modules

V_{ph-ph} : Valeur crête de la tension réseau entre phases

V_{ph-n} : Valeur crête de la tension réseau entre phases

ucc : Tension de court-circuit de l'inductance de couplage au réseau AC

V_{module} : Tension tenue par module

V_{dc} : Tension de bus DC dans le cas d'un HVDC

Configuration en étoile :

$$N_{\text{module}} = \frac{V_{ph-n} \times (1 + ucc)}{V_{\text{module}}} \quad (\text{Eq. 23})$$

Configuration en étoiles-symétriques (MMC) :

Dans une configuration étoiles-symétriques (MMC) on distingue deux cas. Le premier est basé sur des ½ ponts H (Figure 76). Puisque cette topologie ne peut générer de tension négative, une composante continue est superposée à la tension alternative. Les bras supérieurs et inférieurs de chaque phase génèrent une tension continue égale à $V_{dc}/2$. La particularité de cette composante continue est qu'elle permet de créer une tension de bus DC (virtuelle), de valeur V_{dc} , qui sert notamment dans le cas d'une liaison HVDC.

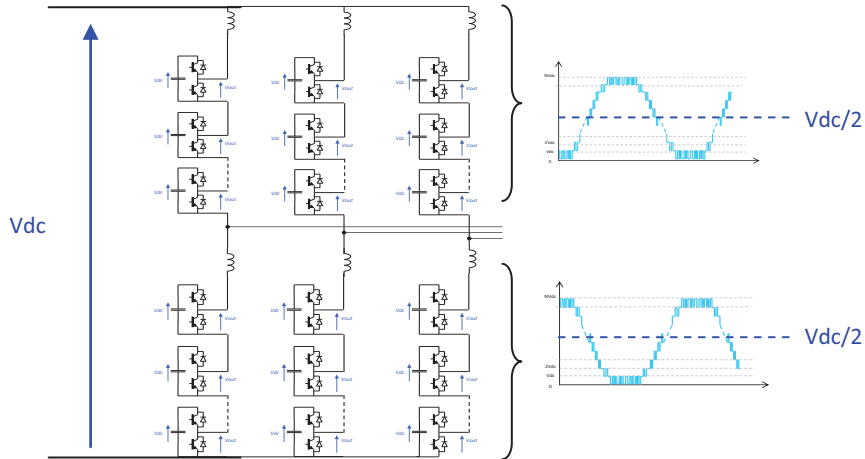


Figure 76 : Configuration étoiles-symétriques (MMC) avec ½ ponts en H

Le nombre de modules est égal à :

$$N_{module} = 4 \times \frac{V_{ph-n} \times (1 + u_{cc})}{V_{module}} \quad (Eq. 24)$$

- N_{module} : Nombre de modules
- V_{ph-n} : Valeur crête de la tension réseau entre phases
- u_{cc} : Tension de court-circuit de l'inductance de couplage au réseau AC
- V_{module} : Tension tenue par module

Le second cas est celui où des ponts en H (classiques ou 3-niveaux) capables de générer des tensions positives et négatives sont utilisés (Figure 77). Si aucune charge côté bus DC n'est nécessaire, alors $V_{dc}=0$ et le convertisseur est équivalent à deux configurations étoiles en parallèle. Si par contre un bus DC est requis, il est nécessaire d'ajouter des modules pour introduire la même composante continue que le cas précédent à base de ½ ponts en H. On aboutit en finalité au même nombre de modules.

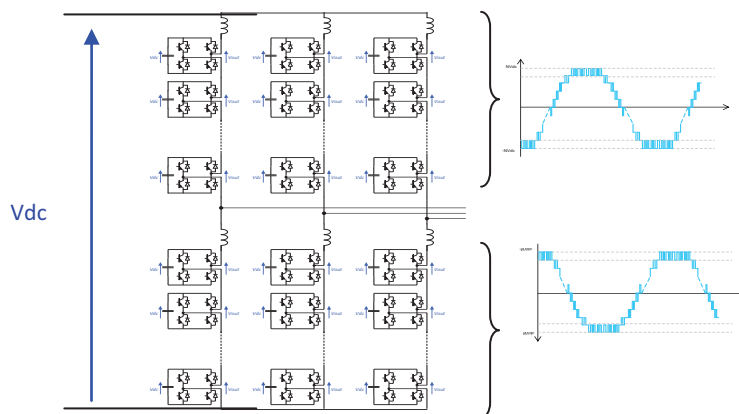


Figure 77 : Configuration étoiles-symétriques (MMC) avec ponts en H

Le nombre de modules est égal à :

$$N_{module} = 2 \times \frac{V_{ph-n} \times (1 + ucc)}{V_{module}} + \frac{V_{dc}}{V_{module}} \quad (Eq. 25)$$

N_{module} : Nombre de modules

V_{ph-n} : Valeur crête de la tension réseau entre phases

ucc : Tension de court-circuit de l'inductance de couplage au réseau AC

V_{module} : Tension tenue par module

V_{dc} : Tension de bus DC dans le cas d'un HVDC

Le calcul pratique du nombre de modules est réalisé avec les considérations suivantes :

- En se basant sur l'analogie des transformateurs, on se fixe une limite d'un ucc de 15% max. pour la valeur de l'inductance de couplage,
- La tenue en tension d'un composant ayant été définie à 2500V (cf section 2), on considère des valeurs de tension de bus DC multiples de 2500V,
- La tension réseau est de 33kV au nominal avec une marge de 10% correspondant à une remontée de tension stationnaire de +10%.

Le tableau ci-dessous représente le nombre de modules en fonction de la tension du bus DC et des considérations évoquées ci-dessus. On constate alors que plus la tension est importante, plus il est difficile d'optimiser le nombre de modules. Les cellules en noir représentent des tensions de bus DC considérées comme inadaptées à une application 33kV.

		Nombre de module/phase selon la configuration		
		Etoile	Etoiles-symétriques (MMC)	Triangle
Tension convertisseur requise		34kV	34kV	60kV
Tension module	2500V	14	28 – 2x28(1/2 pont H)	24
	5000V	7	14 – 2x14(1/2 pont H)	12
	7500V	5	10 – 2x10(1/2 pont H)	8
	10000V	4	8 – 2x8(1/2 pont H)	6
	12500V		6 – 2x6(1/2 pont H)	5
	15000V			4

Tableau 11 : Nombre de modules par phase en fonction des configurations et de la tension du module

On pourrait penser *a priori* que le nombre de modules peut être choisi librement en fonction de la technologie disponible (GEPC dispose par exemple de convertisseurs de puissance dont la tension est comprise de 5kV à 15kV), cependant le paramètre limitant sera la valeur de l'inductance de couplage. La contrainte fixée sur l'inductance de couplage est telle que sa valeur ne doit excéder une valeur de ucc de 15%. En recoupant les résultats obtenus sur l'estimation de l'inductance de couplage (cf section 3.1.2), on constate que pour une application réseau 33kV, les modules dont les tensions sont supérieures à 7,5kV requièrent une inductance de couplage qui commence à devenir importante. C'est ce que l'on peut voir dans le tableau 12 pour une configuration en triangle, en considérant une ondulation du courant de 5% et une puissance apparente de 148MVA pour le convertisseur. A noter que les autres configurations donnent également des résultats similaires.

Tension du module	Inductance de couplage (H)	ucc (%)
2500V	660uH	1%
5000V	2,6mH	4%
7500V	5,9mH	8%
10000V	10,5mH	15%
15000V	23,5mH	30%

ucc compatibles à une application réseau 33kV

Tableau 12 : Valeurs d'inductance de couplage nécessaires pour une ondulation de courant de 5% (base 148MVA) en fonction de la tension du module pour une application 33kV

3.2.2. Définition du nombre de composants

Pour une topologie donnée, le nombre total de composants reste constant puisque le fait de changer la tension de bus DC d'un module modifie uniquement le nombre de composants en série. Ainsi, si le nombre de modules est divisé par deux (*i.e.* on double la tension de bus DC), le nombre de composants par module sera doublé. On peut donc faire un calcul du nombre de composants sur la base de modules d'une tension de 2,5kV de bus DC pour les modules pont en H et ½ pont en H et d'une tension de 5kV pour le pont en H 3-niveaux.

Le tableau ci-dessous précise le nombre total de composants en fonction de la topologie et de la configuration du convertisseur.

		Configurations		
		Etoile	Etoiles-symétriques (MMC)	Triangle
Nmodule 3 phases	Pont en H (2,5kV)	3x14= 42	3x28= 84	3x24= 72
	Pont en H 3-niveaux (5kV)	3x7= 21	3x14= 42	3x12= 36
	½ pont en H (2,5kV)		3x28x2= 168	
Ncomposant 3 phases	Pont en H (2,5kV)	4x42= 168	4x84= 336	4x72= 288
	Pont en H 3-niveaux (5kV)	12x21= 252	12x42= 504	12x36= 432
	½ pont en H (2,5kV)		2x84= 336	
Puissance apparente	$U_{\text{phph}}=33\text{kV}$, $I_{\text{eff}}=1500\text{A}_{\text{eff}}$	85MVA	171MVA	148MVA

Tableau 13 : Synthèse du nombre de modules et de composants en fonction des configurations et des topologies utilisées.

Le rapport du nombre de composants sur la puissance apparente (Figure 78) met en évidence les solutions optimisées. On voit donc que les modules à base de pont en H et ½ ponts en H utilisent de la même manière les composants tandis que les configurations à base de pont en H 3-niveaux requièrent plus de composants pour la même densité de puissance.

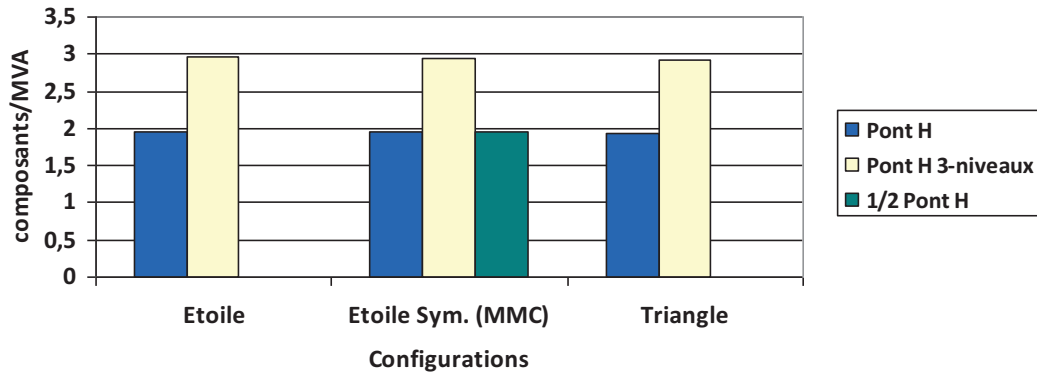


Figure 78 Rapport du nombre de composants requis par MVA en fonction des configurations et topologies

3.3. Fiabilité et redondance

D'une façon générale, les convertisseurs de tension sont des systèmes complexes composés d'un assemblage de nombreux éléments d'électroniques, de capteurs, de systèmes de refroidissements, de composants de puissances, d'automatismes... Ils doivent être capables de fournir les fonctionnalités requises par un cahier des charges qui spécifie la mission à accomplir. Une panne est définie lorsque le système n'est plus capable de remplir sa mission et qu'une défaillance est survenue. Lorsque des constituants d'un système défont, cela peut être dû à différents facteurs tels que :

1. Une utilisation de l'équipement au-delà de ses caractéristiques maximales,
2. La fatigue au cours du temps des composants constituant l'équipement qui finissent par fonctionner près de leurs caractéristiques maximales,
3. Un défaut de montage, de fabrication ou de changement dans la qualité de certains constituants de l'équipement,

Il est donc primordial de disposer de méthodes permettant d'estimer la fiabilité d'un système. La fiabilité est définie comme la probabilité qu'un objet puisse fournir les fonctions désirées sans panne, sous certaines conditions et pour un temps donné. Ce concept généralement abordé dans le sens des probabilités, implique l'utilisation des méthodes statistiques qui tiennent compte de l'évolution d'un objet au cours du temps.

Les convertisseurs multiniveaux étudiés sont composés d'une multitude d'éléments identiques assemblés les uns à la suite des autres. Il est attendu de tels systèmes qu'ils soient fiables et capables de fonctionner pendant un temps donné. Jusqu'à présent, le dimensionnement de ces convertisseurs n'a pas tenu compte de l'aspect fiabilité. Il est donc intéressant, dans un premier temps, de pouvoir quantifier la fiabilité de ces convertisseurs puis de voir quelles peuvent être les pistes d'améliorations. Pour cela, on ne s'intéressera qu'à la fiabilité liée au composant de puissance associé à son système de commande. Il serait trop fastidieux d'inclure à ce stade de l'étude la totalité des éléments constituant le convertisseur, on supposera donc que la fiabilité des autres éléments est infinie.

3.3.1. Définitions et propriétés

La durée de vie des composants peut être modélisée selon une fonction analytique suivant une loi de distribution exponentielle comme proposée dans les ouvrages [64] et [65]. Cette fonction décrit une situation dans laquelle le taux de panne associé à un objet est constant au cours du temps et où la probabilité de ne pas avoir de panne sur un intervalle de temps (t) est définie comme :

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (\text{Eq. 26})$$

où λ est par définition le taux de panne en h^{-1} et t la variable temps

A l'aide de cette fonction, on définit le système à étudier comme étant constitué de composants de puissance, tous identiques, dont le taux de panne associé est estimé ici à 250 FIT (Failure In Time). Un FIT correspond à une panne pendant un intervalle de 10^9 h soit environ 114000 ans. Soit $\lambda=250E-9 h^{-1}$ pour chaque composant.

Les règles de calculs associées au calcul de fiabilité sont rappelées ci-dessous pour un système composé de n éléments indépendants, chacun associés à un taux de panne λ_1 à λ_n :

1. Si la panne d'un élément provoque la panne totale du système alors la représentation sous la forme d'un schéma bloc est une mise en série (Figure 79). Le taux de panne associé au système est la somme des taux de panne de chacun des éléments. La probabilité que le système ne soit pas en panne devient : $R_{sys}(t)=R_1(t).R_2(t).....R_n(t)=e^{-(\lambda_1+\lambda_2+...+\lambda_n)t}$.

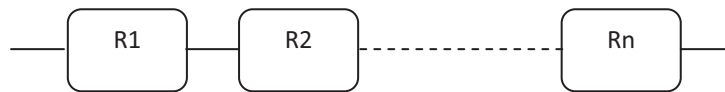


Figure 79 : Schéma bloc d'éléments en série

2. S'il suffit qu'un moins un élément fonctionne pour que le système ne tombe pas en panne, le schéma bloc correspondant est une mise en parallèle (Figure 80). La probabilité que le système ne soit pas en panne est donnée par la relation suivante :

$$R_{sys}(t) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - R_i(t)) \quad (\text{Eq. 27})$$

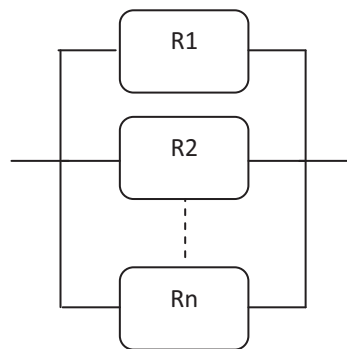


Figure 80 : Schéma bloc d'éléments en parallèle

3. Si, en partant du schéma bloc du point N°2, les taux de panne ($\lambda_1 \dots \lambda_n$) sont identiques mais que m éléments parmi n doivent fonctionner pour que le système ne soit pas en panne, le schéma bloc correspondant sera celui présenté sur la Figure 81. La probabilité pour que le système fonctionne suit la loi binomiale ci-dessous :

$$R_{sys}(t) = 1 - \sum_{i=0}^{m-1} \binom{n}{i} R(t)^i (1 - R(t))^{n-i} = 1 - P(t)_{m/n} \quad (Eq. 28)$$

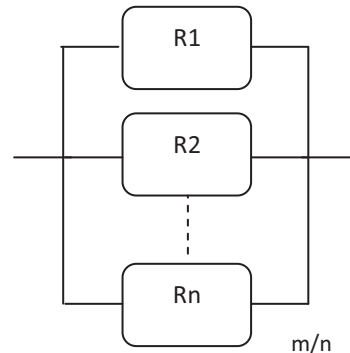


Figure 81 : Schéma bloc où m parmi n modules doivent fonctionner

3.1.1. Fiabilité des modules pont en H, 1/2 pont en H et pont en H 3-niveaux

Pour mener des calculs de fiabilité sur les topologies, il est utile de définir le temps de mission pendant lequel le système doit fonctionner sans panne. Puisque nous ne disposons pas d'un cahier des charges précis, les calculs seront réalisés en partant de l'hypothèse que le système devra fonctionner pendant deux ans avec une probabilité importante de réussite.

Les calculs sur le nombre de modules et de composants réalisés jusqu'ici ne présentent aucune redondance, on peut alors considérer dans un premier temps le cas où la perte d'un composant provoque une panne du module. Nous sommes donc en présence d'un schéma bloc de type série (point N°1).

Pour un temps de mission de deux ans, la probabilité qu'un module ne tombe pas en panne se calcule donc comme :

$$R_{module}(t = 2ans) = e^{-\lambda \cdot t \cdot N_{composant}}, \text{ avec } \lambda = 250E-9 \text{ h}^{-1} \quad (Eq. 29)$$

Cette probabilité est dépendante de la tension de bus qui détermine le nombre de composants par module. Le tableau 14 donne la probabilité pour chaque module ($R_{module}(t=2ans)$) de ne pas tomber en panne pour chacune des topologies en fonction de la tension du bus DC.

Tension	Pont en H		1/2 Pont en H		Pont en H 3-niveaux	
	Composant	R(2ans)	Composant	R(2ans)	Composant	R(2ans)
2,5kV	4	0,982	2	0,991		
5kV	8	0,965	4	0,982	12	0,948
7,5kV	12	0,948	6	0,974		
10kV	16	0,932	8	0,965	24	0,900

Tableau 14 : Probabilité d'un module de ne pas tomber en panne en fonction des topologies et du niveau de tension pour un temps de mission de deux ans.

A ce stade, les résultats du tableau 14 nous révèlent seulement que des modules composés d'un nombre important de composants ont une probabilité de panne supérieure à ceux qui en ont le moins.

En supposant maintenant l'hypothèse supplémentaire qu'un module défaillant ait pour conséquence d'entraîner la panne du convertisseur, le calcul de fiabilité pour les différentes configurations et topologies sont calculées de la manière suivante en fonction du nombre de modules :

$$R_{sys}(t = 2ans) = R_{module}(t = 2ans)^{N_{module}} \quad (Eq. 30)$$

Les résultats du calcul de probabilité (R_{sys}) sont indiqués dans le tableau 15 ci-dessous pour chacune des configurations considérées (étoile, étoiles-symétriques MMC, triangle).

		Fiabilité convertisseur Rsys(t=2ans), λ=250E-9 h-1, sans redondance						
Configuration		Etoile		Triangle		Etoiles-sym. (MMC)		
Topologie		Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	1/2 pont en H
Tension	2,5kV	0,4791		0,2832		0,2295		0,2295
	5kV	0,4791	0,3316	0,2832	0,1507	0,2295	0,1099	0,2295
	7,5kV	0,4545		0,2832		0,2066		0,2066
	10kV	0,4312	0,2832	0,2832	0,1507	0,1860	0,0802	0,1860

Tableau 15 : Probabilité de ne pas avoir de panne sur 2 ans pour un convertisseur 33kV en fonction des topologies et configurations choisie. Aucune redondance n'est considérée.

Compte tenu des hypothèses choisies, les résultats obtenus montrent clairement que la probabilité qu'un convertisseur fonctionne pendant deux ans sans panne est assez faible (Figure 82). Même en réduisant le temps de mission à un an, la fiabilité n'est pas suffisante (Figure 83). On en conclut que ces convertisseurs multiniveaux ne sont pas assez fiables en l'état et qu'une stratégie de redondance doit être appliquée pour augmenter la fiabilité.

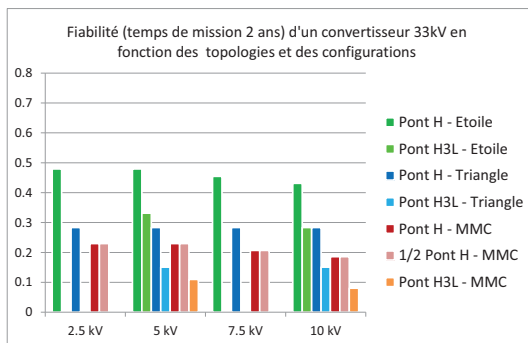


Figure 82 : Probabilité de ne pas avoir de panne. Temps de mission de deux ans.

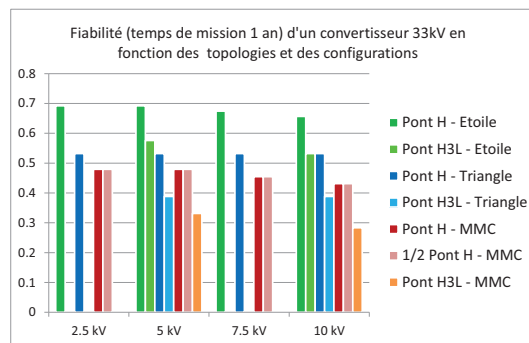


Figure 83 : Probabilité de ne pas avoir de panne. Temps de Mission de un an.

3.1.2. Calculs de fiabilité avec redondance

Les résultats précédents ont montré qu'il n'est pas viable, pour les topologies étudiées, d'avoir un convertisseur qui ne soit pas suffisamment fiable et que l'introduction de redondances dans le système est indispensable pour améliorer sa fiabilité. La mise en œuvre d'une redondance peut impliquer une augmentation du coût et complexifier la conception. Il faut également s'assurer que ces éléments supplémentaires soient fiables eux aussi, sans quoi la redondance est inopérante. Dans notre cas, les premiers remèdes qui viennent à l'esprit sont l'ajout de composants à l'intérieur des modules ou l'ajout de modules supplémentaires en cascade. Les points a) et b) ci-dessous explorent respectivement les effets de l'ajout de composants et l'ajout de modules supplémentaires sur la

fiabilité. Le point c) propose une optimisation de la fiabilité en incluant des critères de conception entre la tension des modules et l'inductance de couplage du convertisseur.

a) Redondance par ajout de composant(s)

La mise en série de composants de technologie Press-Pack est dans notre cas favorable. Cette technologie assure en général un mode de défaillance en court-circuit des composants (IGBT/Diode) ce qui permet de garder localement l'intégrité des connexions et des circuits électriques. A l'inverse, un composant de type Flat-Pack a tendance à « exploser » en cas de défaut, ce qui revient localement à un circuit ouvert. Les Figures 84 (a, b et c) représentent donc les modules ½ pont en H, pont en H et pont en H 3-niveaux auxquels des composants supplémentaires (indiqués en bleu) sont introduits en série sur chaque bras. Pour chaque module, le nombre de composants supplémentaires est multiple de deux pour un ½ pont en H, quatre pour un pont en H et huit pour un pont en H 3-niveaux.

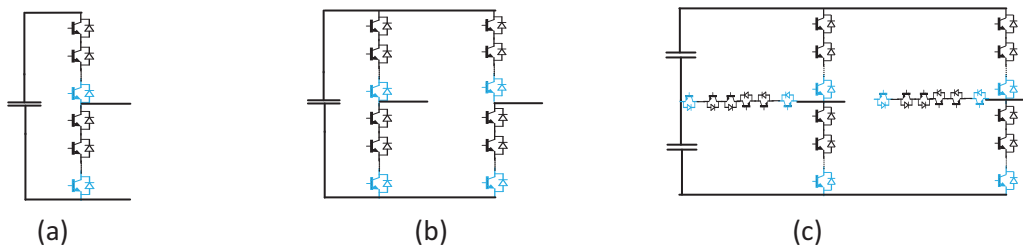


Figure 84 : Redondance par ajout de composants en série pour les modules ½ pont en H (a), pont en H (b) et pont en H 3-niveaux(c)

Ainsi, pour qu'un module fonctionne, il faut que dans chaque bras, m composants parmi n fonctionnent. On a donc affaire à la formule donnée par l'équation (eq.28). Ainsi, des modules contenant des composants redondants en série peuvent être représentés sous la forme des schémas blocs ci-dessous (Figures 85 à 87).

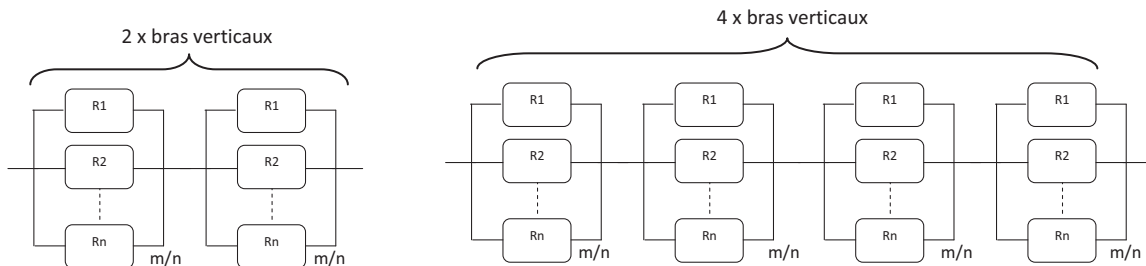


Figure 86 : ½ pont en H, redondance série

Figure 85 : Pont en H, redondance série

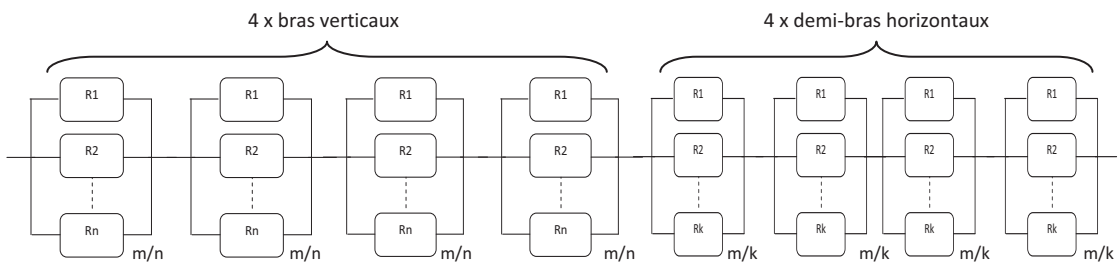


Figure 87 : Pont en H 3-niveaux, redondance série

Pour donner un exemple, on choisit le cas du pont en H 3-niveaux qui est légèrement différent des deux autres topologies puisqu'il contient à la fois des bras horizontaux et verticaux. Les bras verticaux sont identiques entre eux, de même que les horizontaux. En notant $R_{bras_vert}(t=2ans)$ et $R_{bras_horiz}(t=2ans)$ les probabilités associées à chaque bras, le calcul de fiabilité du système (R_{sys}) se déduit de l'équation (eq.27) telle que :

$$R_{sys}(t=2ans) = R_{bras_vert}(t=2ans)^4 \times R_{bras_horiz}(t=2ans)^4 \quad (Eq. 31)$$

avec $R_{bras_vert}(t=2ans) = 1 - P(t=2ans)_{m/n}$ et $R_{bras_horiz}(t=2ans) = 1 - P(t=2ans)_{m'/k}$

En ajoutant par exemple un composant redondant sur chaque bras, le tableau 16 et la Figure 88 montrent les probabilités de ne pas avoir de panne sur deux ans en fonction des topologies et des configurations. La probabilité de réussite est maintenant supérieure à 97% pour tous les convertisseurs et configurations envisagés.

Configuration		R _{sys} (t=2ans), λ=250E-9 h-1, 1 composant redondant						
		Etoile		Triangle		Etoiles-sym. (MMC)		
Topologie		Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	1/2 pont en H
Tension	2,5kV	0,9967		0,9945		0,9936		0,9936
	5kV	0,9952	0,9936	0,9918	0,9890	0,9904	0,9872	0,9904
	7,5kV	0,9931		0,9891		0,9864		0,9864
	10kV	0,9909	0,9882	0,9864	0,9824	0,9819	0,9766	0,9819

Tableau 16 : Probabilité de ne pas avoir de panne sur deux ans pour un convertisseur 33kV en fonction des topologies et configurations, avec un composant redondant par bras

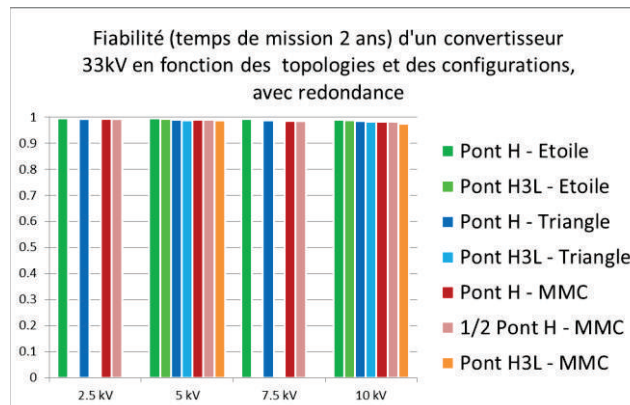


Figure 88

Les résultats obtenus avec un composant supplémentaire par bras semblent déjà satisfaisants dans le cas d'une application 33kV. Pour des niveaux de tension plus élevés nécessitant plus de modules, telle l'application HVDC, deux voire plus de composants redondants seront nécessaires afin de garantir une probabilité de réussite suffisante.

Un résultat intéressant de cette étude est qu'une redondance par ajout de composants implique une augmentation prohibitive du nombre total d'éléments (et donc un surcoût) d'autant plus importante que la tension des modules est plus faible. C'est ce qui est mis en évidence lorsque l'on fait le ratio du nombre total de composants d'une conception avec redondance et d'un sans redondance. Ainsi, le tableau 17 montre qu'il est plus avantageux d'utiliser des modules dont la tension de bus est comprise entre 7,5kV et 10kV.

Configuration		Surplus de composants en % avec 1 composant redondant						
		Etoile		Triangle		Etoiles-sym. (MMC)		
Topologie		Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	1/2 pont en H
Tension	2,5kV	200%		200%		200%		200%
	5kV	150%	167%	150%	167%	150%	167%	150%
	7,5kV	133%		133%		133%		133%
	10kV	125%	133%	125%	133%	125%	133%	125%

Tableau 17 : Composants supplémentaires requis (en %) en fonction de la tension du module.

b) Redondance par ajout de module(s)

A l'inverse d'ajouter des composants redondants dans chaque module, la seconde option est d'ajouter des modules redondants supplémentaires sur chaque bras de chaque phase du convertisseur (Figure 89). Lorsqu'un composant est défaillant dans un module, un dispositif auxiliaire (que nous supposons ici parfait) court-circuite le module défectueux. Pour que le convertisseur fonctionne, il faut dans ce cas que m modules parmi n soient opérants. Du point de vue de l'analyse de fiabilité, cela revient au schéma bloc représenté par la Figure 90.

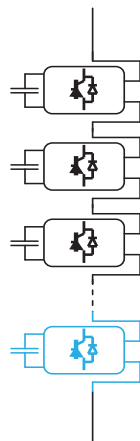


Figure 89 : Bras d'un convertisseur avec module redondant supplémentaire

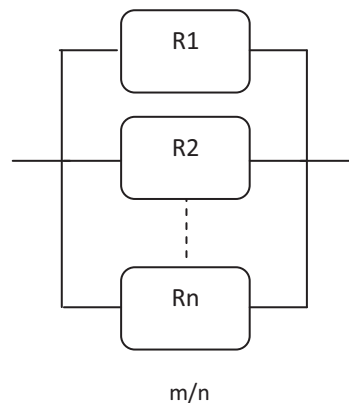


Figure 90 : Schéma bloc d'un bras du convertisseur avec modules redondants

En fonction des configurations, le nombre de modules redondants n'est pas forcément le même. Par exemple, en ajoutant un module redondant par bras de convertisseur, cela revient à rajouter un module par phase pour une configuration étoile ou triangle. Ce sont les cas les plus simples. Il faut par contre deux modules par phase (une phase est composée d'un bras supérieur et inférieur) pour une configuration étoiles-symétriques (MMC), en Figure 91. Le schéma bloc correspondant est représenté à la Figure 92. Le calcul de fiabilité est donc mené en appliquant l'équation (eq.28) pour chaque bras (noté $R_{bras}(t=2ans)$) puis le calcul de fiabilité totale du système (R_{sys}) est obtenu par l'équation (eq. 27) appliquée aux trois phases du convertisseur :

$$R_{sys}(t = 2ans) = R_{bras}(t = 2ans)^{2 \times 3}, \text{ avec } R_{bras}(t = 2ans) = 1 - P(t = 2ans)_{m/n} \quad (\text{Eq. 32})$$

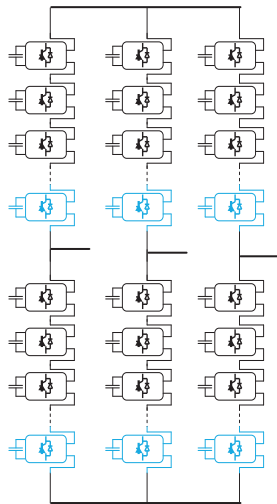


Figure 91 : Convertisseur en configuration étoiles-symétriques (MMC) avec modules redondants sur chaque bras inférieurs et supérieurs.

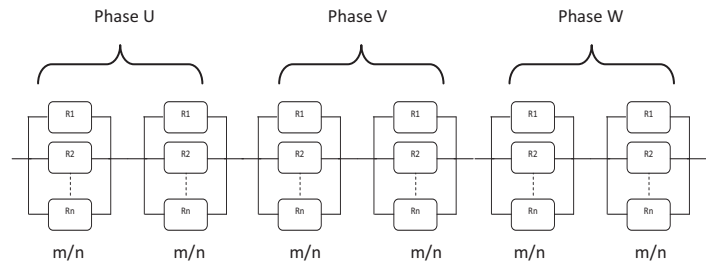


Figure 92 : Schéma bloc (sous l'aspect fiabilité) correspondant à la figure 91 pour un convertisseur en configuration étoiles-symétriques (MMC), avec modules redondants

La probabilité sur la fiabilité des modules reste donc inchangée et vaut pour un temps de mission de deux ans avec les valeurs indiquées dans le tableau 15. Les figures ci-dessous montrent les résultats de probabilité (en fonction des configurations et des topologies) de ne pas avoir de panne pendant deux ans pour une redondance de :

- a) Un module par bras
- b) Deux modules par bras
- c) Trois modules par bras

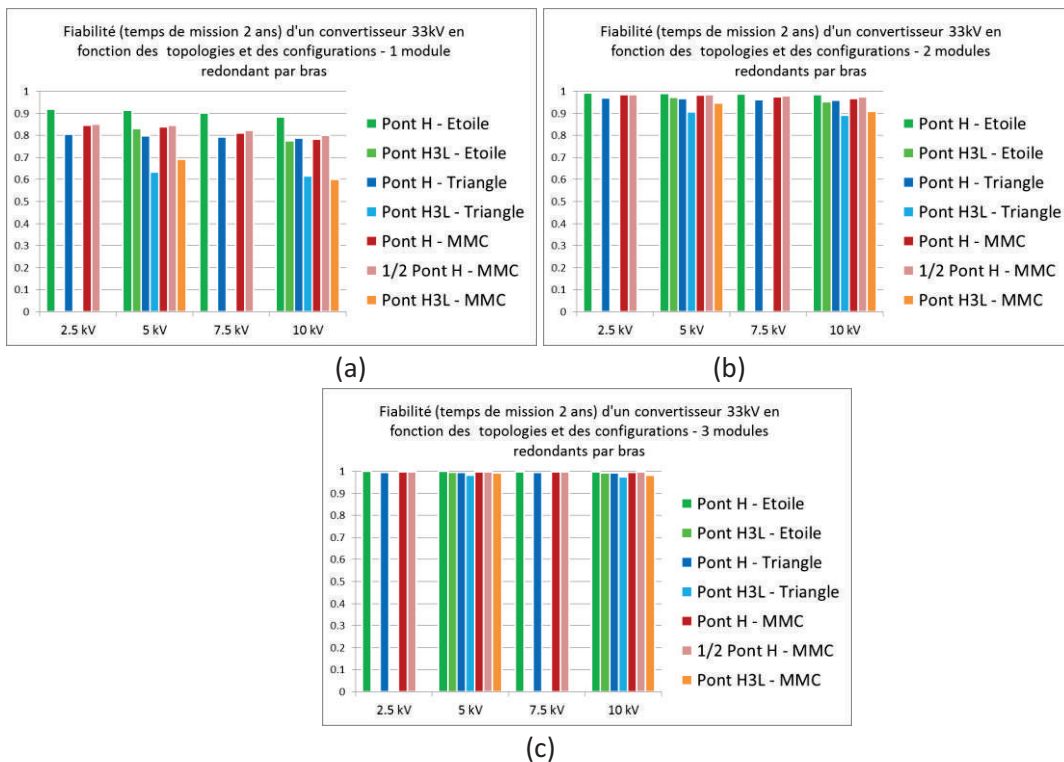


Figure 93 : Evolution de la fiabilité des convertisseurs en fonction du nombre de modules redondants. Temps de mission de deux ans.

Pour une application 33kV et selon les topologies choisies, la probabilité de ne pas avoir de panne est supérieure à 95% à partir de deux modules redondants et passe à 99% avec trois. Tout comme la redondance par ajout de composants, cette stratégie de redondance implique plus de composants et donc un surcoût du convertisseur. Cependant le phénomène observé précédemment (cf tableau 17) est ici inversé puisqu'il est plus intéressant d'adopter une redondance par modules supplémentaires lorsque la tension des modules est faible, comprise entre 2,5kV et 5kV (tableau 18).

Configuration		Surplus de composant avec 2 modules redondants						
		Etoile		Triangle		Etoiles-sym. (MMC)		
Topologie		Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	Pont en H	Pont en H 3L	1/2 pont en H
Tension	2,5kV	114%		108%		114%		107%
	5kV	129%	129%	117%	117%	129%	129%	114%
	7,5kV	140%		125%		140%		120%
	10kV	150%	150%	133%	133%	150%	150%	125%

Tableau 18 : Composants supplémentaires requis (en %) en fonction de la tension du module.

Enfin, il ne faut pas oublier que le moyen pour court-circuiter un module défectueux a été supposé jusqu'ici parfait. En pratique, le court-circuit d'un module peut être réalisé de multiples façons [66] [67] :

- Par utilisation de thyristors montés tête-bêche entre les bornes d'entrée et de sortie du module. Lors d'une défaillance du module, ces thyristors sont rendus passants,
- Par une commande appropriée des interrupteurs des modules,
- Par des dispositifs mécaniques tels que des relais magnétiques, à ressorts, pyrotechniques....

Ces dispositifs auront donc tendance eux aussi à augmenter le coût global du convertisseur.

Dans les cas où la continuité de service n'est pas nécessaire et que l'application tolère un arrêt momentané du convertisseur, un dispositif du type *contacteur* peut être suffisant pour court-circuiter le ou les modules défectueux. Une fois l'opération accomplie, le convertisseur est redémarré.

c) Redondance optimisée

Les stratégies de redondance envisagées dans les points a) et b) sont basées sur l'hypothèse que la fiabilité du convertisseur est améliorée en augmentant le nombre de composants ou de modules par rapport à la conception initiale du convertisseur. L'autre option envisagée ici est d'utiliser le degré de liberté de dimensionnement introduit par l'inductance de couplage sans avoir à rajouter des composants ou des modules. Pour cela, on rappelle que le nombre de modules a été calculé selon les données suivantes :

- La tension nominale du réseau est de 33kV, en considérant +10% de remontée de tension
- La valeur de *ucc* correspondante à inductance de couplage standard est de 15% (base convertisseur), quelle que soit la tension du module

C'est la valeur de l'inductance de couplage qui est importante ici car elle peut être ajustée selon la tension des modules. En se référant au tableau 12 précédent, celui-ci indique les valeurs minimales de *ucc* de l'inductance de couplage en fonction du niveau de tension des modules (la variation de courant tolérée est de $\pm 5\%$ du courant nominal). Ainsi, pour des tensions de modules comprises

entre 2,5kV et 10kV, les valeurs de u_{cc} requises sont inférieures à 15%, ce qui donne un degré de liberté sur le choix de cette valeur, surtout pour les modules de tension faibles (ex : 2,5kV). En d'autres termes, en baissant la valeur de l'inductance de couplage, chaque bras du convertisseur gagne de la marge en tension et est donc capable de perdre un certain nombre de modules sans dégrader fortement la puissance du convertisseur.

Pour évaluer l'impact de cette optimisation sur la fiabilité, la configuration en triangle constituée de modules ponts en H dont les tensions sont comprises entre 2,5kV et 10kV est prise comme exemple. Le nombre total de composants du convertisseur reste constant et égal à 288, correspondant au dimensionnement précédemment calculé pour une application 33kV et la somme des tensions des modules entre phases reste fixée à 60kV. En premier lieu, le convertisseur doit toujours être en mesure de délivrer une tension supérieure à celle du réseau. Cette condition impose donc que :

$$U_{limite_{ph_ph}} \geq 33kV \times \sqrt{2} \times 1.1 = 51336V \quad (Eq. 33)$$

En théorie, le convertisseur peut donc perdre un certain nombre de modules jusqu'à ce que sa tension soit au moins égale à 51336V. Cependant, pour délivrer du courant capacitif au réseau, cette tension doit être supérieure à celle du réseau, ajoutée à la chute de tension provoquée par l'inductance de couplage (u_{cc}). On constate dès à présent qu'une inductance de couplage minimale permet d'augmenter la marge en tension du convertisseur.

Les figures ci-dessous représentent, en fonction du nombre de modules, la tension à vide du convertisseur ($U_{0conv_}$) et la tension nécessaire pour fournir la puissance nominale (U_{conv_ucc}) compte tenu de la valeur de u_{cc} de l'inductance de couplage (issue du tableau 12). Lorsque des modules défont, le convertisseur est alors capable de fournir son courant nominal tant que la tension (U_{conv_ucc}) est supérieure à la tension U_{limite} . On constate donc que pour un même nombre de composants (288 en configuration triangle), un convertisseur composé de plusieurs types de modules peut fournir la puissance nominale lorsque trois modules 2,5kV sont défontants ou un module 5kV est défontant. Lorsqu'un module de 7,5kV est défontant, la tension du convertisseur insuffisante car elle est inférieure à la tension limite fixée à la valeur U_{limite} (eq. 33).

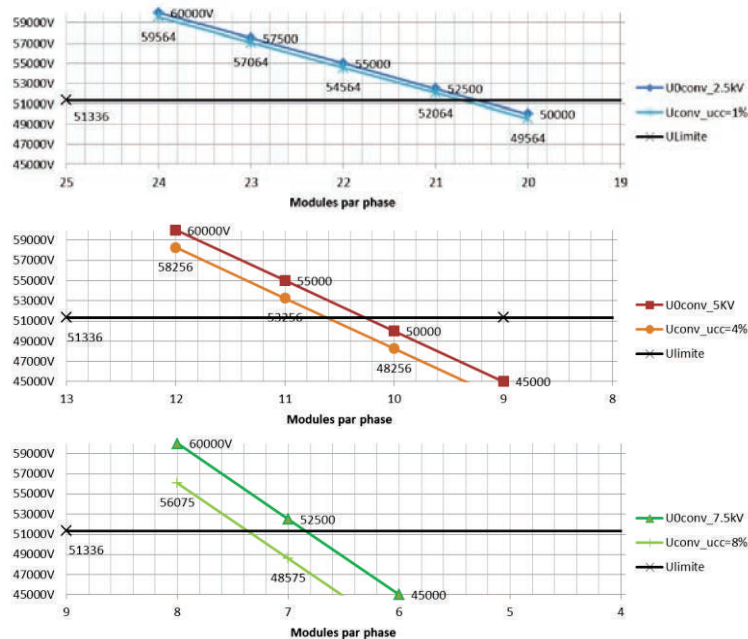


Figure 94 : Tension du convertisseur à vide (U_{0_conv}) et à puissance nominale (U_{conv_ucc}) en fonction du nombre de modules

Ces résultats montrent que pour une application 33kV, des modules dont la tension est comprise entre 2,5kV et 5kV sont plus favorables à la fiabilité puisque le convertisseur est capable de fonctionner malgré des modules défaillants, avec un intérêt plus particulier pour des modules de 2,5kV. En effet, comparé à des modules 5kV où au moins 11 modules sur 12 par phase (notés 11/12) sont nécessaires au fonctionnement du convertisseur, jusqu'à trois modules 2,5kV peuvent être défaillants compte tenu d'une inductance de couplage de $ucc=1\%$.

En tenant compte des cas envisagés ci-dessus, la Figure 95 donne l'évolution de la probabilité du convertisseur en triangle à base de ponts en H de ne pas tomber en panne en fonction du temps de mission, de la valeur de l'inductance de couplage et de la tension des modules.

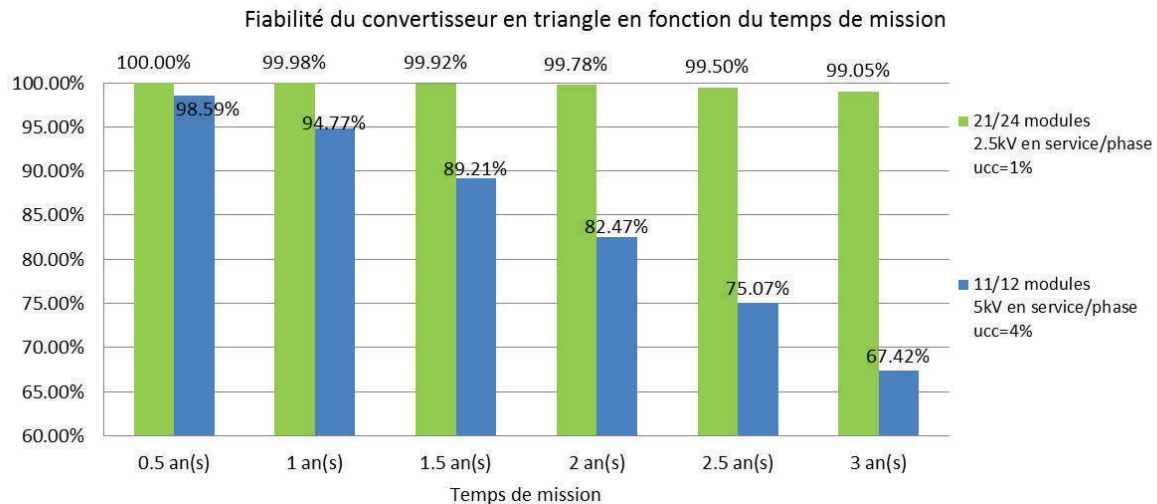


Figure 95 : Fiabilité en fonction de la tension des modules (ponts en H) en considérant des valeurs d'inductance de couplage inférieures à 15%.

Ces résultats sont finalement une continuité de la stratégie de redondance appliquée au module lui-même à la différence que dans ce cas-là, l'inductance de couplage est bien plus faible que celle envisagées pour le dimensionnement initial ($ucc=15\%$). De plus, la marge en tension du convertisseur est mieux utilisée et le nombre de composant reste identique à la conception initiale du convertisseur comprenant 288 composants. Cependant, l'application d'une telle stratégie peut nécessiter un dispositif supplémentaire permettant de court-circuiter un module défaillant.

4. Conclusion

De manière générale, les pertes totales produites par les modules sont équivalentes (à fréquences de commutation totales équivalentes), aussi bien pour une stratégie PWM que pleine onde et les relations trouvées (eq.12) permettent d'estimer les pertes pour d'autres points de fonctionnement. Si les pertes totales et donc le rendement, prévalent sur les autres contraintes de dimensionnement, alors une stratégie pleine onde est à privilégier. Cependant, nous avons pu voir qu'avec cette stratégie, la capacité des bus DC est plus importante qu'avec une stratégie PWM, surtout pour des cas de fonctionnement extrêmes (valeurs de courant et temps de condition maximum).

Si une stricte équivalence en terme de composants/MVA existe entre une topologie pont en H et $\frac{1}{2}$ pont en H, la topologie pont en H 3-niveaux, telle qu'elle a été choisie, requiert 50% de composants supplémentaires. Ce résultat semble *a priori* en défaveur de l'utilisation de cette topologie, toutefois,

si l'on tient compte des structures mécaniques, capteurs et contrôleurs, cet écart de coût peut avoir tendance à diminuer. De plus, seule la topologie NPP a été considérée dans l'étude mais on peut également envisager l'utilisation d'une topologie NPC. Dans ce cas, quatre composants IGBT/Diode (horizontaux) sont remplacés par quatre diodes, soit 33% de la totalité des composants, dont le coût est moindre.

Les convertisseurs étudiés sont destinés à une application STATCOM 33kV sur les réseaux de distribution et le dimensionnement a été mené en ce sens. Nous avons vu que ces convertisseurs ne peuvent être suffisamment fiables et qu'une redondance doit être envisagée. Les aspects de redondance/fiabilité ainsi abordés ont alors montré le lien entre la tension de bus des modules et la stratégie de redondance à privilégier : pour des tensions de bus « faibles » (entre 2,5kV et 5kV) la stratégie à adopter est d'ajouter des modules sur chaque phase ; à l'inverse, pour des tensions plus élevées (au-delà de 7,5kV), il vaut mieux adopter une redondance par ajout de composant en série dans chaque module.

Le choix d'une tension pour un module est donc défini entre deux bornes (2,5kV et 7,5kV), conforté par le fait que pour des tensions plus élevées (on peut prendre comme frontière extrême 10kV), l'inductance de couplage devient trop importante (cf tableau 12). Enfin, si la valeur de l'inductance de couplage du convertisseur est réduite à sa valeur minimale, alors des modules de 2.5kV sont les plus appropriés.

Les tableaux ci-dessous font la synthèse des caractéristiques de convertisseurs basés sur les topologies pont en H, ½ pont en H et pont en H 3-niveaux pour les différentes configurations.

Configuration Etoile – S=85MVA							
A	Topologie	Pont en H		½ Pont en H		Pont en H 3-niveaux	
B	Tension	2.5kV	10kV	2.5kV	10kV	5kV	10kV
C	Nbr. modules	42	12			21	12
D	Nbr. composants	168	192			252	288
E	Rendement	>99%	>99%			>99%	>99%
F	Dynamique	7kHz	4kHz			7kHz	4kHz

Configuration Triangle – S=148MVA							
A	Topologie	Pont en H		½ Pont en H		Pont en H 3-niveaux	
B	Tension	2.5kV	10kV	2.5kV	10kV	5kV	10kV
C	Nbr. modules	72	18			36	18
D	Nbr. composants	288	288			432	432
E	Rendement	>99%	>99%			>99%	>99%
F	Dynamique	12kHz	3kHz			12kHz	6kHz

Configuration Etoiles-sym. (MMC) – S=170MVA							
A	Topologie	Pont en H		½ Pont en H		Pont en H 3-niveaux	
B	Tension	2.5kV	10kV	2.5kV	10kV	5kV	10kV
C	Nbr. modules	84	24	168	48	42	24
D	Nbr. composants	336	384	336	384	504	576
E	Rendement	>99%	>99%	>99%	>99%	>99%	>99%
F	Dynamique	14kHz	4kHz	14kHz	4kHz	14kHz	8kHz

Le challenge majeur de ces topologies concerne le contrôle de ces convertisseurs. La stabilité et notamment les moyens pour contrôler les bus DC de chacun des modules sont les principaux défis à relever. De plus, l'architecture hardware (les moyens et dispositifs permettant le contrôle de ces convertisseurs) est bien plus complexe que celle nécessaire au contrôle d'un unique convertisseur 2-niveaux ou 3-niveaux. Nous verrons tous ces aspects dans la suite de l'étude et plus précisément à travers l'application dédiée à la compensation des fours à arc.

CHAPITRE 3

CONTROLE DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ET APPLICATION STATCOM/DSVC

Introduction.....	113
1. Calculs pratiques des systèmes asservis appliqués aux convertisseurs de tension.....	115
1.1. Modèle générique du convertisseur de tension	115
1.2. Régulation des courants.....	118
1.3. Régulation du bus DC	119
2. Stratégies de contrôles appliquées aux convertisseurs multiniveaux.....	121
2.1. Régulation des courants.....	123
2.1.1. Configuration Etoile.....	123
2.1.2. Configuration Triangle	124
2.1.3. Configuration Etoiles-symétriques	126
2.1.4. Conclusion sur la régulation des courants pour convertisseurs multiniveaux	128
2.2. Equilibrage des tensions bus DC	129
2.2.1. Régulation des bus DC d'un bras	129
2.2.2. Régulation des tensions des bus DC entre phases	135
2.2.3. Conclusion sur l'équilibrage des tensions de bus DC pour les convertisseurs multiniveaux	143
3. Application à la compensation de four à arc.....	144
3.1. Modélisation Réseau-Convertisseur-Filtres-Four.....	144
3.2. Etude de stabilité du système	145
3.3. Algorithme <i>générique</i> de compensation de perturbations.....	150
3.4. Améliorations apportées à l'algorithme de compensation générique	153
3.4.1. Algorithme d'amortissement dynamique de filtres passifs.....	153
3.4.2. Algorithme de réduction du Flicker	157
3.5. Validation des configurations de convertisseurs multiniveaux en simulation	164
3.5.1. Simulation de la configuration en triangle	165
3.5.2. Simulation de la configuration en étoiles-symétriques.....	169
4. Conclusion	173

Introduction

La fonction du convertisseur de tension, quelle que soit sa topologie, est de satisfaire une application pour laquelle il est destiné. Pour cela, il est primordial de parfaitement contrôler ce convertisseur de manière à ce qu'il soit stable¹ et qu'il réponde exactement aux besoins de l'application.

Un contrôle est donc nécessaire afin de maîtriser les grandeurs caractéristiques que sont les tensions et les courants, mais il faut également que les grandeurs générées par le convertisseur correspondent à l'application. Le contrôle se distingue donc à ce stade en deux parties. La première est dédiée à la génération des grandeurs de références (courants et tensions) par un algorithme spécifique à l'application. La seconde partie est représentée par des régulateurs dont la fonction est de faire correspondre les grandeurs mesurées aux références souhaitées.

La norme IEEE Std 1676 décrit assez bien l'architecture d'un contrôle dédié aux convertisseurs de tension segmenté en plusieurs couches fonctionnelles et indépendantes les unes des autres (Figure 1). D'une manière simplifiée, les fonctions identifiées ci-dessous sont les plus importantes :

- La fonction **Application**, correspond à l'élaboration des références (courants, puissances active/réactive, harmoniques ...) que devra fournir le convertisseur pour l'application à laquelle il est destiné. Il s'agit ici d'une application STATCOM/DSVC dédiée à la compensation des perturbations d'un four à arc.
- La fonction **Contrôle**, est composée de régulateurs (de courants et tensions) dont le rôle est de s'assurer que les grandeurs de référence et celles mesurées soient identiques.
- La fonction **Commande**, correspond à la génération des ordres de commande envoyés au convertisseur. Cette fonction est en partie réalisée par la stratégie de modulation qui génère les ordres de commande servant ensuite à la mise en conduction des interrupteurs de puissance (Cf Chapitre 2, Section 1).

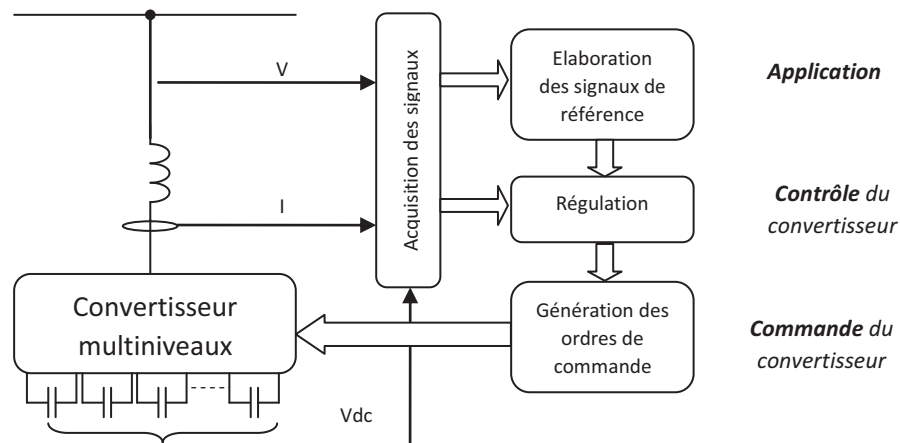


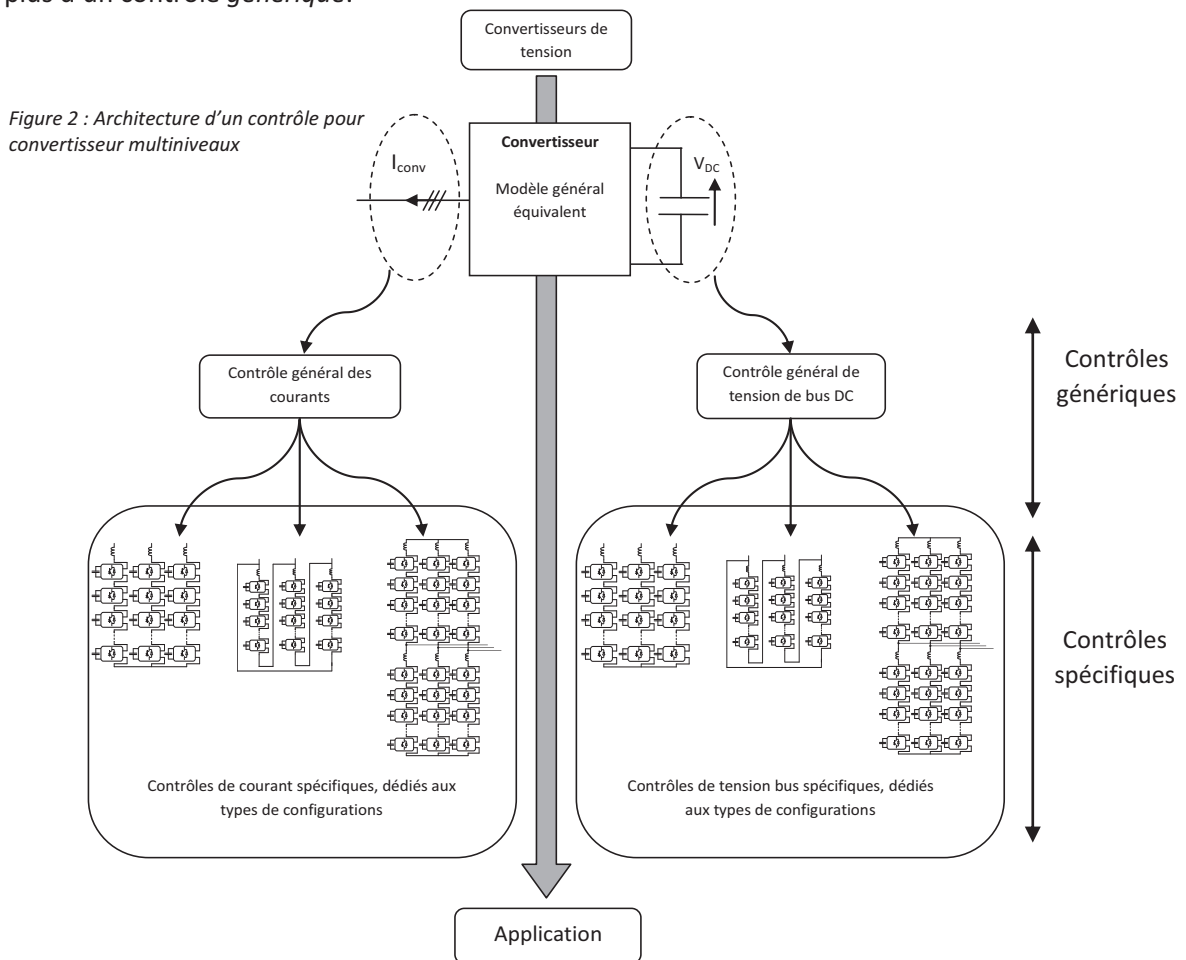
Figure 1 : Architecture de contrôle et commande pour convertisseur de tension

¹ Le terme *stable* signifie ici que les tensions et courants du convertisseur ne divergent pas et qu'ils sont parfaitement contrôlés.

La fonction **Application** n'a pas forcément de lien avec la topologie du convertisseur. Il est en effet possible d'utiliser le même convertisseur pour l'entraînement à vitesse variable, pour du filtrage actif ainsi que pour une application STATCOM. A l'inverse, il est tout aussi possible d'utiliser des topologies de convertisseurs différentes pour la même application tels que des convertisseurs 2-niveaux, 3-niveaux ou multiniveaux.

Afin de rendre l'étude la plus générale possible, on suppose dans un premier temps que tout convertisseur de tension est parfait et assimilable à une boîte noire (ou modèle équivalent) dont les grandeurs à contrôler sont ses courants et ses tensions (Figure 2). Cela permet de distinguer les fonctions qui sont générales de celles qui dépendent finalement de la topologie.

On retrouve ensuite entre le **Convertisseur** et l'**Application** la fonction **Contrôle**, composée de régulateurs qui permettent d'obtenir les valeurs de tensions et de courants désirées. Ces régulateurs sont constitués d'une partie dite *générique* (ou régulateurs *universels*), indépendants de la topologie du convertisseur, donc applicables aux convertisseurs multiniveaux. Cependant, l'universalité s'arrête là car les configurations des convertisseurs multiniveaux étant différentes les unes des autres, il semble inévitable à ce stade d'utiliser un (ou plusieurs) contrôle(s) appelés ici *spécifique(s)* en plus d'un contrôle *générique*.



Ce chapitre se décomposera en trois parties. La première aura pour but de définir les bases d'un contrôle *générique* qui permet de contrôler les courants et la tension d'un convertisseur de tension. La seconde partie sera plus spécifique aux convertisseurs multiniveaux en définissant quelles sont les stratégies de contrôle des courants et les stratégies qui permettent de contrôler les tensions de bus des modules en fonction de leurs configurations (étoile, étoiles-symétriques et triangle). Enfin, la

dernière partie sera dédiée à la fonction *Application* dont le but est de construire les références de courant qui sont nécessaires à la compensation des perturbations générées par un four à arc. Les simulations en fin de section permettront ainsi de valider les différentes configurations de convertisseurs multiniveaux pour cette application.

1. Calculs pratiques des systèmes asservis appliqués aux convertisseurs de tension

1.1. Modèle générique du convertisseur de tension

La modélisation du convertisseur est une étape nécessaire pour étudier et prédire son comportement et ses interactions avec les systèmes extérieurs. L'objectif est de contrôler les grandeurs caractéristiques du convertisseur, à savoir les courants et les tensions. Puisque les convertisseurs de tension considérés génèrent des tensions de sortie à valeurs discrètes (cf Chapitre 1), la première simplification consiste à considérer la valeur moyenne de ces tensions sur un intervalle de temps égal à une période de commutation du convertisseur [68]. De cette manière, le convertisseur est assimilable à une source de tension parfaite sur une certaine plage de fréquence. Plus la fréquence de commutation du convertisseur est élevée, plus la bande passante (*i.e.* la plage de fréquence pour laquelle il est assimilable à une source de tension) est large. Dans la pratique, la bande passante du convertisseur est cinq à dix fois inférieure à la fréquence de commutation du convertisseur.

Partant du principe que la condition ci-dessus est respectée, le modèle du convertisseur est assimilable à un générateur de tension triphasé, connecté à un réseau à travers des inductances de couplage identiques, de valeur L et de résistance interne r (Figure 3). Le bus DC est flottant et modélisé par une capacité de valeur C .

L'étude du système composé du convertisseur et du réseau est plus simple à manipuler si les grandeurs triphasées sont projetées dans un repère mieux adapté, dit stationnaire. Pour cela, les matrices de Clarke et de Park (Annexe A-3) sont utilisées. Ce changement de variable, couramment utilisé dans les études des réseaux et des machines [69], présente l'avantage de transformer les grandeurs alternatives (à la fréquence fondamentale) en grandeurs biphasées continues.

a) Modèle linéaire équivalent

Les équations du système onduleur/réseau en triphasé sont :

$$\left(L \frac{d}{dt} + r \right) \begin{pmatrix} i_{U_{conv}} \\ i_{V_{conv}} \\ i_{W_{conv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{conv} \\ V_{conv} \\ W_{conv} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{res} \\ V_{res} \\ W_{res} \end{pmatrix} \quad (Eq. 1)$$

La transformée de Clarke transforme le système triphasé en système biphasé sur les axes α et β :

$$\left(L \frac{d}{dt} + r \right) \begin{pmatrix} i_{\alpha_{conv}} \\ i_{\beta_{conv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{\alpha_{conv}} \\ V_{\beta_{conv}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_{\alpha_{res}} \\ V_{\beta_{res}} \end{pmatrix} \quad (Eq. 2)$$

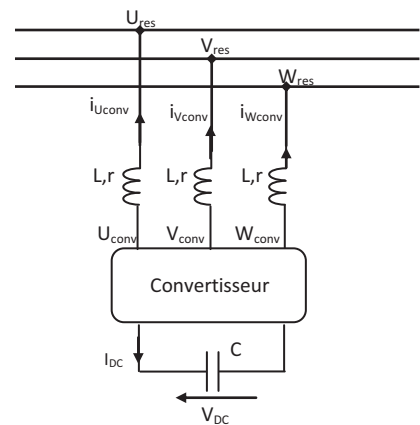


Figure 3 : Schéma équivalent d'un convertisseur couplé à un réseau

Les grandeurs stationnaires sont obtenues par la transformée de Park, dont les relations entre les grandeurs (α/β) et (d/q) sont :

$$\begin{pmatrix} Gd \\ Gq \end{pmatrix} = P(-\theta) \begin{pmatrix} G\alpha \\ G\beta \end{pmatrix}, \text{ avec } P(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

θ est l'angle de référence synchronisé sur le réseau.

La dérivée de la transformée de Park est $\frac{d}{dt} P(\theta) = \dot{\theta} \cdot P\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = \omega \cdot P(\theta) \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$.

La convention choisie par la transformée de Park est telle qu'à l'axe d correspondent des grandeurs dites réactives et pour l'axe q les grandeurs actives. L'équation (eq.2), après application de la transformée de Park, devient :

$$\begin{pmatrix} r & -L \cdot \omega \\ L \cdot \omega & r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{d\text{conv}} \\ i_{q\text{conv}} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{d\text{conv}} \\ i_{q\text{conv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{d\text{conv}} \\ V_{q\text{conv}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_{d\text{res}} \\ V_{q\text{res}} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 3})$$

L'équation (eq.3) montre que le système est couplé puisque la variation d'un courant sur l'axe d influe sur le courant d'axe q et vice versa. La Figure 4 représente le schéma du modèle du convertisseur après application de la transformée de Laplace. L'influence de ce couplage dépend du terme $L\omega$, qui représente l'impédance de l'inductance de couplage du convertisseur.

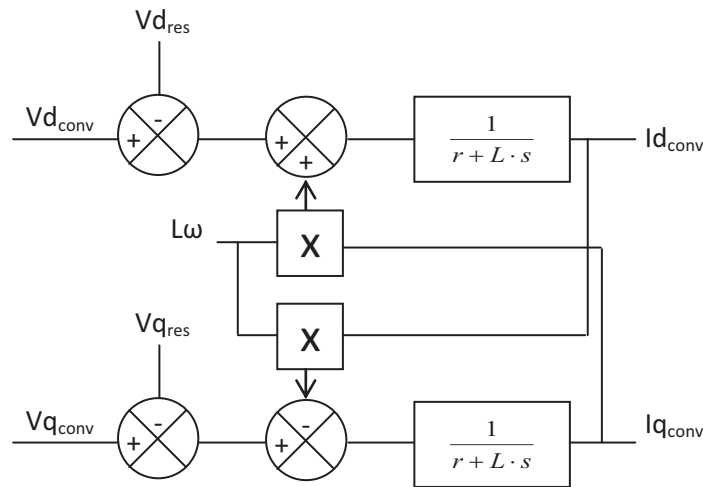


Figure 4 : Modèle linéaire d'un convertisseur de tension

Les grandeurs des axes d et q peuvent être découplées en introduisant les variables Vd, Vq telles que :

$$Vd = Vd_{\text{conv}} - Vd_{\text{res}} + L \cdot \omega \cdot iq_{\text{conv}} \quad (\text{Eq. 4})$$

$$Vq = Vq_{\text{conv}} - Vq_{\text{res}} - L \cdot \omega \cdot id_{\text{conv}} \quad (\text{Eq. 5})$$

On obtient alors des équations plus simples, représentatives du modèle du convertisseur (équations 6 et 7) dont la représentation en schéma bloc est donnée sur la Figure 5 pour les axes d et q .

Pour la suite des calculs, on note (G_{icvc}), la fonction de transfert du système par la transformée de Laplace qui sera utilisée dans la section suivante pour la régulation des courants du convertisseur.

$$\left(L \frac{d}{dt} + r \right) \begin{pmatrix} i_{d_{conv}} \\ i_{q_{conv}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Vd \\ Vq \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 6})$$

$$G_{icvc} = \frac{Vdq}{Idq_{conv}} = \frac{1}{r + L \cdot s} \quad (\text{Eq. 7})$$

avec s la variable de Laplace.

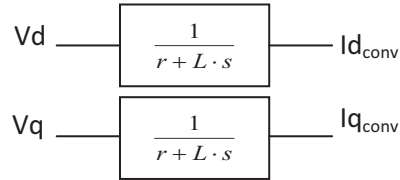


Figure 5 : Modèle linéaire découplé d'un convertisseur de tension

b) Modélisation du bus DC

La modélisation du bus DC est réalisée en partant du principe que la puissance active fournie par le convertisseur est égale à tout moment à la puissance fournie par la capacité. On néglige donc toutes les pertes du convertisseur à ce stade. Ainsi, puisque dans le repère (d/q), c'est l'axe q qui représente la puissance active du convertisseur, l'égalité entre ces puissances se traduit par les relations ci-dessous :

$$V_{DC} \times I_{DC} = \frac{3}{2} Vq_{conv} \times Iq_{conv} \quad (\text{Eq. 8})$$

$$V_{DC} \times C \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2} \times C \times \frac{d}{dt} (V_{DC}^2) = \frac{3}{2} Vq_{conv} \times Iq_{conv} \quad (\text{Eq. 9})$$

En notation de Laplace, l'équation devient :

$$\frac{1}{2} \times C \times s \times (V_{DC}^2) = \frac{3}{2} Vq_{conv} \times Iq_{conv} \quad (\text{Eq. 10})$$

On obtient le modèle décrivant la tension du bus DC (élevée au carré) en fonction du courant actif du convertisseur représenté par la Figure 5.

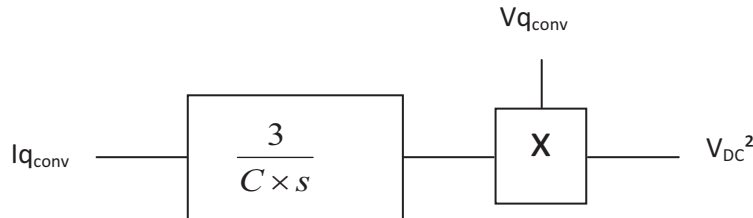


Figure 6 : Modèle linéaire de la tension du bus DC d'un convertisseur de tension

1.2. Régulation des courants

La régulation des courants du convertisseur est réalisée dans le repère (d/q) à l'aide d'un correcteur de type proportionnel-intégral [70]. Ce correcteur (noté $C(s)$) présente l'avantage d'obtenir un système en boucle fermée dont le modèle est équivalent à une fonction de transfert du premier ordre.

En boucle ouverte, le système avec correcteur s'écrit :

$$FTBO(s) = C(s) \times G_{icV_c} = \left(Kp \times \frac{1 + Ti \cdot s}{Ti \cdot s} \right) \times \left(\frac{1/r}{1 + L/r \cdot s} \right) \quad (Eq. 11)$$

En posant $Ti=L/r$, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s}, \text{ avec } \tau = \frac{L}{Kp} \quad (Eq. 12)$$

En imposant la constante de temps (τ) du système en boucle fermée, tous les paramètres du correcteur sont déterminés. La fréquence de coupure du système ainsi choisie doit être environ dix fois plus petite que la fréquence de commutation du convertisseur. C'est la condition pour laquelle le modèle du convertisseur est assimilable à une source de tension.

A titre d'exemple, la Figure 7 ci-dessous montre l'application du régulateur de courant et du découplage des grandeurs (d/q) pour un convertisseur modélisé par trois sources de tension parfaites connectées à un réseau. Les paramètres du régulateur de courant ont été calculés pour obtenir un temps de réponse à 95% de 600us.

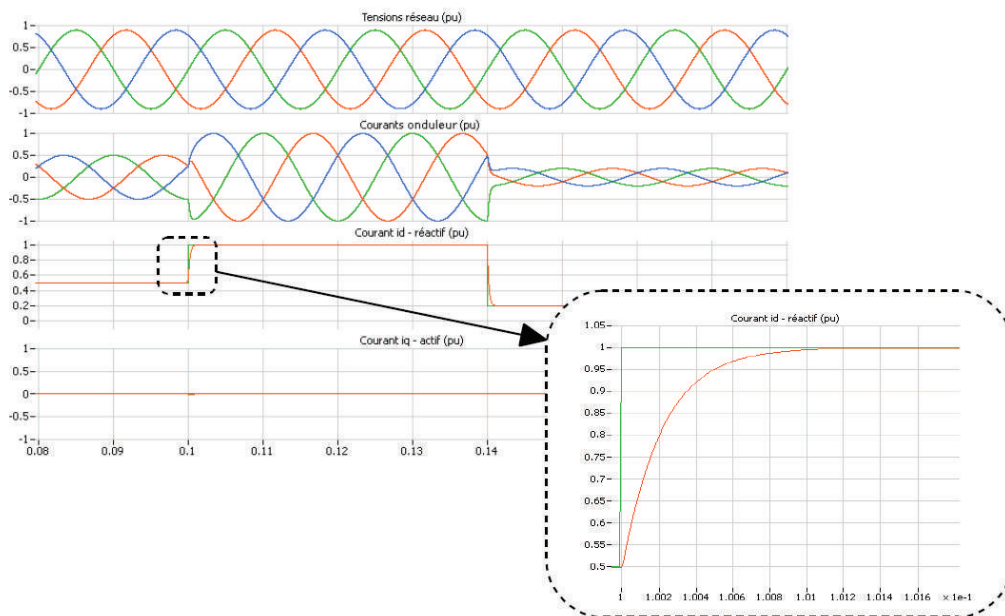


Figure 7 : Régulation des courants d'un convertisseur de tension idéal couplé à un réseau

1.3. Régulation du bus DC

Le schéma de la régulation du bus DC est réalisé à partir du modèle de la tension du bus DC (Figure 6) qui est utilisé pour donner le système en boucle fermée du régulateur de bus DC avec son correcteur $C_{DC}(s)$ (Figure 8). Ce schéma est valide si l'on suppose ici que la dynamique de la boucle de régulation du bus DC est suffisamment lente devant celle des courants. Cette supposition permet de simplifier l'étude puisqu'elle implique que la référence de courant actif demandée par le régulateur ($I_{q_{DC}Ref}$) soit égale à la valeur mesurée du convertisseur ($I_{q_{conv}}$).

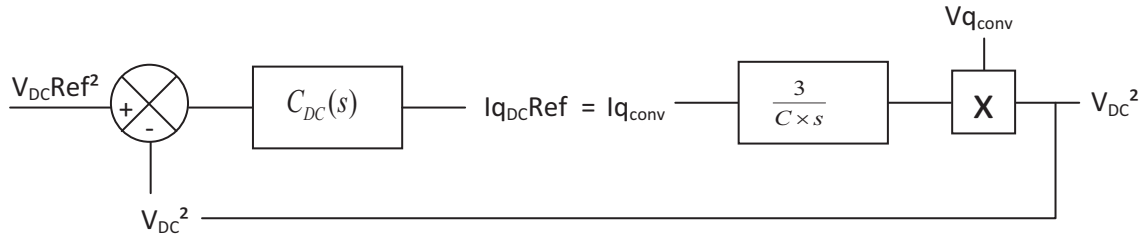


Figure 8 : Schéma de régulation du bus DC d'un convertisseur de tension

Dans la pratique, une valeur moyenne de la tension $V_{q_{conv}}$ peut être considérée comme étant au moins égale à l'amplitude de la tension réseau. En effet, si cette amplitude est égale à la tension réseau, aucun courant réactif n'est échangé et la puissance active dépend de la différence de phase entre le convertisseur et le réseau.

En gardant la forme générale du correcteur $C_{DC}(s)$, la fonction de transfert en boucle ouverte du système est :

$$FTBO(s) = C_{DC}(s) \times \frac{3 \times V_{q_{conv}}}{C \times s} \quad (\text{Eq. 13})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{C}{3 \times V_{q_{conv}} \times C_{DC}(s)} \times s} \quad (\text{Eq. 14})$$

Cette fonction de transfert peut être identifiée à une fonction du premier ordre de constante de temps (τ_{DC}). Par conséquent, le correcteur $C_{DC}(s)$ devient un terme proportionnel pur noté ici K_{DC} tel que :

$$C_{DC}(s) = K_{DC} = \frac{C}{3 \times V_{q_{conv}} \times \tau_{DC}} \quad (\text{Eq. 15})$$

Pour valider la régulation du bus DC d'un convertisseur de tension, une simulation basée sur un convertisseur de tension 3-niveaux commutant à 3kHz est réalisée. Le résultat de cette simulation, présenté en Figure 9, montre le temps de réponse de la régulation du bus DC à un échelon de référence variant de 0,95 p.u à 1 p.u. Le gain du régulateur de bus DC a été calculé de manière à obtenir un temps de réponse égal à 95% de 20ms.

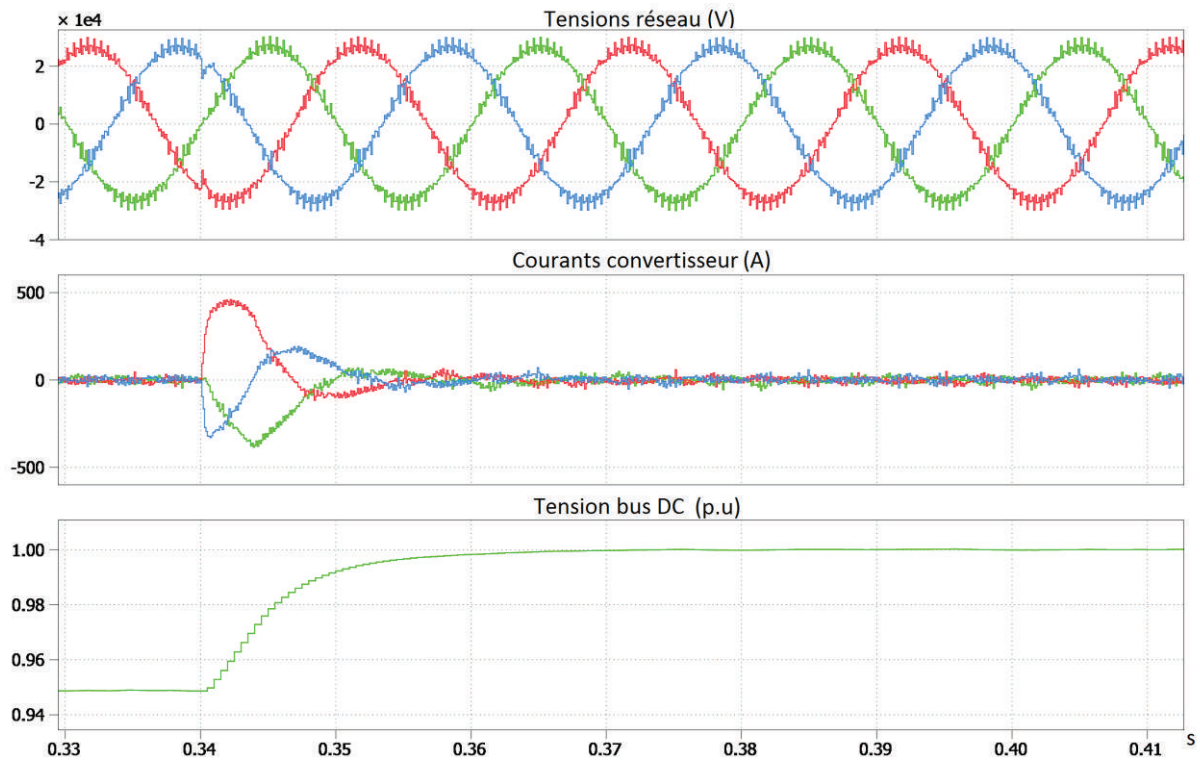


Figure 9 : Régulation du bus DC d'un convertisseur de tension couplé à un réseau 33kV. Echelon de référence 0,95 p.u à 1p.u

Si la théorie montre qu'un gain proportionnel suffit à la régulation du bus DC, en pratique, les pertes générées par le convertisseur aboutiront à une erreur statique de tension plus ou moins prononcée par rapport à la valeur de la tension de référence. Dans ce cas un correcteur intégral supplémentaire est ajouté de manière à annuler cette erreur.

Il peut aussi être nécessaire dans les cas où les courants du convertisseur sont déséquilibrés, de filtrer la composante à 100Hz (pour une fréquence fondamentale à 50Hz) sur la mesure de la tension du bus DC. Cette composante à 100Hz sur la tension du bus DC est *naturelle* lorsque le convertisseur fournit des courants de ce type. Si le régulateur de tension de bus réagit sur cette mesure, il aura tendance à s'y opposer et à empêcher le fonctionnement normal du convertisseur durant cette phase.

2. Stratégies de contrôles appliquées aux convertisseurs multiniveaux

Du point de vue macroscopique, les convertisseurs multiniveaux sont équivalents à des sources de tension et répondent donc aux mêmes principes de commande que ceux développés à la section 1, notamment pour la régulation des courants côté triphasé (*i.e.* courants entre le réseau et le convertisseur). Cette régulation (appelée ici *générique*) est donc identique d'une topologie de convertisseur à une autre et ce, quelle que soit la configuration utilisée (triangle, étoile et étoiles-symétriques).

A partir des méthodes de régulation des courants et des tensions présentées dans la section précédente, on peut supposer qu'elles sont applicables pour les convertisseurs multiniveaux basés sur les topologies comprenant des modules en cascade. Cependant, lorsqu'on s'intéresse de plus près aux différentes configurations, on constate que pour certaines d'entre elles, des courants de circulation peuvent s'établir entre les différents bras du convertisseur. Ces courants de circulation sont représentés sur les Figures 10. Seules les configurations triangle et étoiles-symétriques présentent des courants de circulation; par nature, la configuration étoile sans neutre relié n'en possède pas.

La régulation *générique* précédemment introduite ne peut donc suffire à contrôler tous les courants puisqu'elle ne s'applique qu'aux courants extérieurs (ceux entre le réseau et le convertisseur). On en conclut alors qu'une ou plusieurs boucles de régulation supplémentaires sont nécessaires pour contrôler tous les courants du convertisseur. Ces régulations sont définies comme *Spécifiques* et dépendent de la configuration utilisée.

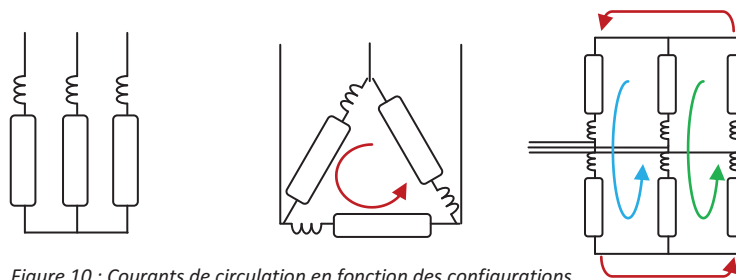


Figure 10 : Courants de circulation en fonction des configurations

Le tableau 1 indique les types de régulation de courant (notées R et distinctes entre elles par leur suffixe) à mettre en œuvre selon la configuration du convertisseur multiniveaux. L'intérêt de distinguer ces différents types de régulation est de pouvoir les étudier et les valider séparément.

		Configurations		
		Etoile	Triangle	Etoiles sym. (MMC)
Type de régulation courant	Générique	$R_{générique}$	$R_{générique}$	$R_{générique}$
	Spécifique		$R_{spéc.1}$	$R_{spéc.2}$

Tableau 1 : Types de régulateurs de courant en fonction des configurations et des topologies de convertisseurs

En appliquant la même analyse pour la régulation des bus DC de ces convertisseurs multiniveaux, on distingue au moins deux conditions nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur qui dépendent de la tension des bus DC :

- 1) Les bras qui composent le convertisseur, constitués de modules en cascade, doivent être idéalement identiques et les tensions des bus continus doivent être égales (en moyenne).
- 2) Lorsque les tensions des modules constituant un bras sont les mêmes, les tensions moyennes des bras du convertisseur doivent l'être aussi.

De plus, la topologie du module entre également en jeu puisque les deux $\frac{1}{2}$ bus DC qui composent le pont en H 3-niveaux doivent être égaux. On en déduit déjà à ce stade que le pont en H 3-niveaux est moins avantageux sur l'aspect de la mise en œuvre d'un équilibrage de bus DC puisqu'il faudra assurer l'égalité entre les $\frac{1}{2}$ bus du module.

Il ressort de cette analyse les deux observations suivantes :

- Si nous supposons que les $\frac{1}{2}$ bus d'un pont en H 3-niveaux sont équilibrés (par l'utilisation d'un algorithme approprié), alors la mise en œuvre d'un équilibrage assurant l'égalité des tensions des bus DC des modules qui composent un bras devrait être la même quelle que soit la topologie utilisée.
- Si la condition ci-dessus est vraie pour tous les bras constituant le convertisseur, l'égalité des tensions moyennes des bras reste cependant spécifique à la configuration du convertisseur (étoile, étoiles symétriques et triangle).

Le tableau 2 reprend les observations décrites ci-dessus et indique quels types d'équilibrage de tension bus sont à mettre en œuvre en fonction des topologies et des configurations du convertisseur. On retrouve donc une régulation commune à toutes les configurations et topologies, notée R_{bus} , puis des régulations spécifiques dépendant uniquement de la configuration, notées R_{bras1} , R_{bras2} et R_{bras3} .

		Topologies		
		$\frac{1}{2}$ pont en H	Pont en H	Pont en H 3-niveaux
Type de régulation d'équilibrage de tensions bus	$\frac{1}{2}$ bus			$R_{\frac{1}{2}bus}$
	Entre bus	R_{bus}	R_{bus}	R_{bus}
	Configuration			
	Entre bras	Etoile	Etoiles sym. (MMC)	Triangle
		R_{bras1}	R_{bras2}	R_{bras3}

Tableau 2 : Types de régulateurs de bus DC en fonction des configurations et des topologies de convertisseurs

2.1. Régulation des courants

Le contrôle des courants des convertisseurs multiniveaux est séparé en deux parties, dont la première est composée d'un régulateur dit *générique* (noté $R_{générique}$), identique à celui développé dans la section 1.2. Il a pour rôle de contrôler les courants sortant du convertisseur vers le réseau. Il est représenté sous la forme du schéma bloc de la Figure 11. On retrouve en entrée les courants de référence et les courants mesurés du convertisseur ($I_{ref.}$ et $I_{mes.}$) et en sortie les tensions modulantes notées $V_{modulantes}$.

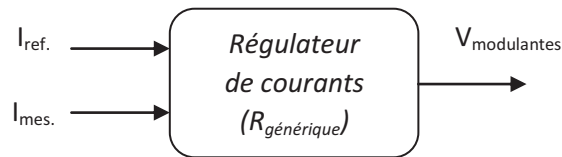


Figure 11 : Schéma bloc de la régulation des courants du convertisseur

La seconde partie du régulateur de courant étant dépendante de la configuration du convertisseur, les sections ci-dessous leur seront consacrées.

2.1.1. Configuration Etoile

La configuration du convertisseur en étoile (Figure 12) implique des courants triphasés sans composante homopolaire puisque le neutre de l'étoile n'est pas relié. Cette configuration est homothétique au modèle de convertisseur tel qu'il est décrit dans la section 1.1 et une régulation de courant générique ($R_{générique}$) seule peut s'appliquer. Le schéma bloc de la régulation est présenté sur la Figure 13.

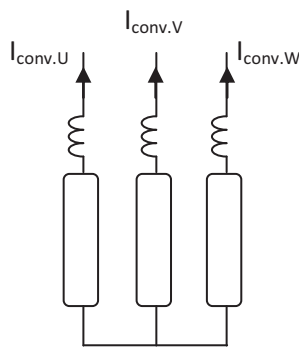


Figure 12 : Modules en configuration étoile

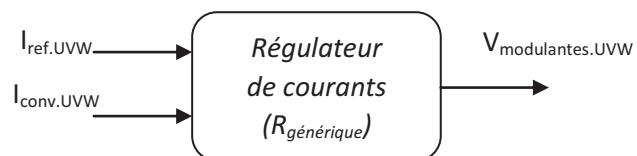


Figure 13 : Schéma bloc de la régulation des courants dans une configuration étoile

Une simulation est réalisée avec cette régulation pour un convertisseur en étoile composé de ponts en H en cascade. Les caractéristiques de simulation sont rappelées ci-dessous :

- Tension réseau : 33kV ($S_{cc}=900\text{MVA}$)
- Modules par phase : 12 ponts en H
- Tension par module : 2,5kV, source de tension continue (constante)
- Stratégie de modulation : PS-PWM – 250Hz par module
- Inductance de couplage : 2,6mH

Les résultats de cette simulation sont présentés en Figure 14. Les courants de référence du convertisseur ($I_{ref_}$) et mesurés ($I_{conv_}$) sont tracés dans les repère alpha/beta et d/q pour les

différentes valeurs d'échelons de courant réactif. Le temps de réponse (à 95%) du régulateur de courant a été défini ici à 600us.

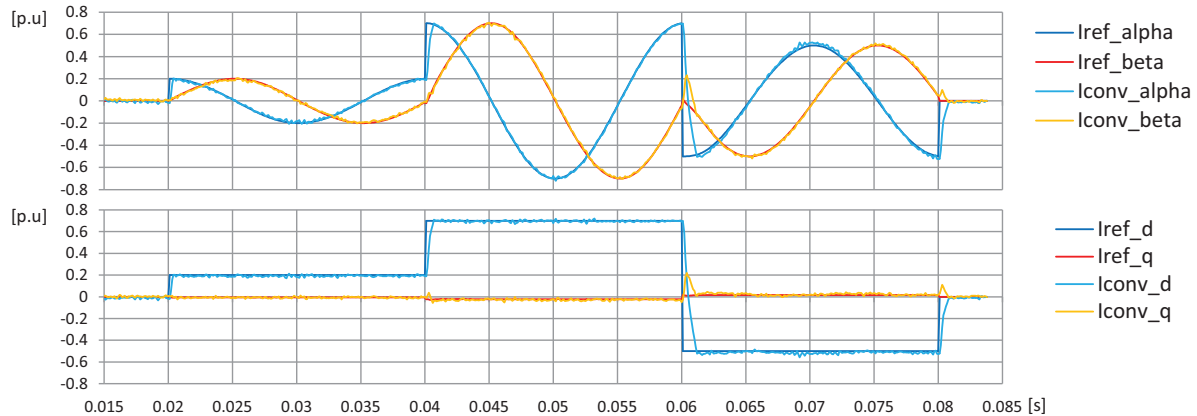


Figure 14 : Références et mesures des courants du convertisseur sur les axes alpha/beta et d/q avec la régulation générique ($R_{générique}$)

2.1.2. Configuration Triangle

Lorsque les bras du convertisseur sont connectés en triangle, un courant de circulation (ou homopolaire) et noté i_h sur la Figure 15 peut s'établir. Il est donc nécessaire de le contrôler au moyen d'un régulateur identifié auparavant dans le tableau 1 comme un régulateur spécifique ($R_{spéc.1}$). Il s'agit d'un régulateur de courant homopolaire.

Les courants à travers les bras s'expriment comme :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{Uconv} + i_h \\ i_{Vconv} + i_h \\ i_{Wconv} + i_h \end{pmatrix} \quad (Eq. 16)$$

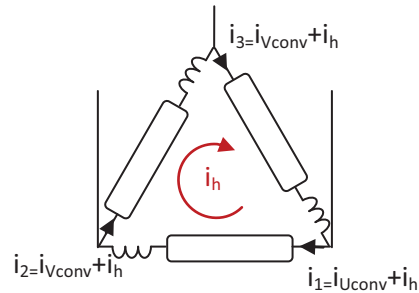


Figure 15 : Courants du convertisseur en configuration en triangle

L'application des transformées de Clarke/Park à l'équation 16 permet de traiter ces courants sans tenir compte de la composante homopolaire. On aboutit donc à un système d'équations homothétiques à la section 1.1 et à l'utilisation du régulateur de courant $R_{générique}$ ainsi défini.

La composante homopolaire est identifiée par la somme des trois courants $i_h = (i_1 + i_2 + i_3)/3$ et la composante de tension homopolaire générée par les bras du convertisseur est $V_h = V_{h1} + V_{h2} + V_{h3}$.

Le schéma homopolaire du triangle est le même que celui développé dans le Chapitre 2, Figure 70(b).

La fonction de transfert du système homopolaire par la transformation de Laplace est similaire à l'équation 7, section 1.1, à la différence que trois inductances de couplage sont en série :

$$G_{i_h V_h} = \frac{V_h}{I_h} = \frac{1}{3} \times \frac{1}{r + L \cdot s} \quad (Eq. 17)$$

La régulation de courant homopolaire ($R_{spéc.1}$) et le calcul des différentes valeurs du correcteur sont alors homothétiques aux équations (eq.11 et eq.12) de la section 1.2.

Le schéma de contrôle (Figure 16) des courants du convertisseur est constitué de deux régulateurs ($R_{générique}$) et ($R_{spéc.1}$) qui agissent sur des grandeurs découplées. L'un régule les courants entre le convertisseur et le réseau, le second contrôle le courant homopolaire du convertisseur.

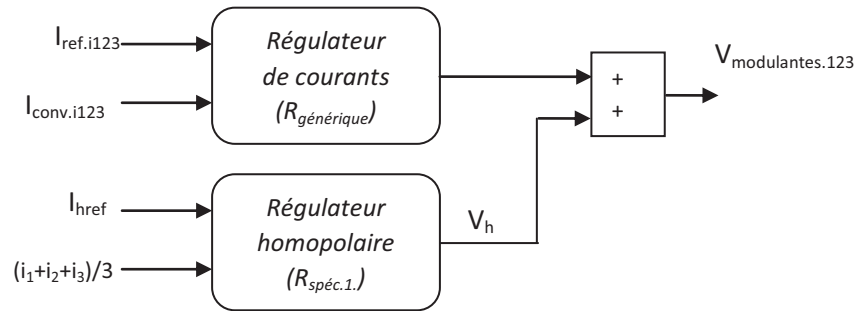


Figure 16 : Schéma bloc de la régulation des courants d'un convertisseur en configuration triangle

Ce schéma de contrôle est appliqué au convertisseur en triangle, composé de ponts en H en cascade. Les caractéristiques de simulation sont rappelées ci-dessous :

- Tension réseau : 33kV ($S_{cc}=900$)
- Modules par phase : 12 ponts en H
- Tension par module : 5kV, source de tension continue
- Stratégie de modulation : PS-PWM – 500Hz par module
- Inductance de couplage : 2,6mH

Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 17. On retrouve des résultats similaires à la simulation précédente, réalisée pour un convertisseur en configuration en étoile. La seule différence réside dans le contrôle du courant homopolaire noté sur les courbes I_{ref_homo} et I_{conv_homo} qui correspond à la mise en œuvre du régulateur de courant homopolaire ($R_{spéc.1}$).

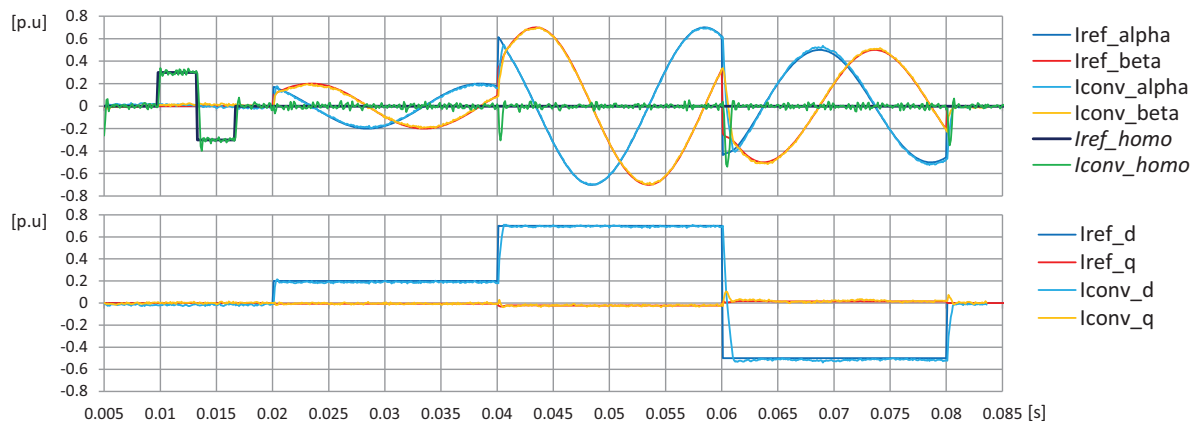


Figure 17 : Références et mesures des courants du convertisseur en configuration triangle, sur les axes alpha/beta et d/q avec la mise en œuvre d'une régulation du courant homopolaire

On constate à travers ces figures le découplage existant entre les courants du convertisseur contrôlés par le régulateur générique ($R_{générique}$) et le courant homopolaire, contrôlé par le régulateur spécifique ($R_{spéc.1}$)

2.1.3. Configuration Etoiles-symétriques

Les courants dans les bras supérieurs (i_{1P} , i_{2P} , i_{3P}) et inférieurs (i_{1M} , i_{2M} , i_{3M}) du convertisseur, en configuration en étoiles-symétriques (MMC), contribuent au courant échangé avec le réseau (i_{Uconv} , i_{Vconv} , i_{Wconv}) mais circulent également d'un bras à un autre (Figure 18).

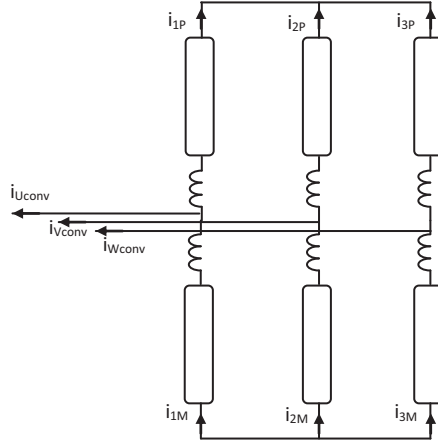


Figure 18 : Courants du convertisseur dans une configuration étoiles-symétriques

Les courants côté réseau (i_{Uconv} , i_{Vconv} , i_{Wconv}), exprimés en fonction des courants des bras inférieurs (suffixe M) et supérieurs (suffixe P) du convertisseur, sont donnés par les équations 18 à 20.

$$\begin{pmatrix} i_{Uconv} \\ i_{Vconv} \\ i_{Wconv} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1M} - i_{1P} \\ i_{2M} - i_{2P} \\ i_{3M} - i_{3P} \end{pmatrix} \quad (Eq. 18)$$

avec

$$i_{123M} = \begin{pmatrix} i_{1M} \\ i_{2M} \\ i_{3M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k \cdot i_{Uconv} + i_1 \\ k \cdot i_{Vconv} + i_2 \\ k \cdot i_{Wconv} + i_3 \end{pmatrix} \quad (Eq. 19) \quad \text{et} \quad i_{123P} = \begin{pmatrix} i_{1P} \\ i_{2P} \\ i_{3P} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(1-k) \cdot i_{Uconv} + i_1 \\ -(1-k) \cdot i_{Vconv} + i_2 \\ -(1-k) \cdot i_{Wconv} + i_3 \end{pmatrix} \quad (Eq. 20)$$

Où k est un coefficient, inférieur ou égal à 1, représentant le déséquilibre du courant entre les bras supérieur et inférieur. i_1 , i_2 et i_3 sont des courants de circulation découplés des courants échangés avec le réseau.

A partir de l'équation 18, il est possible de contrôler les courants échangés avec le réseau en utilisant des mesures des courants dans les bras inférieurs et supérieurs du convertisseur. Une régulation de courant générique, ($R_{générique}$, section 1.1) est applicable à partir de ces mesures.

En réalisant ensuite la somme des équations 19 et 20, les courants ainsi obtenus correspondent aux courants de circulation entre les bras du convertisseur, indépendants de ceux échangés avec le réseau (i_{Uconv} , i_{Vconv} , i_{Wconv}).

Le schéma équivalent du convertisseur correspondant à ces courants de circulation est similaire à celui de la Figure 70(a) du Chapitre 2. La fonction de transfert correspondante, modélisant la variation du courant de circulation ($I_{dq_circ.}$) en fonction de la tension du convertisseur ($V_{dq_circ.}$) est donnée par l'équation suivante :

$$G_{I_{dq}V_{dq_circ.}} = \frac{V_{dq_circ.}}{I_{dq_circ.}} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{r + L \cdot s} \quad (\text{Eq. 21})$$

La régulation des courants de circulation est ensuite réalisée en suivant la même méthode que celle décrite dans la section 1.2., pour aboutir au régulateur de courant ($R_{spéc.2}$).

Le schéma de la régulation dans son ensemble, comprenant le régulateur de courant *générique* et *spécifique*, est représenté par le schéma bloc de la Figure 19.

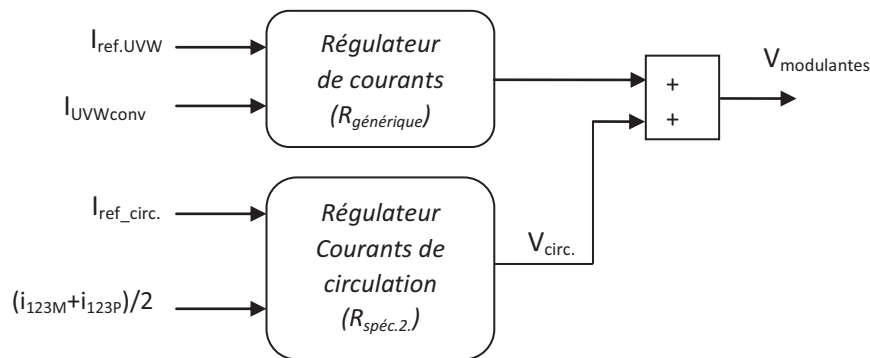


Figure 19 : Schéma bloc de la régulation des courants d'un convertisseur en configuration étoiles-symétriques

Les caractéristiques de simulation du convertisseur composé de ½ ponts en H sont rappelées ci-dessous:

- Tension réseau : 33kV (Scc=900MVA)
- Modules par phase : 24 ½ ponts en H
- Tension par module : 5kV, source de tension continue
- Stratégie de modulation : PS-PWM – 250Hz par module
- Inductance de couplage : 2,6mH

Les résultats de cette simulation sont présentés en Figure 20. La Figure 20 (a) représente les courants côté réseau, de référence et mesurés, sur les axes alpha/beta et dq. Ils correspondent à la mise en œuvre du régulateur générique ($R_{générique}$). Les formes d'ondes ainsi obtenues sont identiques aux résultats des précédentes simulations des Figures 14 et 17.

Au mêmes instants, la Figure 20 (b) montre les résultats obtenus avec le régulateur de courants de circulation ($R_{spéc.2}$). Les courants de référence ($i_{ref123_circ.}$) et mesurés (i_{mes_i123}) sont représentés dans un repère triphasé. Les différentes références de courant utilisées, continues et alternatives, mettent en évidence le découplage vis-à-vis du régulateur générique.

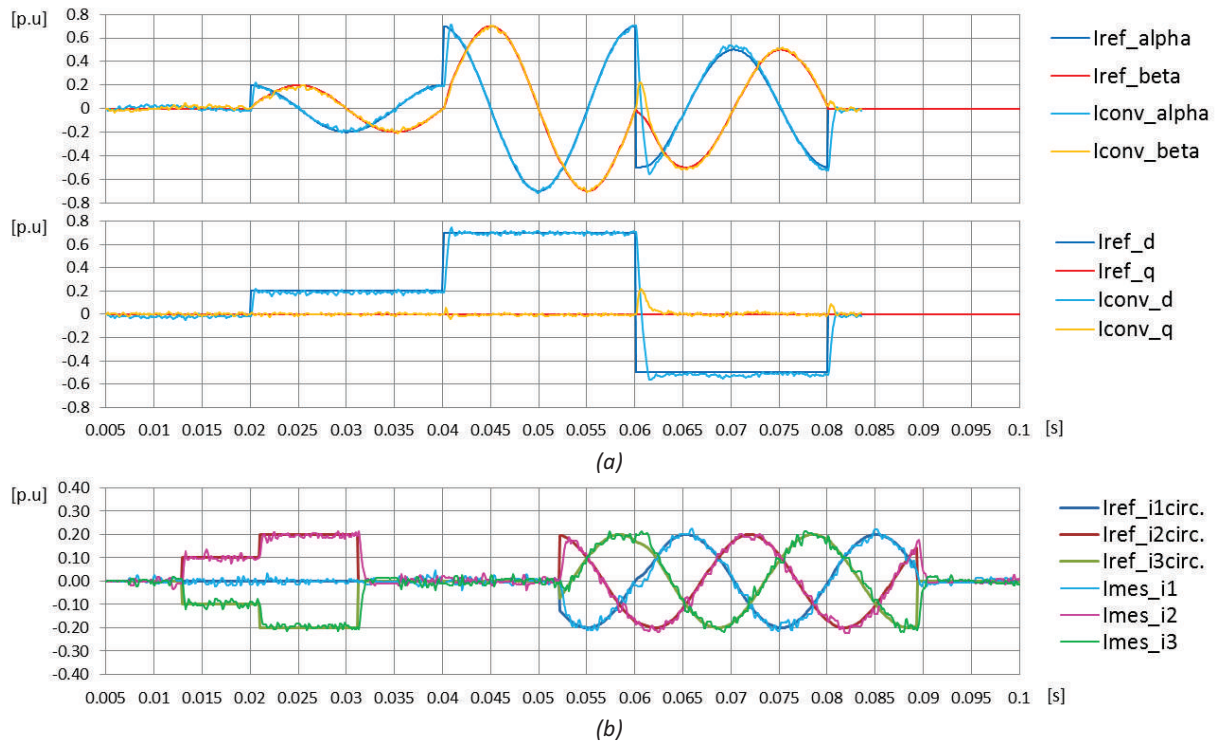


Figure 20 : Références et mesures des courants du convertisseur en config. Etoiles-sym. : (a) sur les axes alpha/beta et d/q avec la mise en œuvre d'une régulation générique ; (b) mesures et référence avec mise en œuvre de la régulation du courant de circulation $R_{spéc.2}$

2.1.4. Conclusion sur la régulation des courants pour convertisseurs multiniveaux

Les contrôles mis en œuvre pour la régulation des courants des convertisseurs multiniveaux ont tous un point commun : ils utilisent le même régulateur de courant, dit *générique*, qui permet de contrôler les courants entre le convertisseur et le réseau. Ce régulateur est d'ailleurs plus général puisqu'il s'applique aussi aux convertisseurs de tension classiques 2-3-niveaux. Les différents résultats des simulations (Figures 17, 17 et 20(a)) montrent un comportement et des dynamiques de courant identiques pour les trois configurations étudiées.

Les configurations (étoile, étoiles-symétriques et triangle) déterminent ensuite les types de régulateurs spécifiques qui sont à mettre en œuvre pour contrôler les courants de nature homopolaire ou de circulation. Ces régulateurs sont découplés du régulateur *générique* et n'interfèrent pas avec celui-ci.

Si une comparaison doit être faite entre la mise en œuvre de ces régulateurs de courants pour les différentes configurations de convertisseurs, la configuration en étoile est la plus simple puisque seulement trois courants doivent être contrôlés. Vient ensuite la configuration en triangle, dont trois courants et une composante de courant homopolaire doivent être contrôlés. Enfin, la configuration en étoiles-symétrique est la plus contraignante puisque six courants (des bras supérieurs et inférieurs) doivent être contrôlés.

2.2. Equilibrage des tensions bus DC

2.2.1. Régulation des bus DC d'un bras

Lorsque les tensions de bus DC des modules ne sont pas contrôlées, elles évoluent librement et tendent à diverger au cours du temps. Cette divergence s'installe plus ou moins rapidement et dépend des points de fonctionnement du convertisseur. Différentes simulations (figures 21) sont réalisées pour plusieurs configurations (triangle, étoile, étoiles symétriques) et pour les topologies pont en H, 1/2 pont en H et pont en H 3-niveaux. La stratégie de modulation utilisée est la PS-PWM avec des fréquences de commutation comprises entre 250Hz et 500Hz. Ces résultats mettent en évidence la divergence des tensions des bus DC des modules au cours du temps.

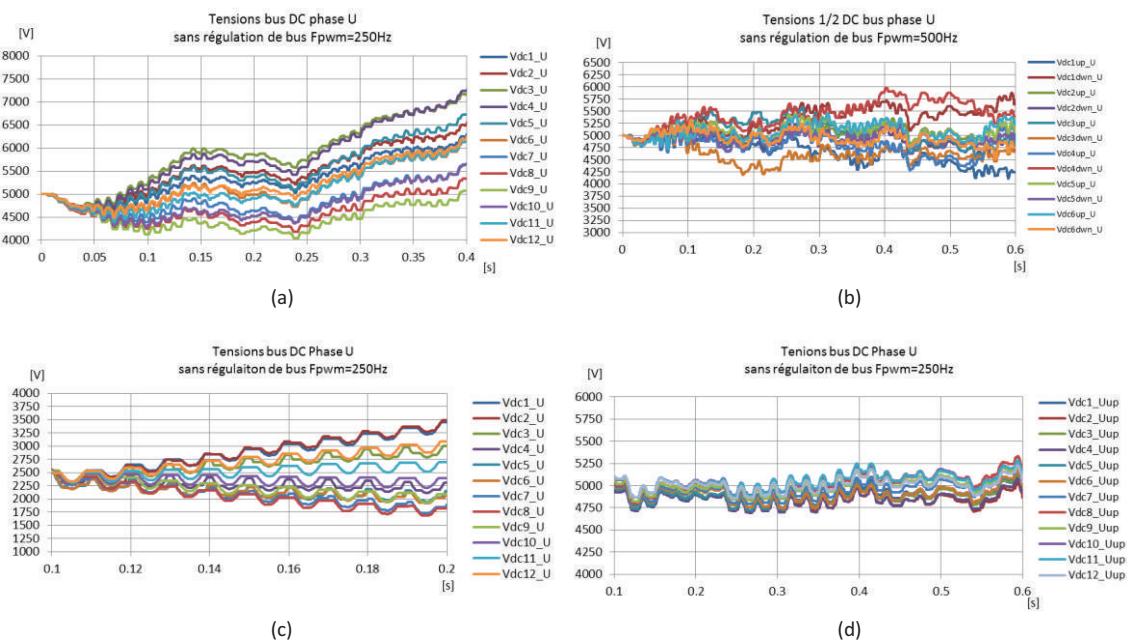


Figure 21 : Divergence des bus DC phase U: (a) Pont en H configuration en triangle ; (b) pont en H 3-niveaux configuration triangle ; (c) pont en H configuration étoile ; (d) 1/2 pont en H configuration étoiles-symétriques (MMC)

Pour garantir la stabilité du convertisseur, un équilibrage individuel entre bus DC d'un même bras est nécessaire. On retrouve dans la littérature des algorithmes d'équilibrage dédiés aux convertisseurs multiniveaux traitant de ce sujet et deux méthodes sont couramment étudiées.

L'une consiste à exploiter les états redondants du convertisseur afin de charger/décharger les bus DC par ordre de priorité et en fonction du signe du courant fourni par le convertisseur [71] [72]. Cette stratégie agit directement sur la tension de sortie du module et est plus particulièrement dédiée à une stratégie de modulation pleine-onde ou LS-PWM.

La seconde porte sur une élaboration d'une référence de tension pour chaque module, permettant de contrôler individuellement l'échange de puissance active [73]. Cette stratégie agit sur la valeur moyenne de la tension de sortie du module, *i.e.* sur l'indice de modulation envoyé à chaque module.

Ces deux méthodes sont efficaces, cependant l'utilisation d'une méthode exploitant les états redondants du convertisseur est plus délicate à implémenter puisqu'il faut envisager le convertisseur

à la fois dans sa globalité (générer la tension désirée en sortie du convertisseur) et calculer la tension de chaque module pour charger/décharger/court-circuiter les bus DC.

Le choix se porte ici sur une méthode qui permet à la fois de laisser les modules relativement indépendants les uns par rapport aux autres, tout en leur permettant d'avoir un comportement identique. C'est parce que la modulation PS-PWM répond à ces deux critères qu'elle sera privilégiée pour l'étude de l'équilibrage entre bus DC. La méthode de régulation entre bus DC d'un même bras est développée ci-dessous et correspond à la régulation de type *Rbus* indiquée dans le tableau 2.

a) Puissance active d'un module

La variation de la tension du bus DC d'un module est liée à la puissance active échangée qui est définie par la relation suivante :

$$P_{module} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \times i(t) \cdot dt \quad (Eq. 22)$$

Avec :

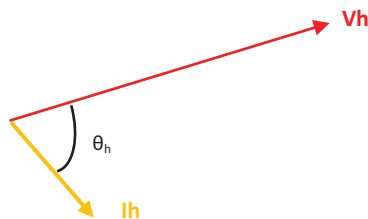
T la période du signal

v(t) la tension en sortie du module

i(t) le courant traversant le module

Dans le repère de Fresnel (Figure 22), pour chaque rang harmonique (*h*), la puissance active d'un module s'exprime aussi comme :

$$P_{module} = \sum^h V_h \times I_h \cdot \cos(\theta_h) \quad (Eq. 23)$$



Avec :

h le rang harmonique

V_h la tension harmonique en sortie du module

I_h le courant harmonique traversant le module

θ_h l'angle de déphasage entre V_h et I_h

Figure 22 : Représentation vectorielle des tensions/courants d'un module

L'évolution de la tension du module dépend de la tension, du courant et de la phase. En convention générateur, si P_{module} est positif (réciproquement négatif) alors la tension du bus DC décroît (réciproquement croît). Le courant dans un module étant imposé par l'application, la tension de sortie du module ne peut être modifiée qu'en changeant l'amplitude et/ou le signe de la tension du module, ce qui revient à modifier la tension modulante envoyée à celui-ci.

Ainsi, du point de vue fonctionnel (Figure 23), l'algorithme d'équilibrage des bus DC d'un même bras s'insère entre la fonction qui calcule la modulante (issue du régulateur de courant) et la fonction qui calcule les ordres de commande envoyés aux modules.

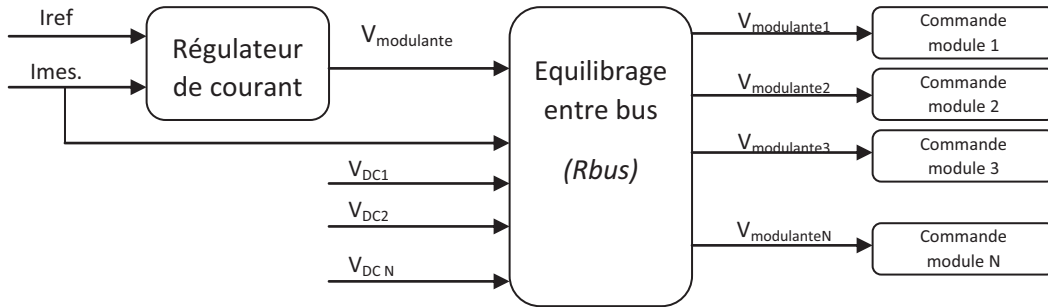


Figure 23 : Schéma fonctionnel de l'équilibrage entre bus DC d'un même bras

Pour chacun des bras constituant le convertisseur, la fonction d'équilibrage entre bus DC nécessite comme données d'entrée les grandeurs suivantes :

- la modulante du bras considéré (notée $V_{modulante}$),
- le courant mesuré dans le bras du convertisseur (noté $I_{mes.}$),
- les tensions de bus DC de chaque module (notés V_{DC1} à V_{DCN}).

Les sorties de cette fonction sont les tensions modulantes (notées $V_{modulantes1}$ à N), envoyées à chaque module qui permettront d'équilibrer et de contrôler la tension du bus DC de chaque module.

b) Algorithme d'équilibrage

La fonction d'équilibrage ne doit pas influencer le courant du convertisseur. Elle doit être complètement transparente vis-à-vis du régulateur de courant qui calcule la tension modulante de chaque bras. Cette condition implique que la somme des modulantes de chaque module (notées $V_{modulante1}$ à N) soit égale à la modulante initiale (notée $V_{modulante}$) calculée par le régulateur de courant et vérifie l'égalité suivante :

$$\sum_{i=1}^N V_{modulante} i = V_{modulante} \text{ (Eq. 24)}$$

Cette relation se traduit aussi par la représentation vectorielle (pour un instant donné) de la Figure 24 où la résultante des tensions des modules (vecteurs rouges) est égale à la tension initialement calculée par le régulateur de courant (vecteur bleu). La Figure 24(a) correspond au cas où les tensions générées par les modules sont identiques et en phase. La Figure 24(b) correspond au cas où une composante de tension additionnelle est ajoutée à chaque vecteur. De cette manière, l'angle entre chaque vecteur rouge et le courant traversant le bras (en jaune) plus l'amplitude de la tension, déterminent la puissance active de chaque module.

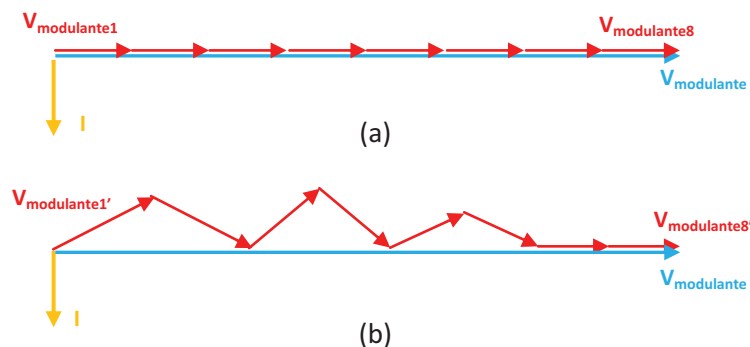


Figure 24 : Représentation vectorielle des tensions de sortie de plusieurs modules composant un bras de convertisseur

La forme générale de la composante additionnelle (notée V_{addi}) ajoutée au à la modulante du $i^{\text{ème}}$ module est fonction des tensions des bus DC et du courant circulant dans le bras. Elle est définie par l'équation générale suivante (eq. 25) :

$$V_{addi} = f(V_{DC1...N}, I) \text{ (Eq. 25)}$$

La tension V_{addi} est calculée pour chacun des modules. Pour satisfaire l'équation (eq.24), ces tensions additionnelles sont ajoutées de manière à ce que leur somme soit nulle : en alternant le signe des tensions additionnelles comme illustré par l'équation 26.

$$\sum_{i=1}^N V_{modulante\ i} = \underbrace{\left(\frac{V_{modulante}}{N} + V_{add1}\right)}_{V_{modulante1'}} + \underbrace{\left(\frac{V_{modulante}}{N} - V_{add1}\right)}_{V_{modulante2'}} + \dots + \underbrace{\left(\frac{V_{modulante}}{N} + V_{addk}\right)}_{V_{modulanteN-1'}} + \underbrace{\left(\frac{V_{modulante}}{N} - V_{addk}\right)}_{V_{modulanteN'}} = V_{modulante} \text{ (Eq. 26)}$$

Si le nombre de modules (N) est pair, alors il y a $k=N/2$ tensions additionnelles. S'il est impair, il y en aura $(N-1)/2$.

Les étapes permettant la construction de la composante V_{addi} sont décrites ci-dessous :

1. Une élaboration simple de la composante V_{addi} consiste dans un premier temps à construire une relation de proportionnalité à partir des écarts des tensions bus, prise deux à deux par valeurs extrêmes. Ces écarts sont représentés par les grandeurs ΔV sur la Figure 25.

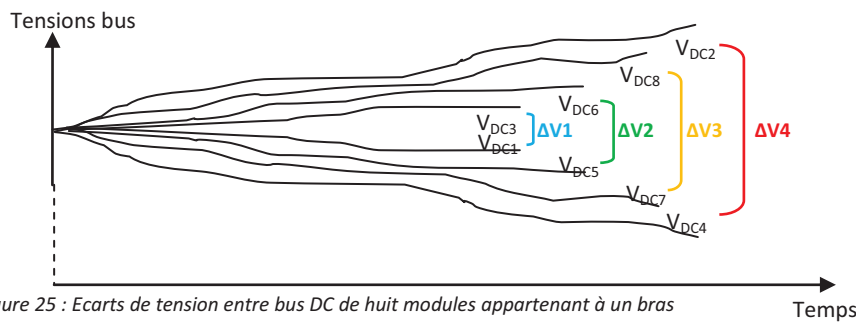


Figure 25 : Ecart de tension entre bus DC de huit modules appartenant à un bras

2. La seconde relation est issue du courant qui traverse les modules tel que V_{addi} lui soit proportionnel. En effet, pour une application STATCOM et plus particulièrement pour la compensation des fours à arc, les courants générés sont riches en harmoniques et à certains instants, des amplitudes de courants harmoniques sont plus importantes que le courant fondamental (voir par exemple la phase V sur la Figure 26). Cela revient à faire en sorte que les termes $\cos(\theta_h)$ de l'équation 23 soient égaux à 1 pour une grande partie des rangs harmoniques. La puissance active ainsi échangée par le module est plus importante et améliore l'efficacité de la régulation des bus DC.

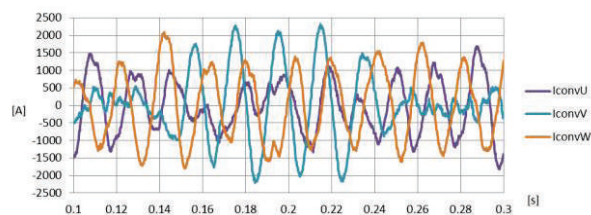


Figure 26 : Courants triphasés traversant les modules

La composante additionnelle (V_{addi}) aboutit donc à la forme suivante :

$$V_{addi} = (k_{\Delta V} \times \Delta V) \times (k_I \times I) \quad (\text{Eq. 27})$$

Avec :

ΔV l'écart entre deux tensions bus extrêmes prises deux à deux

I le courant à travers le bras

$k_{\Delta V}$ le terme de proportionnalité sur l'écart de la tension bus

k_I le terme de proportionnalité sur le courant à travers le bras

En reprenant l'exemple de la Figure 14 constitué de huit modules dont les tensions bus sont déséquilibrées, il y a donc quatre tensions additionnelles. La commande envoyée à chaque module vaut dans ce cas :

$$V_{module1} = \frac{V_{modulante}}{8} + (k_{\Delta V} \times \Delta V_1) \times (k_I \times I) \quad V_{module5} = \frac{V_{modulante}}{8} - (k_{\Delta V} \times \Delta V_2) \times (k_I \times I)$$

$$V_{module2} = \frac{V_{modulante}}{8} + (k_{\Delta V} \times \Delta V_4) \times (k_I \times I) \quad V_{module6} = \frac{V_{modulante}}{8} + (k_{\Delta V} \times \Delta V_2) \times (k_I \times I)$$

$$V_{module3} = \frac{V_{modulante}}{8} - (k_{\Delta V} \times \Delta V_1) \times (k_I \times I) \quad V_{module7} = \frac{V_{modulante}}{8} - (k_{\Delta V} \times \Delta V_3) \times (k_I \times I)$$

$$V_{module4} = \frac{V_{modulante}}{8} - (k_{\Delta V} \times \Delta V_4) \times (k_I \times I) \quad V_{module8} = \frac{V_{modulante}}{8} + (k_{\Delta V} \times \Delta V_8) \times (k_I \times I)$$

De cette manière, les composantes additionnelles sont calculées à chaque instant en fonction de l'évolution des déséquilibres entre bus, sans modifier la référence calculée initialement par le régulateur de courant.

Du point de vue temporel, la Figure 27 (a) montre les références de tension envoyées à douze modules qui composent le bras d'une phase du convertisseur dont les tensions bus sont déséquilibrées. Les déphasages observés entre ces différentes modulantes sont dus aux composantes de tensions additionnelles calculées par l'équation 27. La Figure 27 (b) permet de constater que la somme des douze modulantes (notée $\Sigma V_{mod.1...12}$) est strictement identique à la modulante initiale (celle issue du régulateur de courant). Les conditions d'égalité des équations 18 et 20 sont donc vérifiées.

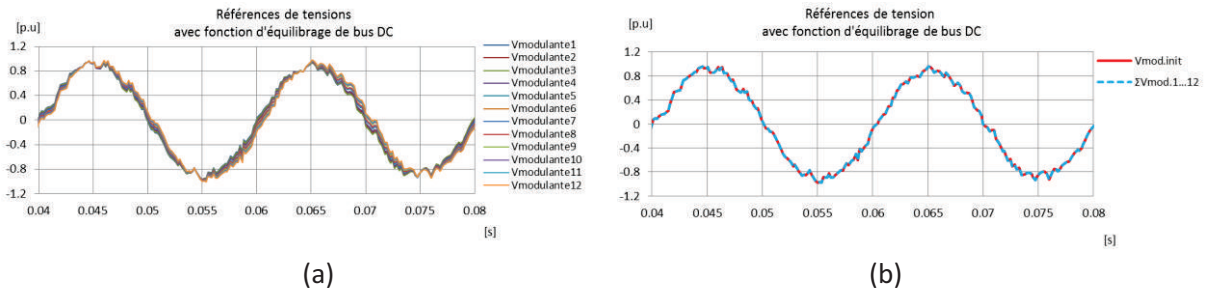


Figure 27 : (a) Références de tension en sortie de la fonction d'équilibrage entre bus DC ; (b) Résultantes

c) Simulations

La validation de cette stratégie d'équilibrage est menée dans les mêmes conditions que les simulations précédentes (Figures 21). Les résultats sont visibles sur les Figures 28 qui montrent que les tensions entre bus d'un même bras sont maintenant équilibrées.

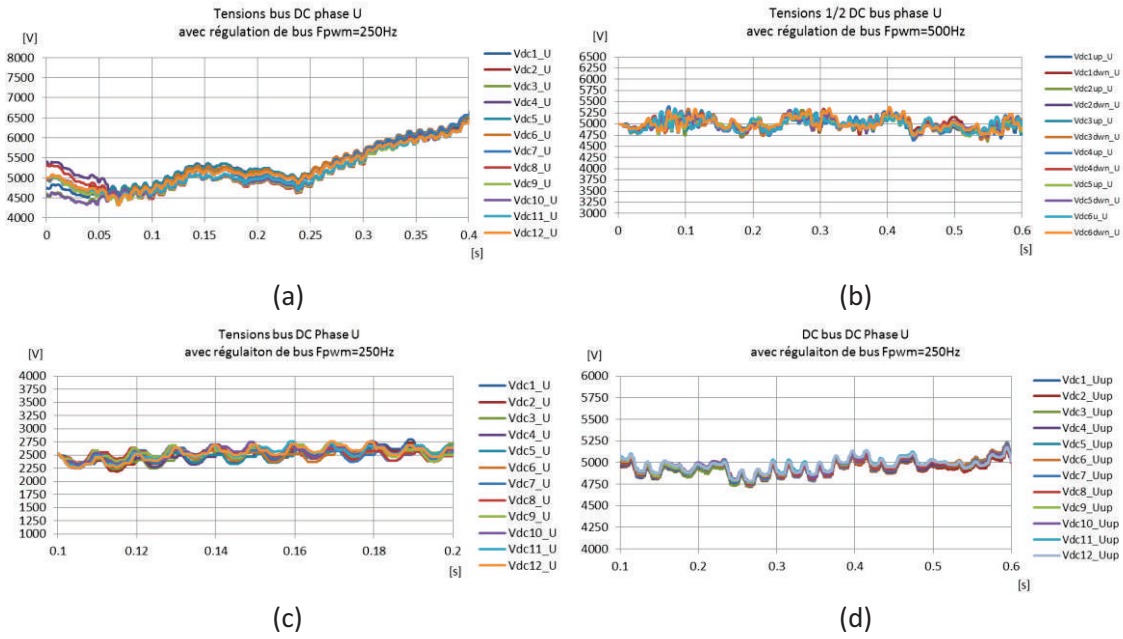


Figure 28 : Evolution des bus DC avec la fonction d'équilibrage entre bras: (a) Pont en H configuration en triangle ; (b) pont en H 3-niveaux configuration triangle ; (c) pont en H configuration étoile ; (d) 1/2 pont en H configuration étoiles-symétriques (MMC)

Les résultats ainsi obtenus permettent de conclure que la méthode d'équilibrage proposée est efficace pour les topologies et les configurations de convertisseur envisagées. La loi de commande (eq. 27) a été établie de façon à ce qu'elle soit la plus simple possible. Cette commande n'est cependant pas unique et des lois de commande plus élaborées, constituées par exemple de termes proportionnels et intégraux peuvent également être envisagées.

2.2.2. Régulation des tensions des bus DC entre phases

Le fonctionnement du convertisseur en régime déséquilibré implique certaines contraintes sur la configuration à utiliser. Lorsque les courants entre les phases du convertisseur ne sont pas équilibrés, l'échange de puissance entre les phases ne l'est pas non plus. Le cas d'une charge connectée entre deux phases d'un réseau (Figure 29) est un exemple qui permet d'illustrer les courants et les échanges de puissances que le convertisseur aura à fournir pour compenser une charge de ce type.

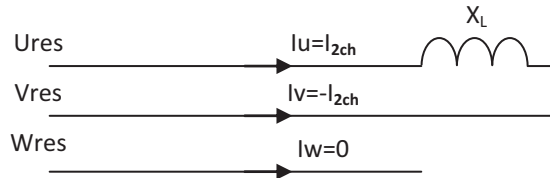


Figure 29 : Charge déséquilibrée connectée à un réseau triphasé

En notation complexe, le courant de la charge est :

$$I_u = -I_v = I_{2ch} = \frac{V\sqrt{3}}{X_L} e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad (\text{Eq. 28})$$

Le convertisseur compense donc la totalité de ce courant sur les phases U et W. La puissance apparente du convertisseur pour chaque phase est :

$$S_u = U_{conv} \cdot I_{2ch}^* = V \cdot \frac{V\sqrt{3}}{X_L} e^{+j\frac{\pi}{3}} = \frac{V^2\sqrt{3}}{X_L} \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right] = P + jQ \quad (\text{Eq. 29})$$

$$S_v = -V_{conv} \cdot I_{2ch}^* = V e^{-j\frac{2\pi}{3}} \cdot \frac{V\sqrt{3}}{X_L} e^{+j\frac{\pi}{3}} = -\frac{V^2\sqrt{3}}{X_L} \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - j \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right] = -P + jQ \quad (\text{Eq. 30})$$

$$S_w = 0 \quad (\text{Eq. 31})$$

Pour compenser ce type de charge, le convertisseur doit fournir une puissance réactive égale à la puissance de la charge, mais il doit surtout fournir et absorber de la puissance active sur deux phases, tel que représenté sur la Figure 30. La puissance active totale reste cependant nulle (traduite également par la relation $P_{DC}=0$).

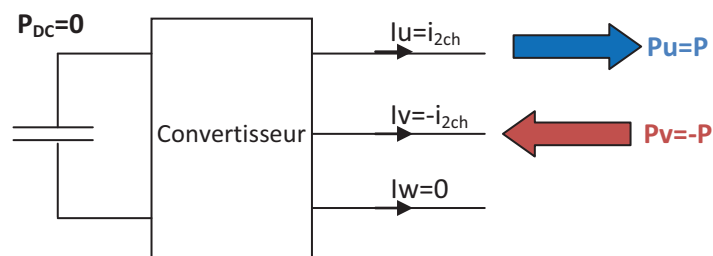


Figure 30 : Illustration du flot de puissances actives lorsque le convertisseur compense une charge déséquilibrée

Les topologies de convertisseurs possédant un bus DC commun comme sur la Figure 30 (dont les convertisseurs 2 et 3-niveaux font partie) sont capables de compenser des charges déséquilibrées et de maintenir le bus DC flottant équilibré. Cependant, certaines des configurations multiniveaux étudiées jusqu'ici peuvent poser problème.

a) Configuration étoile

Une configuration du convertisseur en étoile ne permet pas initialement de compenser une charge déséquilibrée sans avoir à augmenter de façon considérable le nombre de modules (au moins 73% de modules en plus) afin de créer une composante de tension homopolaire. Celle-ci permet d'annuler la puissance active absorbée sur les deux phases. Sans ces modules supplémentaires, les calculs de l'exemple précédent montrent que les puissances actives sur les phases U et V du convertisseur auront pour effet de décharger tous les bus DC de la phase U et de charger les bus DC de la phase V (cf Figure 31). Ce phénomène est problématique puisque le convertisseur ne peut pas fonctionner dans ce cas.

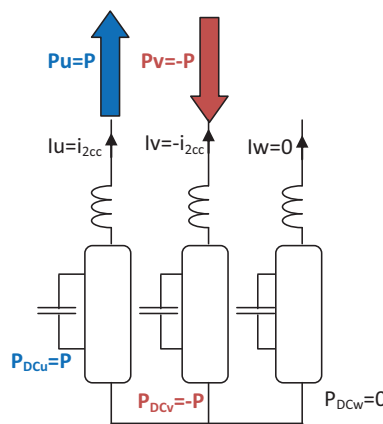


Figure 31 : Illustration du flot de puissances actives du convertisseur en configuration étoile compensant une charge déséquilibrée

On en conclut que la configuration en étoile ne peut pas convenir à la compensation d'un four à arc mais peut cependant servir en tant que filtre actif à la compensation du facteur de puissance de charges équilibrées.

Dans le cas où le convertisseur fonctionne en régime équilibré, le contrôle de ses tensions de bus est composé des éléments suivants :

- Un régulateur de bus DC *générique*, issu de la section 1.3, contrôlant la moyenne des tensions bus des phases U,V et W (Figure 32),
- Un contrôle des tensions moyennes des bus DC des phases U, V et W réalisé par un régulateur de tension spécifique (noté $R_{bras.1}$). Celui contrôle individuellement la moyenne des bus DC de chaque bras.

Le schéma de contrôle du convertisseur est représenté sur la Figure 32. La référence de courant issue des régulateurs de tensions de bus DC (I_{refDC}) est envoyée au régulateur de courant générique ($R_{générique}$). Les tensions modulantes des trois phases sont ensuite traitées par le régulateur de tension entre bus (R_{bus}) qui assure l'équilibrage des tensions de bus DC appartenant à un même bras. Les modulantes des trois phases ($V_{modulantes.U,V,W}$) sont ensuite adressées aux N modules.

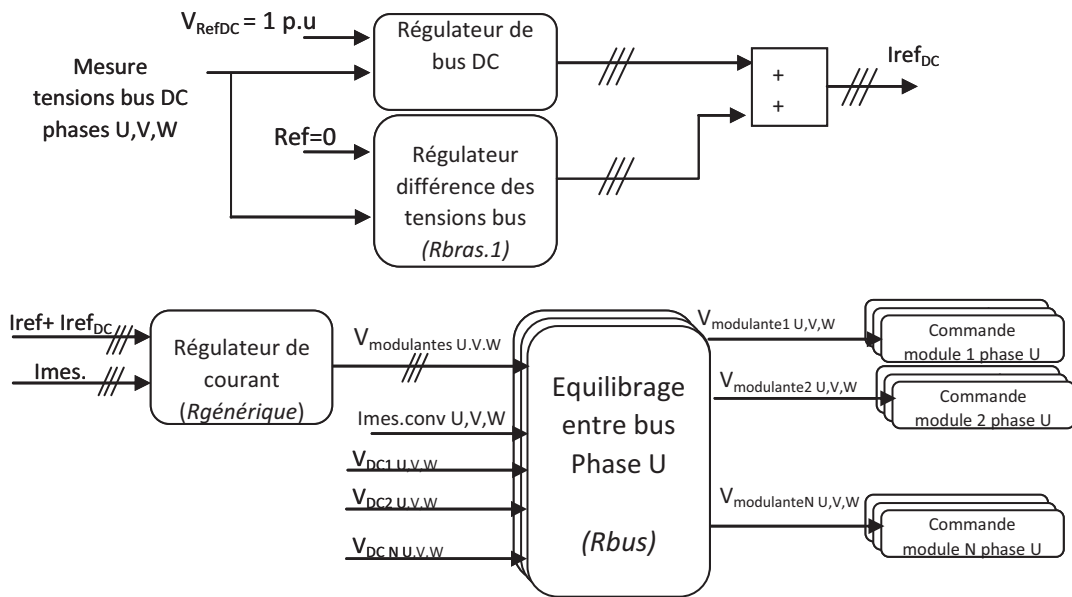


Figure 32 : Schéma bloc de contrôle d'un convertisseur multiniveaux en configuration étoile

b) Configuration en étoiles-symétriques

La configuration étoiles-symétriques est similaire à celle en étoile à la différence que les bras supérieurs et inférieurs contribuent chacun pour moitié aux puissances actives et réactives des phases U et V (Figure 33).

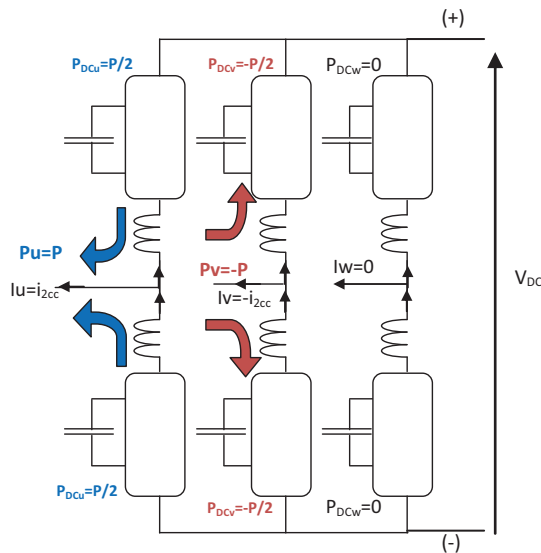


Figure 34 : Illustration du flot de puissances actives du convertisseur en configuration étoiles-symétriques compensant une charge déséquilibrée

L'effet sur l'évolution des bus DC est donc le même que pour la configuration en étoile :

- Les bus DC des bras supérieur et inférieur de la phase U se déchargent,
- Les bus DC des bras supérieur et inférieur de la phase V se chargent.

Des puissances actives opposées doivent donc circuler dans le convertisseur pour annuler la divergence des tensions de bus DC dans un tel cas de fonctionnement.

Cette circulation de puissance est possible si la tension V_{DC} aux bornes du convertisseur est non nulle. En effet, des courants continus internes au convertisseur peuvent circuler pour annuler les puissances actives qui chargent ou déchargent les bus DC sans modifier pour autant les composantes de courant alternatives servant à compenser la charge.

La configuration du convertisseur en étoiles-symétriques composé de ponts en H avec une tension de bus DC (V_{DC}) nulle (Chapitre 2, Figure 78) ne permet donc pas de compenser une charge déséquilibrée à moins que des modules supplémentaires soient ajoutés pour produire la tension continue (V_{DC}) nécessaire au contrôle des bus DC. On en déduit alors que la topologie pont en H dans cette configuration nécessitera plus de composants que la topologie à base de $\frac{1}{2}$ pont en H pour la même puissance.

Par conséquent, dans le cas où le convertisseur a la capacité de produire une tension continue (V_{DC}), les courants continus nécessaires au rééquilibrage des tensions de bus DC pour la phase U et la phase V valent :

$$I_{DCu} = -P / V_{DC} \text{ (Eq. 32)}$$

$$I_{DCv} = P / V_{DC} \text{ (Eq. 33)}$$

Plus la tension V_{DC} est grande, plus les courants continus servant à l'équilibrage sont faibles. C'est un point particulièrement important car ce courant continu ne contribue pas à l'application et réduit le courant du convertisseur. En définitive, ce courant continu réduit la puissance totale du convertisseur qui est utile pour la compensation des perturbations côté AC.

L'équation 34 ci-dessous indique le courant crête fourni par le convertisseur (I_{conv}) pour compenser à la fois une charge déséquilibrée (sur deux phases dont la valeur de courant est I_{2ch}) et rééquilibrer les bus DC des deux phases du convertisseur.

$$I_{conv} = I_{2ch} \cdot \left(1 + \frac{V}{4 \times V_{DC}} \right) \text{ (Eq. 34), où } V \text{ est la tension crête du réseau phase-neutre}$$

Puisque la valeur du courant du convertisseur (I_{conv}) ne peut dépasser une valeur maximale notée ici I_{max} , l'équation 34 doit satisfaire la condition suivante :

$$I_{conv} = I_{2ch} \cdot \left(1 + \frac{V}{4 \times V_{DC}} \right) \leq I_{max} \text{ (Eq. 35)}$$

Cette équation laisse le choix du dimensionnement du convertisseur à base de pont en H, en fixant une valeur telle que $I_{conv} < I_{2ch} < I_{max}$, permettant ainsi d'en déduire la valeur de V_{DC} , ou l'inverse.

Pour donner un exemple, avec un réseau 33kV et en fixant le courant tel que $I_{2ch}=0,8$ p.u, la tension du bus DC (V_{DC}) vaut alors :

$$V_{DC} = \frac{V}{4} \cdot \frac{I_{2ch}}{1 - I_{2ch}} \approx \frac{24kV}{4} \cdot \frac{0.8}{1 - 0.8} = 27kV_{DC} \text{ (Eq. 36)}$$

Avec un bus DC de 27kV_{DC}, le nombre de modules avec des ponts en H est déduit de la section 3.2 du Chapitre 2. Il faut alors 18 modules 5kV par phase (Figure 34); soit 432 composants au total.

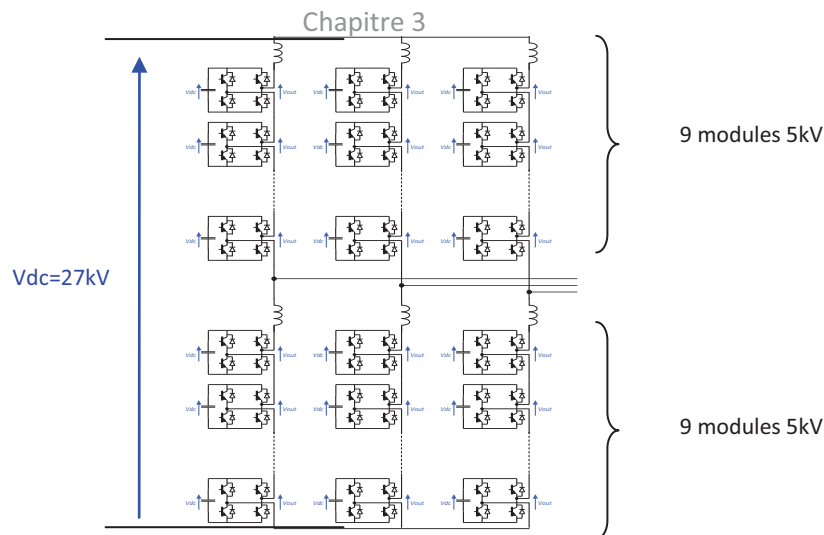


Figure 35 : Configuration étoile-symétriques pour un réseau 33kV à base de ponts en H

Pour comparaison, avec des $\frac{1}{2}$ ponts en H il faut 28 modules à 5kV par phase, produisant un bus DC (V_{DC}) de 70kV (Figure 36). Le nombre total de composants s'élève ainsi à 336, valeur bien inférieure aux 432 composants requis pour la même configuration avec des ponts en H.

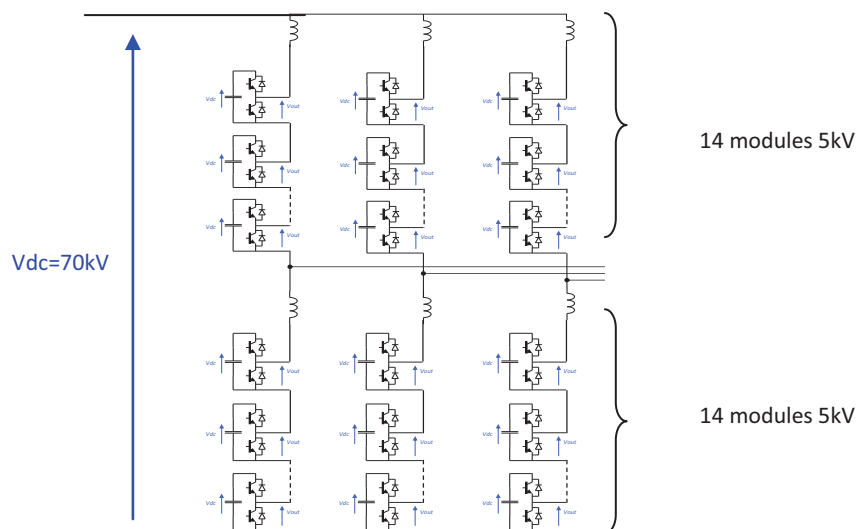


Figure 36 : Configuration étoile-symétriques pour un réseau 33kV à base de ponts en $\frac{1}{2}$

De plus, avec des $\frac{1}{2}$ ponts en H, l'équation 35 se simplifie avec le terme $V_{DC}=2*V(1+ucc)$ puisque la composante de tension continue (V_{DC}) est naturellement présente dans cette topologie. Le convertisseur peut alors compenser des courants déséquilibrés tels que :

$$I_{2ch} \leq \frac{8(1+ucc)}{1+8(1+ucc)} \quad (Eq. 37)$$

Ce courant est au moins égal à 0,88 p.u (avec $ucc=0$). Les courants continus servant à l'équilibrage des bus DC pendant la compensation d'une charge déséquilibrée sont donc globalement moins importants qu'avec des modules à base de ponts en H.

En définitive, le contrôle des bus DC est en partie similaire à celui d'une configuration en étoile à la différence que c'est le courant de circulation du convertisseur qui permet de régler la différence

entre les tensions de bus DC des bras U, V et W (supérieurs et inférieurs) à zéro. Le schéma bloc correspondant est représenté en Figure 37. Il est composé d'un régulateur de tension générique qui contrôle la tension moyenne des bus DC. La référence de courant (I_{refDC}) issue de ce régulateur est envoyée au régulateur de courant générique ($R_{générique}$).

En parallèle, un régulateur spécifique ($R_{bras.2}$) règle la différence entre les tensions moyennes des phases U, V et W à zéro. La référence de courant ($I_{refDCcir.}$) issue de ce régulateur est transmise au régulateur $R_{spéc.2}$ qui règle le courant de circulation à l'intérieur du convertisseur.

Enfin, les modulations calculées sont envoyées aux phases supérieures et inférieures du convertisseur et sont traitées par les régulateurs de tension entre bus DC (R_{bus}) qui assurent l'égalité entre les tensions de bus DC appartenant à un même bras.

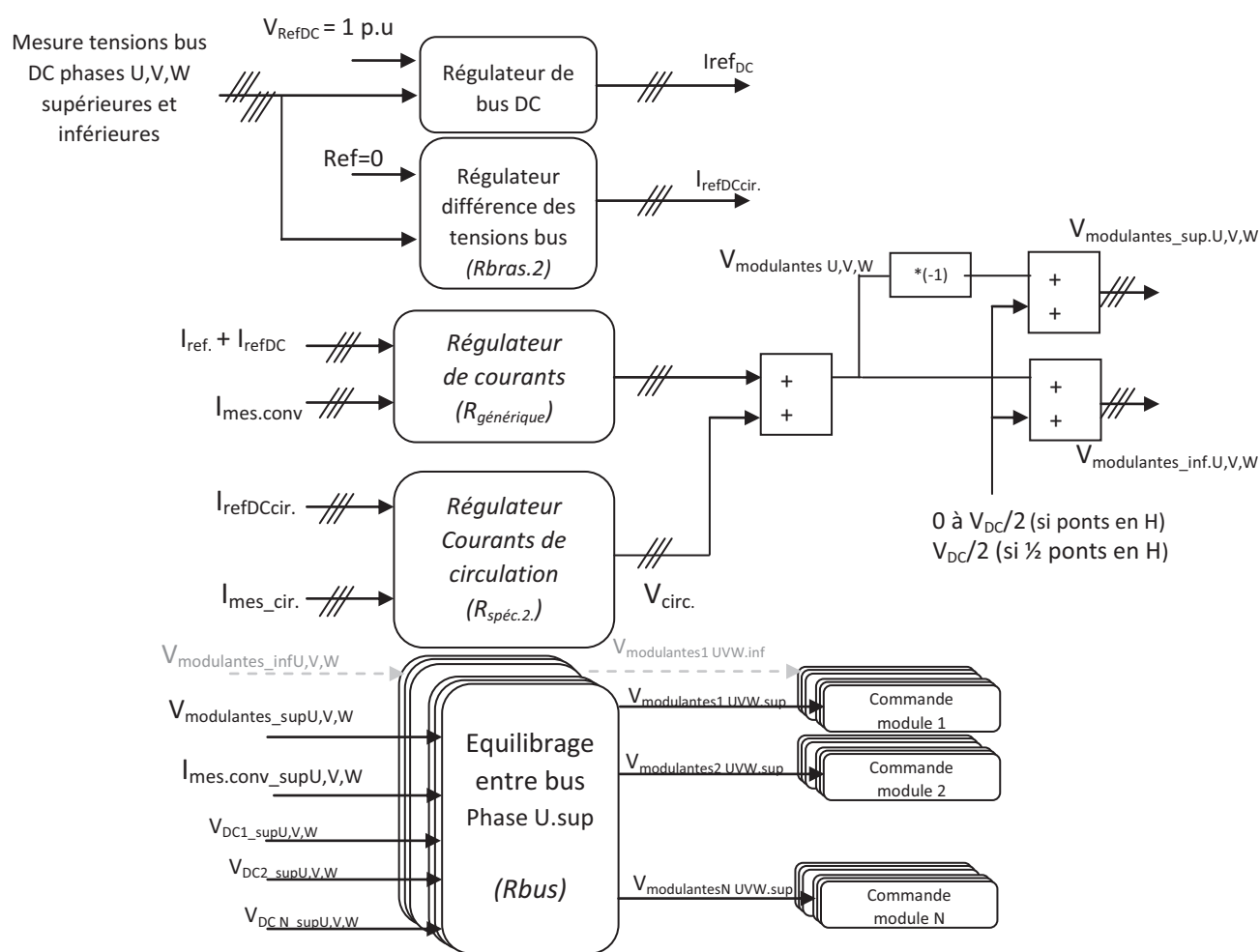


Figure 37 : Schéma bloc de contrôle d'un convertisseur multiniveaux en configuration étoiles-symétriques

c) Configuration en triangle

La configuration en triangle est ici plus apte à compenser le déséquilibre provoqué par une charge déséquilibrée telle que présentée sur la Figure 29. Dans ce cas, le convertisseur compense la charge déséquilibrée en produisant, par le bras connecté entre les phases U et V, un courant réactif opposé à celui de la charge (Figure 38). Les courants dans les autres bras du convertisseur sont alors nuls. Pour ce point de fonctionnement, la puissance moyenne fournie par le convertisseur est nulle et les tensions du bus DC sur chacune des phases du convertisseur restent équilibrées.

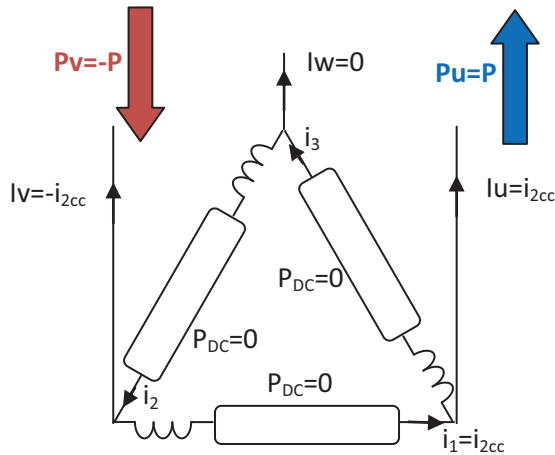


Figure 38 : Illustration du flot de puissances actives du convertisseur en configuration triangle compensant une charge déséquilibrée

Dans le cas général, le contrôle individuel des bus DC de chaque phase est possible pour une configuration en triangle : chaque bras du convertisseur étant connecté entre deux phases du réseau, l'échange de puissance active peut être réglé individuellement.

Les équations établies par Steinmetz (Annexe A-4) sont utilisées pour calculer les références de courant qui permettent en même temps d'équilibrer individuellement les bus DC du convertisseur, et de s'assurer que les courants vus du réseau soient équilibrés et en phase avec les tensions réseau. En d'autres termes, les courants prélevés au réseau seront équilibrés, même si les puissances actives consommées par les phases du convertisseur ne le sont pas.

Pour parvenir à ce résultat, des courants réactifs ($I_{1,2,3,reactif}$) sont calculés en fonction des courants actifs ($I_{1,2,3,actif}$) échangés par le convertisseur, selon la formule 38 :

$$\begin{bmatrix} I_{1reactif} \\ I_{2reactif} \\ I_{3reactif} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{1actif} \\ I_{2actif} \\ I_{3actif} \end{bmatrix} \quad (Eq. 38)$$

Le schéma de régulation des bus DC est présenté ci-dessous (Figure 39). Un régulateur de bus DC par phase est utilisé, basé sur les équations de Steinmetz qui permettent de contrôler individuellement les tensions moyennes de chaque phase. Ce régulateur est nommé ici $R_{bras.3}$ et les références de courant issues de celui-ci sont composées en partie par les courants actifs triphasés avec éventuellement une composante homopolaire. Ces références sont ensuite réparties entre le régulateur de courant générique ($R_{générique}$) et le régulateur de courant homopolaire ($R_{spéc.1}$). Puis, les tensions modulantes sont traitées séparément pour chaque phase afin d'équilibrer les tensions des modules à l'aide du régulateur de tensions R_{bus} .

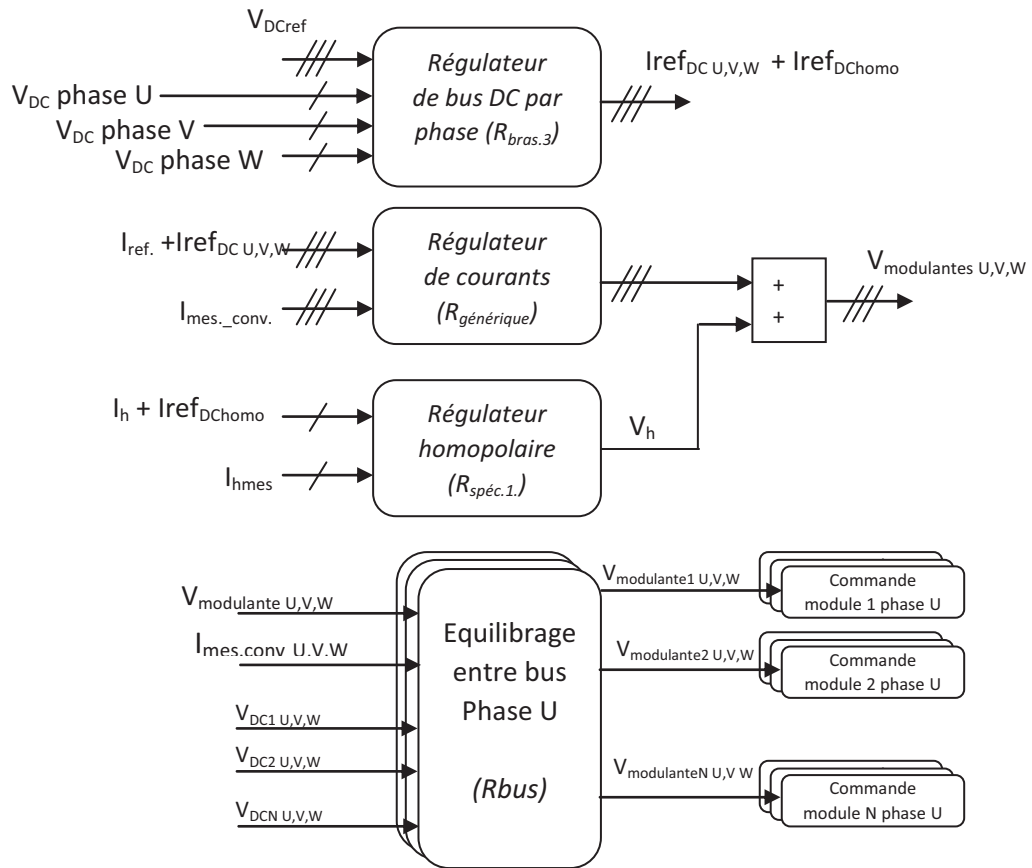


Figure 39 : Schéma bloc de contrôle d'un convertisseur multiniveaux en configuration triangle

2.2.3. Conclusion sur l'équilibrage des tensions de bus DC pour les convertisseurs multiniveaux

Équilibrer les tensions des bus DC est plus compliqué à mettre en œuvre pour des convertisseurs multiniveaux que pour des convertisseurs classiques 2 ou 3-niveaux. C'est pourquoi il a été choisi de traiter l'équilibrage de tension en couches relativement indépendantes les unes des autres.

Tout d'abord, il a fallu définir un équilibrage des tensions entre des modules qui appartiennent à un même bras. Un algorithme d'équilibrage a été ainsi étudié de manière à ce qu'il soit le plus *universal* possible. Il est indépendant de la topologie de module utilisée et indépendant de la configuration du convertisseur. Les différents résultats obtenus en simulation permettent de conclure qu'un tel algorithme est possible.

Ensuite, nous avons étudié les méthodes d'équilibrage des tensions moyennes entre les différentes phases du convertisseur. La mise en œuvre d'un tel équilibrage a été abordée sous l'aspect de la compensation d'une charge déséquilibrée par le convertisseur. Ce cas particulier est un bon moyen d'analyser les flots de puissance active échangés par le convertisseur et d'étudier comment il doit réagir pour équilibrer les tensions de bus DC. Cette analyse a mis en évidence les limites des configurations en étoile et en étoiles-symétriques et l'avantage d'une configuration en triangle puisque :

- La configuration en étoile, dans sa forme initiale ne permet pas de compenser des charges déséquilibrées. Elle serait capable de réaliser cette fonction uniquement si 73% de modules additionnels étaient rajoutés, ce qui n'est pas optimum,
- La configuration en étoiles-symétriques nécessite quant à elle des courants de circulation afin d'équilibrer les tensions des bus DC des trois phases du convertisseur. Pour ce faire, une tension de bus DC (V_{DC}) est requise aux bornes du convertisseur, ce qui pénalise l'utilisation de modules composés de ponts en H vis-à-vis de modules $\frac{1}{2}$ ponts en H. Il est également important de noter que les courants de circulation nécessaires à l'équilibrage des tensions de bus DC des trois phases réduisent la puissance effective du convertisseur d'au moins 12% pour une application 33kV,
- Enfin, la configuration en triangle est celle qui présente le moins d'inconvénients puisqu'elle permet l'équilibrage des tensions de bus DC des trois phases sans dégrader la puissance du convertisseur.

3. Application à la compensation de four à arc

La puissance des convertisseurs pour une application 33kV, avec le composant étudié dans le Chapitre 2 (1500Aeff), est comprise entre 148MVA pour une configuration en triangle et 170MVA pour une configuration en étoiles-symétriques. Ces configurations sont donc destinées aux cas où le four à arc atteint des niveaux de puissance important, supérieurs à 100MVA. Pour valider les contrôles des courants et l'équilibrage des bus DC de ces convertisseurs développés dans les sections précédentes, un four d'une puissance de 140MVA est ici choisi pour l'étude réseau et les simulations. Le système à étudier se compose donc d'un réseau, d'un convertisseur, de filtres réseaux et du four.

3.1. Modélisation Réseau-Convertisseur-Filtres-Four

Pour une application STATCOM/DSVC dédiée à la compensation de four à arc, le système (représenté par la Figure 40) comprend le réseau, le convertisseur, les filtres passifs et le four, dont les modèles sont dérivés des Chapitres 1 et 2. C'est en se basant sur ce schéma que les équations définissant les interactions entre les différents éléments du système seront étudiées.

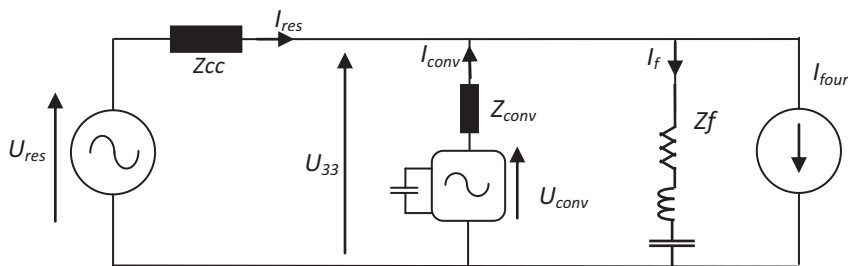


Figure 40 : Schéma unifilaire du système réseau, convertisseur, filtres et four à arc.

On considère les hypothèses suivantes pour l'étude :

1. La tension du réseau (U_{res}) est supposée constante,
2. Le four est assimilé à une source de courant,
3. Le convertisseur est assimilé à une source de tension.

L'hypothèse N°1 permet d'étudier le système en ne tenant compte que des grandeurs qui varient au cours du temps. Dans ce cas, la tension U_{res} devient nulle. L'hypothèse N°2 suppose que du fait de la nature non linéaire du four à arc, son courant n'est pas impacté par le convertisseur. En d'autres termes, le four à arc est capable d'imposer son courant. L'hypothèse N°3 est celle qui permet de simplifier le modèle du convertisseur et de le considérer comme linéaire selon les mêmes considérations que celles évoquées à la section 1.1.

Les équations du système se simplifient donc de la manière suivante :

$$\left. \begin{aligned} U_{33} &= U_{conv} - Z_{conv} \cdot I_{conv} \\ U_{33} &= -Z_{CC} \cdot I_{res} \\ U_{33} &= Z_f \cdot I_f \\ I_{conv} &= I_f - I_{res} \end{aligned} \right\} \quad (Eq. 39)$$

Les différentes fonctions de transfert ci-dessous sont déduites à partir des équations 39.

Fonction de transfert entre le courant et la tension du convertisseur :

$$\frac{I_{conv}}{U_{conv}} = \frac{\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_{CC}}}{1 + Z_{conv} \left(\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_{CC}} \right)} = \frac{1}{Z_{conv} + \frac{Z_f \cdot Z_{CC}}{Z_f + Z_{CC}}} \quad (Eq. 40)$$

Fonction de transfert entre le courant filtre et la tension du convertisseur :

$$\frac{I_f}{U_{conv}} = \frac{1}{Z_{conv}} \cdot \frac{1}{1 + Z_f \cdot \left(\frac{1}{Z_{conv}} + \frac{1}{Z_{CC}} \right)} \quad (Eq. 41)$$

Fonction de transfert entre le courant réseau et la tension du convertisseur :

$$\frac{I_{res}}{U_{conv}} = -\frac{1}{Z_{conv}} \cdot \frac{1}{1 + Z_{CC} \cdot \left(\frac{1}{Z_{conv}} + \frac{1}{Z_f} \right)} \quad (Eq. 42)$$

Les équations 40 à 42 permettent de modéliser les interactions du convertisseur avec le réseau et les filtres et seront utiles à l'analyse de la stabilité du système.

3.2. Etude de stabilité du système

Le système étudié est considéré comme complexe car les différents éléments interagissent les uns avec les autres. Il y a d'une part des filtres passifs, connectés sur le réseau pour fournir une partie de la puissance réactive consommée par le four à arc. En fonction de leur puissance et de leur topologie, les amplifications sur le réseau doivent être maîtrisées (cf Chapitre 1 section 2.1) et le four à arc agira sur eux comme une source de courant perturbatrice. Le second point concerne le convertisseur dont l'Application (cf Figure 1) est de compenser les perturbations du four à arc mais également de compenser les courants des filtres passifs lorsque celui-ci n'est pas en fonctionnement.

a) Choix des filtres réseaux

Avec le cas d'étude comprenant un four à arc de 140MVA, la stabilité de cet ensemble d'éléments est donc abordée en définissant dans un premier temps les topologies de filtre et leur puissance. Pour cela, en se référant à la section 1.2.2.4 du Chapitre 1, la puissance de court-circuit du four est estimée ici à 1,8 fois la puissance nominale du four, soit 252MVA. En suivant ensuite la règle de dimensionnement évoquée à la section 2.2.3 Chapitre 1, le STATCOM doit avoir une puissance totale égale à 80% de la puissance de court-circuit du four, soit 200MVA.

La puissance des filtres selon cette méthode est estimée à :

$$Q_{\text{filtres}} = 200 \text{MVA}r - Q_{\text{STATCOM}} \text{ (Eq. 43)}$$

La puissance des filtres vaut en fonction de la configuration utilisée :

$$Q_{\text{filtres}} = 200 \text{MVA}r - 148 \text{MVA} = 52 \text{MVA}r \text{ pour une configuration en triangle}$$

$$Q_{\text{filtres}} = 200 \text{MVA}r - 170 \text{MVA} = 30 \text{MVA}r \text{ pour une configuration en étoiles-symétriques}$$

Pour rester dans les mêmes conditions d'étude et comparer les résultats de simulations pour les convertisseurs en triangle et en étoiles-symétriques, la puissance des filtres est choisie à 60MVA. Cette puissance est divisée en deux filtres accordés aux rangs 2 et 3. Les caractéristiques de ces filtres sont données ci-dessous.

Filtre à pertes réduites :

- Q=30MVA, Rang 1,95
- R_{fp}=252Ω
- L_f=41,22mH, FQ=200
- C1=245,7uF
- C2=87,7uF

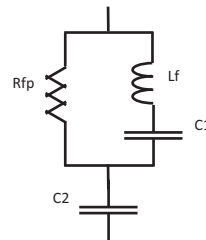


Figure 41 : Filtre faible perte

Filtre résonant à amortissement parallèle :

- Q=30MVA, Rang 2,95
- R_{fp}=490 Ω
- L_f=15,23mH
- C_f=77,5uF

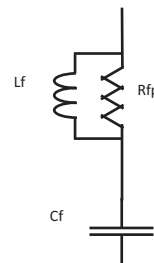


Figure 42 : Filtre résonant amorti

La Figure 43 (a) représente le tracé de l'impédance du réseau avec filtres (courbe bleue) et sans les filtres (courbe rouge). Le ratio de ces impédances (Figure 43 (b)) met en évidence les niveaux d'amplifications dûs aux fréquences d'anti-résonance situées aux rangs 1,84 et 2,68,

Un des critères de dimensionnement communément accepté pour ce type d'application est de limiter les amplifications en dessous de cinq. Au-delà, les limites d'émission sur les THD en courant et en tension deviennent difficiles à maintenir et le réseau peut devenir instable.

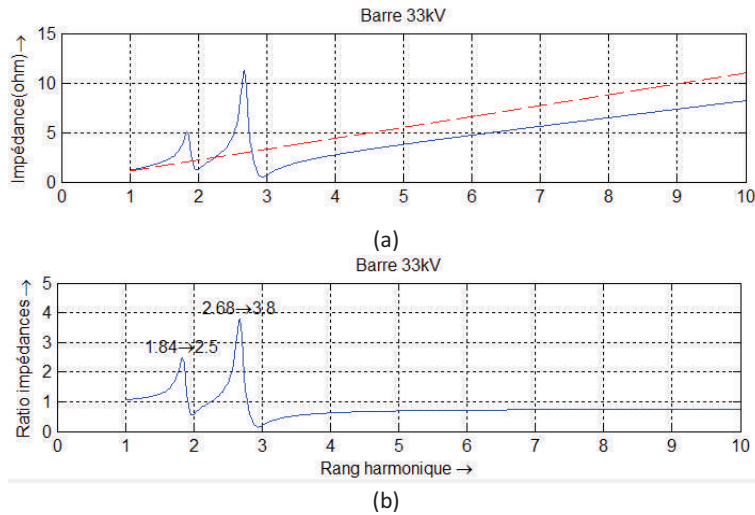


Figure 43 : (a) Impédance au jeu de barre 33kV avec et sans filtres ; (b) Amplification de l'impédance réseau avec filtres connectés au réseau 33kV

b) Influence du choix des grandeurs à compenser sur la stabilité

Le convertisseur compense les perturbations résultantes de la somme des courants du four et des filtres. Cette résultante correspond au courant I_{somme} qui est représenté sur le schéma unifilaire de la Figure 44. Deux cas de figure peuvent être envisagés pour mesurer cette grandeur et compenser les composantes de courant qui polluent le réseau :

Cas N°1 : Le traitement du courant I_{somme} est réalisé à partir de la mesure (en vert) située avant le nœud de courant qui se sépare vers les filtres et le four.

Cas N°2 : Le courant I_{somme} est obtenu à partir des mesures (en bleu) séparées des courants du four et des courants filtres.

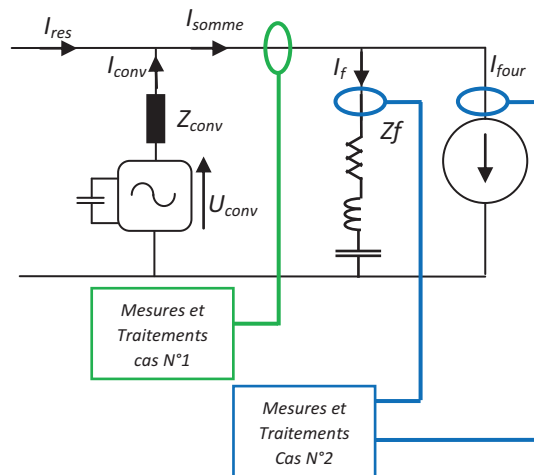


Figure 44 : Schéma unifilaire du système avec les différentes grandeurs mesurées

La modélisation du système correspondant au cas N°1 est représentée sous forme de schéma bloc sur la Figure 45. Ce schéma bloc reprend les fonctions de transfert (eq.40 et eq.41) entre les différentes grandeurs calculées précédemment. La référence de courant envoyée au convertisseur est la somme des courants du four et des filtres, qui correspond bien à la grandeur I_{somme} de la Figure 44. L'étude de stabilité en boucle ouverte du système est établie en considérant le régulateur de courant comme unitaire.

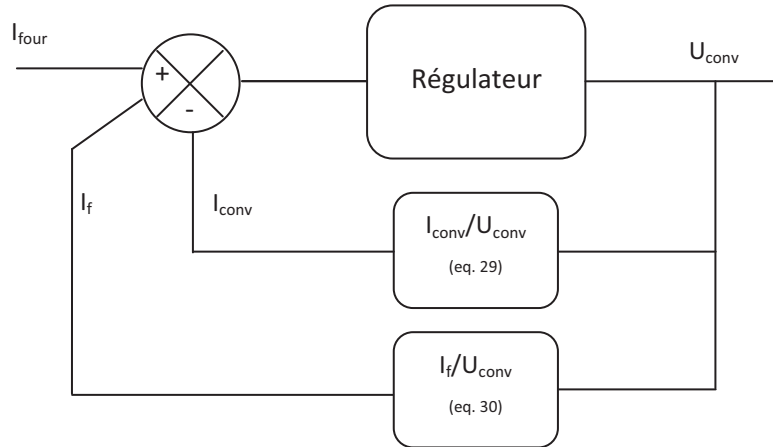


Figure 45 : Schéma bloc du système dans le cas N°1

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du cas N°1 est tracé sur la Figure 46. Celui-ci montre un risque d'instabilité autour de la fréquence 140Hz, causée par l'antirésonance du filtre accordé au rang 3. Ainsi, si le gain du régulateur de courant à cette fréquence est positif avec une marge de phase nulle, la stabilité du système en boucle fermée est compromise.

La dynamique du convertisseur pour ce type d'application requiert une fréquence de coupure d'au moins 1kHz. Dans l'hypothèse d'un correcteur de type proportionnel, le gain ajouté par celui-ci est de l'ordre de 30dB. L'instabilité semble donc inévitable sans un traitement particulier de la mesure I_{somme} autour de cette fréquence. L'éventualité d'un tel traitement est délicate car il dépend de la topologie du filtre, de sa puissance et de sa fréquence d'accord, ce qui aura pour effet de modifier le gain et la phase du système en boucle ouverte. Une bonne connaissance du PCC du réseau est également nécessaire.

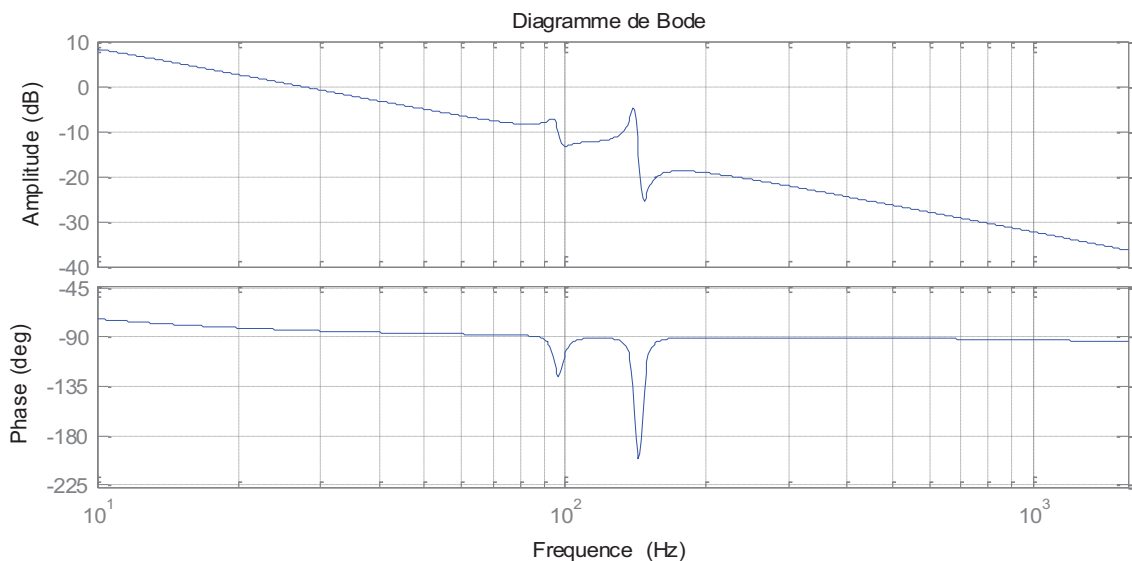


Figure 46 : Fonction de transfert du système en boucle ouverte I_{conv}/U_{conv} , cas N°1

Le cas N°2 est plus propice à la stabilité du système. En effet, le cas N°1 montre un problème potentiel d'instabilité du système dans son ensemble. L'avantage du cas N°2 est de mesurer

séparément les courants du four et des filtres. De cette manière, le traitement de l'instabilité liée aux filtres peut être effectué sans perturber le traitement des courants du four.

Par exemple, l'instabilité du système est évitée en identifiant uniquement la puissance réactive des filtres. Les fréquences harmoniques des filtres, qui sont la cause d'instabilité du système en boucle fermée, sont ainsi rejetées de la mesure. Le schéma bloc équivalent à ce traitement se simplifie tel que présenté sur la Figure 47.

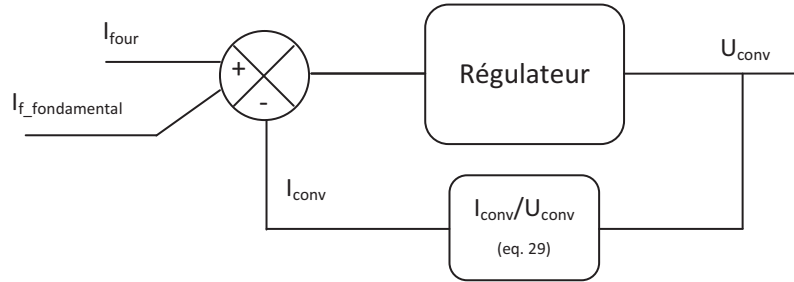


Figure 47 : Schéma bloc du système dans le cas N°2 avec traitement des courants des filtres

Le diagramme de Bode du système dans le cas N°2 (Figure 47) est maintenant plus favorable à la stabilité du système puisque la marge de phase de celui-ci en boucle ouverte est ici d'au moins 90°.

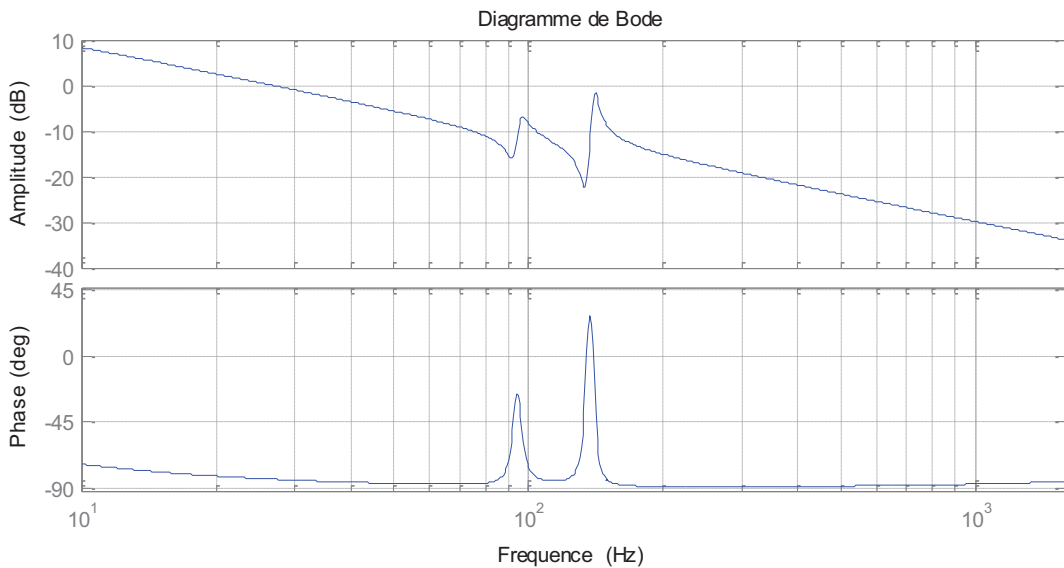


Figure 48 : Fonction de transfert du système I_{conv}/U_{conv} en boucle ouverte, cas N°2

C'est donc la mesure des courants du four et des filtres selon le cas N°2 qui est retenue car elle présente en plus l'avantage de ne pas dépendre de la topologie des filtres, ni de leur rang d'accord.

3.3. Algorithme générique de compensation de perturbations

Cette section traite la partie qui correspond à la fonction *Application* (cf Figure 1) dont l'objectif est de compenser les perturbations causées par un four à arc. Le calcul de la référence de courant appropriée à la compensation des perturbations d'une charge polluante peut être issu de différentes méthodes [74] [75] [76] [77]. Les plus courantes de ces méthodes consistent à identifier les perturbations d'une charge par la théorie des puissances instantanées (PQ Theory), la projection dans un repère stationnaire d/q appelé Stationary Reference Frame (SRF) ou bien l'utilisation des composantes symétriques (instantaneous symmetrical components). L'avantage de ces méthodes est qu'elles sont assez simples à implémenter et sont particulièrement bien adaptées aux convertisseurs de tension.

L'algorithme de calcul de référence qui a été retenu pour la suite des études est basé sur la projection des grandeurs dans le repère d/q (SRF) puisqu'il est déjà utilisé pour la régulation des courants du convertisseur. Les grandeurs à compenser pour une application STATCOM sont les courants du four et ceux du filtre. Les différentes fonctionnalités apportées par cet algorithme sont présentées ci-dessous (Figure 49).

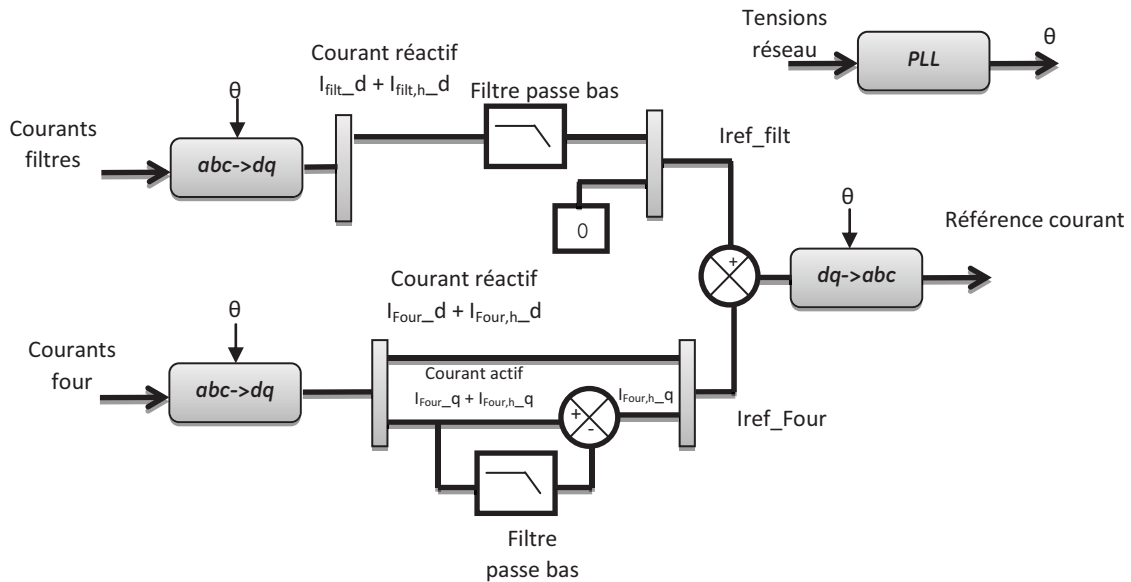


Figure 49 : Algorithme de compensation des courants filtres et four dans le repère d/q

a) Compensation du facteur de puissance, du déséquilibre et des harmoniques

Les transformées successives de Clarke et de Park appliquées aux courants des filtres projettent les courants réactifs sur l'axe *d* et les courants actifs sur l'axe *q*. Le courant lié à la fréquence fondamentale du filtre est noté *I_{filt_d}*. Seul le courant réactif représentatif de la puissance réactive fournie par les filtres est nécessaire. Les composantes harmoniques *I_{filt,h_d}* sont donc supprimées par un filtre de type passe bas car elles n'ont pas besoin d'être compensées par le convertisseur. La référence issue du traitement des courants des filtres est donnée par l'équation 44 :

$$I_{ref_filt} = \begin{bmatrix} I_{filt_d} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (Eq. 44)$$

Le courant réactif du four ($I_{Four,d}$) est directement identifié par la transformation de Park. Dans le même temps, les courants déséquilibrés (composante à 100Hz) et les harmoniques sont identifiés ($I_{Four,h,d}$) sans traitement additionnel.

Le courant actif du four est retiré de la mesure en identifiant la composante active (composante continue) à l'aide d'un filtre de type passe bas. La résultante sur cet axe ($I_{Four,h,q}$) correspond aux courants déséquilibrés et aux harmoniques sur l'axe actif.

Les courants de référence issus du traitement du courant du four sont donnés par l'équation 45 :

$$I_{ref_Four} = \begin{bmatrix} I_{Four,d} + I_{Four,h,d} \\ I_{Four,h,q} \end{bmatrix} \quad (Eq. 45)$$

Pour finir, la référence de courant totale envoyée au convertisseur est la somme des références calculées précédemment :

$$I_{ref} = I_{ref_filt} + I_{ref_Four} \quad (Eq. 46)$$

Cette référence de courant contient les signaux qui permettent d'obtenir un facteur de puissance unitaire au réseau, de supprimer les déséquilibres de courant causés par le four et également de compenser les harmoniques de courant. Lorsque le four est à l'arrêt, le convertisseur compense alors la totalité de la puissance réactive des filtres.

b) Atténuation du Flicker

Le Flicker causé par une charge est majoritairement éliminé en compensant la puissance réactive de celle-ci [78]. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'aucun traitement n'est réalisé sur l'axe réactif du four (cf Figure 49). L'équation 47 montre de quelle manière la puissance réactive agit sur la chute de la tension réseau ($\Delta V/V$ en %). En compensant le terme Q de l'équation, les chutes de tension ne dépendent plus que du facteur de qualité du réseau, déterminé par le terme R .

$$\frac{\Delta V}{V} \approx \frac{L\omega \times Q + R \times P}{V^2} \quad (Eq. 47)$$

$\Delta V/V$ est la chute de tension réseau exprimée en %

$L\omega$ est la réactance du réseau

R est le terme résistif du réseau

P et Q sont les puissances active et réactive au réseau

Pour illustrer l'algorithme proposé, une simulation est réalisée avec un convertisseur idéal associé à des filtres réseau et un four en régime stationnaire (Figure 50). Les différents éléments sont enclenchés aux instants suivants :

- Convertisseur, enclenché à $t=0s$
- Filtre accordé (rang 2), 30MVar, enclenché à $t=0,7s$,
- Filtre accordé (rang 3), 30MVar, enclenché à $t=0,95s$,
- Four en phase de déséquilibre, modélisé par une charge RL entre les phases U et W, enclenché à $t=1,3s$.

L'association du convertisseur et des filtres contribue à la compensation du four. Lorsque le four est à l'arrêt, le convertisseur compense la puissance réactive des filtres et les courants réseau deviennent nuls. Lorsque le four est enclenché, les filtres contribuent à compenser une partie de la

puissance réactive absorbée par le four. La puissance réactive manquante ou en excès est ajustée par le convertisseur qui compense en plus le déséquilibre en courant du four.

Les courants absorbés par l'installation vus du réseau restent équilibrés et le facteur de puissance est unitaire (Figure 51). L'algorithme ainsi mis en œuvre répond aux fonctionnalités requises pour l'application visée.

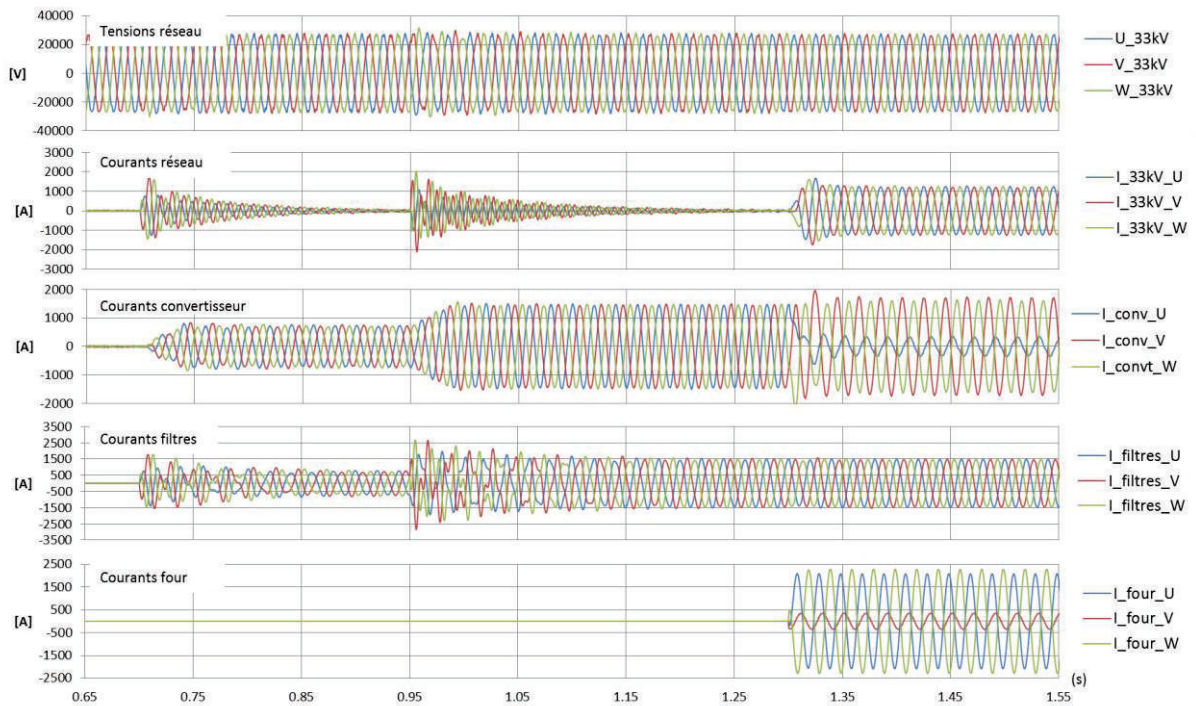


Figure 50 : Résultats de simulation d'un STATCOM appliqué à la compensation d'un four à arc

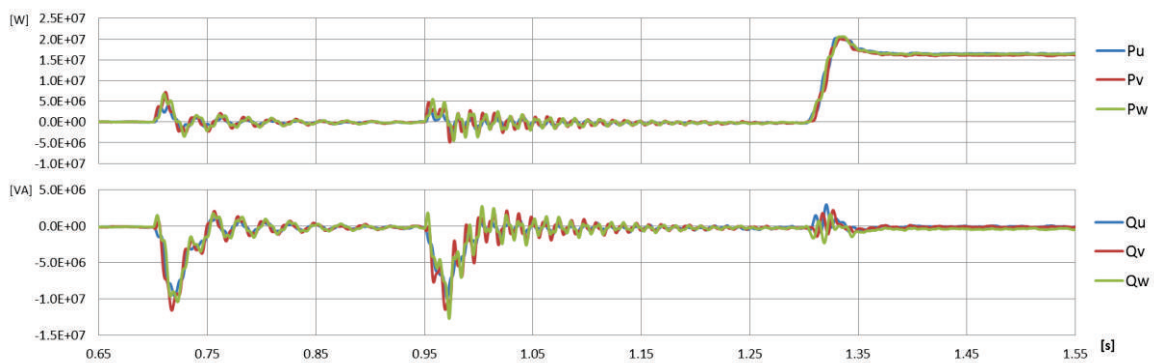


Figure 51 : Puissances actives (haut) et réactives (bas) mesurées au réseau 33kV pendant les enclenchements des filtres réseau et du four

3.4. Améliorations apportées à l’algorithme de compensation générique

3.4.1. Algorithme d’amortissement dynamique de filtres passifs

Selon la nature du réseau (inductif/capacitif) et les différentes configurations possibles, l’impédance de celui-ci peut présenter de fortes amplifications à certaines fréquences. De même, l’ajout de filtres de compensation d’énergie réactive modifie l’impédance du réseau qui peut présenter des risques de résonance (Chapitre 1 section 2.1). Il est donc nécessaire, dans le cas où ces amplifications sont trop importantes, d’assurer un amortissement convenable du système composé du réseau, des filtres et de la charge.

L’utilisation industrielle de filtres sur un réseau électrique nécessite systématiquement une étude de toutes les configurations possibles (notamment puissance de court-circuit fort ou faible et nature des charges). Le choix du type de filtre (fortement amorti, peu amorti ou résonant) dépend des résultats de cette étude et du coût de l’installation. Dans la plupart des cas, un filtre accordé génère systématiquement un maximum d’impédance à une fréquence appelée fréquence d’antirésonance qui, lorsqu’elle est excitée peut conduire à une forte pollution harmonique.

La Figure 52 correspond au schéma harmonique équivalent d’un système réseau-filtres-source harmonique-convertisseur. Les impédances du réseau et des filtres sont respectivement notées Z_{cc} et Z_f . Le courant total en sortie du convertisseur est représenté par une source de courant notée I_{conv} . La source de courant harmonique représente ici les perturbations générées par un four à arc.

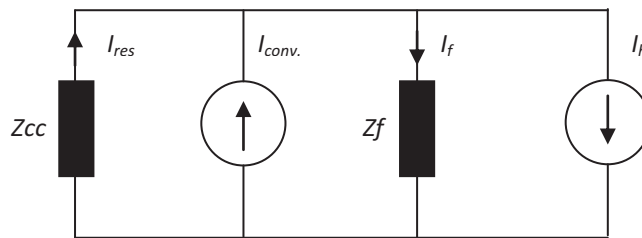


Figure 52 : Schéma harmonique équivalent de l’installation

Les lois de Kirchoff permettent d’écrire les relations suivantes :

$$I_{res} = I_f + I_h - I_{conv} \quad (\text{Eq. 48})$$

$$Z_f \cdot I_f = -Z_{cc} \cdot I_{res} \quad (\text{Eq. 49})$$

On peut alors en déduire :

$$I_{res} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{cc}}{Z_f}} (I_h - I_{conv}) \quad (\text{Eq. 50})$$

$$I_f = \frac{-1}{1 + \frac{Z_f}{Z_{cc}}} (I_h - I_{conv}) \quad (\text{Eq. 51})$$

En considérant dans un premier temps le courant du convertisseur comme nul (*i.e.* $I_{conv}=0 \Rightarrow$ aucune action du convertisseur), l’expression (eq. 51) correspondant à la fonction de transfert I_f/I_h est tracée sur la Figure 53. A la fréquence d’accord des filtres, le courant réseau est atténué mais deux fortes

amplifications apparaissent aux fréquences d'antirésonance. Ces amplifications sont d'autant plus importantes que les filtres sont peu amortis. Si l'amortissement des filtres est plus important, les pertes associées augmentent et l'efficacité des filtres est fortement diminuée. Dans ce cas, le convertisseur peut être un moyen de réduire ces amplifications en amortissant dynamiquement la fréquence d'antirésonance.

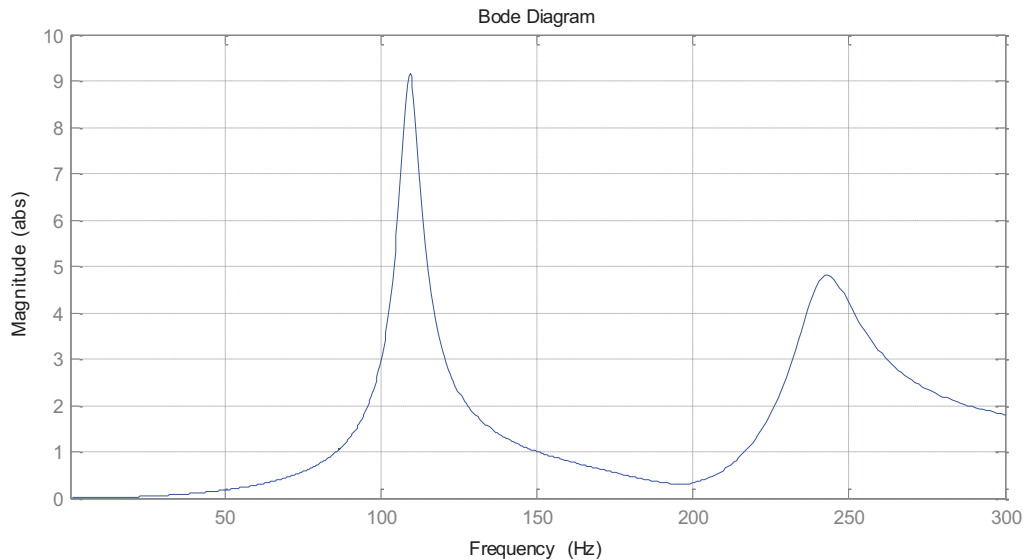


Figure 53 : Fonction de transfert I_f/I_h a) pour $K=0$ ($I_{conv}=0$). $P_{cc}=400MVA$; Filtre N°1 $Q=27MVar$ rang 3 ; Filtre N°2 $Q=30MVar$ banc capacitif

L'amortissement dynamique est couramment utilisé dans les applications utilisant un onduleur de tension 2-niveaux disposant d'un filtre LC ou LCL reliant le convertisseur au réseau. La fonction de ce filtre est de réduire l'ondulation haute fréquence du courant. Sa connexion entraîne une forte amplification à la fréquence d'antirésonance qui doit être amortie. Parmi les méthodes d'amortissement dynamique, on peut citer la méthode des résistances virtuelles [79] qui consiste à générer, par le biais du contrôle du convertisseur, l'effet que produirait une résistance connectée en série et/ou en parallèle avec des éléments composant le filtre LC. Une autre consiste à réduire l'amplification à la fréquence d'antirésonance en rebouclant la mesure de la tension réseau avec une avance/retard de phase [80]. Plusieurs solutions, basées sur la mesure des courants dans l'inductance, la capacité, ou d'autres, sans capteur, sont également étudiées [81] [82] [83] [84] [85].

Afin de réaliser l'amortissement dynamique, la méthode proposée ici consiste à ce que le convertisseur génère un courant qui est fonction des harmoniques circulant dans les filtres. L'objectif est de les ramener à une valeur nulle. L'avantage de cette approche est qu'elle ne nécessite pas de connaître précisément les fréquences d'antirésonance du système, ni de prendre en compte les variations de l'impédance réseau.

Dans un premier temps, on considère que la composante fondamentale a été préalablement soustraite de la mesure des courants filtres à l'aide d'un filtre réjecteur accordé à 50Hz. Le courant harmonique généré par le convertisseur pour réaliser l'amortissement est de la forme :

$$I_{conv} = K(s) \times I_f \quad (Eq. 52)$$

où $K(s)$ est assimilé à un gain proportionnel et un filtre passe bas. Le filtre passe bas est utilisé pour supprimer de la mesure les courants harmoniques générés par la commutation des convertisseurs et

circulant à travers le banc capacitif. $K(s)$ peut également être un filtre plus complexe (de type passe bas du second ordre, retard/avance de phase, réjecteur ou autre).

Les équations (50) et (51) s'écrivent alors :

$$I_{res} = \frac{Z_f}{Z_f + Z_{cc}(1 - K(s))} I_h \quad (\text{Eq. 53})$$

$$I_f = \frac{-1}{1 - K(s) + \frac{Z_f}{Z_{cc}}} I_h \quad (\text{Eq. 54})$$

La Figure 54 reprend, en tracé fin, la fonction de transfert I_f/I_h pour $K(s)$ nul (*i.e.* pas d'amortissement dynamique), puis en trait épais pour $K(s) = -1/(1+s/\omega_0)$ avec $\omega_0 = 2\pi \cdot 300 \text{ rad.s}^{-1}$. Le rebouclage des courants filtres à travers la fonction $K(s)$ par le convertisseur entraîne une forte réduction de l'amplification aux fréquences d'antirésonance.

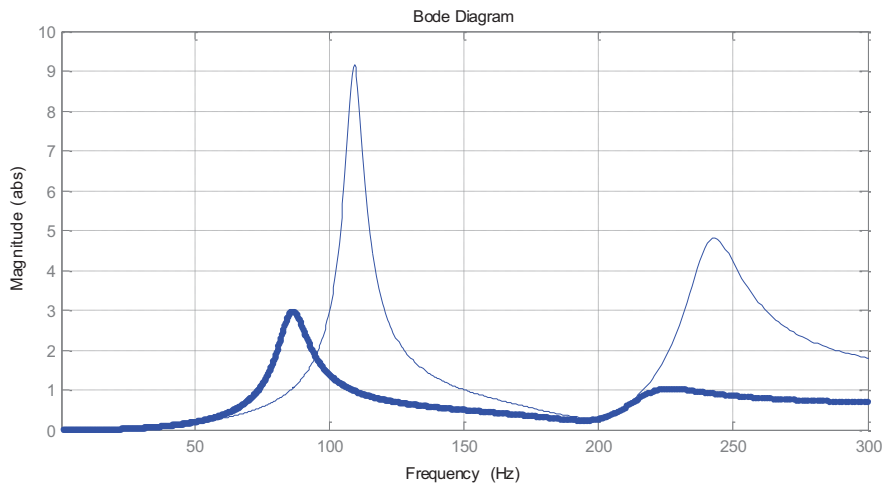


Figure 54 : Fonction de transfert I_f/I_h pour $K = -1/(1+s/\omega_0)$ avec $\omega_0 = 2\pi \cdot 300 \text{ rad.s}^{-1}$; Filtre N°1 $Q=27\text{MVA}$ rang 3 ; Filtre N°2 $Q=30\text{MVA}$ banc capacitif

La valeur du gain de $K(s)$ dépend de l'efficacité souhaitée pour l'amortissement et ne doit pas rendre la boucle de régulation courant instable. L'étude de stabilité est réalisée à l'aide des fonctions de transfert I_{conv}/U_{conv} (eq.55) et I_f/U_{conv} (eq.56) où U_{conv} représente la tension en sortie du convertisseur.

$$\frac{I_{conv}}{U_{conv}} = \frac{1/Z_f + 1/Z_{cc}}{1 + Z_{dsvc} \left(1/Z_f + 1/Z_{cc} \right)} \quad (\text{Eq. 55})$$

$$\frac{I_f}{U_{conv}} = \frac{1}{Z_{dsvc}} \times \frac{1}{1 + Z_f/Z_{cc} + Z_f/Z_{conv}} \quad (\text{Eq. 56})$$

avec Z_{conv} l'impédance de l'inductance de couplage du convertisseur

La Figure 55 représente le schéma de la du contrôle en boucle fermée incluant l'amortissement dynamique proposé. La boucle intérieure correspond à la régulation du courant I_{conv} en sortie des inductances interphases et la seconde (en traits pointillés) correspond à la boucle supplémentaire pour l'amortissement dynamique des filtres. Le terme I_{fh} correspond aux harmoniques dans les courants filtres, après suppression de la composante fondamentale.

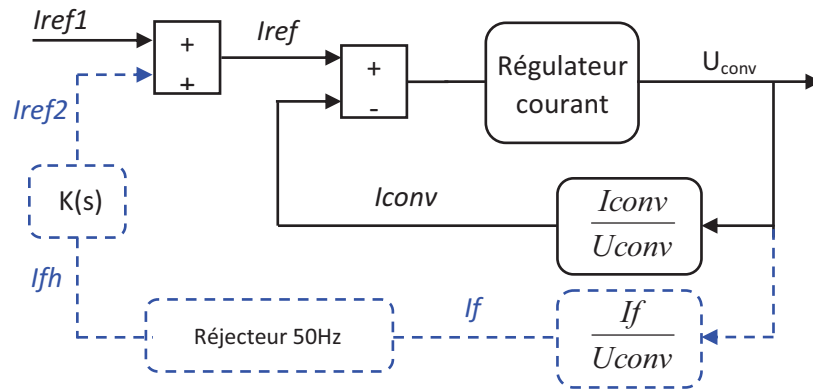


Figure 55 : Boucle de régulation (trait plein) et boucle d'amortissement dynamique des filtres (trait pointillé)

Deux enclenchements de filtres sur le réseau sont simulés pour visualiser les régimes transitoires avec et sans amortissement dynamique. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 56. L'enclenchement du premier filtre (rang 3) a lieu à $t=0,1s$ et celui du banc capacitif à $t=0,2s$. Aux instants d'enclenchement, les courants dans les filtres sont importants et l'amortissement dynamique n'a pas pour but de réduire ces courants car ils nécessiteraient la totalité de la puissance du convertisseur. L'effet de l'amortissement dynamique est par contre visible sur le régime transitoire, juste après l'enclenchement, dont le temps est réduit par un facteur deux.

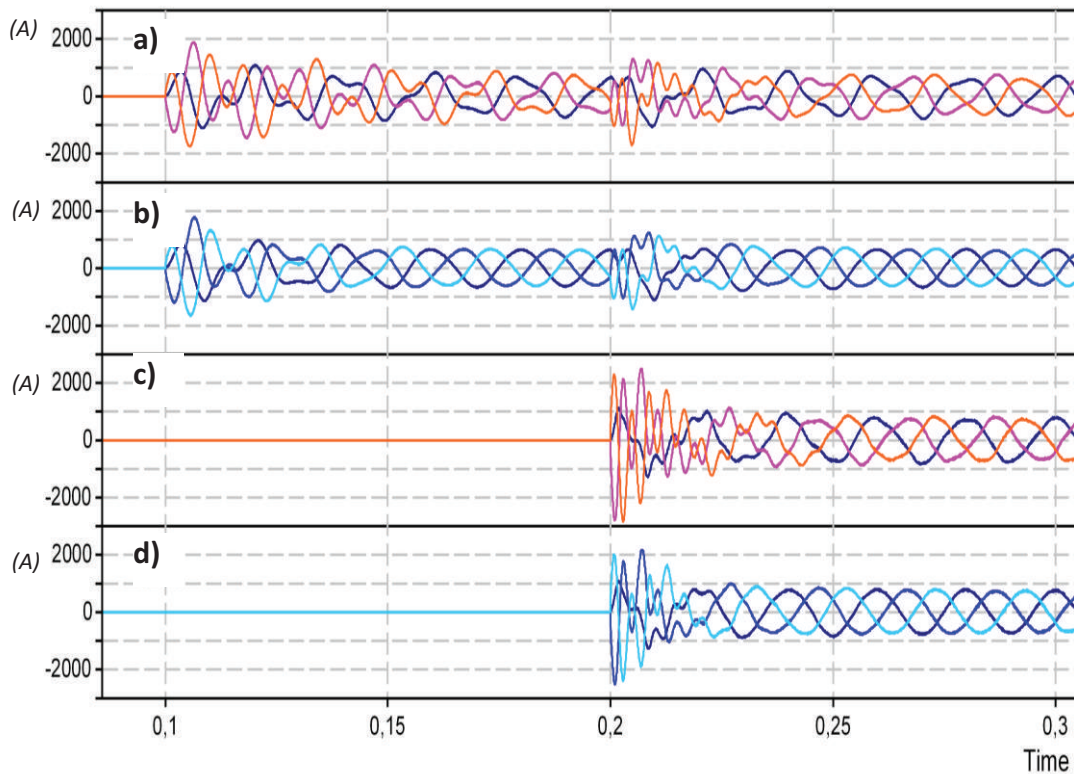


Figure 56 : Courants d'enclenchement du filtre rang 3 sans amortissement dynamique (a) et avec amortissement dynamique (b) ; Courants d'enclenchement du banc capacitif sans amortissement dynamique (c) et avec amortissement dynamique (d)

Une simulation supplémentaire, réalisée à l'aide de courants réels de four à arc (mesurés sur un site industriel), permet également de vérifier l'efficacité de l'amortissement dynamique en présence de courants harmoniques transitoires. L'analyse harmonique par FFT des courants des filtres est faite avec et sans la fonction d'amortissement dynamique. Les résultats sont présentés en Figure 57 et

montrent que les deux fréquences d'antirésonance sont réduites par un rapport d'environ cinq. On constate également la correspondance avec le diagramme de Bode de la Figure 53 qui met aussi en évidence que l'amortissement diminue l'amplitude de l'antirésonance et décale cette fréquence vers un rang légèrement plus bas.

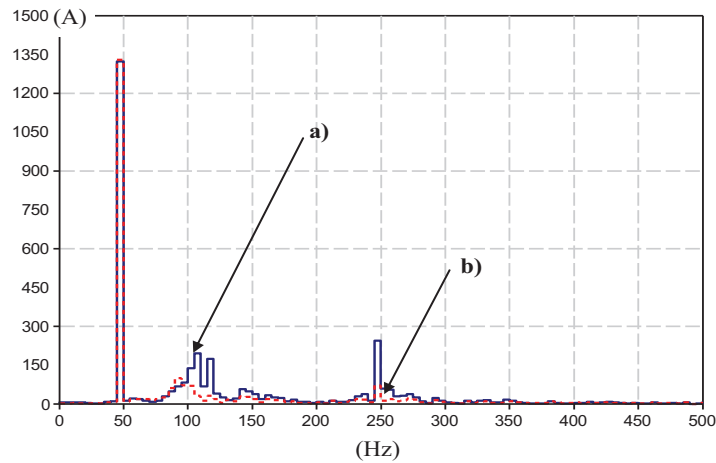


Figure 57 : FFT des courants filtrés en présence d'un four à arc a) sans amortissement dynamique ; b) avec amortissement dynamique

Ces résultats permettent de conclure qu'un amortissement dynamique de filtres présentant une amplification importante aux fréquences d'antirésonances est réalisable par la méthode proposée.

3.4.2. Algorithme de réduction du Flicker

Les précédentes études et résultats publiés [86] [87] mettent en évidence que le phénomène de Flicker sur un réseau est fortement lié aux variations des puissances réactive et active. Ainsi, il est nécessaire d'utiliser une approche de contrôle adaptée qui atténue les perturbations d'un four à arc. C'est déjà le cas pour l'algorithme de compensation proposé dans la section 3.2 qui compense la puissance réactive du four à arc. Plusieurs techniques d'atténuation du Flicker ont été développées dans la littérature. Certaines sont basées sur la mesure de l'enveloppe de la tension, l'identification des chutes de la tension réseau ou sur l'identification de la fréquence du Flicker au moyen de filtres sélectifs [88] [89] [90]. D'autres techniques sont basées sur la compensation des fluctuations de la puissance active de la charge [86] [91] [92] par du courant réactif (techniques similaires à l'asservissement de la tension du réseau). Ces documents soulignent le fait que la variation de puissance active de la charge génère du Flicker, qui peut également être compensée par un échange de puissance active avec le compensateur. Dans ce cas, un surdimensionnement de la valeur du condensateur du bus DC pourrait devenir un problème et les stratégies de contrôle associées ne sont pas clairement étudiées.

La stratégie développée ici consiste à compenser le Flicker causé par une charge en absorbant les fluctuations de puissance active de celle-ci par le convertisseur. Plus précisément, celui-ci devra échanger de la puissance active de façon transitoire. La contrainte à utiliser une stratégie de ce type est que dans le cas où la tension du bus DC du convertisseur est flottante, celle-ci aura à subir des variations de tension qui devront être maîtrisées. C'est donc cet objectif qui est développé afin d'améliorer le rapport de réduction du Flicker en mettant au point un algorithme de commande qui utilise la marge de tension du bus DC du convertisseur, sans avoir à surdimensionner pour autant la valeur du condensateur du bus DC.

a) Principe

Lorsque les perturbations du four (déséquilibre, facteur de puissance, harmoniques) sont compensées par le STATCOM, les courants et puissances vus du réseau sont équilibrés avec un facteur de puissance unitaire. Cependant, lorsque le four est en phase de fusion (cf Chapitre 1, section 1.2.2.2), la puissance active qu'il consomme n'est pas constante au cours du temps. De rapides transitoires se produisent et se traduisent du point de vue du réseau par de rapides appels de puissance. Ces fluctuations de puissance sont aussi source de Flicker. La Figure 58 illustre ce phénomène en représentant les flux de puissances actives du four. La grandeur P_{four} est une puissance moyenne, stable au cours du temps et variant assez lentement. Le terme \tilde{P}_{four} correspond aux fluctuations rapides de puissance active. Si le convertisseur est capable de compenser ces fluctuations rapides de puissance active du four, alors le Flicker associé à ce phénomène est atténué voire complètement supprimé.

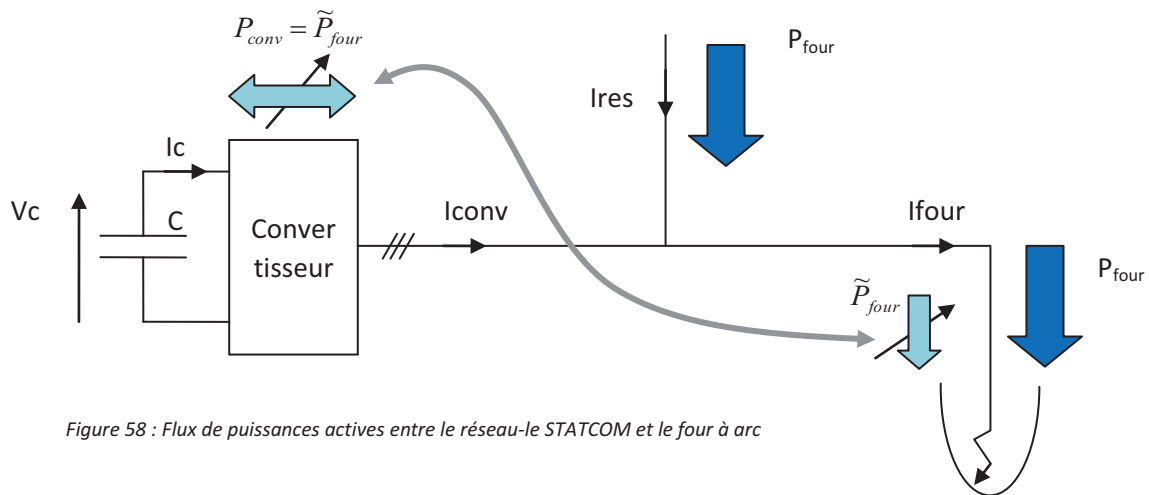


Figure 58 : Flux de puissances actives entre le réseau-le STATCOM et le four à arc

Les points à considérer pour la réalisation de la compensation de puissance active décrite ci-dessus sont les suivants :

1. **Principe** : Compenser les variations de puissance active du four par le convertisseur.
2. **Conditions** : Un contrôle spécifique est nécessaire pour traiter les fluctuations de puissance du four. De plus, si le bus DC est flottant, il doit être capable de fluctuer dans une plage de tension acceptable (typiquement $\pm 10\%$ autour de sa valeur nominale).
3. **Conséquences** : La charge vue du réseau varie lentement. Les transitoires de puissance deviennent moins importants. Le Flicker lié aux variations de puissance active est atténué.

Le point N°2 est le plus critique. En effet, dans des conditions normales de fonctionnement du convertisseur, le bus DC est dimensionné pour le cas le plus défavorable. Pour un convertisseur classique 2 ou 3-niveaux, ce cas correspond à la compensation d'une charge déséquilibrée. Dans le cas des convertisseurs multiniveaux, ce cas correspond à la fluctuation du bus DC lié au passage du courant maximal dans un module (cf Chapitre 2, section 3.1.3).

b) Dimensionnement de la capacité de bus DC et calcul de la marge en tension

En considérant le convertisseur dans sa globalité, avec un bus DC équivalent et une capacité de bus équivalente, le dimensionnement de la capacité du bus DC est donné par la relation ci-dessous :

$$C = \frac{I_{\max}}{\Delta V_C \times 2 \times \omega_{\text{fond}}} \quad (\text{Eq. 57})$$

Où :

ΔV_C est la variation de tension du bus DC équivalent
 I_{\max} est le courant maximum du convertisseur
 ω_{fond} est la pulsation fondamentale du réseau ($2\pi 50$ rd/s)

La valeur de la capacité (C) est ainsi calculée en fonction des grandeurs ΔV_C et I_{\max} correspondant aux caractéristiques nominales du convertisseur.

On définit ici la marge en tension (Figure 59) comme une plage dans laquelle la tension du bus DC peut varier autour de sa valeur nominale en fonction de la puissance active fournie ou absorbée par le convertisseur.

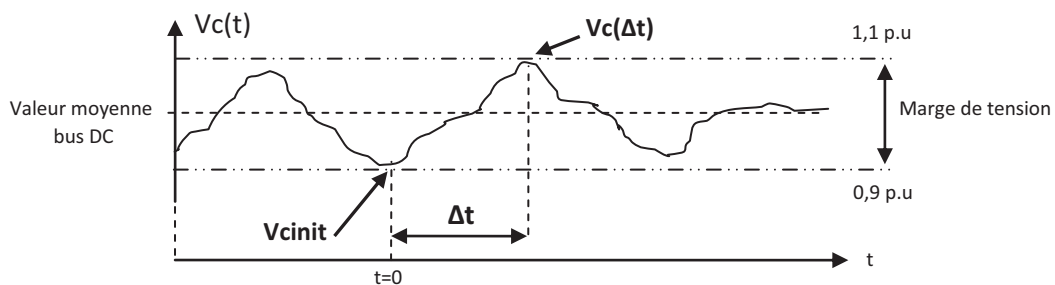


Figure 59 : Evolution de la tension du bus DC lors de la compensation de puissance active

A partir de la Figure 59, on déduit les relations donnant l'évolution de la tension du bus DC en fonction des différents paramètres.

- Relation sur les puissances actives avec l'hypothèse d'un convertisseur sans pertes :

$$P_{\text{conv}} = V_C \times I_C = V_C \times C \frac{dV_C}{dt} = \frac{3}{2} V_{\text{conv}} \times I_{\text{conv}} \quad (\text{Eq. 58})$$

V_{stat} est la tension phase-neutre, en valeur crête,
 I_{actif} est le courant actif, en valeur crête.

- Intégration au cours du temps :

$$C \times (V_C^2(t) - V_{C_{\text{init}}}^2) = 3 \times V_{\text{conv}} \times I_{\text{conv}} \times t \quad (\text{Eq. 59})$$

$V_{C_{\text{init}}}$ est la valeur de la tension initiale à $t=0$

➤ *Relation avec le courant actif :*

On aboutit à une relation pour laquelle un courant actif (I_{actif}) échangé par le convertisseur peut se calculer en fonction de la valeur de la capacité (C), de la plage de variation de la tension du bus DC ($V_c(\Delta t)$ et V_{cinit}), et de la durée (Δt) :

$$I_{actif} = \frac{C \times |V_c^2(\Delta t) - V_{cinit}^2|}{3 \times V_{conv} \times \Delta t} \quad (\text{Eq. 60})$$

Cette relation est simplifiée en introduisant les paramètres suivants :

- k , le ratio I_{actif}/I_{max} qui représente le taux de la puissance active compensatoire fournie par le convertisseur,
- $f_{\Delta p}$, la fréquence de la fluctuation de puissance active fournie par le convertisseur. En supposant que la variation de la tension du bus DC soit sinusoïdale (hypothèse de la Figure 59), alors Δt vaut $1/(2.f_{\Delta p})$.

Ces paramètres aboutissent à la relation k telle que :

$$k = \frac{2C \times |V_c^2(\Delta t) - V_{cinit}^2| \times f_{\Delta p}}{3 \times V_{conv} \times I_{max}} \quad (\text{Eq. 61})$$

Maintenant on peut déduire de l'équation 61 quelles sont les valeurs de k compatibles avec les différents paramètres et plus particulièrement, quelle quantité de puissance active le convertisseur est capable de fournir sans avoir à changer la valeur de la capacité (C) initiale. Pour étudier cela, on fixe arbitrairement les paramètres suivants :

- La variation du bus DC (terme ΔV_c de l'équation 57) est fixée à 5%,
- La marge en tension du bus DC du convertisseur est de $\pm 10\%$ autour de sa valeur moyenne,
- La tension moyenne de sortie du convertisseur (V_{conv}) vaut approximativement 0,85 p.u.

La Figure 60 représente les valeurs maximales du ratio k en fonction de la fréquence ($f_{\Delta p}$), où le convertisseur est capable de compenser la puissance active en considérant $\pm 10\%$ de variation de tension du bus continu. On peut constater que sans augmenter la valeur initiale de condensateur, le convertisseur peut fournir une puissance active dans une large plage de fréquences sans dépasser les tolérances du convertisseur.

Cependant, il faut prendre des précautions au sujet de ces résultats. En effet, les valeurs de k tracées sur la Figure 60 ne considèrent pas le cas où le convertisseur fournit des courants liés à la compensation des perturbations du four à arc. En effet, il n'est pas stratégique d'accorder des valeurs trop élevées de k car le convertisseur ne sera plus en mesure de compenser les autres perturbations du four telles que la puissance réactive, les courants déséquilibrés et les harmoniques de courant.

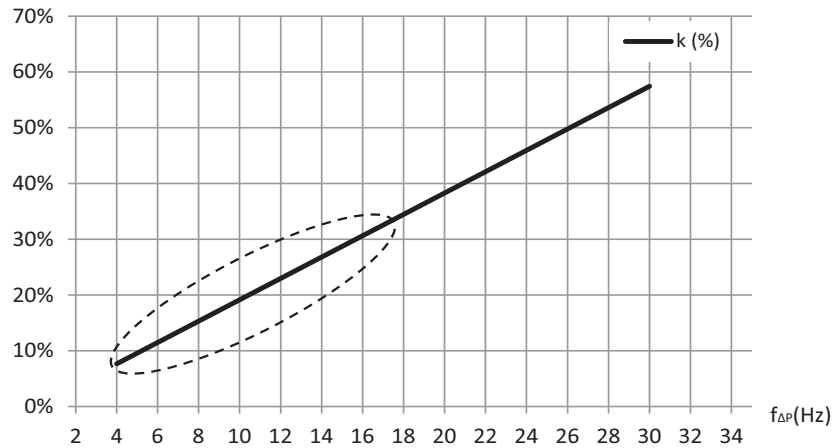


Figure 60 Evolution de k (lactif/ l_{max}) en fonction de la fréquence

La compensation de puissance active par le convertisseur est donc un compromis entre la puissance dédiée à la compensation des perturbations standards du four (harmoniques, réactif, déséquilibre) et celle dédiée à la compensation des variations de la puissance active du four, représentée par le facteur k .

Par exemple, la zone de valeurs de k autorisée pourrait être définie comme indiquée en pointillé sur la Figure 60. Elle correspond à la perception maximale du Flicker (autour de 8.8Hz) et autorise jusqu'à 30% de la puissance du convertisseur à la compensation des variations de puissance active du four.

Ainsi, si l'on considère les instants où la compensation d'énergie active est opérationnelle, des résultats positifs sont attendus sur l'effet Flicker. C'est ce qui est développé dans les points c) et d) qui suivent.

c) Contrôle

Le contrôle initial (Figure 49) est modifié pour réaliser la fonction de compensation de puissance active. Cette modification concerne l'identification du courant actif du four réalisée par le filtre passe bas. Un second filtre passe bas (dit lent), de constante de temps ajustable et bien supérieure à 20ms est ajouté en parallèle du premier (Figure 61). Ces deux filtres permettront de contrôler la puissance active allouée au convertisseur et permettent de réaliser le terme k précédemment introduit.

En conditions normales, c'est la sortie du filtre lent qui est sélectionnée. Le convertisseur reçoit une référence de courants actifs correspondant aux variations de puissance du four. Plus la constante de temps du filtre lent est importante, plus les fluctuations de puissance du four sont compensées par le convertisseur. Cette constante de temps est ajustée en fonction de la plage de variation acceptée par le bus DC du convertisseur.

Lorsque les variations de puissance du four deviennent trop importantes, par exemple lors d'un arrêt brutal du four, la logique du sélecteur choisit pendant ces instants la sortie du filtre rapide, ce qui a pour effet immédiat d'annuler la référence de courant actif trop importante liée à ce transitoire.

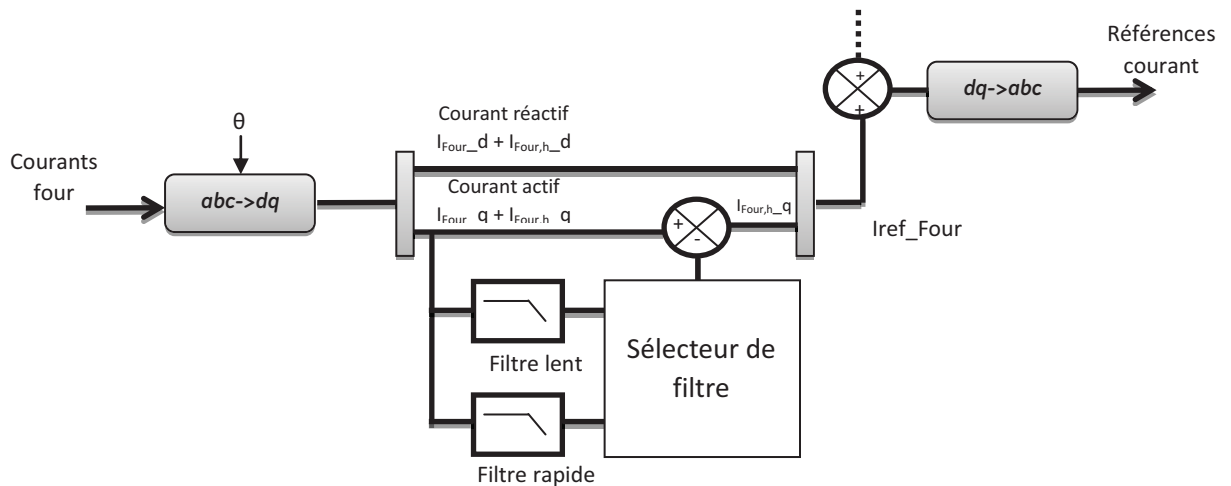


Figure 61 : Schéma de contrôle avec compensation de puissance active

d) Simulation

L'efficacité de cet algorithme de compensation de puissance active est évaluée par des simulations. Les paramètres des filtres rapides et lents sont ajustés de manière à compenser les fluctuations de puissance dans une gamme compatible avec les variations du bus DC (des variations de $\pm 10\%$ sont tolérées). Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Paramètre réseau	33kV, Scc = 400MVA, 50Hz
STATCOM	Convertisseur de 60MVA
Filtres passifs	Rang 3, Q = 27MVar Banc capacitif Q = 30MVar
Four à arc	Sn = 120MVA, Scc = 150MVA, FP 0,75

Les résultats obtenus présentés sur les Figures 62 et 63, mettent en évidence les effets et les améliorations apportés par la compensation des fluctuations de puissance active du four :

- La comparaison entre les courants fournis par le réseau 33kV sans (a) et avec compensation (b) permet de voir que cette nouvelle fonction atténue les brusques variations de courant appelé par le four.
- La Figure 62 (c) montre l'évolution du bus DC. Le convertisseur absorbe les variations de puissance du four ce qui a pour effet de faire fluctuer la tension du bus DC pendant ces instants. La tension reste cependant bornée autour de $\pm 10\%$ de sa valeur nominale.
- La Figure 63 représente les niveaux de Flicker instantanés sur le réseau 33kV. La comparaison entre les figures (a) et (b) montre que la compensation de la puissance active du four permet de réduire le niveau de Flicker instantané.

Ces résultats permettent donc de valider les hypothèses de calculs précédents et montrent qu'ils permettent effectivement de réduire le niveau de Flicker.

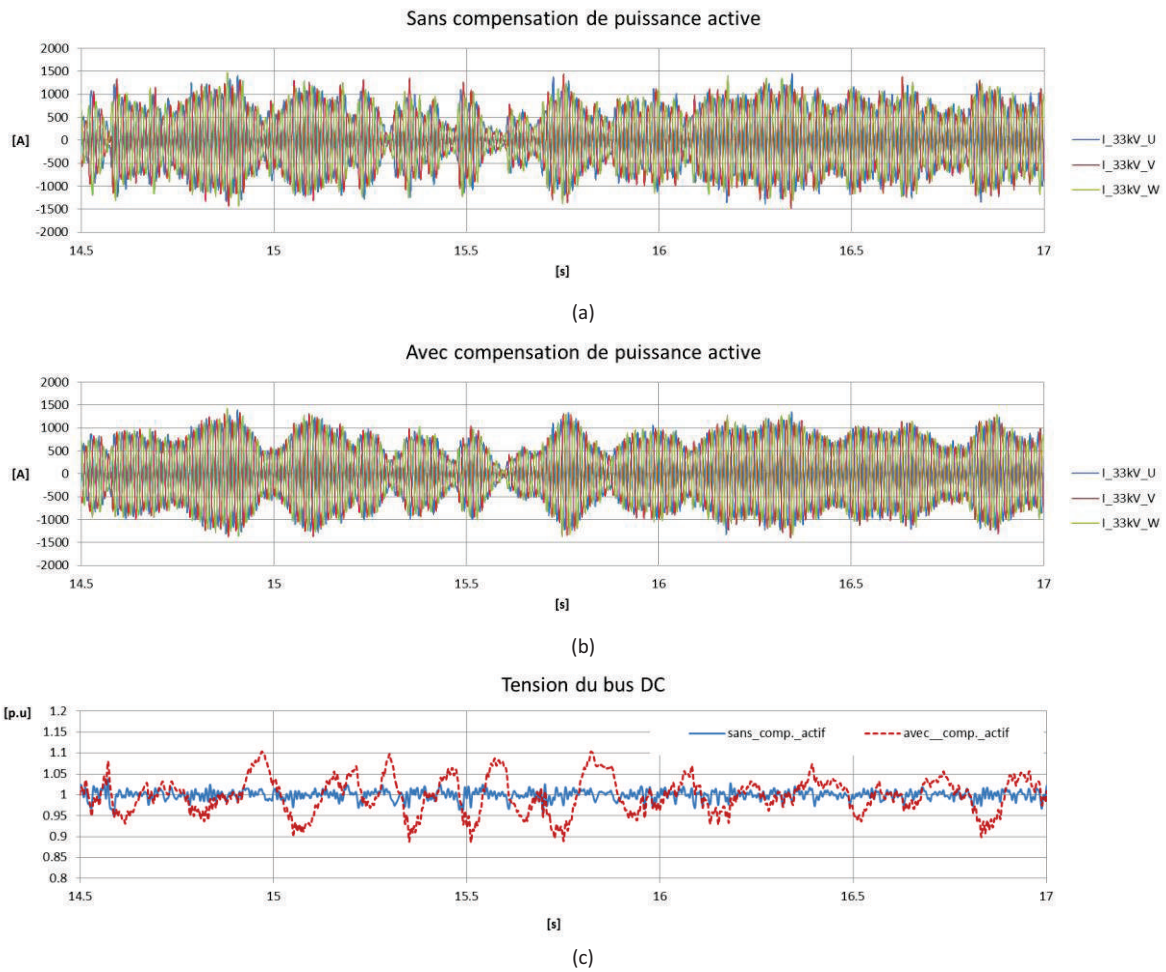


Figure 62 : Courants réseau, résultats de simulation : (a) Sans compensation de puissance active ; (b) Avec compensation de puissance active ; (c) Evolution de la tension du bus DC

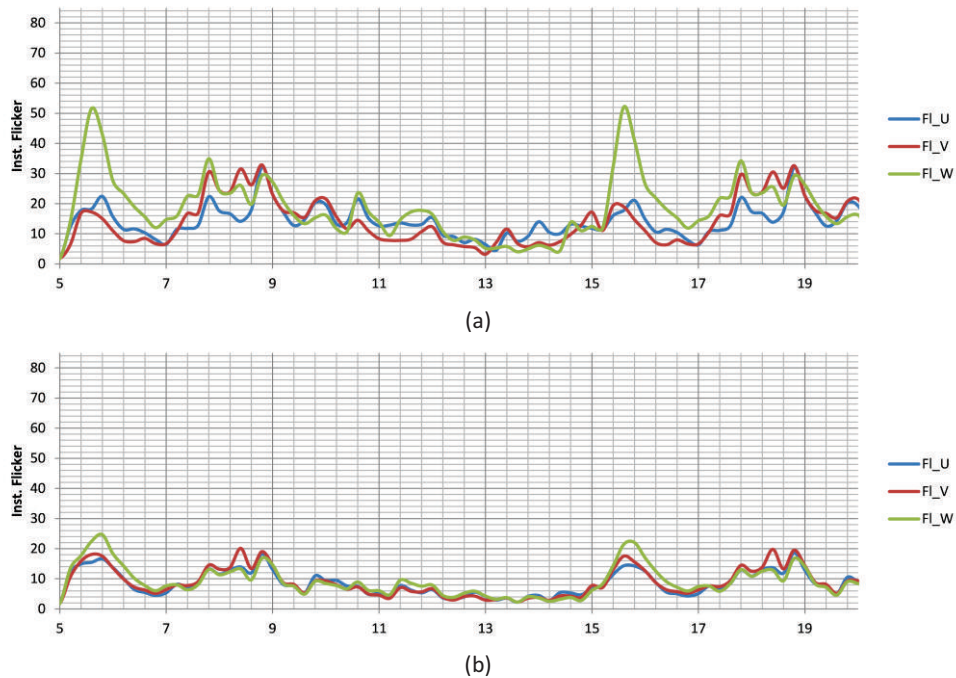


Figure 63 : Flicker instantané, (a) Sans compensation de puissance active ; (b) Avec la compensation de puissance active

3.5. Validation des configurations de convertisseurs multiniveaux en simulation

L'objet de ces simulations est d'évaluer et de valider les topologies de convertisseurs multiniveaux étudiées pour la compensation de four à arc. Plusieurs simulations sont donc réalisées avec des convertisseurs composés de modules (ponts en H, ½ ponts en H et ponts en H 3-niveaux) connectés en configuration triangle ou étoiles-symétriques. Elles permettent de mettre en application les stratégies de régulation de courants (cf section 2.1), de contrôle de la tension des bus DC des modules (cf section 2.2) et l'application de compensation de four à arc de la section 3. La configuration en étoile n'est pas simulée car elle ne satisfait pas à la compensation des perturbations d'un four à arc (cf section 2.2.2 (a))

Chaque convertisseur est modélisé de façon détaillée, incluant la stratégie de modulation de type PS-PWM qui génère les ordres de commande des composants constituant les modules.

Un four à arc d'une puissance de 140MVA est connecté à un réseau 33kV. La stratégie d'élaboration des références de courants nécessaires à la compensation des perturbations du four est issue de la section 3.3. La Figure 64 rappelle le schéma unifilaire de l'installation considérée. Les filtres passifs utilisés sont ceux étudiés à la section 3.2 (a), accordés aux rangs 2 et 3, de 30MVAr chacun. La puissance de court-circuit du réseau est de 900MVA au PCC 33kV. Le four à arc est simulé par des sources de courants triphasés qui reproduisent les enregistrements d'un four mesurés sur un site industriel de métallurgie.

Afin de comparer les différents résultats de simulation, toutes les configurations de convertisseur envisagées (triangle et étoiles-symétriques) compensent la même séquence de four. Pour chacune de ces simulations, les courbes suivantes sont présentées :

1. Les références et mesures des courants du convertisseur, issues des régulateurs de courants,
2. Les grandeurs triphasées mesurées au réseau 33kV (tensions réseau, courants réseau, courants convertisseur, courants filtres et courants four),
3. Les tensions de bus DC du convertisseur,
4. Les mesures de puissances active et réactive au PCC réseau 33kV.

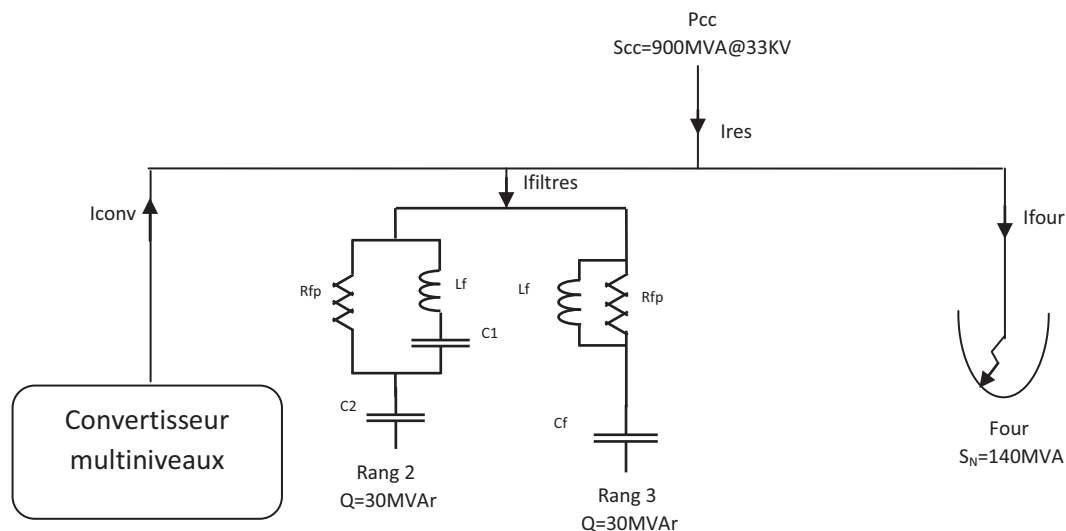


Figure 64 : Schéma unifilaire d'un STATCOM/DSVC multiniveaux 33kV

3.5.1. Simulation de la configuration en triangle

a) Topologie ponts en H

En configuration triangle, douze modules de 5kV commutant chacun à 500Hz sont associés par phase. Les caractéristiques du convertisseur composé de modules pont en H sont indiquées dans le tableau 3 ci-dessous.

Tension réseau	33kV
Nombre de modules	12 par phase
Tension d'un module	5kV
Fréquence de commutation d'un module	500Hz
Courant nominal	1500Aeff
Puissance totale	148MVA

Tableau 3 : Caractéristiques électriques du convertisseur en configuration en triangle à base de ponts en H

La Figure 65 présente un extrait des références/mesures des courants du convertisseur dans le repère alpha/beta ainsi que la référence et la mesure du courant homopolaire circulant dans à l'intérieur des trois phases. La dynamique du convertisseur est suffisante pour suivre la plupart des variations rapides de références de courants et les signaux de références et ceux mesurés sont quasiment superposés.

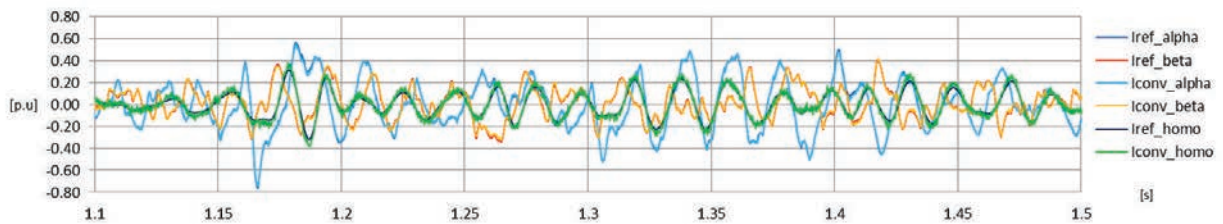


Figure 65 : Références et mesures des courants du convertisseur

Les différentes valeurs de tensions et courants mesurés au réseau 33kV sont présentées sur la Figure 66. Les courants du réseau ($I_{res_U,V,W}$) sont équilibrés et en phase avec la tension réseau. La majorité des harmoniques de courant générés par le four sont compensés par le convertisseur et les filtres passifs.

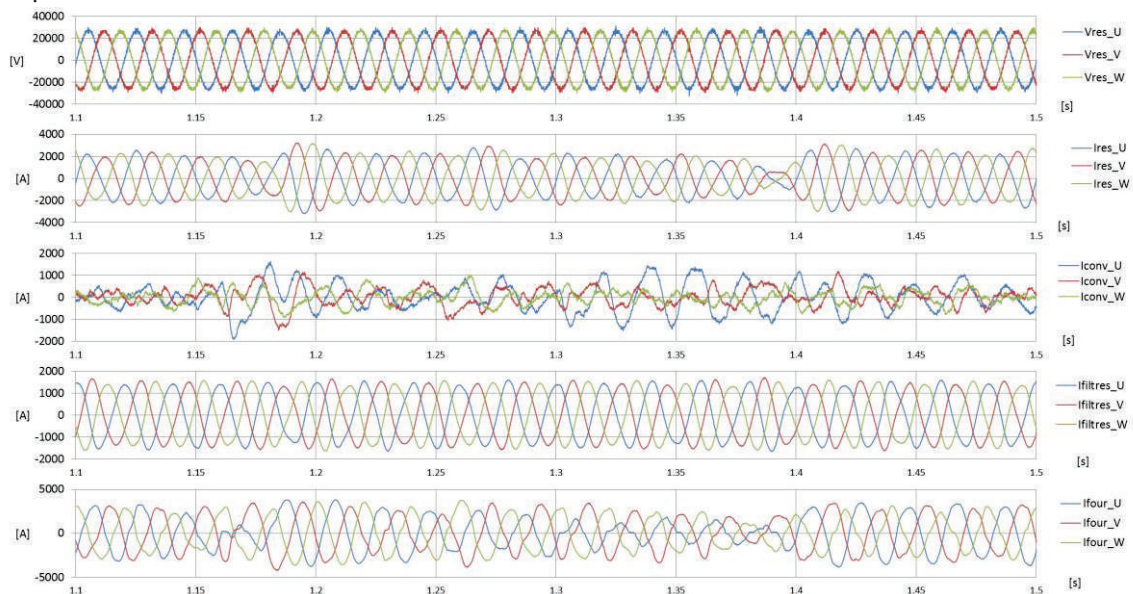


Figure 66 : Tension et courants au 33kV

Les Figures 67 (a) et (b) représentent l'évolution des bus DC pendant la compensation des filtres passifs (avant $t=0,5\text{sec}$) et pendant la compensation du four qui est enclenché à $t=0,5\text{sec}$.

La régulation des tensions des bus DC est assurée par les régulateurs de tension entre bus de chaque bras et également entre les bras du convertisseur. En fonction des différents transitoires du four, les bus DC évoluent dans une plage de tension d'environ 10% et restent contrôlés autour de leur valeur nominale de 5kV.

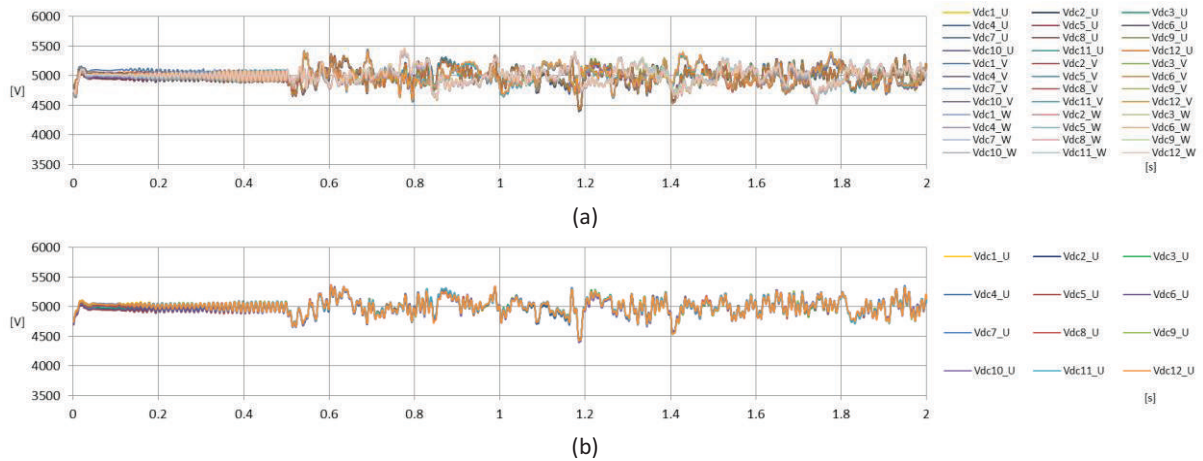


Figure 67 : Evolution des tensions de bus DC d'un convertisseur en triangle à base de pont en H. (a) Tensions bus DC des phases U, V et W ; (b) Tensions bus DC de la phase U.

La Figure 68 montre les valeurs des puissances active et réactive au réseau 33kV. Seule la puissance active du four à arc est fournie par le réseau. La puissance réactive est compensée à chaque instant par le STATCOM/DSVC. Les puissances actives des phases (P_u , P_v , P_w) sont équilibrées et la puissance réactive reste nulle. Le facteur de puissance au réseau est unitaire.

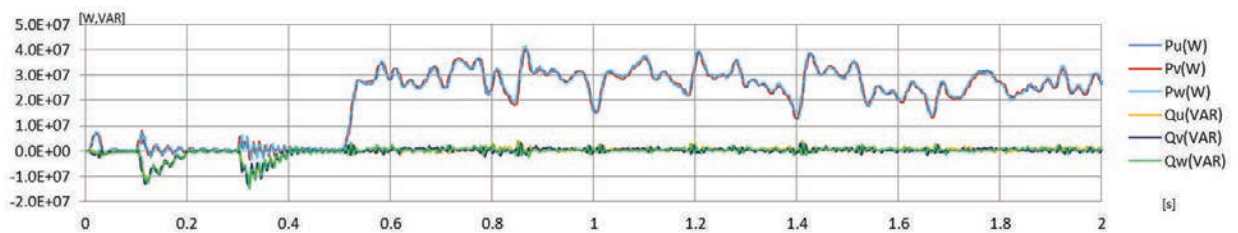


Figure 68 : Puissances active et réactive au réseau 33kV

b) Topologie ponts en H 3-niveaux

Les modules sont ici des ponts en H 3-niveaux de 10kV commutant chacun à 1kHz. Il y a six modules par phase et le convertisseur est configuré en triangle. Les caractéristiques du convertisseur sont indiquées dans le tableau 4 ci-dessous :

Tension réseau	33kV
Nombre de modules	6 par phase
Tension d'un module	10kV (5kV par ½ bus)
Fréquence de commutation d'un module	1kHz
Courant nominal	1500Aeff
Puissance totale	148MVA

Tableau 4 : Caractéristiques électriques du convertisseur en configuration en triangle à base de ponts en H 3-niveaux

La Figure 69 présente le même extrait de courant que dans la simulation précédente (Figure 64). Du point de vue de la régulation des courants, aucune différence notable n'apparaît entre un convertisseur constitué de modules ponts en H ou ponts en H 3-niveaux. Les résultats sont pour ainsi dire identiques.

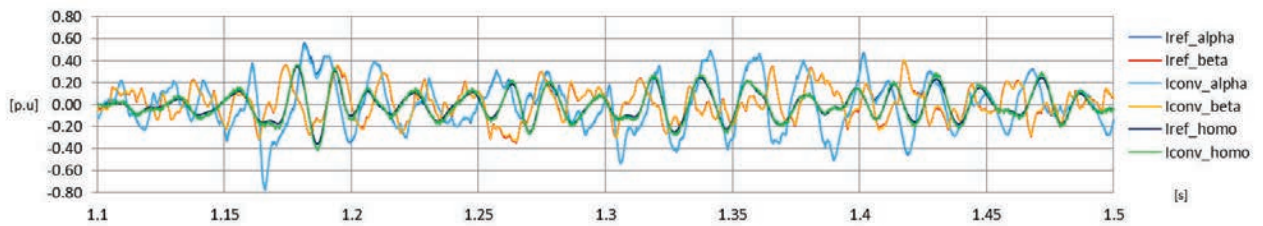


Figure 69 : Références et mesures des courants du convertisseur

Les valeurs de tension et de courant au réseau 33kV (Figure 70) sont aussi identiques à celles du convertisseur utilisant des ponts en H couplés en triangle (Figure 65).

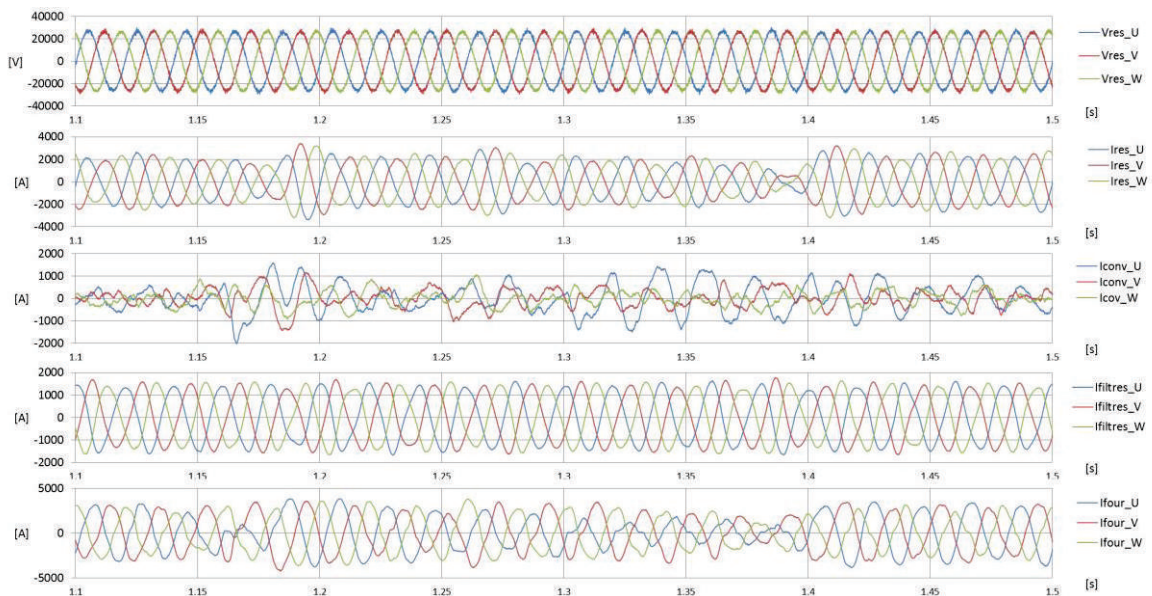


Figure 70 : Tension et courants au réseau 33kV

Les Figures 71 (a, b et c) représentent les bus DC des six modules ponts en H 3-niveaux pour chacune des phases (U, V et W). La Figure 70 (a) montre la totalité des bus DC, c'est-à-dire les $\frac{1}{2}$ bus *positif* et *négatif* des modules notés par exemple *Vdc1_Up* et *Vdc1_Um* pour le premier module de la phase U.

La Figure 71 (b) représente l'évolution des bus DC pour la phase U, dont les allures temporelles sont similaires à celles de la Figure 67 (b).

Enfin, la Figure 71 (c) montre l'évolution des $\frac{1}{2}$ bus du premier module de la phase U. Le contrôle de ces tensions de $\frac{1}{2}$ bus est réalisé par une commande issue de la machine d'état de l'Annexe A-2.

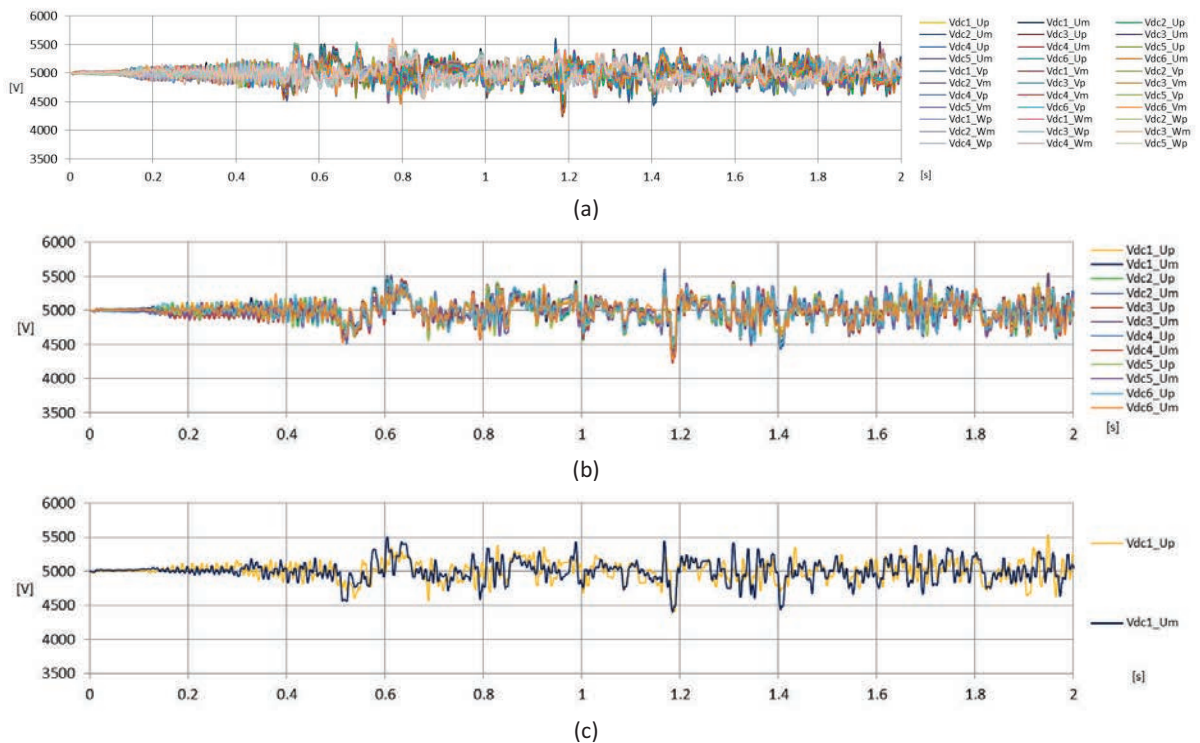


Figure 71 : Evolution des tensions de bus DC d'un convertisseur en triangle à base de pont en H. (a) Tensions bus DC des phases U, V et W ; (b) Tensions bus DC de la phase U ; Tensions $\frac{1}{2}$ bus du 1^{er} module de la phase U

Les valeurs des puissances active et réactive au réseau 33kV (Figure 72) sont ici identiques à celles obtenues avec la simulation du convertisseur en configuration triangle avec des ponts en H (Figure 68).

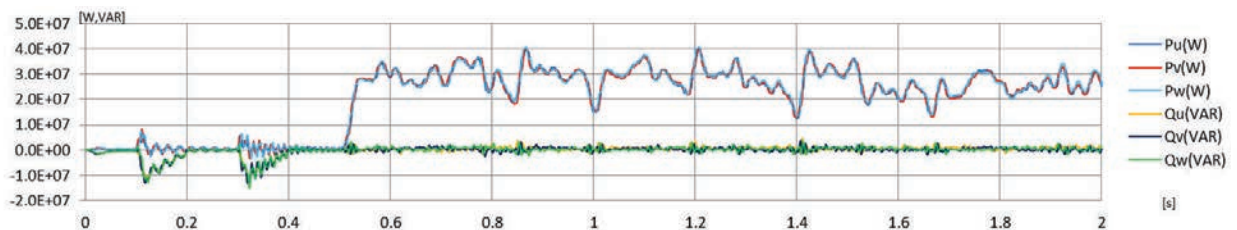


Figure 72 : Puissances active et réactives au réseau 33kV

L'ensemble de ces résultats montre que du point de vue des grandeurs électriques (au réseau 33kV), l'utilisation de ponts en H 3-niveaux ou ponts en H est équivalente en configuration triangle.

3.5.2. Simulation de la configuration en étoiles-symétriques

a) Topologie ½ ponts en H

La configuration en étoiles-symétriques est composée de 28 ½ ponts en H par phase et la tension totale du bus DC (V_{DC}) est de 70kV. En se référant à l'équation (eq. 37), environ 10% de marge en courant seront nécessaires à l'équilibrage des bus DC du convertisseur lorsque celui-ci débitera un courant déséquilibré. Les différentes caractéristiques de simulation du convertisseur à base de ½ ponts en H sont données dans le tableau 5.

Tension réseau	33kV
Nombre de modules	28 par phase (2*14 modules)
Tension d'un module	5kV
Fréquence de commutation d'un module	250Hz
Tension totale bus DC (V_{DC})	70kV
Courant nominal	1500Aeff
Puissance totale	170MVA

Tableau 5 : Caractéristiques électriques du convertisseur en configuration en étoiles-symétriques à base de ½ ponts en H

La Figure 73 montre les références de courant et les mesures pour le régulateur de courant générique ($R_{générique}$), figure (a), et le régulateur spécifique ($R_{spéc.2}$) de courants de circulation (figure b). Les courants de circulation sont ici inférieurs à 0,1 p.u et servent à contrôler les tensions de bus pendant les phases de compensation de courants déséquilibrés. Cette référence de courant provient du régulateur qui contrôle la tension des bus DC de chaque phase (cf section 2.2.2).

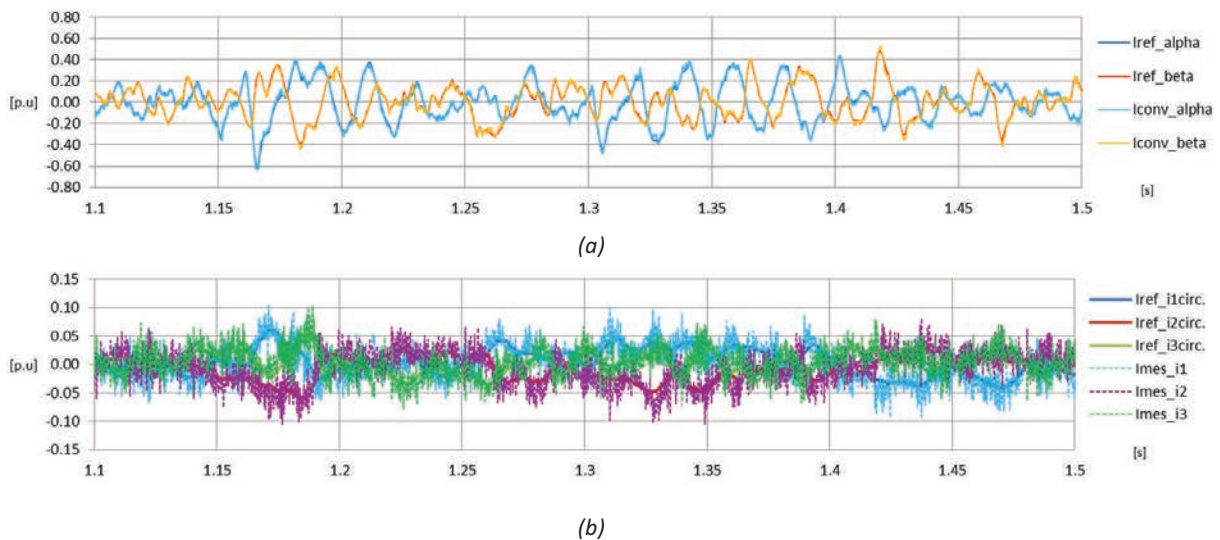


Figure 73 : Références et mesures des courants du convertisseur : (a) Régulateur de courant générique ; (b) Régulateur de courant de circulation du convertisseur.

Les valeurs de tension et de courant au réseau 33kV (Figure 74) sont ici identiques aux simulations précédentes utilisant les configurations de convertisseurs en triangle.

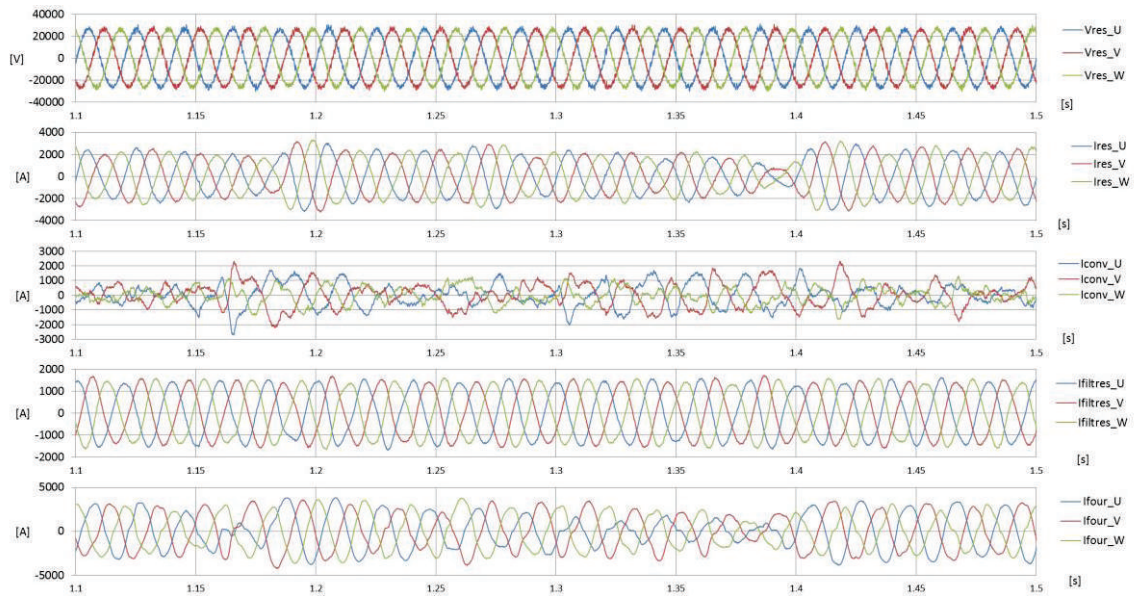


Figure 74 : Tensions et courants au réseau 33kV

La Figure 75 représente l'évolution des bus DC du convertisseur. La tension nominale de chaque bus DC est de 5kV et la figure (a) montre l'évolution de tous les bus DC des phases U, V et W, soit 84 bus DC au total. Pour plus de clarté, l'évolution des tensions des bus DC des bras supérieurs et inférieurs de la phase U est représentée sur la figure (b).

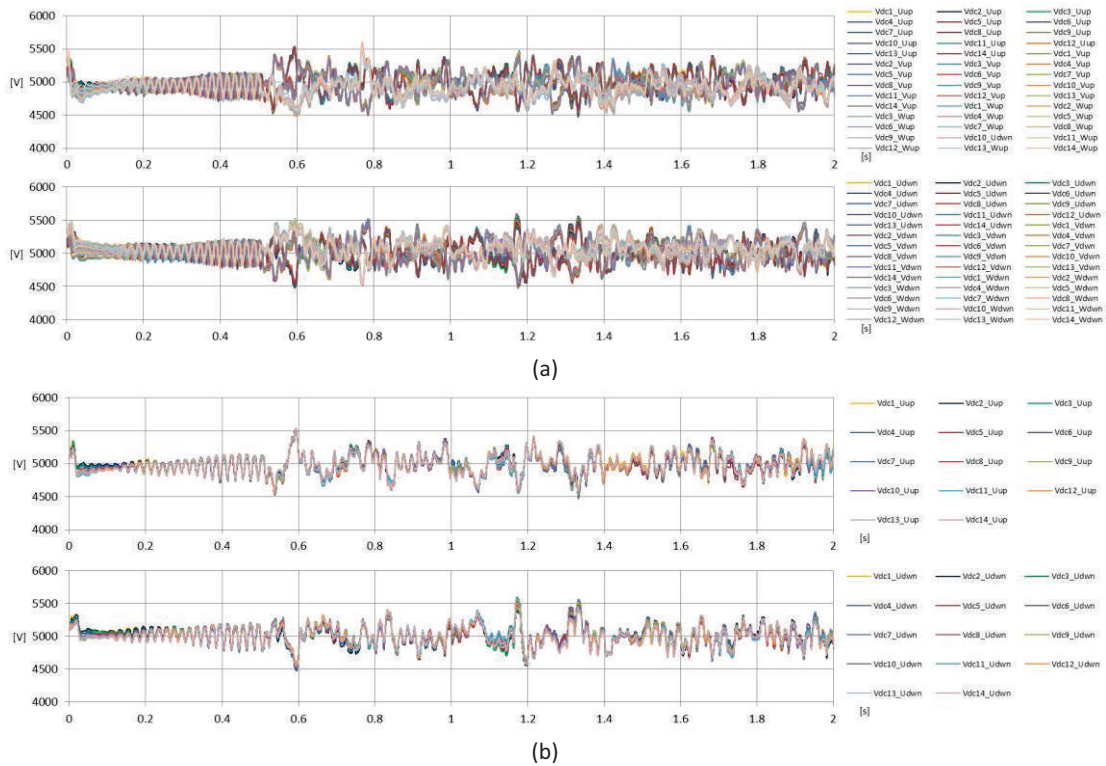


Figure 75 : Evolution des tensions de bus DC du convertisseur en configuration étoiles-symétriques à base de 1/2 ponts en H. (a) Tensions bus DC des phases U, V et W des bras supérieurs (suffixe _up) et inférieurs (suffixe _dwn); (b) Tensions bus DC supérieur et inférieur de la phase U

Les valeurs des puissances active et réactive au réseau 33kV (Figure 76) sont ici identiques à celles obtenues avec les précédentes simulations. La puissance active au réseau est équilibrée et le facteur de puissance est proche de l'unité.

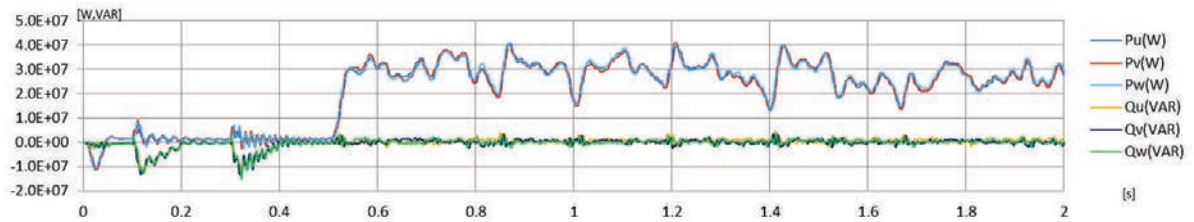


Figure 76 : Puissances active et réactive au réseau 33kV

b) Topologie ponts en H

La configuration en étoiles-symétriques avec des ponts en H est composée ici de dix-huit modules ponts en H par phase. Ce nombre de modules est la conséquence du calcul donné par l'équation (eq 36) où 20% des courants du convertisseur ont été alloués à l'équilibrage des bus DC lorsqu'une charge déséquilibrée est compensée. La tension totale du bus DC est donc dans ce design de 25kV.

Tension réseau	33kV
Nombre de modules	18 par phase (2*9 modules)
Tension d'un module	5kV
Fréquence de commutation d'un module	500Hz
Tension totale bus DC (V_{DC})	25kV
Courant nominal	1500Aeff
Puissance totale	170MVA

Tableau 6 : Caractéristiques électriques du convertisseur en configuration en étoiles-symétriques à base de ponts en H

La Figure 77 (a) représente les références de courants et celles mesurées du régulateur de courant générique ($R_{générique}$). Il n'y a aucune différence par rapport aux résultats de la simulation réalisée avec des 1/2 ponts en H (Figure 75 (a)). C'est un résultat normal car l'utilisation de 1/2 ponts en H ou de ponts en H en configuration étoile-symétriques est fonctionnellement identique. La différence notable concerne les courants de circulation (Figure 75 (b)) qui atteignent des amplitudes jusqu'à 20%, notamment lorsque le convertisseur compense des courants déséquilibrés.

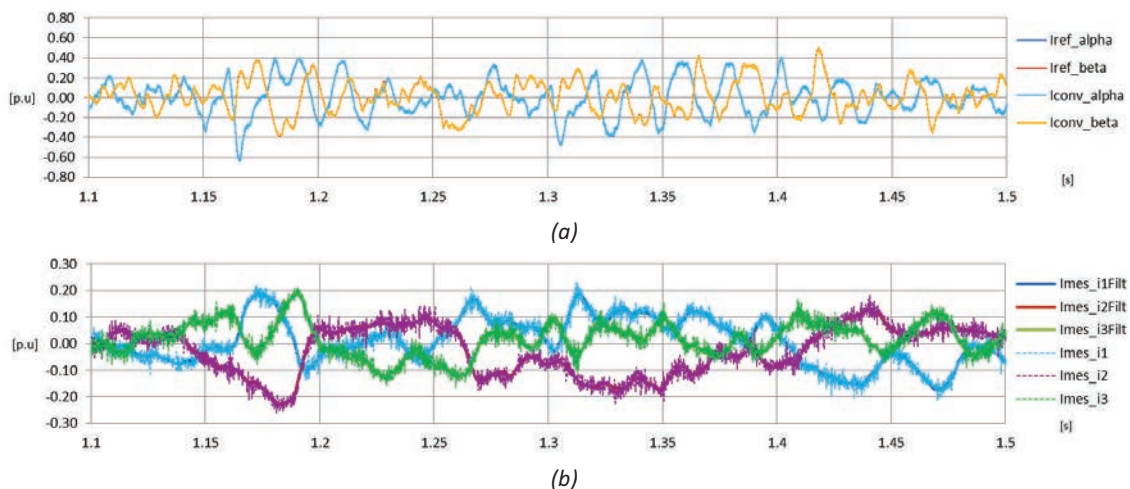


Figure 77 : Références et mesures des courants du convertisseur : (a) Régulateur de courant générique ; (b) Régulateur de courant de circulation du convertisseur

Les valeurs de tension et de courant au réseau 33kV (Figure 78) sont ici similaires à toutes les simulations précédentes.

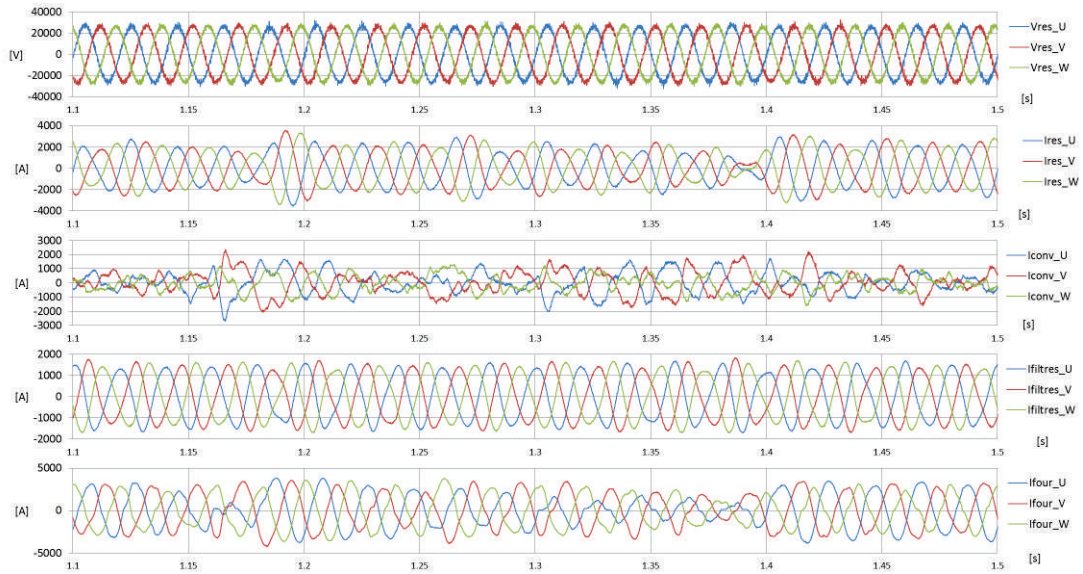


Figure 78 : Tensions et courants au réseau 33kV

L'évolution des bus DC est représentée ci-dessous (Figures 79 (a) et (b)) pour les neuf bus DC supérieurs et inférieurs (suffixe up et dwn). Pendant la compensation du four à arc, les tensions de bus DC évoluent autour de leur valeur nominale de 5kV. Ils sont affectés par les différents points de fonctionnement, notamment pendant la compensation de courants déséquilibrés.

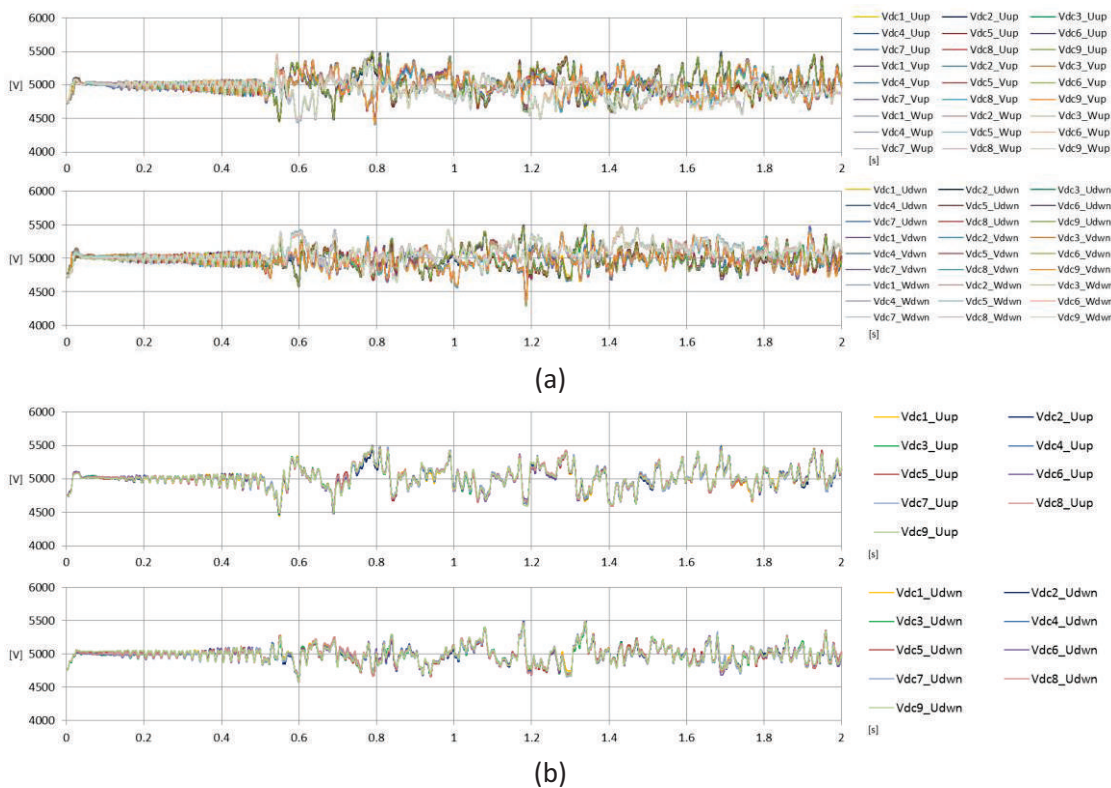


Figure 79 : Evolution des tensions de bus DC du convertisseur en configuration étoiles-symétriques à base de $\frac{1}{2}$ ponts en H. (a) Tensions bus DC des phases U, V et W des bras supérieurs (suffixe _up) et inférieurs (suffixe _dwn); (b) Tensions bus DC supérieur et inférieur de la phase U

Enfin, côté réseau 33kV, la puissance réactive sur chaque phase est compensée et le facteur de puissance reste unitaire. Là encore, les résultats obtenus sont identiques aux précédentes simulations.

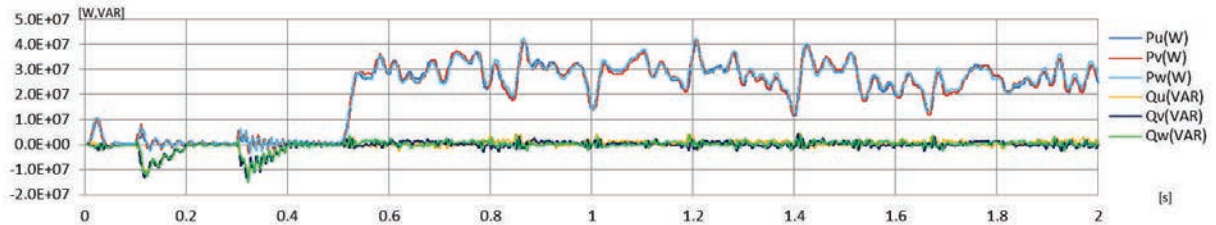


Figure 80 : Puissances active et réactive au réseau 33kV

4. Conclusion

Le contrôle des convertisseurs multiniveaux nécessite la mise en place de régulateurs de courant et de tension qui sont spécifiques aux configurations utilisées. Le point le plus délicat est la régulation des tensions de bus DC de chaque module car celles-ci auront tendance à diverger si aucun algorithme efficace n'est utilisé.

Les régulateurs dits *génériques* et *spécifiques* développés dans ce chapitre ont été abordés d'une façon qui permet de les rendre indépendants les uns des autres. Par exemple, l'équilibrage des tensions des modules d'une même phase (R_{bus} , section 2.2.1) qui s'applique à une stratégie de modulation PS-PWM, devra être redéfini pour d'autres stratégies de modulations (pleine-onde ou LS-PWM) sans pour autant remettre en question les autres régulateurs de courant et de tensions situés en amont.

Le tableau 7 représente le degré de facilité (+) ou de difficulté (-) de mise en œuvre du contrôle en fonction des configurations utilisées.

Configurations	Etoile	Etoiles-symétriques	Triangle
Régulation des courants	++	-	+
Régulations des tensions de bus DC	+	-	+

Tableau 7 : Degrés de facilité (+) ou de difficulté (-) de mise en œuvre d'un contrôle en fonction des différentes configurations

La compensation des perturbations d'un four à arc nécessite, de la part du convertisseur, de fournir des courants déséquilibrés. La configuration en étoile est donc à proscrire car elle ne permet pas de fournir des courants déséquilibrés sans avoir pour conséquence de rendre incontrôlables les tensions des bus DC. De même, la configuration en étoiles-symétriques requiert une tension du bus DC (V_{DC}) trop importante pour rééquilibrer les bus DC surtout si les modules utilisés sont des ponts en H. Cet impératif laisse peu d'intérêt à l'utilisation de modules à base de ponts en H 3-niveaux pour cette configuration. La configuration du convertisseur en triangle est finalement celle qui suscite le moins d'inconvénients sur l'aspect de la mise en œuvre des régulateurs de courant et de tension.

Le tableau 8 ci-dessous résume l'aptitude des différentes configurations en fonction de la nature des courants, triphasés équilibrés ou déséquilibrés.

Configurations	Etoile	Etoiles-symétriques	Triangle
Courants équilibrés	✓	✓	✓
Courants déséquilibrés	✓*	✓*	✓

Tableau 8 : Aptitude des configurations de convertisseur multiniveaux à four des courants équilibrés ou déséquilibrés. ✓=possible ; ✓*=possible sous certaines conditions

L’algorithme de compensation présenté en section 3.3 permet de compenser la plupart des perturbations du four à arc afin de satisfaire les critères sur le facteur de puissance, les harmoniques et le Flicker. Les simulations réalisées avec les configurations en triangle et en étoiles-symétriques mettent en évidence que du point de vue de l’application (la compensation d’un four à arc), les formes d’ondes au réseau 33kV et surtout les courants du réseau sont strictement identiques et rien ne permet de distinguer la topologie ou configuration utilisée.

Le tableau 9 résume les principales caractéristiques des convertisseurs en configuration étoiles-symétriques et triangle pour une application DSVC/Statcom dédiée à la compensation de fours à arc.

Module (5kV) ou 10kV 3-niveaux	Etoiles-symétriques		Triangle	
	Pont H	½ pont H	Pont H	Pont H 3niveaux
Nombre de modules	3x18	3x28	3x12	3x6
Nombre de composants	432	336	288	432
Puissance triphasée	170MVA	170MVA	148MVA	148MVA
Courant biphasé max en p.u de I_{max}	0,8 p.u	~0,9 p.u	1 p.u	1 p.u
Composants/MVA	2,54	1,97	1,95	2,9

Tableau 9 : Principales caractéristiques des convertisseurs multiniveaux pour l’application DSVC/Statcom dédié à la compensation de four à arc

Le critère du nombre de composants étant un des éléments les plus importants sur le coût du convertisseur, les configurations étoiles-symétriques à base de ½ ponts en H et en triangle à base de ponts en H sont les plus intéressantes. Si l’on prend également en considération le degré de difficulté de mise en œuvre du contrôle, c’est le convertisseur en triangle à base de modules ponts en H qui est le plus intéressant.

CHAPITRE 4

RESULTATS EXPERIMENTAUX SUR DES EQUIPEMENTS INDUSTRIELS DSVC

Introduction.....	176
1. Architecture électrotechnique du DSVC	177
1.1. Convertisseurs de tension	178
1.2. Inductances interphases	179
1.3. Transformateur	180
1.4. Filtres passifs	180
2. Stratégie de commande du DSVC.....	181
2.1. Principe de contrôle	181
2.2. Stratégie de modulation.....	182
2.3. Architecture du contrôle	183
2.3.1. Contrôleur Maître.....	183
2.3.2. Contrôle Esclave	184
2.4. Simulation du contrôle du DSVC	184
3. Architecture matérielle et logicielle du DSVC.....	187
3.1. Architecture matérielle	187
3.1.1. Spécificités.....	187
3.1.2. Composants.....	188
3.1.3. Topologie.....	189
3.2. Architecture logicielle	190
3.2.1. Spécificités.....	190
3.2.2. Structure.....	190
4. Mesures expérimentales et validations sur sites.....	195
4.1. Validation en laboratoire	196
4.1.1. Contrôleur Maître.....	196
4.1.2. Contrôleurs Esclaves.....	200
4.2. Validation pendant les mises en service	202
4.2.1. Validation du contrôle des courants du DSVC.....	203
4.2.2. Validation de l'algorithme de compensation des courants du four	204
4.2.3. Qualité réseau	205
4.2.4. Validation de l'amortissement dynamique	207
4.2.5. Amélioration du Flicker par compensation de puissance active	209
5. Conclusion	213

Introduction

Les architectures de convertisseurs multiniveaux développées aux chapitres 2 et 3 sont des topologies potentielles pour de futurs développements au sein de GEPC. Cependant, à l'heure actuelle (et pour des question de planning), une topologie de convertisseur différente, basée sur des convertisseurs standards, a été mise en œuvre sous le nom de Dynamic Static Var Compensation (DSVC). Cette architecture électrotechnique, différente de celles étudiées dans ce mémoire, est composée de plusieurs convertisseurs connectés en parallèle à travers des inductances de couplage et un transformateur.

Si cette topologie ne permet pas de connecter le convertisseur directement à un réseau 33kV sans avoir recours à un transformateur, il n'en reste pas moins que celle-ci fait partie de la famille des convertisseurs multiniveaux et répond donc aux mêmes critères.

Ce chapitre montre donc comment ont été réalisés, sur la base de la topologie du DSVC, les sujets développés dans les chapitres précédents tels que la partie application, destinée à compenser les perturbations générées par un four à arc, et le contrôle/commande mis en œuvre pour les convertisseurs multiniveaux.

Dans un premier temps, les différents éléments constituant l'architecture électrotechnique du DSVC seront présentés.

Le second point abordant la stratégie de commande du DSVC sera ensuite développé et validé par des simulations sur la base du contrôle du chapitre 3.

L'implémentation de ce contrôle, sur une base matérielle spécifique à l'entreprise, sera ensuite explicitée ainsi que les tests qui ont été réalisés pour valider les solutions techniques choisies.

Pour terminer, nous présenterons plusieurs mesures sur des sites industriels qui ont permis de valider les hypothèses et les études mises en place dans les précédents chapitres.

1. Architecture électrotechnique du DSVC

Le DSVC est un dispositif de compensation réseau destiné à la compensation des perturbations générées par les fours à arc présents dans les usines de métallurgie pour la fonte du métal. Un DSVC comporte deux parties : la première est appelée partie dynamique, réalisée par des convertisseurs de tension connectés en parallèle et reliés au jeu de barres 33kV de l'usine à travers un transformateur de tension. L'autre partie est dite statique, composée de filtres passifs connectés directement au réseau 33kV de l'usine. Le schéma unifilaire de la Figure 1 représente l'architecture électrotechnique du DSVC.

Concernant la partie dynamique, les convertisseurs sont connectés en parallèle au moyen d'inductances interphases. Ces inductances permettent, grâce à une stratégie de modulation adéquate (de type PS-PWM), d'obtenir une tension de sortie multiniveaux et une dynamique de contrôle (ou bande passante) accrue. Cependant, la mise en parallèle de convertisseurs ne permet pas d'augmenter l'amplitude de la tension résultante de sortie. De ce fait, à la différence des topologies de convertisseurs étudiées dans les chapitres précédents, l'utilisation d'un transformateur de tension est ici nécessaire pour raccorder ces convertisseurs au jeu de barres 33kV.

Les fonctionnalités réalisées par le DSVC sont identiques à celles décrites par la fonction application du Chapitre 3, section 3.3 qui comprend :

- La compensation du facteur de puissance,
- La compensation des courants déséquilibrés du four,
- La compensation des harmoniques de courant,
- L'atténuation du phénomène de fluctuation de la tension réseau : effet Flicker.

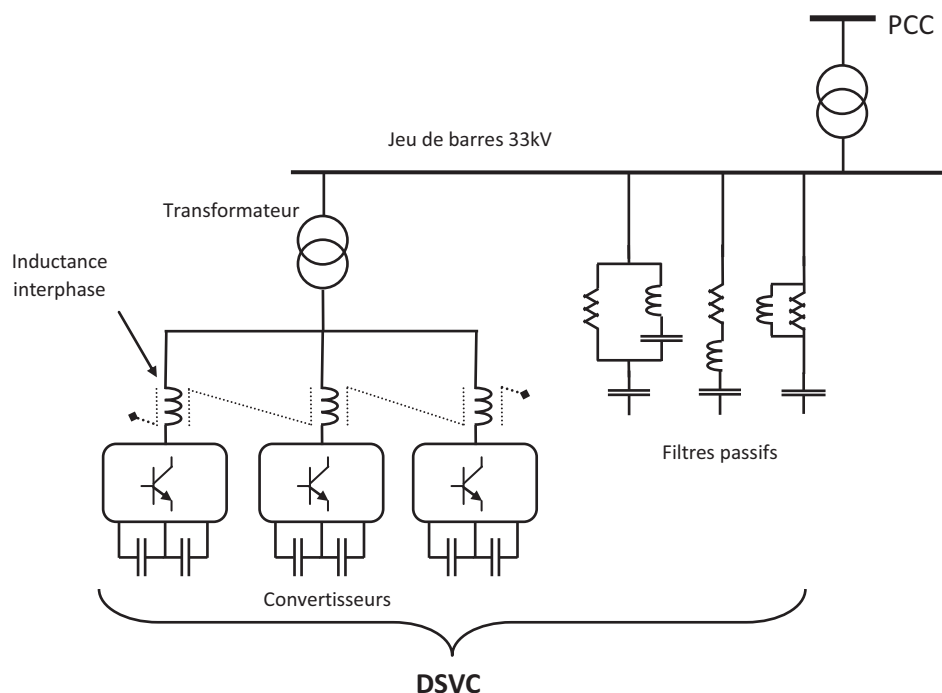


Figure 1 : Schéma unifilaire d'un DSVC

1.1. Convertisseurs de tension

Les convertisseurs de tension appartiennent à la gamme commerciale MV7000 de l'entreprise GEPC utilisant une topologie 3-niveaux de type NPC ou NPP (cf Chapitre 1, section 3.1.2). Selon le type de composant de puissance utilisé, la valeur de la tension du bus DC et la topologie utilisée du convertisseur, la puissance d'un MV7000 standard est comprise entre 3MVA et 27MVA. Les Figures 2 et 3 illustrent deux types de convertisseurs de tension respectivement de type NPC et NPP utilisés pour des équipements DSVC.



Figure 2 : Convertisseur MV7000 : (gauche) Un convertisseur NPC 3-niveaux 8MVA ; (droite) Rangées de six convertisseurs en parallèle



Figure 3 : (gauche et droite) Convertisseur MV7000 NPP 3-niveaux 27MVA

1.2. Inductances interphases

La puissance dynamique du DSVC est ajustée en connectant plusieurs convertisseurs de tension en parallèle à travers des inductances dites interphases. Ces inductances sont des transformateurs triphasés, de rapport de transformation unitaire et ayant pour particularité de présenter une impédance importante entre les convertisseurs. Ainsi, autant de convertisseurs que nécessaire peuvent être connectés en parallèle tout en limitant les courants de circulation d'un convertisseur à un autre.



Figure 4 : Inductances interphases

La connexion des différents convertisseurs en parallèle à travers les inductances interphases est représentée sur le schéma unifilaire de la Figure 5.

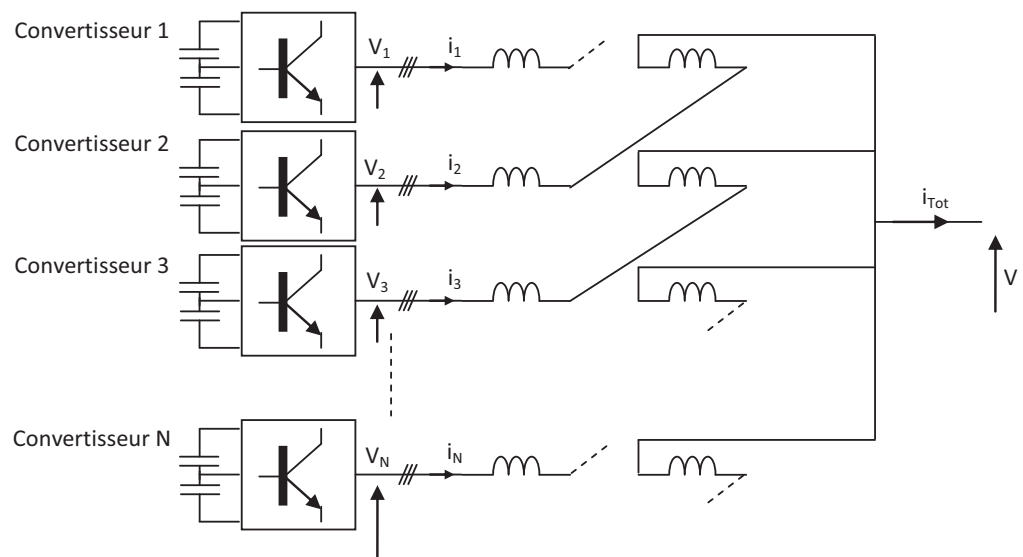


Figure 5 : Schéma unifilaire de connexion de N convertisseurs avec des inductances interphases.

1.3. Transformateur

Les tensions de sortie des convertisseurs MV7000 sont comprises entre 3,3kV et 9,9kV entre phases et les transformateurs sont intercalés entre le jeu de barres de l'usine 33kV et les convertisseurs, juste après les inductances interphases. Ils sont dimensionnés pour transiter une puissance nominale égale à celle des convertisseurs connectés en parallèle. La tension de court-circuit du transformateur (valeur de u_{cc} cf Chapitre 1 section 1.1.3) est généralement comprise entre 10% et 15%.



Figure 6 : Transformateurs abaisseurs du DSVC : (gauche) 33kV/2,4kV – S=55MVA ; (droite) 33kV/8kV – S=69MVA

1.4. Filtres passifs

Les filtres sont dimensionnés en fonction de la puissance du four et de la partie dynamique du DSVC. Ils sont généralement d'une puissance légèrement inférieure à celle des convertisseurs afin qu'ils puissent être intégralement compensés lorsque le four à arc n'est pas en fonctionnement. Ces filtres sont tous accordés et les topologies utilisées sont de type faibles pertes, résonant à amortissement série/parallèle et de premier ordre.

La Figure 7 ci-dessous présente les filtres passifs d'équipements DSVC de deux sites industriels de métallurgie.



Figure 7 : Filtres passifs du DSVC

2. Stratégie de commande du DSVC

2.1. Principe de contrôle

Les convertisseurs connectés en parallèle de la partie dynamique du DSVC contribuent chacun pour $1/N^{\text{ième}}$ de la puissance totale. Ceci implique donc des courants et un comportement identiques d'un convertisseur à un autre. Un contrôle est donc élaboré pour le DSVC sur la base de ce qui a été développé au chapitre précédent, à savoir :

- Une partie dite *Application*, dédiée à l'élaboration des références de courants pour la compensation de four à arc,
- Une partie *Contrôle*, identique pour chaque convertisseur, qui permet de contrôler chacun d'eux.

Le synoptique de ce contrôle est représenté sur la Figure 8. On y retrouve la fonction *Application* (cf Chapitre 3, section 3.3), dont les entrées sont les tensions réseau, les courants des filtres et les courants du four à arc et qui calcule la référence de courant *Iref1*. En parallèle de la fonction *Application*, un contrôle de la moyenne des tensions de bus DC des convertisseurs (V_{DC1} à V_{DCN}) est réalisé par un régulateur similaire à celui détaillé au Chapitre 2, Section 1.3, produisant la référence de courant *Iref2*. En définitive, la référence de courant envoyée aux convertisseurs (*Iref*) est la somme des références issues de la fonction *Application* et du régulateur de tensions de bus DC. Cette référence (*Iref*) est la même pour tous les convertisseurs.

Chaque convertisseur contrôle ses propres courants. Le convertisseur étant d'une topologie 3-niveaux (NPC ou NPP), un régulateur de courant générique est suffisant (cf Chapitre 2, Section 1.2). La tension modulante issue du régulateur de courant est ensuite traitée par le module (PWM) qui génère les ordres de commande des interrupteurs de puissance.

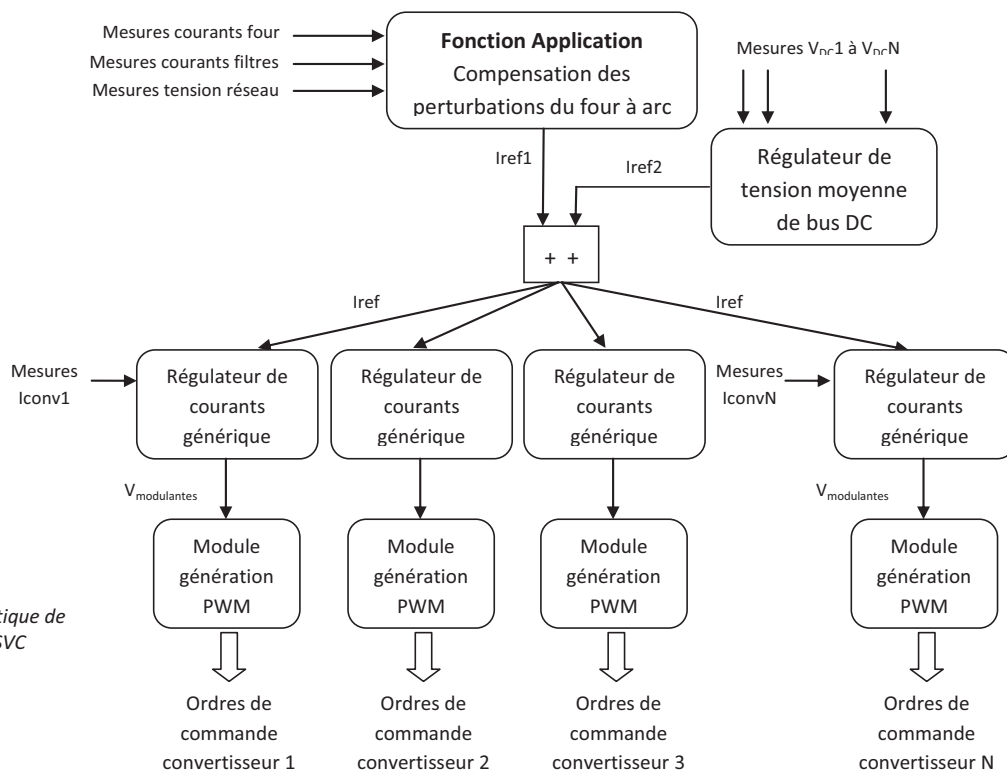


Figure 8 : Synoptique de contrôle pour DSVC

2.2. Stratégie de modulation

Une dynamique rapide du DSVC est l'un des facteurs qui contribue à augmenter ses performances pour compenser les perturbations d'un four à arc. Pour cela, la stratégie de modulation choisie est la PS-PWM (Phase Shifted Pulse Width Modulation, Chapitre 2, Section 1.2). De plus, celle-ci est indispensable pour réaliser, au travers des inductances interphases, une tension de sortie multiniveaux évoluant par paliers dont la fréquence de modulation (en assimilant les convertisseurs en parallèle à un convertisseur unique) est $N * F_{pwm}$, où N est le nombre de convertisseurs et F_{pwm} sa fréquence de commutation. Cette stratégie est illustrée par la Figure 9, pour cinq convertisseurs en parallèle. Chaque convertisseur se voit attribuer une porteuse, déphasée par rapport aux autres d'un angle $2\pi/N$ (N : nombre de convertisseurs). L'intersection de la modulante avec ces porteuses donne une tension de sortie (phase-0V) évoluant selon 11-niveaux de tension crête à crête.

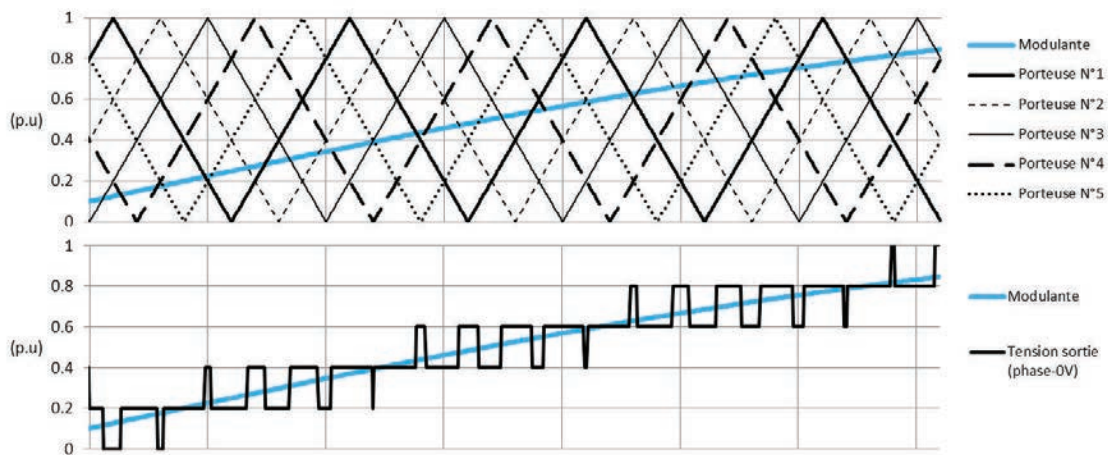


Figure 9 : Stratégie de modulation (PS-PWM) pour DSVC avec cinq convertisseurs en parallèle

Plus précisément, la tension de sortie s'exprime par la formule suivante :

$$V = \frac{V1 + V2 + V3 + \dots + VN}{N} \quad (\text{Eq. 1})$$

Avec,

V : Tension de sortie après les inductances interphases

V_i : Tension de sortie d'un convertisseur

N : Nombre de convertisseurs

Le nombre de niveaux crête à crête de la tension de sortie (phase-phase) avec N convertisseurs 3-niveaux en parallèle est donné par la formule $4 * N + 1$. Selon le nombre de convertisseur mis en parallèle (typiquement entre 4 et 6), le THD de la partie dynamique du DSVC est compris entre 5% et 3% sur la base de la Figure 66, Chapitre 2. La fréquence d'un convertisseur est comprise entre 450Hz et 900Hz ce qui donne, en moyenne, une fréquence de commutation totale (fréquence apparente) supérieure à 3kHz. En comptant sur les filtres constituant la partie passive du DSVC, les limites spécifiées par la norme sur le THD en tension au PCC sont donc aisément atteignables.

2.3. Architecture du contrôle

Le synoptique du contrôle pour DSVC présenté sur la Figure 8 met en évidence que les mesures des grandeurs électriques (tensions et courants) et les calculs qui en découlent sont exclusivement situés en amont des convertisseurs. D'ailleurs, la référence de courant calculée est indépendante du nombre de convertisseurs et de leur topologie. Il est donc naturel de dissocier le contrôle en deux parties. L'une est appelée contrôleur *Maître*, dont la fonction est de calculer la référence de courant du DSVC. Cette référence est ensuite transmise à des contrôleurs dits *Esclaves* dont la fonction est de générer le plus fidèlement possible cette référence de courant pour chaque convertisseur. Dans cette configuration, le DSVC comprend alors $N+1$ contrôleurs pour N convertisseurs.

2.3.1. Contrôleur Maître

Le contrôleur Maître reçoit les mesures des tensions réseau, des courants des filtres et des courants du four. Elles sont supposées être en p.u, et dans le bon référentiel. En effet, la partie dynamique du DSVC étant située derrière un transformateur de type Dyn, la convention choisie est de projeter toutes les grandeurs dans le référentiel des convertisseurs de tension. Les principaux éléments et fonctions dans le contrôleur *Maître* sont alors les suivants (Figure 10) :

- Une PLL (Phase Locked Loop). Elle permet de synchroniser l'angle de référence θ utilisé par les transformées de Park. Cet angle est synchronisé sur l'angle du réseau.
- Des filtres passe-bas, représentés symboliquement par leur diagramme de Bode. Ce sont des filtres numériques à moyenne glissante et leur constante de temps est ajustée selon qu'ils sont utilisés pour les courants des filtres ou bien ceux du four.
- Le régulateur de bus DC est générique et de type proportionnel-intégral. Il régule la moyenne des tensions bus des N convertisseurs.
- Un calcul de référence de courant (Ref. courant) envoyé aux contrôleurs *Esclave*.

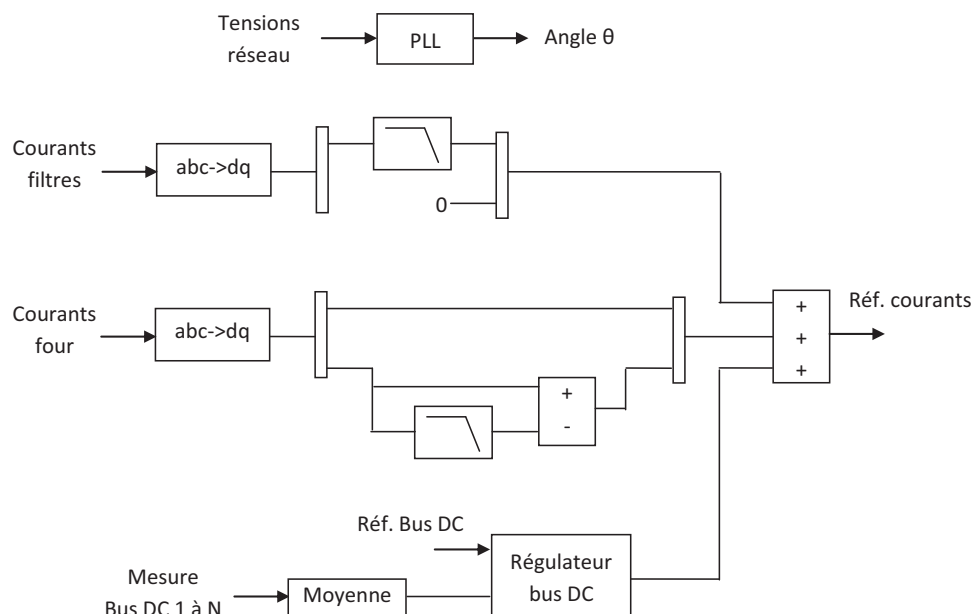


Figure 10 : Schéma bloc du contrôleur Maître

2.3.2. Contrôle Esclave

Chaque contrôleur *Esclave* nécessite, au minimum, les mesures des courants du convertisseur, les références de courants et de l'angle de référence (non représenté ici). Ces grandeurs sont transmises par le contrôleur *Maître*. La Figure 11 représente, sous sa forme épurée, le schéma bloc d'un contrôleur *Esclave*. Il se compose d'un régulateur de courant (générique), d'une fonction d'ajout de séquence homopolaire et d'un bloc générateur de PWM. La fonction d'ajout de séquence homopolaire est optionnelle, cependant, son utilisation permet d'atteindre un indice de modulation plus important (Figure 12). Elle est réalisée en calculant à chaque instant une tension homopolaire qui sera ajoutée sur chaque phase du convertisseur. Ainsi, l'amplitude (au fondamental) de la tension modulante avant l'ajout de séquence homopolaire peut atteindre environ 1,15 p.u [18].

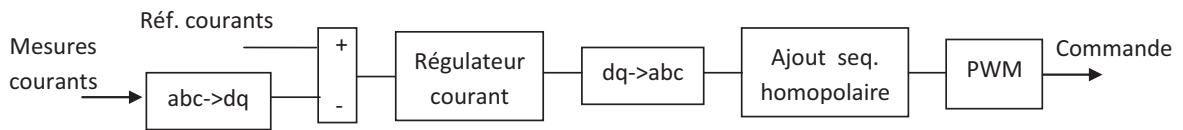


Figure 11 : Schéma bloc du contrôleur Esclave

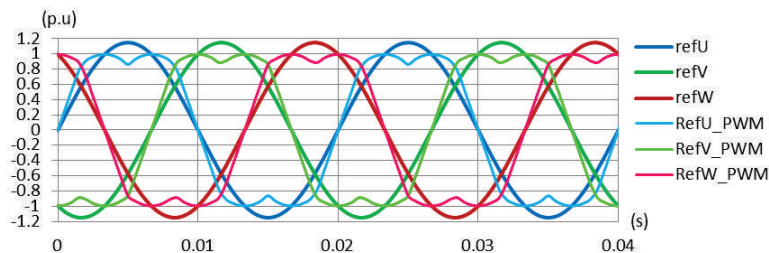


Figure 12 : Illustration des références de tensions avant l'ajout de séquence homopolaire ($refU$, $refV$, $refW$) et après l'ajout de séquence homopolaire ($RefU_PWM$, $RefV_PWM$, $RefW_PWM$)

2.4. Simulation du contrôle du DSVC

Afin de valider le contrôle proposé, une simulation est réalisée dans les mêmes conditions que pour les topologies de convertisseurs multiniveaux étudiées au Chapitre 3, section 3.5. Le DSVC compense un four à arc d'une puissance nominale de 140MVA connecté à un réseau 33kV. La configuration du DSVC est la suivante :

- Transformateur du DSVC : rapport de transformation 33kV/5kV ; puissance nominale $S_n=120\text{MVA}$ avec une tension de court-circuit $u_{cc}=10\%$.
- Partie dynamique du DSVC : six convertisseurs 3-niveaux en parallèle ; tension de bus DC=10kV ; courant nominal 2100Aeff ; fréquence de commutation 500Hz. La fréquence de commutation équivalente du DSVC est $6 \cdot 500\text{Hz}=3\text{kHz}$.
- Partie passive : deux filtres passifs accordés aux rangs 2 et 3 de 30MVar chacun.

La Figure 13 montre les formes d'ondes obtenues après simulation dans un contrôleur esclave. Elles représentent les références et les mesures des courants dans les axes alpha/beta d'un convertisseur parmi les six qui composent la partie dynamique du DSVC. Ce résultat montre que le convertisseur est capable de suivre des harmoniques élevés jusqu'aux environs du rang 7.

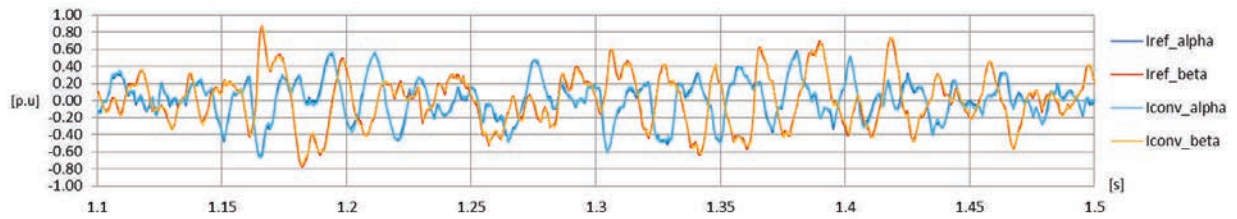


Figure 13 : Références et mesures du convertisseur N°1 dans le repère alpha/beta d'un contrôleur esclave

La Figure 14 représente les courants triphasés des six convertisseurs. Les allures temporelles de ces derniers sont de même amplitude (à 5% près) et suivent les mêmes évolutions. Ces résultats permettent de conclure que les six convertisseurs contribuent chacun pour 1/6 de la puissance totale fournie par la partie dynamique du DSVC et que les six contrôleurs esclaves ont un comportement similaire.

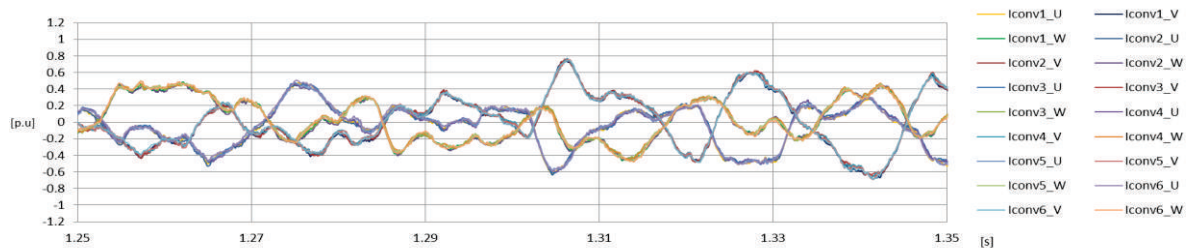


Figure 14 : Courants triphasés des six convertisseurs pendant la compensation des courants du four.

Les Figures 15 (a) et (b) représentent respectivement l'évolution des tensions de $\frac{1}{2}$ bus DC des six convertisseurs et l'évolution des $\frac{1}{2}$ bus DC du convertisseur N°1 repérés par les suffixes P et M. Les variations de ces tensions sont comprises dans un intervalle de $\pm 10\%$ autour de 5kV qui correspond à la valeur de tension nominale de chaque $\frac{1}{2}$ bus DC.

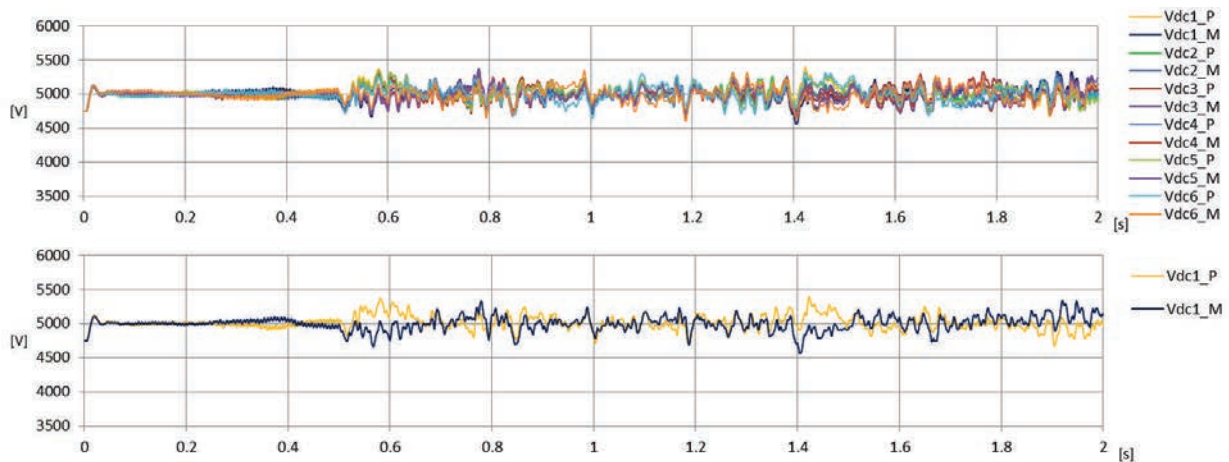


Figure 15 : Evolution temporelle des tensions de bus DC des convertisseurs : (a) $\frac{1}{2}$ bus des six convertisseurs ; (b) $\frac{1}{2}$ bus du premier convertisseur

Les allures temporelles des grandeurs électriques (tensions et courants) au réseau 33kV sont présentées sur la Figure 16. Comparativement aux simulations réalisées avec les topologies de convertisseurs multiniveaux du chapitre 3, il y a peu de différences notables. Les courants du réseau sont en phase avec les tensions et sont équilibrés pendant les intervalles de fonctionnement où le four est stable. De plus, une grande partie des harmoniques de courant est filtrée par le DSVC et les filtres passifs.

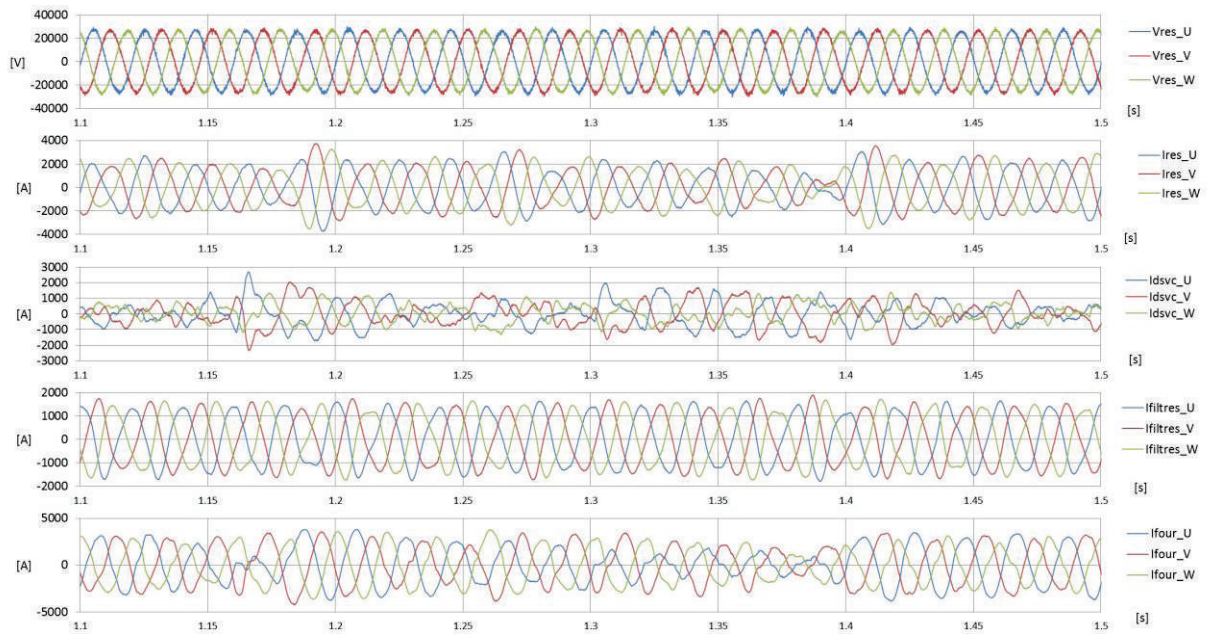


Figure 16 : Résultats de simulation sur le réseau 33kV avec un DSVC

Les puissances actives et réactives au réseau 33kV (Figure 17) sont là encore identiques aux précédentes simulations. La puissance fournie par le réseau au four est équilibrée et le facteur de puissance est unitaire.

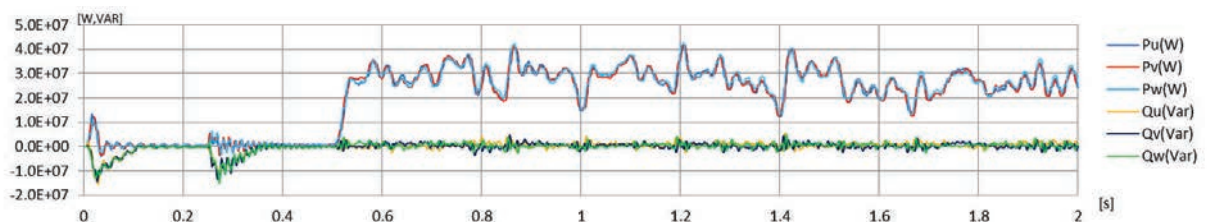


Figure 17 : Puissances actives et réactives au réseau 33kV

L'ensemble de ces résultats permet de conclure que la stratégie de contrôle proposée pour l'architecture électrotechnique DSVC est satisfaisante et la compensation de four à arc est accomplie.

3. Architecture matérielle et logicielle du DSVC

3.1. Architecture matérielle

3.1.1. Spécificités

Une architecture matérielle est élaborée à partir des spécificités du contrôle/commande à implémenter. La principale caractéristique de la stratégie de commande du DSVC décrite dans la section précédente est sa structure Maître/Esclave. Elle est composée d'une part, d'un contrôleur centralisé *Maître* qui possède ses propres entrées pour délivrer une même référence à tous les contrôleurs *Esclaves* et d'autre part, de contrôleurs déportés *Esclaves* qui réalisent tous le même traitement exploitant les mêmes types d'entrées/sorties.

Ce type de structure impose de prêter une attention particulière aux échanges entre le contrôleur *Maître* et les contrôleurs *Esclaves*.

- Du contrôleur *Maître* vers le contrôleur *Esclave*, le choix du protocole d'échange est conditionné par le fait que la même référence est émise à tous les contrôleurs *Esclaves* et que ceux-ci doivent tous être synchronisés afin de délivrer les impulsions de commande des composants de puissance simultanément. Par conséquent, le protocole d'échange le mieux adapté est l'émission en diffusion par le contrôleur *Maître* (broadcast) et le traitement de la réception en mode interruption par le contrôleur *Esclave*. Ce mode de réception permet de générer l'ordre de lancement de l'exécution du programme, appelée *tâche rapide*.
- Du sens contrôleur *Esclave* vers le contrôleur *Maître*, le choix du protocole d'échange est conditionné par le fait que le traitement des tensions de bus DC par le contrôleur *Maître* est effectué avec une période d'échantillonnage plus grande que celle du traitement des autres mesures locales (tensions/courants). D'autre part, il n'y a pas d'échange d'informations entre les contrôleurs *Esclaves*. Par conséquent, le protocole d'échange le mieux adapté est une émission alternée des contrôleurs *Esclaves* vers le contrôleur *Maître* (unicast) et le traitement de la réception en mode polling (ou boîte aux lettres) par le contrôleur *Maître*. Ce mode d'émission, où chaque contrôleur *Esclave* émet à tour de rôle à chaque période d'échantillonnage, permet de ne pas saturer la tâche rapide du contrôleur *Maître*.

La Figure 18 illustre, par un diagramme temporel, les échanges entre contrôleurs *Maître* et *Esclaves*.

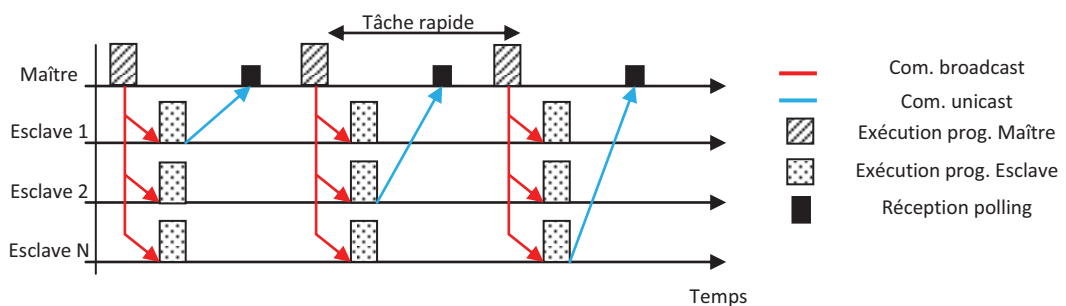


Figure 18 : Diagramme temporel des échanges entre contrôleurs Maître/Esclaves

Le schéma bloc ci-dessous (Figure 19) est une représentation de l'architecture matérielle décrite.

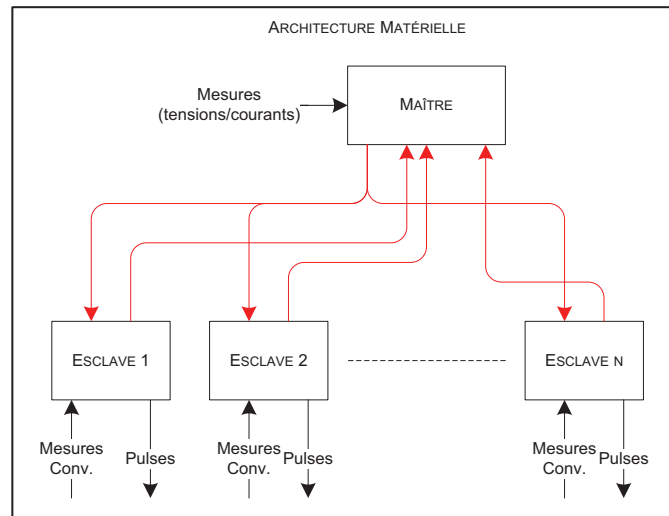


Figure 19 : Schéma bloc de l'architecture matérielle

3.1.2. Composants

Le composant de base disponible pour implémenter les contrôleurs *Maître* et *Esclaves* est une carte électronique propre à l'entreprise, intégrant le processeur, les entrées/sorties d'interface avec le convertisseur de puissance et le canal de communication entre *Maître* et *Esclaves*.

La structure d'accueil d'un contrôleur (*Maître* ou *Esclave*) est composée d'un rack *VME* (bus informatique industriel) équipé des éléments suivants :

- Une alimentation standard pour bus *VME*,
- Une carte CPU,
- Deux cartes de génération d'ordres d'allumage optique des Drivers d'IGBT,
- Un bornier passif connecté à la carte CPU pour le raccordement des entrées digitales et analogiques.

La carte CPU intègre les fonctionnalités suivantes :

- Un microprocesseur de traitement de signal Texas Instrument (TMS320C6713),
- Une mémoire SDRAM externe,
- Une mémoire flash dédiée au stockage du programme du DSP et des FPGA,
- Un FPGA Altera (Cyclone EP1C12) dédié au traitement des entrées/sorties,
- Un FPGA Xilinx (XC2S200) dédié à la gestion du bus *VME* et de la liaison Ethernet,
- Un contrôleur de réseau Ethernet (LAN91C111).

Le schéma bloc ci-dessous montre un synoptique général de l'architecture matérielle interne de la carte CPU.

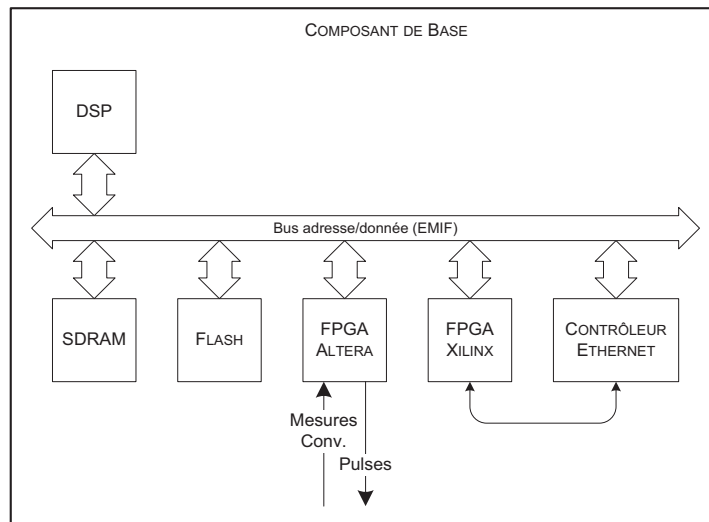


Figure 20 : Composants de base des contrôleurs Maître/Esclave

3.1.3. Topologie

En fonction de l'architecture matérielle choisie à partir des spécificités du contrôle/commande et des composants disponibles, l'architecture matérielle définitive peut être élaborée.

Deux éléments sont ajoutés à l'architecture décrite précédemment :

- Une carte CPU Process du commerce, basée sur un microprocesseur Pentium et tournant sous VxWorks (système d'exploitation temps réel multitâche). Cette CPU Process est connectée à la carte CPU du contrôleur *Maître* via un bus VME. Son rôle est d'assurer l'interface entre l'utilisateur et le contrôle. Cette interface concerne principalement la configuration, le paramétrage et la gestion du procédé (séquentiel) des contrôleurs *Maître* et *Esclaves*. Afin d'assurer la cohérence des échanges entre la CPU Process et le contrôleur *Maître*, celui-ci génère une interruption prioritaire sur une ligne d'interruption matérielle (IRQ) du bus VME, laquelle est utilisée par la CPU Process comme signal de synchronisation.
- Un switch Ethernet standard connecté à tous les contrôleurs. Celui-ci permet d'avoir une structure simple et standard de communication en étoile, entre le contrôleur *Maître* et les contrôleurs *Esclaves*. Par ailleurs, ce mode de communication permet de générer une interruption lors de la réception des données au niveau des contrôleurs *Esclaves* et de les synchroniser. En revanche, le protocole de communication *FastLink* utilisé est propriétaire (développé par l'entreprise) et n'utilise que les deux couches basses du protocole Ethernet. Ce choix est justifié par des raisons de rapidité et du fait que dans ce type d'application tous les échanges sont déterministes.

Le schéma bloc suivant donne une représentation globale de l'architecture matérielle finale adoptée.

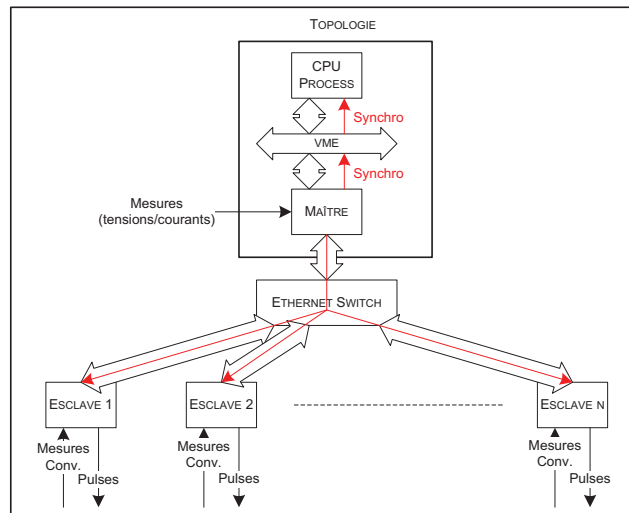


Figure 21 : Architecture matérielle globale

3.2. Architecture logicielle

3.2.1. Spécificités

L'architecture logicielle doit permettre le contrôle et la commande d'un équipement DSVC avec un temps d'exécution rapide de l'ordre de quelques dizaines de μs . Par conséquent, la difficulté va être de trouver le juste équilibre entre l'optimisation du temps d'exécution et la souplesse fonctionnelle (un découpage fonctionnel prend généralement du temps et de l'espace mémoire).

Une des contraintes les plus importante dans la réalisation de cette architecture logicielle est qu'elle puisse être évolutive et permette de réaliser des modifications et/ou des suppressions de fonctions sans pour autant impacter l'ensemble du logiciel. Ceci implique donc un certain découpage afin de rendre les différentes parties du logiciel indépendantes les unes des autres.

De plus, la structure logicielle adoptée a été conçue de manière à être utilisable aussi bien par le contrôleur *Maître* que l'*Esclave*.

3.2.2. Structure

La structure logicielle adoptée est composée de deux composants (ou couches) comprenant une partie *Système*, destinée à la gestion des composants matériels et à l'exécution des traitements au cours du temps et une partie *Application* qui correspond à l'algorithme de commande destiné à la compensation d'un four à arc. Celles-ci sont représentées dans le schéma bloc (Figure 22) comprenant la structure de l'architecture logicielle et les interfaces.

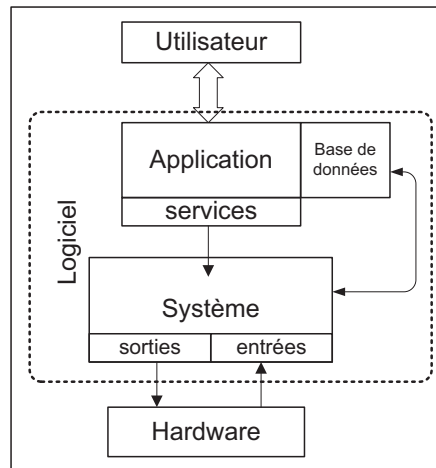


Figure 22 : Schéma bloc de l'architecture logicielle

3.2.2.1. Système

Le composant *Système* a pour rôle de constituer le noyau commun aux deux contrôleurs *Maître* et *Esclave*. Il assure les fonctionnalités de gestion des composants matériels et l'exécution des traitements dans le temps. Pour des raisons de souplesse d'évolution, ces deux fonctionnalités ont été respectivement décomposées en deux sous-couches logicielles respectivement appelées *Firmware* et *Runtime* et leur agencement dans le *Système* est représenté au niveau de la Figure 23.

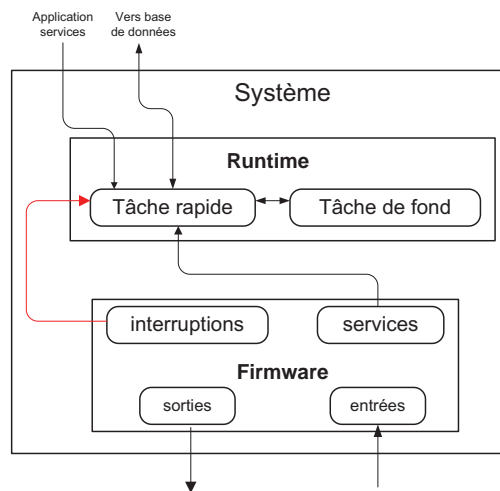


Figure 23 : Description du Système

a) Firmware

Le *Firmware* a pour rôle d'assurer la gestion du matériel et de fournir les services d'accès nécessaires à l'exécution du *Runtime*.

La gestion du matériel intègre les fonctions suivantes :

- Initialisation du DSP intégrant le test de la mémoire interne et sa mise à zéro,
- Initialisation du canal de communication Ethernet intégrant la phase de reconnaissance et gestion de l'émission-réception,
- Initialisation, lecture et écriture du bus VME sur le contrôleur *Maître*.

L'interface avec le *Runtime* s'opère au travers de services d'accès au matériel :

- Lecture et écriture des données implémentées dans le FPGA : entrées-sorties analogiques et logiques, ordre d'allumage des IGBTs et mots d'état et de défaut,
- Contrôle, lecture et écriture du canal de communication Ethernet,
- Accès au bus VME intégrant la lecture, l'écriture et la génération de l'interruption de synchronisation avec la CPU Process.

Le *Firmware* n'a pas été développé mais fourni par le concepteur de la carte CPU avec les interfaces suivantes :

- Codes exécutables à charger pour le *Firmware* et les deux *FPGA*,
- Un fichier de spécification des services d'accès,
- Un fichier d'édition de lien définissant les zones mémoires disponibles pour le *Runtime* et l'*Application*,
- Un outil de chargement en mémoire flash du code exécutable hors *Firmware*.

b) Runtime

Le *Runtime* est le « chef d'orchestre du logiciel » avec pour rôle majeur l'exécution des divers traitements, tout en assurant la liaison entre le *Firmware* et l'*Application*. Par ailleurs, une tâche de fond assure les fonctions de surveillance.

La tâche rapide est lancée par une interruption prioritaire. Celle-ci est générée sur le contrôleur *Maître* par un compteur de temps dans le *FPGA*. Sur les contrôleurs *Esclaves*, elle est générée sur réception d'un message sur le canal de communication Ethernet.

Comme pour le *Firmware*, l'interface entre le *Runtime* et l'*Application* s'opère au travers de services. Cette stratégie a permis de développer en parallèle le *Runtime* et les algorithmes de l'*Application* sans interaction. Par ailleurs, le même *Runtime* est utilisé sur les contrôleurs *Maître* et *Esclaves*.

3.2.2.2. Application dédiée au contrôle commande

L'*Application* est dédiée à l'implémentation du contrôle commande correspondant ici à la compensation des perturbations d'un four à arc.

La principale difficulté d'implémentation de ce type de contrôle commande est d'éviter d'en faire une « boîte noire ». Le but est de le rendre fonctionnel tout en veillant à la rapidité de son temps d'exécution. Pour ce faire, la conception du contrôle commande s'est opérée en plusieurs étapes successives comprenant :

1. Un découpage fonctionnel des différentes fonctions du contrôle
2. Une définition stratégique des types de données nécessaires aux différentes fonctions du contrôle
3. La définition des moyens de test qui permettent de tester et valider l'*Application*
4. Le codage

a) Découpage fonctionnel

Le découpage fonctionnel permet d'identifier et de mettre en avant les différentes parties du contrôle (régulateur de courant, équilibrage bus DC, amortissement dynamique, modulation PWM, etc). Ce découpage fonctionnel, basé en partie sur la technique de spécification SADT (Structured Analysis and Design Technique) ou analyse fonctionnelle descendante, offre une grande souplesse dans la modification et l'évolution des fonctions.

La technique de spécification SADT est basée sur une répartition hiérarchique descendante des fonctions composant un traitement. Le niveau supérieur décrit les différents types d'interface et les fonctions principales. Le traitement lié à un niveau est décrit sous forme d'un enchaînement de boîtes fonctionnelles interconnectées. Chaque boîte est interfacée avec des entrées, paramètres, variables de contrôle et sorties respectivement connectés sur ses côtés gauche, haut, bas et droit. Les contraintes de cette méthode imposent de structurer de manière hiérarchique l'algorithme de contrôle commande indépendamment de tout aspect de conception. La Figure 24 illustre la représentation d'un niveau supérieur.

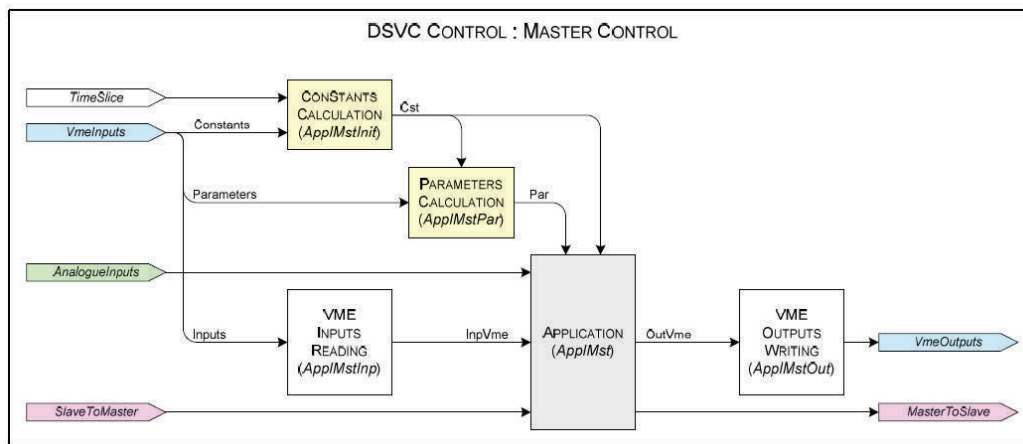


Figure 24 : Extrait du document de conception technique. Représentation du niveau supérieur du contrôleur Maître.

La phase de conception a été incluse à la méthode de spécification SADT. Aux niveaux les plus bas sont représentés, sous formes de fonctions mathématiques, de logiques combinatoires et de pseudo code, les opérations réalisées par les fonctions. La Figure 25 représente la description détaillée d'une fonction.

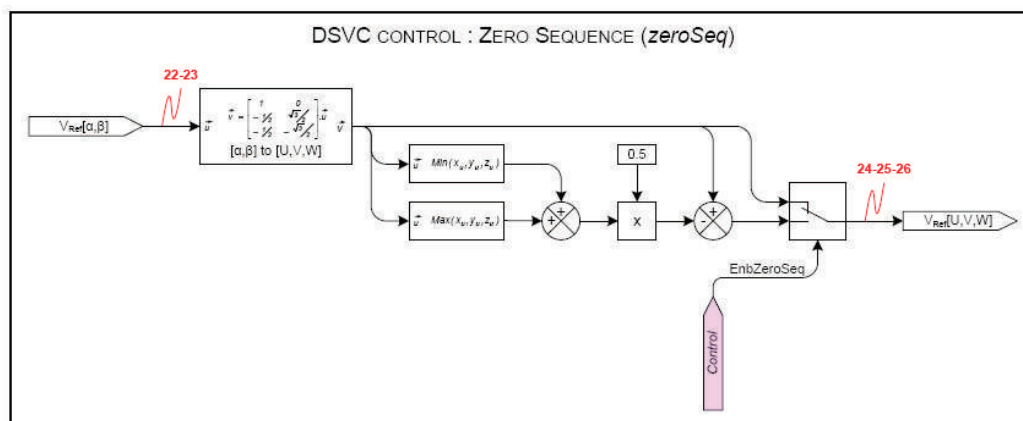


Figure 25 : Extrait du document de conception technique. Fonction calculant l'ajout de séquence homopolaire sur les tensions réseau.

Ces étapes préliminaires, nécessitant le plus de temps, ont ainsi permis de clarifier la structure du contrôle commande, de faciliter la programmation et la mise en œuvre.

b) Gestion des données

L'identification des types de données est nécessaire pour la phase de conception du contrôle. Ces données ont une répercussion forte sur les performances temporelles du logiciel. En effet, trois classes sont identifiées (les constantes, les paramètres et les variables) et l'utilisation de chacune d'elles implique un certain nombre de contraintes :

- Les constantes : Elles sont calculées au moment de la mise sous tension de l'équipement (phase d'initialisation) et ne sont plus modifiables par la suite. Le nombre de constantes dépend uniquement de l'espace mémoire disponible dans les contrôleurs *Maître* et *Esclaves*.
- Les paramètres : Ils sont fournis par l'utilisateur (via la CPU Process). Ils sont modifiables à tout moment mais leur prise en compte dans les contrôleurs *Maître* ou *Esclaves* n'est pas immédiate et nécessite plusieurs périodes d'échantillonnage pour être actualisés. Plus le nombre de paramètres est important, plus le temps nécessaire à leur actualisation devient grand.
- Les variables : Ce sont des valeurs modifiables via la CPU Process et transmises aux contrôleurs *Maître* et *Esclaves* à chaque période d'échantillonnage. Les variables sont des données qui, si elles sont présentes en trop grand nombre, tendent à augmenter la période d'échantillonnage du contrôle.

c) Moyens de test

Des moyens de test ont été élaborés dans le logiciel afin de faciliter la mise en service du contrôle commande et d'analyser le processus d'un four à arc sur site, sans nécessiter d'intervention sur le codage. Elles consistent à fournir des moyens qui permettent d'activer/désactiver des fonctions, de pouvoir régler les différents paramètres des fonctions et de pouvoir visualiser des signaux à l'intérieur d'une fonction. Ces moyens de test sont accessibles depuis la CPU Process et mis à disposition de l'utilisateur.

d) Codage

Afin de faciliter le passage des documents de spécification au code source C, il a été choisi de respecter scrupuleusement la hiérarchie des traitements établie lors de l'étape de découpage fonctionnel et la structure de la base de données adoptée lors de l'étape de gestion des données.

La technique de programmation adoptée pour implémenter ces fonctions est celle de la Macro, où les paramètres d'appel sont des chaînes de caractères et non des variables. Chaque Macro est composée des trois paramètres d'appel, à savoir le nom du vecteur d'entrée, le nom d'instance de la fonction et le nom du vecteur de sortie. La Macro assure elle-même l'accès à la base de données pour trouver les paramètres et mettre à jour les variables internes.

Au niveau des performances, cette méthode pénalise l'occupation de la mémoire interne du DSP mais optimise le temps d'exécution en évitant les appels de fonction. En revanche, elle facilite la compréhension du code, son test et son adaptation.

4. Mesures expérimentales et validations sur sites

Avant la mise en service du premier DSVC, les étapes préliminaires consistent à effectuer au sein du laboratoire des phases de tests et de validation sur le matériel réel (et au complet) du DSVC. Ces étapes permettent de valider le Système dans son intégralité ainsi que certaines parties de l'Application.

Les étapes de validation du Système ne seront pas exposées dans ce chapitre car elles font appel à des outils et des notions de programmation qui sortent du cadre de cette thèse. Les sections qui suivent seront donc consacrées à la validation de l'Application et du contrôle du DSVC qui interviennent après la validation du Système.

Les différents matériels utilisés pour la validation sont présentés sur la Figure 26. L'architecture matérielle du DSVC comprend un contrôleur Maître associé à des contrôleurs Esclaves. Ces contrôleurs sont physiquement reliés entre eux par des canaux de communication qui gèrent les synchronisations et les échanges de données. Chaque contrôleur possède des entrées d'acquisition et des sorties analogiques.

Un simulateur temps-réel (RT-Lab) est utilisé pour générer les grandeurs électriques (tensions et courants). Ce simulateur exécute en temps réel un modèle comprenant un réseau, un four à arc et un modèle simplifié de DSVC afin de créer des signaux cohérents qui seront envoyés sur les entrées analogiques des contrôleurs.

Les sorties analogiques des contrôleurs permettent de tracer, par l'intermédiaire d'appareils de mesure, certains points de calcul à l'intérieur du contrôle (tensions, courants, régulateurs de courant, références de courants, PWM ...) à l'image des scopes utilisés dans la plupart des logiciels de simulation.

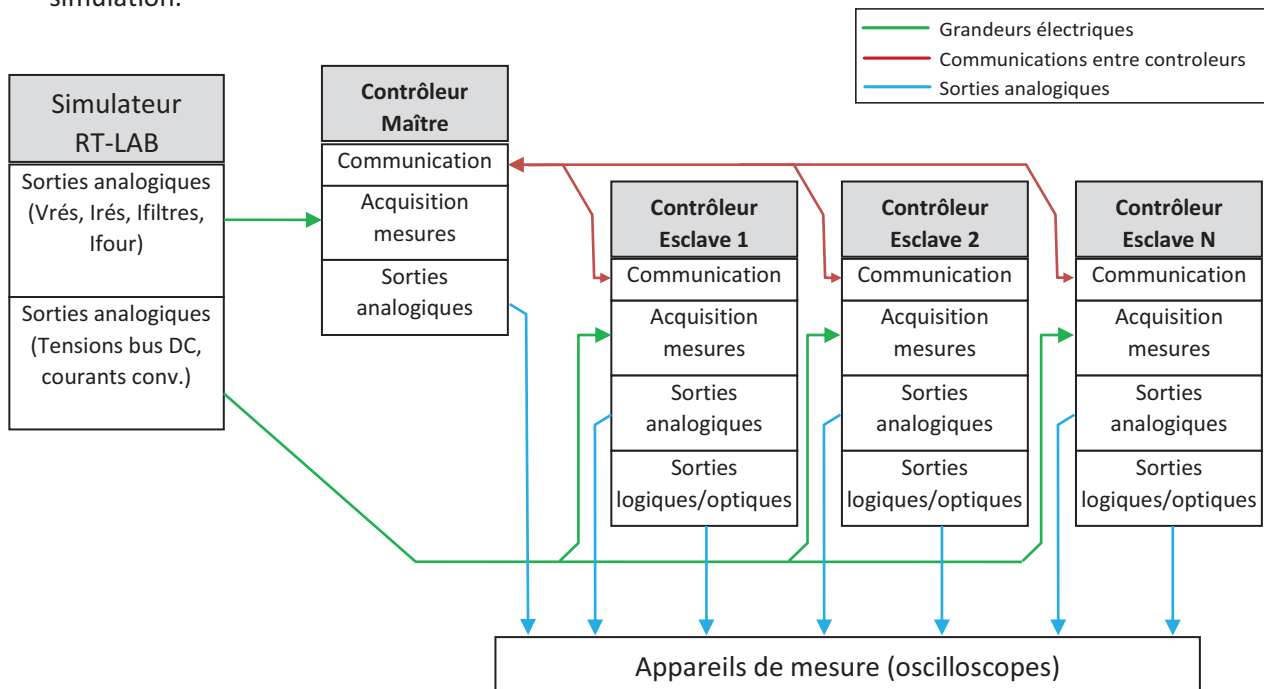


Figure 26 : Synoptique de la maquette utilisée pour la validation de l'architecture et du contrôle du DSVC

4.1. Validation en laboratoire

4.1.1. Contrôleur Maître

Les éléments les plus importants à valider dans le *Maître* sont l'angle de référence (calculé par la PLL) et les traitements associés aux courants des filtres et du four. La vérification de ces grandeurs est indispensable à ce stade car elles seront directement adressées aux contrôleurs *Esclaves* qui contrôlent les convertisseurs.

a) Phase Locked Loop (PLL)

La PLL calcule un angle dont la fréquence est identique à celle du réseau et dont l'évolution temporelle est représentative de l'angle du réseau, qui évolue entre 0 et 2π . Cet angle sert ensuite d'angle de référence, nécessaire aux différentes transformées de Park qui sont appliquées aux mesures de courants des filtres et du four.

La réalisation d'une PLL fait appel à la transformée de Park. Dans un réseau triphasé équilibré, la transformée de Park appliquée à celui-ci fait correspondre à l'axe q la composante de tension dite directe. Pour calculer l'angle θ du réseau, il faut donc que celui-ci satisfasse l'équation suivante :

$$Vd_{réseau}(\theta) = 0 \text{ (Eq. 2)}$$

En ajustant la valeur de l'angle θ utilisée par la transformée de Park de manière à satisfaire l'équation Eq.2, celui-ci doit donc converger avec l'angle du réseau triphasé. La PLL est alors synchronisée sur le réseau.

Le schéma bloc d'une PLL est décrit par la Figure 27. Il applique les transformées successives de Clarke et de Park aux tensions du réseau. La pulsation du réseau ω est calculée par un correcteur de type proportionnel-intégral puis intégrée au cours du temps (modulo 2π). De cette manière, l'angle θ est synchronisé avec l'angle du réseau triphasé.

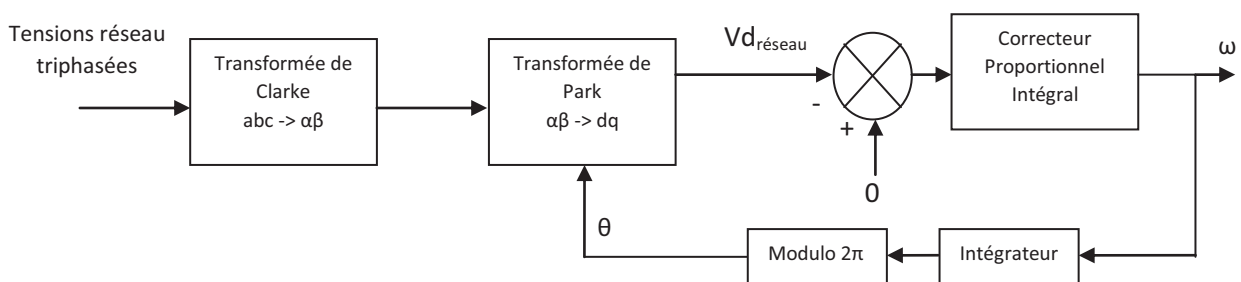


Figure 27 : Schéma bloc d'une PLL

Les Figures 28 présentent les relevés, par l'intermédiaire des sorties analogiques du contrôleur *Maître*, des signaux en entrée et en sortie du bloc PLL. On distingue sur ces figures les tensions du réseau triphasé et l'angle calculé (θ) qui est synchronisé sur le passage à zéro de la phase U.

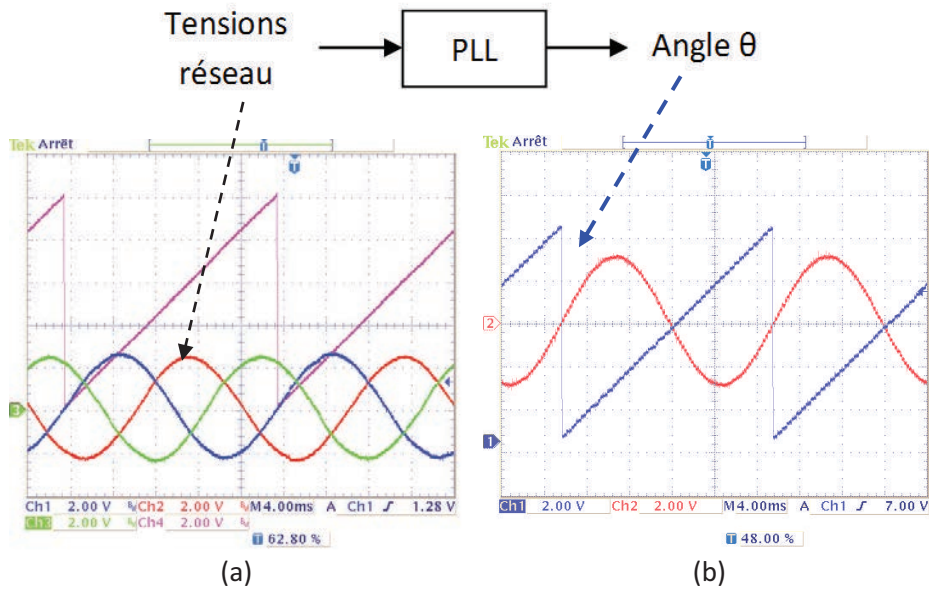


Figure 28 : Validation de la PLL : vues d'oscilloscope, sorties analogique du contrôleur Maître

b) Traitement des courants filtres

Les courants des filtres subissent successivement une transformée de Park puis un filtrage sur l'axe réactif d afin d'en extraire la valeur moyenne.

Les signaux Figure 29 (a) représentent les courants triphasés des filtres et la mesure filtrée sur l'axe d (axe réactif). Les pertes dans les filtres sont négligeables et seule de la puissance réactive est consommée. De ce fait, les amplitudes des courants alternatifs coïncident avec celle du courant sur l'axe réactif d .

La Figure 25 (b) montre d'ailleurs les courants des filtres sur les axes d et q avant et après le filtre passe-bas à moyenne glissante.

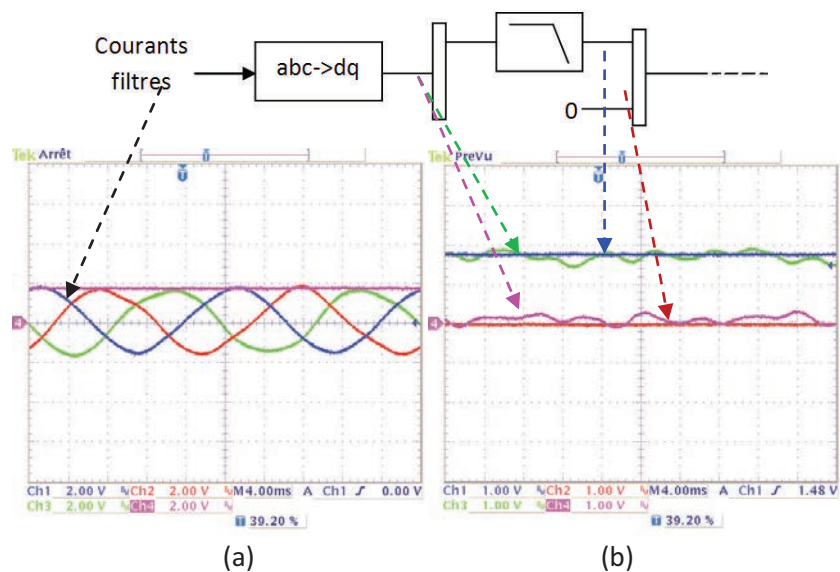


Figure 29 : Validation du traitement des courants filtres : vues d'oscilloscope, sortie analogique du contrôleur Maître

c) Filtres à moyennes glissantes

Les différents filtres passe-bas utilisés sont à moyenne glissante sur une fenêtre d'observation correspondant à un nombre d'échantillons prédéterminé. Ce filtre présente l'avantage d'obtenir, lorsque le signal d'entrée est périodique, un rejet des harmoniques dont la période est un multiple de la fenêtre d'observation.

Le filtre à moyenne glissante est représenté par la Figure 30 sous la forme d'un schéma bloc où $E(n)$, $S'(n)$ et $S(n)$ sont des signaux échantillonnés à un instant n . N correspond au nombre d'échantillons définissant la période (T) de la fenêtre glissante sur laquelle le signal d'entrée E est filtré. On a la relation $N=T/T_e$, avec T_e la période d'échantillonnage.

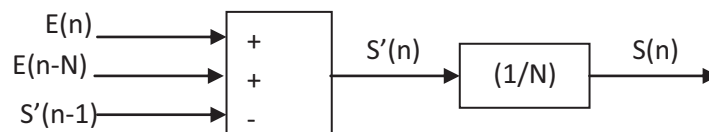


Figure 30 : Schéma bloc d'un filtre à moyenne glissante

La Figure 31 illustre les signaux d'entrée et de sortie d'un filtre passe-bas à moyenne glissante dont la fenêtre glissante est de 20ms. Les harmoniques multiples de 50Hz sont éliminés et seule la composante continue subsiste. A $t=0,04$, un échelon est réalisé sur la composante continue du signal d'entrée : elle passe d'une valeur de 0,6 à 1 p.u et la sortie du filtre à moyenne glissante atteint cette valeur au bout de 20ms, ce qui correspond au temps de la fenêtre glissante.

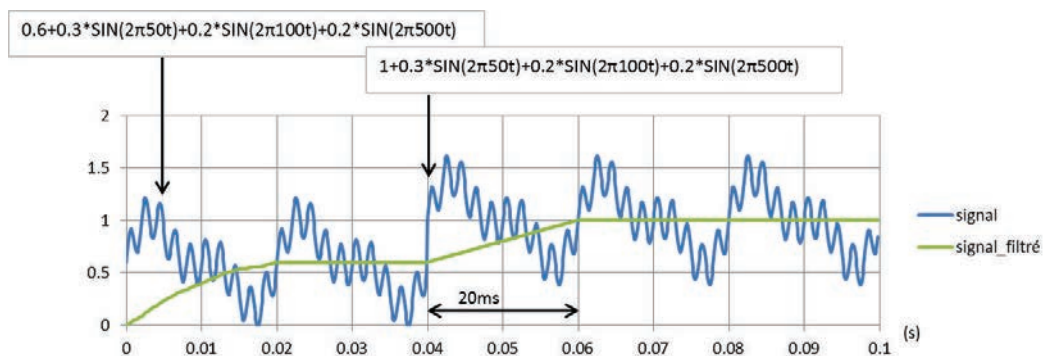


Figure 31 : Réponse d'un filtre à moyenne glissante avec une fenêtre d'observation est de 20ms.

Plusieurs filtres à moyenne glissante sont utilisés dans le contrôleur *Maître* sur les axes d et q. L'un est utilisé pour le traitement des courants des filtres et l'autre pour celui des courants du four.

Les vues d'oscilloscope (Figures 32) représentent les essais effectués sur ces filtres. Elles représentent l'entrée et la sortie du filtre pour deux fenêtres d'observation, l'une de 10ms (vue de gauche) et l'autre de 250ms (vue de droite).

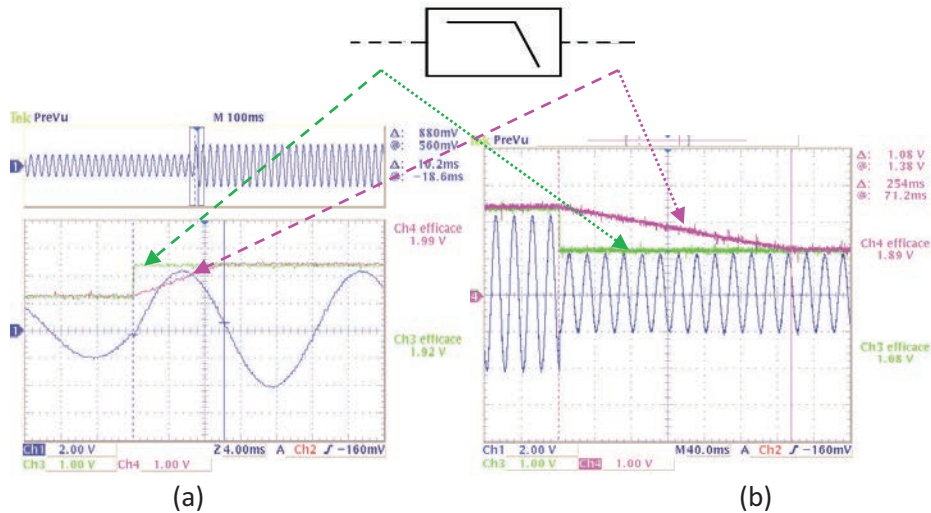


Figure 32 : Validation des filtres à moyenne glissante : vues d'oscilloscope, sorties analogique du contrôleur Maître

d) Traitement des courants du four

Les courants filtres sont projetés dans le repère d/q où l'axe d correspond au courant réactif du four et l'axe q au courant actif. Puisque le DSVc aura à compenser toutes les perturbations du four sur l'axe réactif, aucun traitement n'est réalisé sur celui-ci. Sur l'autre axe, la composante continue correspondant à la puissance active du four est supprimée de la mesure instantanée au moyen d'un filtre passe-bas et d'un bloc soustracteur. De cette manière, toutes les perturbations générées par le four, à l'exception de la composante active, seront compensées.

Les Figures 33 représentent les signaux mesurés en différents points de calcul du contrôleur. Des courants de four sont injectés sur les entrées analogiques du contrôleur (courbes bleue, rouge et verte fig. 33 (a)). Sur la Figure 33 (b), les signaux bleu et rouge correspondent respectivement au courant du four sur l'axe q et à sa composante active. Le signal vert est la différence de ces deux signaux.

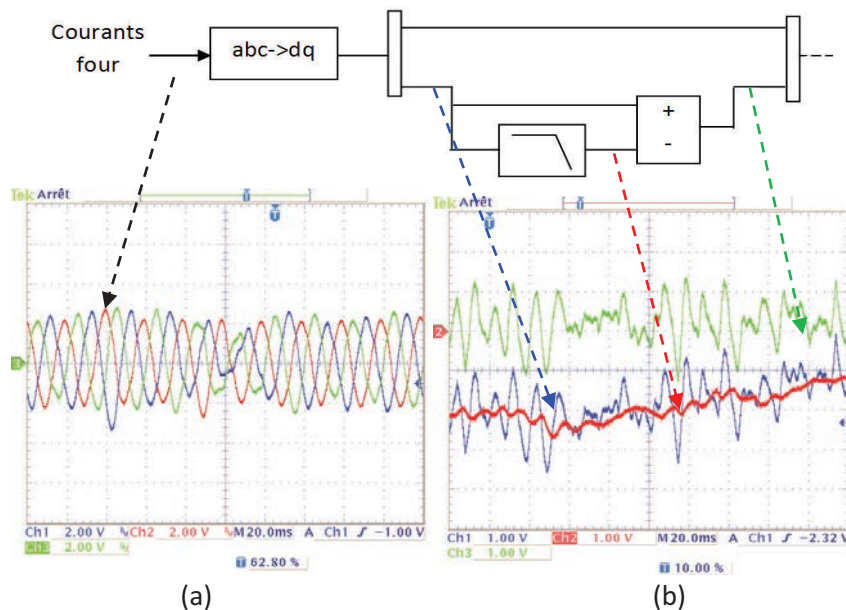


Figure 33 : Validation du traitement des courants du four : vues d'oscilloscope, sorties analogique du contrôleur Maître

4.1.2. Contrôleurs Esclaves

Les contrôleurs *Esclaves* exécutent des calculs assez simples. Ils sont composés d'un régulateur de courant, d'une mise en forme de la modulante par un ajout de séquence homopolaire et d'un générateur de PWM. Les tests sur le régulateur de courant nécessitent un système bouclé. Ceci n'étant pas réalisable sur la maquette utilisée, les tests qui ont été effectués pour valider le régulateur (non présentés ici) consistent à valider indépendamment les termes proportionnel et intégral.

a) Modulantes en sortie du régulateur de courants

En sortie du régulateur de courants, correspondant aux tensions modulantes de l'onduleur, est ajoutée une tension homopolaire, dite zéro-séquence, afin d'augmenter la marge en tension du convertisseur. Cette tension homopolaire permet de réduire l'amplitude des tensions modulantes qui seront ensuite envoyées au bloc de génération PWM.

La vue d'oscilloscope (Figure 34) représente ce traitement, où l'on peut voir clairement que l'amplitude de la tension en sortie du bloc d'ajout de séquence homopolaire est moins importante qu'en entrée. Les signaux d'entrée étant ici à 50Hz, la tension homopolaire ajoutée sur la tension d'entrée est de l'harmonique 3.

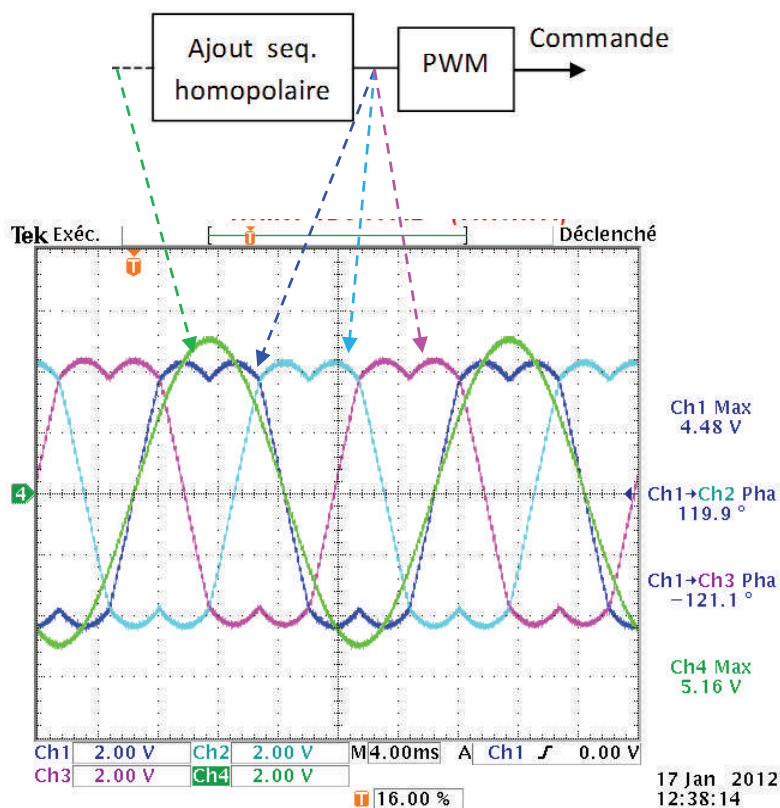


Figure 34 : Validation du bloc de traitement des modulantes du convertisseur avec un ajout de séquence homopolaire : vues d'oscilloscope, sorties analogique du contrôleur Esclave

b) Génération PWM

La stratégie de commande des convertisseurs est la PS-PWM. Chaque convertisseur génère une porteuse qui est déphasée du convertisseur suivant d'un angle $2\pi/N$, où N est le nombre de convertisseurs. Chaque contrôleur *Esclave* possède un bloc de génération de PWM qui est synchronisé de manière à générer une porteuse avec le bon décalage au cours du temps. La Figure 35 représente les mesures de porteurs synchronisés de cinq contrôleurs *Esclaves*. La fréquence des porteurs est de 900Hz et chacune est déphasée dans le temps de 222us.

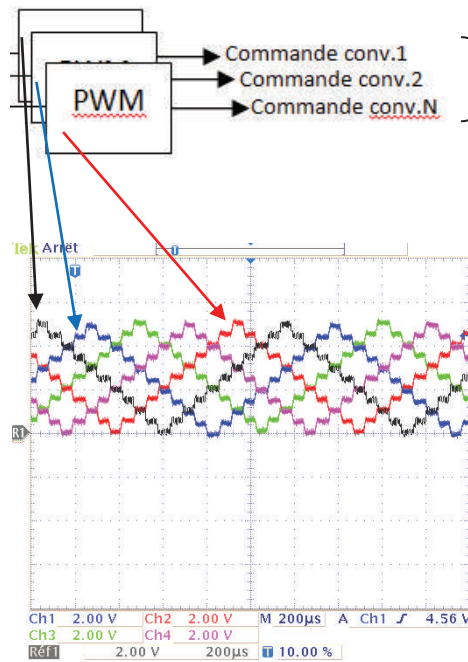


Figure 35 : Synchronisation des porteurs de cinq contrôleurs *Esclaves* : vue d'oscilloscope, sorties analogique des contrôleurs

Le relevé de la Figure 36 représente l'état logique de sortie de la phase U des cinq convertisseurs, notée *Voie B1* à *B5*. Ces signaux sont une image de la tension de sortie du convertisseur après l'intersection entre les porteurs et la modulante.

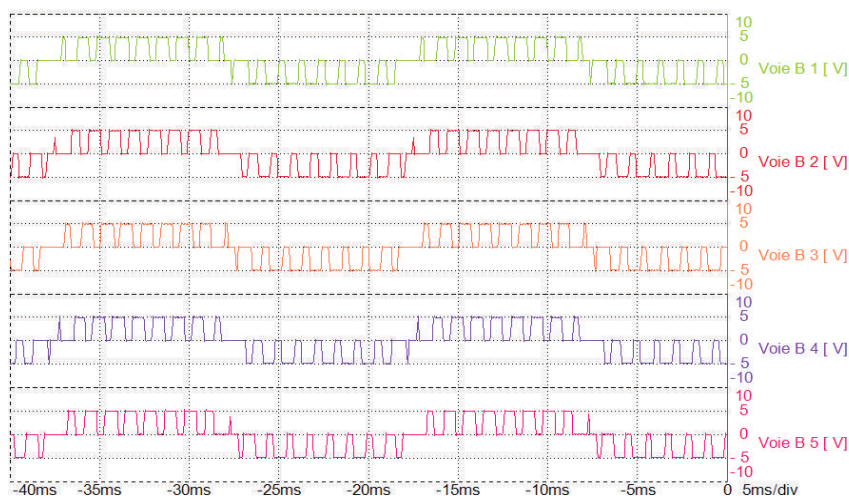


Figure 36 : Commande (états logiques) des cinq convertisseurs

4.2. Validation pendant les mises en service

Plusieurs DSVC ont été mis en service entre 2011 et 2013. C'est à travers ces différents sites que l'architecture matérielle, le contrôle des convertisseurs ainsi que l'application dédiée à compenser les perturbations d'un four à arc ont été testés et validés.

Plusieurs campagnes de mesures ont donc été réalisées afin de corrélérer les résultats expérimentaux obtenus à ceux des différentes études théoriques et simulations des précédents chapitres.

Trois DSVC sont présentés comme *bancs d'essais*, situés en Slovaquie, en Lettonie et au Bahreïn. Les caractéristiques électrotechniques de ces sites sont présentées dans le tableau 1.

Site	Slovaquie	Lettonie	Bahreïn
Puissance DSVC (partie dynamique)	48MVA	63MVA	69MVA
Nbr. de convertisseurs	6	4	4
Freq. PWM	6 x 600Hz	4 x 900Hz	4 x 900Hz
Puissance DSVC (partie statique)	41MVA (Rang 2 + Rang 3)	57MVA (Rang 3 + Rang HF)	60MVA (Rang 5 + Rang HF)
Transformateur DSVC	2,4kV/33kV	8.3kV/33kV	8.3kV/33kV
Puissance nominale four	55MVA	100MVA	120MVA

Tableau 1 : Caractéristiques électrotechniques des différents sites DSVC.

Le site de la Slovaquie a été le premier mis en service et a permis de valider l'architecture matérielle de contrôle, le contrôle des courants des convertisseurs et l'application de compensation de four à arc.

L'amortissement dynamique des filtres fortement résonants ainsi que la fonctionnalité consistant à compenser la puissance active du four à arc ont été validés sur le site de la Lettonie.

Enfin, l'ensemble des mesures obtenues sur ces trois sites permet d'évaluer les performances attendues sur la qualité de l'énergie du réseau.

4.2.1. Validation du contrôle des courants du DSVC

Chaque contrôleur *Esclave* du DSVC comprend un régulateur de courant afin que les convertisseurs se comportent de façon identique et contribuent pour $1/N$ ^{ème} de la puissance totale. Les enregistrements ci-dessous présentent les mesures réalisées sur un convertisseur parmi les six. La fréquence de commutation de chaque convertisseur est de 600Hz.

La Figure 37 représente les références ($I_{ref_alpha/beta}$) et les mesures ($I_{mes_alpha/beta}$) d'un convertisseur, tracées dans le repère α/β , ainsi que leurs modules ($ModRef.$ et $ModMesure$). Un échelon de référence de 0,5 à 1 p.u a été réalisé afin de mesurer le temps de réponse qui est ici d'environ 1ms, sans dépassement.

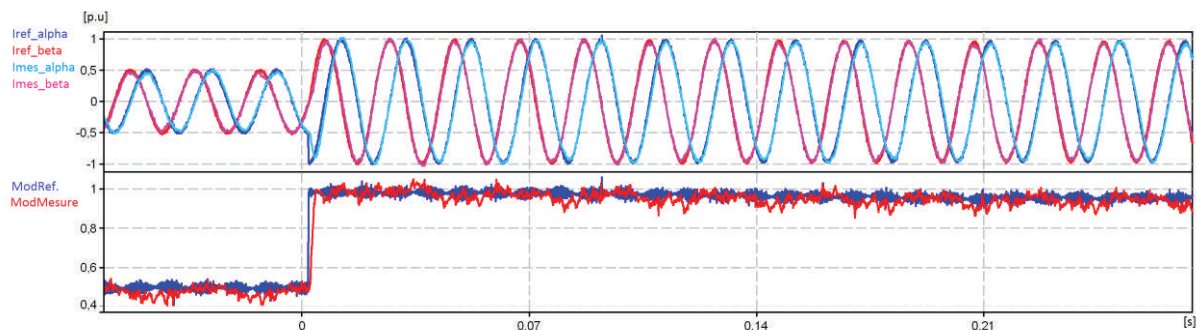


Figure 37 : Mesure des courants d'un convertisseur dans le repère α/β pendant un échelon de référence de 0,5 à 1 p.u

La Figure 38 représente les mesures d'un des convertisseurs pendant la compensation des perturbations du four à arc. Les signaux de référence ($I_{ref_alpha/beta}$) et mesurés ($I_{mes_alpha/beta}$) sont quasiment confondus et la dynamique est suffisante pour suivre les harmoniques de courant jusqu'au rang 7.

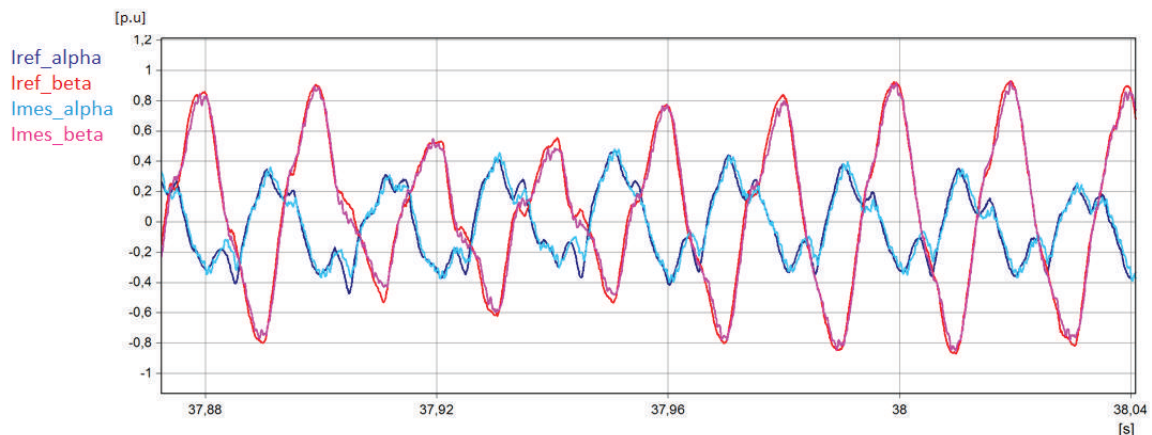


Figure 38 : Mesure des courants d'un convertisseur dans le repère α/β pendant la compensation des courants d'un four à arc

Enfin, la mesure des courants triphasés de tous les convertisseurs met en évidence qu'ils se comportent tous de manière identique. C'est ce que l'on peut constater sur la Figure 39 qui représente les courants mesurés en sortie des six convertisseurs. La différence entre les courants d'une même phase est inférieure à 5%.

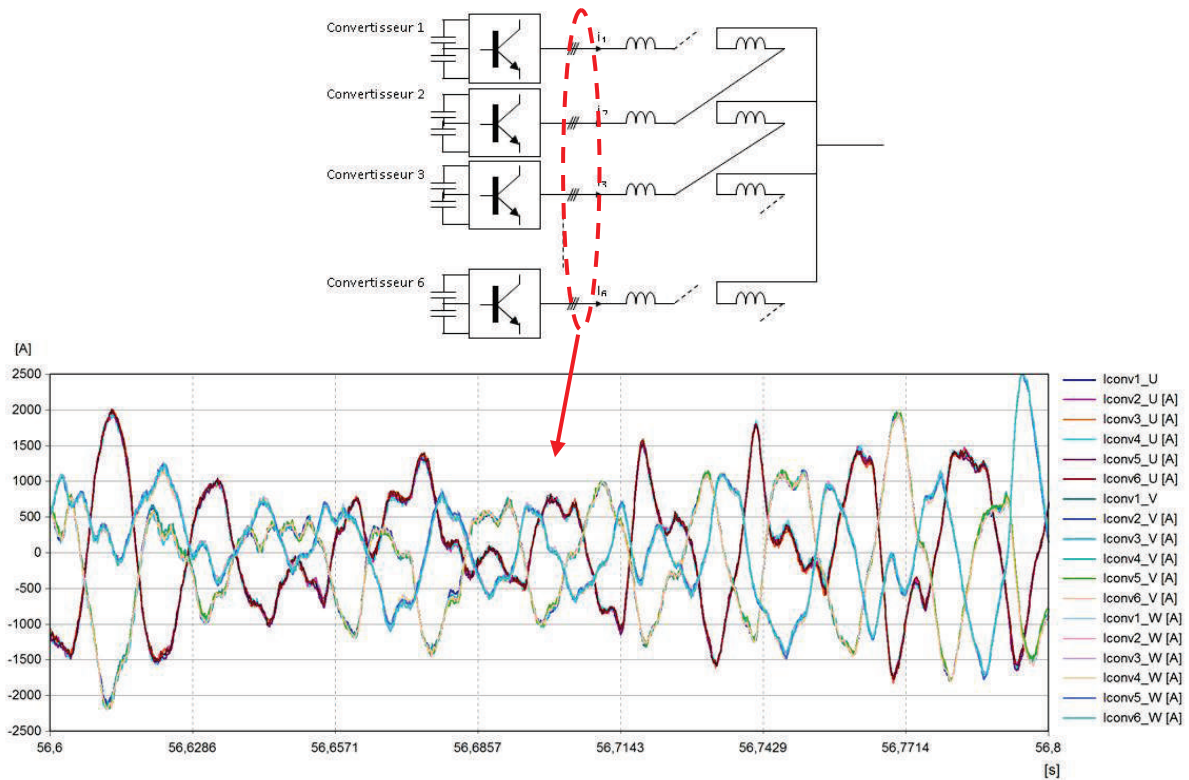


Figure 39 : Mesure des courants triphasés de six convertisseurs pendant la compensation d'un four à arc

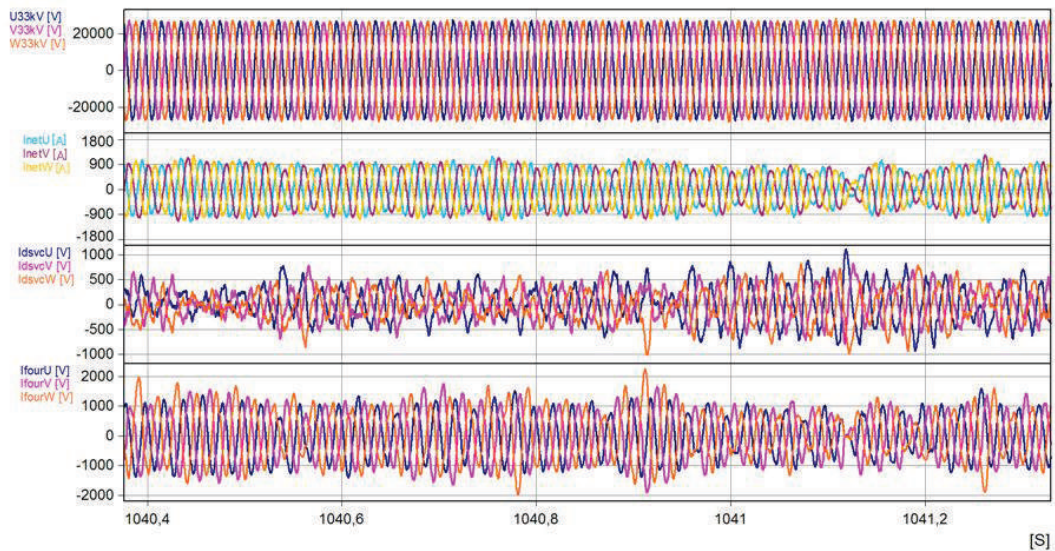
L'ensemble de ces résultats permet de conclure que l'architecture matérielle du DSVC, composée de contrôleurs *Maître* et *Esclaves* assure le contrôle et l'égalité des courants de tous les convertisseurs, et par conséquent la maîtrise du courant total du DSVC. Il est d'ailleurs intéressant de constater que les résultats de simulation et ceux mesurés sur un équipement sont extrêmement proches (cf Section 2.4).

4.2.2. Validation de l'algorithme de compensation des courants du four

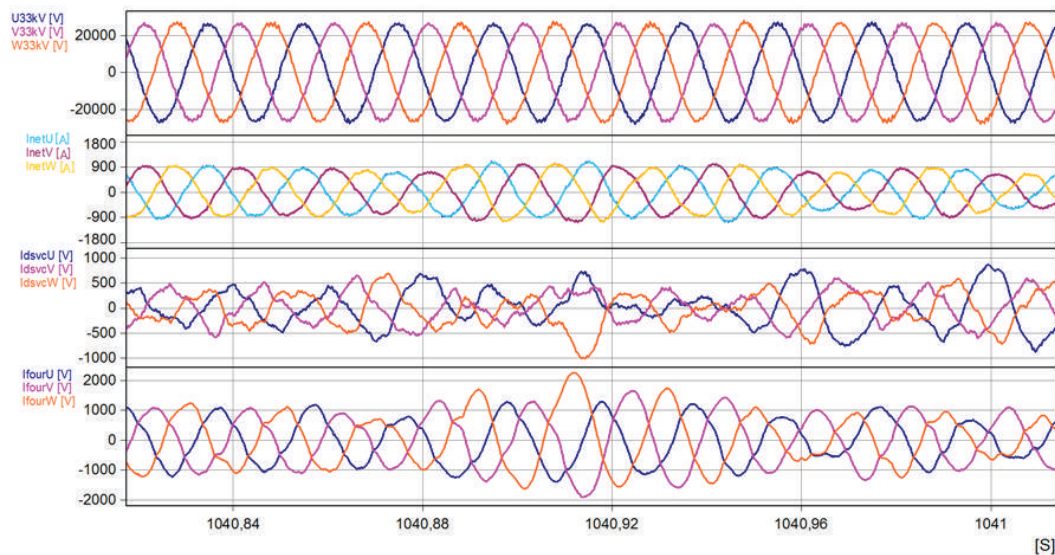
La partie dédiée au contrôle des courants du DSVC ayant été précédemment validée, la validation de l'algorithme de compensation des perturbations générées par le four à arc (appelée également fonction *Application*) porte sur plusieurs points :

- 1) Vérifier que les courants renvoyés au réseau soient équilibrés et en phase avec la tension du réseau. Ceux-ci peuvent être contrôlés en réalisant des enregistrements temporels des différentes grandeurs (tensions/courants) du réseau 33kV.
- 2) Mesurer les paramètres liés à la qualité du réseau (puissances actives/réactives, facteurs de puissance, harmoniques, Flicker).
- 3) Valider les algorithmes dédiés à l'amélioration du Flicker par la compensation de puissance active (Chapitre 3 section 3.4.2) et l'amortissement dynamique de filtre (Chapitre 3 section 3.4.1).

Les Figures 40 ci-dessous représentent les mesures des tensions et des courants au réseau 33kV de l'usine. Les courants réseaux sont équilibrés et en phase avec la tension réseau (Figure 40 b). Les courants du DSVC sont mesurés après le transformateur 33kV, ce qui correspond à la somme des courants des six convertisseurs.



(a)



(b)

Figure 40 : Mesures au réseau 33kV : Tensions réseau, courant réseau, courant DSVC et courants four. (a) Vue d'ensemble ; (b) vue détaillée

4.2.3. Qualité réseau

Les différentes mesures des puissances, de THD et d'harmoniques sont réalisées par un analyseur réseau (Fluke 1760).

Le tableau 2 ci-dessous donne, à titre indicatif, les principales normes relatives à la qualité réseau en fonction des types de mesures. La plupart de ces mesures sont statistiques et portent sur des valeurs à 95%.

Mesures	Normes
Déséquilibre en tension	IEC 61000-3-13
Harmoniques de tension	IEC 61000-3-6
Harmoniques de courant	IEEE 519
Flicker	IEC 61000-3-7

Tableau 2 : Normes associées aux différentes mesure de qualité réseau

La Figure 41 représente les mesures de puissances actives et réactives sur le réseau 33kV de l'usine pour chaque phase pendant une journée. Ces mesures correspondent au site de la Slovaquie avec un four à arc de 55MVA. La puissance réactive moyenne est quasiment nulle et seule de la puissance active transite sur le réseau (le four consomme ici jusqu'à 50MW). Ces courbes, d'allures similaires aux simulations de la section 2.4, permettent de conclure que la compensation des perturbations du four par le DSVC est effective.

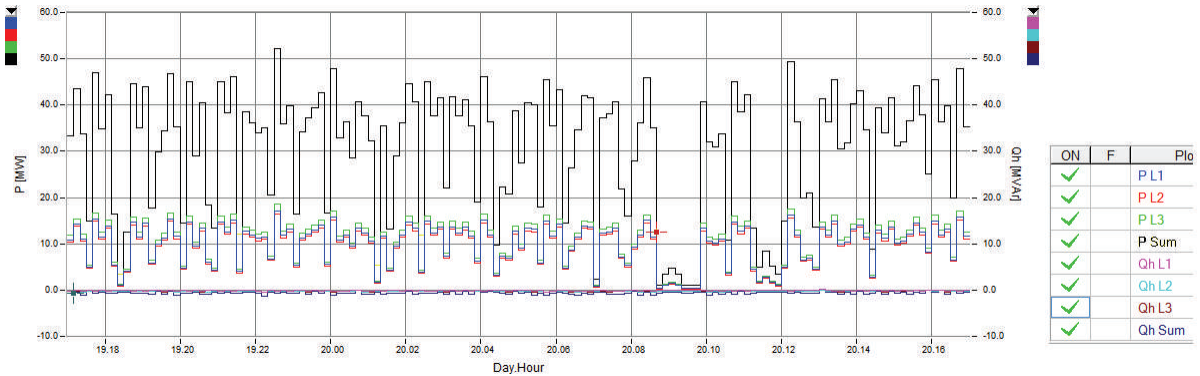


Figure 41 : Mesures (analyseur réseau Fluke 1760) sur une journée des puissances actives et réactives du réseau usine 33kV avec DSVC

Enfin, les campagnes de mesures menées sur les différents sites sont partiellement présentées dans le tableau 3 ci-dessous, en vis-à-vis avec les valeurs limites. Les différentes valeurs indiquées sont issues d'un analyseur réseau certifié de type Fluke 1760.

Slovaquie	Valeur limite	Valeur mesurée
Déséquilibre en tension	1,50%	0,50%
THD	2,50%	1%
Facteur de puissance	>0,95	0,99
Flicker (Pst)	0,8	1,1(*)
Lettonie	Valeur limite	Valeur mesurée
Déséquilibre en tension	2%	1,4%
THD	2%	<2%
Facteur de puissance	>0,95	0,99
Flicker (Pst)	1	<1
Bahrein	Valeur limite	Valeur mesurée
THD	3%	0,36%
Facteur de puissance	0,95	0,99
Flicker (Pst)	0,8	0,6

Tableau 3 : Mesures de qualité réseau

(*)Flicker préexistant de 0,3

Les résultats de mesures obtenus sur les différents sites sont en accord avec les performances attendues avec le DSVC. Cela permet donc d'affirmer que la fonction *Application* dédiée à la compensation des perturbations du four à arc, associée à la configuration électrotechnique du DSVC, donne satisfaction.

4.2.4. Validation de l'amortissement dynamique

L'amortissement dynamique est une fonction développée spécialement lorsque les filtres passifs du DSVC présentent de fortes amplifications aux fréquences d'anti-résonances. Cette fonction est d'ailleurs indispensable sur les configurations de DSVC utilisant des filtres HF de forte puissance comme sur les sites de Lettonie ou du Bahrein. Elle permet d'amortir tout le système, comprenant les filtres passifs et le réseau afin que celui-ci soit constamment stable au cours du temps surtout lorsque le four à arc est en fonctionnement.

Sur ces sites, les filtres HF du DSVC sont des bancs capacitifs d'une puissance d'environ 30MVar. La fonction d'amortissement dynamique a été testée et validée sur le site du DSVC installé en Lettonie, qui correspond à l'étude développée aux Chapitre 3 section 3.4.1.

La Figure 42 présente les résultats des mesures d'enclenchement des filtres sur le réseau avec la fonction d'amortissement dynamique. La première séquence correspond à l'enclenchement d'un filtre de rang 3, suivi de l'enclenchement du banc capacitif. La mesure des courants, notée $I_{filtUVW}$, correspond à la somme des courants dans le filtre de rang 3 à travers le banc capacitif. Le transitoire de courant pour chaque filtre dure deux à trois périodes et est assez similaire aux enclenchements réalisés en simulation.

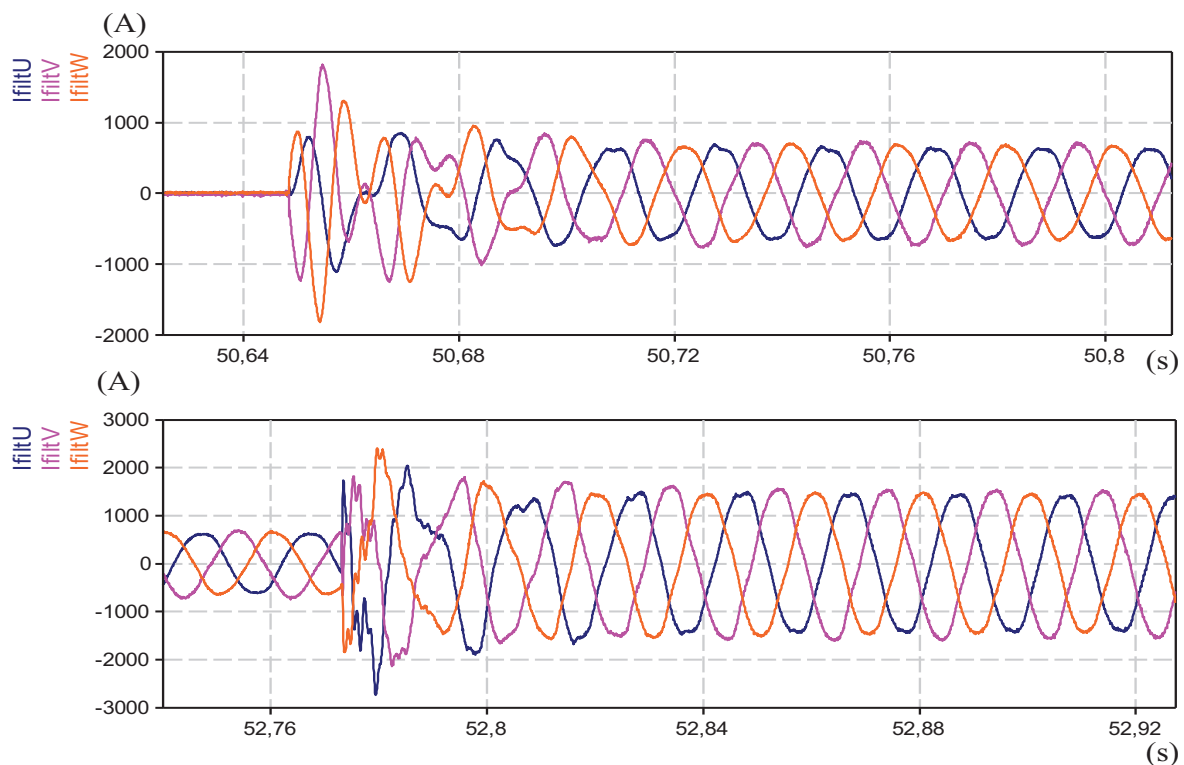


Figure 42 : Courants filtres mesurés avec la fonction d'amortissement dynamique par le DSVC. (haut) Enclenchement du filtre accordé au rang 3 de 27MVar ; (bas) enclenchement du banc capacitif de 30MVar

La Figure 43 représente les mesures des courants filtres, DSVc et réseau en présence de courant four. Cette mesure montre que les courants filtres restent stables pendant les phases transitoires et court-circuits du four.

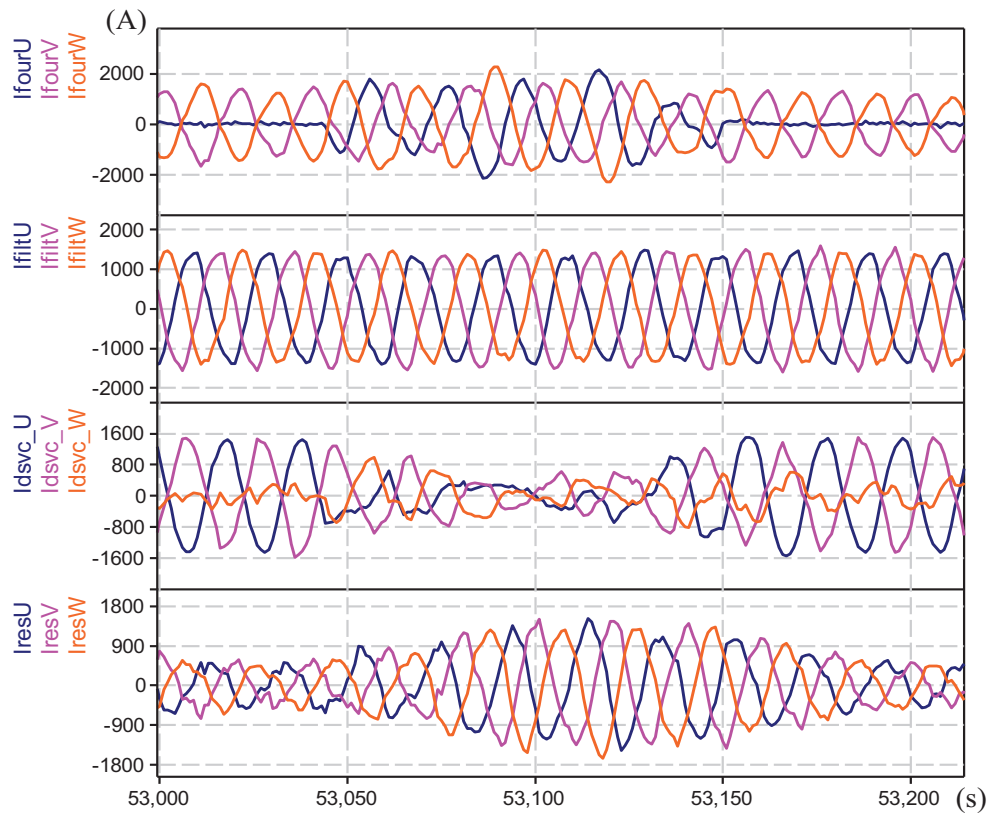


Figure 43 : Amortissement des filtres par le DSVc. (De haut en bas) : courants four, courants filtres, courants DSVc et courants réseau.

Dans le cas où l'amortissement dynamique n'est pas en fonction, le banc capacitif qui n'est plus amorti par le DSVc est excité par les harmoniques de courants générés par le four. Ce cas est présenté à la Figure 44. On constate alors une très forte amplification des courants du filtre dont la fréquence d'anti-résonance est située autour du rang 5. Les filtres sont alors déconnectés du réseau par les dispositifs de protection qui se déclenchent au bout d'un temps d'environ 100ms.

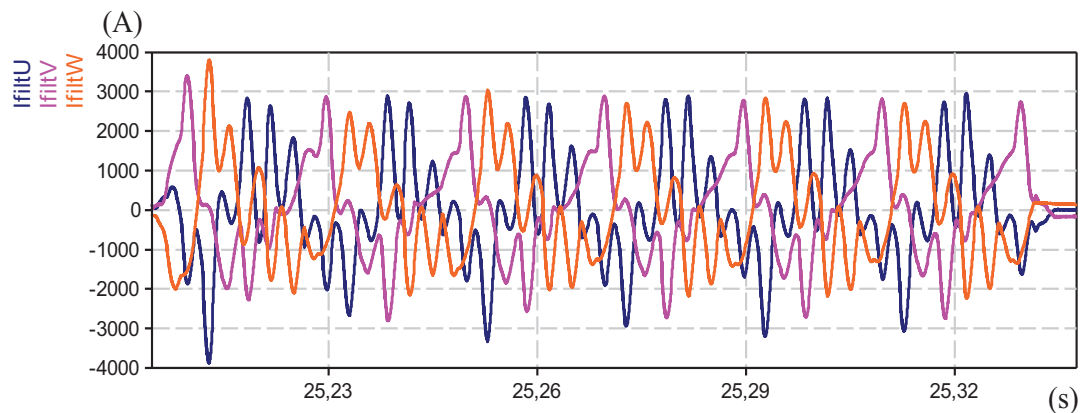


Figure 44 : Courants filtres excités par un four à arc sans amortissement dynamique

Les études théoriques, par simulation, ainsi que les expérimentations sur site industriel présentées permettent donc de conclure sur l'efficacité du principe théorique de l'amortissement dynamique proposé. Les différents essais d'endurance ont montré que cet amortissement est efficace tant lors de la mise en service des filtres (enclenchement) que lors des phases de court-circuit du four, ce qui démontre qu'il est possible d'amortir des filtres peu et non amortis en présence de courants de four à arc.

4.2.5. Amélioration du Flicker par compensation de puissance active

La mesure du Flicker est normalisée et doit être réalisée par des appareils dits certifiés. Il est cependant difficile d'évaluer, par une mesure directe de la valeur de Pst ou Plt, le facteur de réduction du Flicker. Celui-ci correspond au ratio des valeurs de Pst avec et sans DSVC. Ce rapport est important car il est un indicateur qui permet de tester de nouvelles fonctionnalités dédiées à l'atténuation du Flicker et d'évaluer leur efficacité. Plusieurs méthodes peuvent être mises en œuvre afin d'évaluer ce facteur de réduction.

La méthode la plus directe consiste à faire des mesures de Pst avec un four connecté sur le réseau sans DSVC, puis avec le DSVC, et de faire le ratio des mesures de Pst obtenues. Cette méthode présente certains désavantages. Premièrement, un essai de ce genre nécessite l'accord du gestionnaire de réseau qui verra alors son réseau fortement pollué par un four à arc. Cet accord est exceptionnel et de courte durée, ce qui implique un nombre de mesures limité. De plus, pour limiter cette pollution, le four à arc fonctionne à puissance réduite. L'autre inconvénient est que le réseau étant fortement perturbé, la puissance de court-circuit du four à arc est plus faible et n'atteindra de toute façon pas sa puissance nominale. Le fonctionnement du four à arc sans et avec DSVC n'est donc pas le même : la durée des coulées, les matériaux utilisés ne sont pas identiques. Le facteur de réduction ainsi obtenu aura donc tendance à donner des valeurs plutôt pessimistes.

L'idéal serait donc de comparer, pour un fonctionnement du four strictement identique en tous points (puissances, harmoniques, nombre et durée des paniers ...), le Flicker sans et avec DSVC. Autant dire que cette expérience est quasiment impossible à réaliser.

Pour ces raisons, une seconde méthode pour évaluer le facteur de réduction du Flicker consiste à évaluer quel serait le Flicker produit par le four à arc si le DSVC n'était pas connecté. Plus précisément, on mesure le Flicker avec le DSVC et on calcule en même temps, sur un réseau virtuel dénué de DSVC, le Flicker produit par ce même four à arc. Les valeurs de Flicker mesurées permettent donc de réaliser un ratio de valeurs de Pst qui portent sur des points de fonctionnement du four à arc strictement identiques.

La Figure 45 illustre cette méthode d'évaluation du Flicker. En pratique, le réseau virtuel est émulé en temps-réel par un contrôleur dédié qui mesure les courants du four. Les sorties analogiques de ce contrôleur correspondent aux tensions du réseau (sans DSVC) qui sont envoyées sur un analyseur réseau qui calcule simultanément les valeurs de Pst avec et sans DSVC.

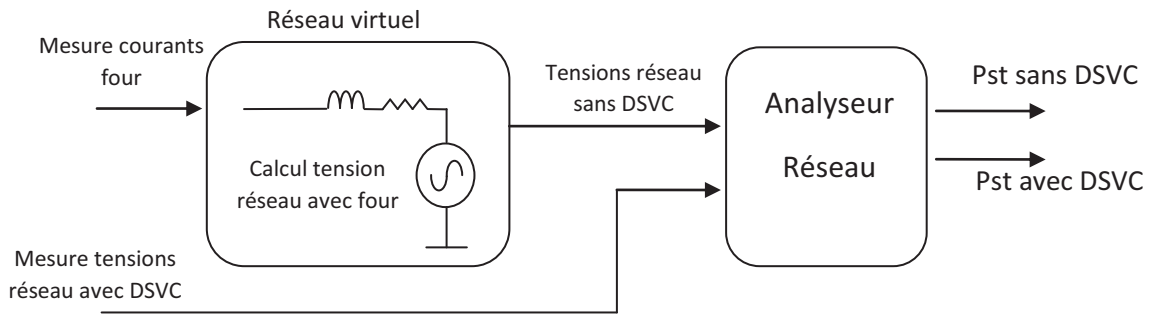


Figure 45 : Dispositif et méthode d'évaluation du Flicker avec et sans DSVC.

Le calcul de réduction du Flicker est réalisé à partir des mesures de l'appareil qui donne les valeurs de Pst avec et sans DSVC :

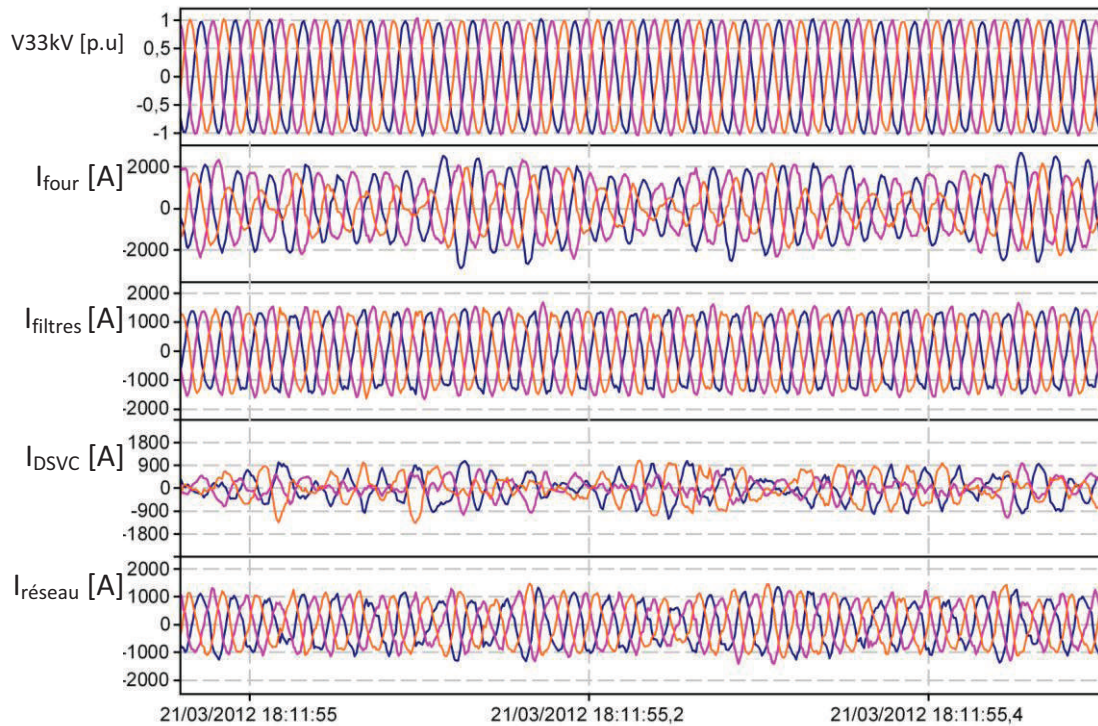
$$\text{Ratio de réduction du Flicker} = \frac{Pst_{\text{sans_DSVC}}}{Pst_{\text{avec_DSVC}}} \quad (\text{Eq. 3})$$

C'est donc cette méthode qui est retenue afin d'évaluer l'efficacité de la fonction de compensation de puissance active du four sur un équipement DSVC, développée au chapitre 3. Cette fonction consiste à diminuer le niveau de Flicker en compensant les fluctuations de puissance active du four par le DSVC (cf Chapitre 3 Section 3.4.2).

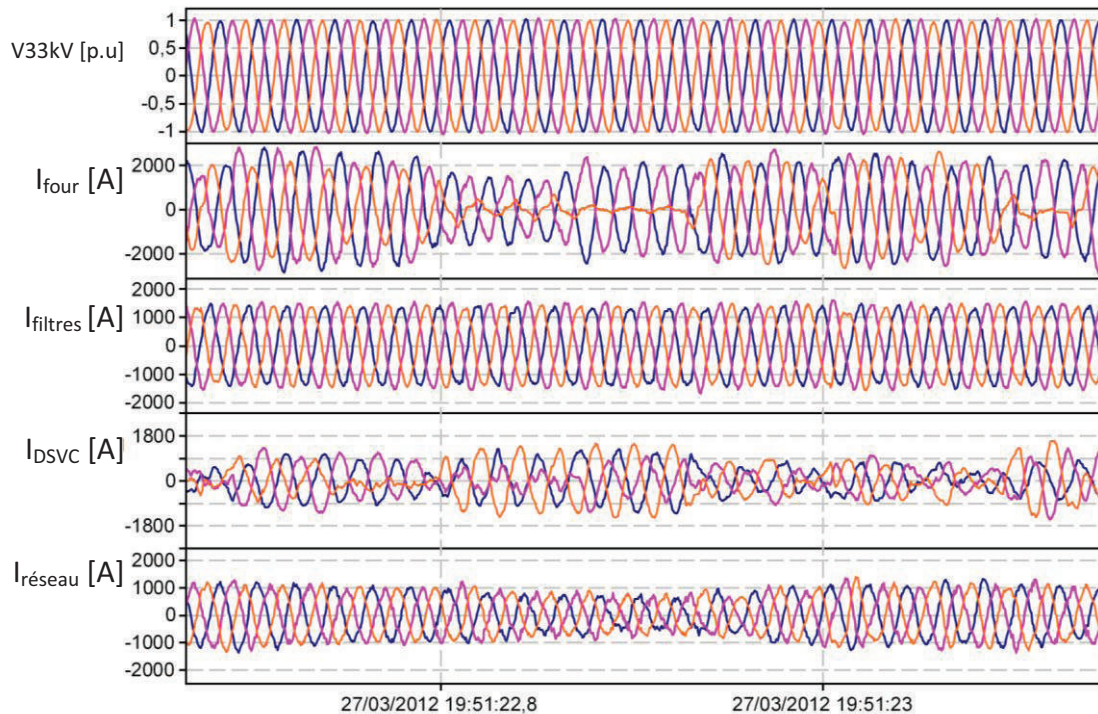
Le site du DSVC en Lettonie a permis d'expérimenter la compensation de puissance active. La capacité du bus DC et la marge en tension sont suffisantes pour que le DSVC compense jusqu'à 30% des fluctuations de puissance active du four et laisse varier la tension du bus DC sur une plage allant de 0,86 p.u à 1,05 p.u. Les Figures 46 représentent les relevés des grandeurs au réseau 33kV de l'usine avant et après l'activation de la fonction de compensation de puissance active.

On constate sur la Figure 46(a) que les courants du réseau ($I_{\text{réseau}}$) montrent des zones où les transitoires de courant sont fréquents et l'enveloppe de ces courants présente une composante basse fréquence. Ces transitoires sont dus aux variations rapides de puissance active du four à arc qui ne sont pas compensées.

Sur la Figure 46(b), la fonction de compensation des variations de puissance active du four est activée. L'effet est alors visible sur les courants du réseau dont l'enveloppe est plus stable et les transitoires moins abruptes.



(a)



(b)

Figure 46 : (a) Sans fonction de compensation de puissance active ; (b) Avec fonction de compensation de puissance active

Si une modification de l'enveloppe des courants du réseau est visible, il n'en reste pas moins que le gain apporté par la fonction qui compense les variations de puissance du four ne peut être évalué uniquement à partir de ces mesures. C'est pour cette raison que la méthode de calcul de réduction de Flicker présentée précédemment est plus appropriée car elle permet de mesurer le gain relatif obtenu en activant et désactivant cette fonction.

Des mesures sur de longues durées ont donc été menées avec et sans l'activation de la fonction de compensation de puissance active. Un échantillon de ces mesures est présenté sur la Figure 47 qui représente quatorze coulées de four sur une durée de 12 heures. Les barres graph en verts représentent le facteur de réduction du Flicker toutes les 10 minutes, calculé selon la méthode proposée.

La comparaison des mesures sans DSVC (Figures 47(a)) et avec DSVC (Figure 47(b)) montre la réduction du Flicker est améliorée d'environ 20%.

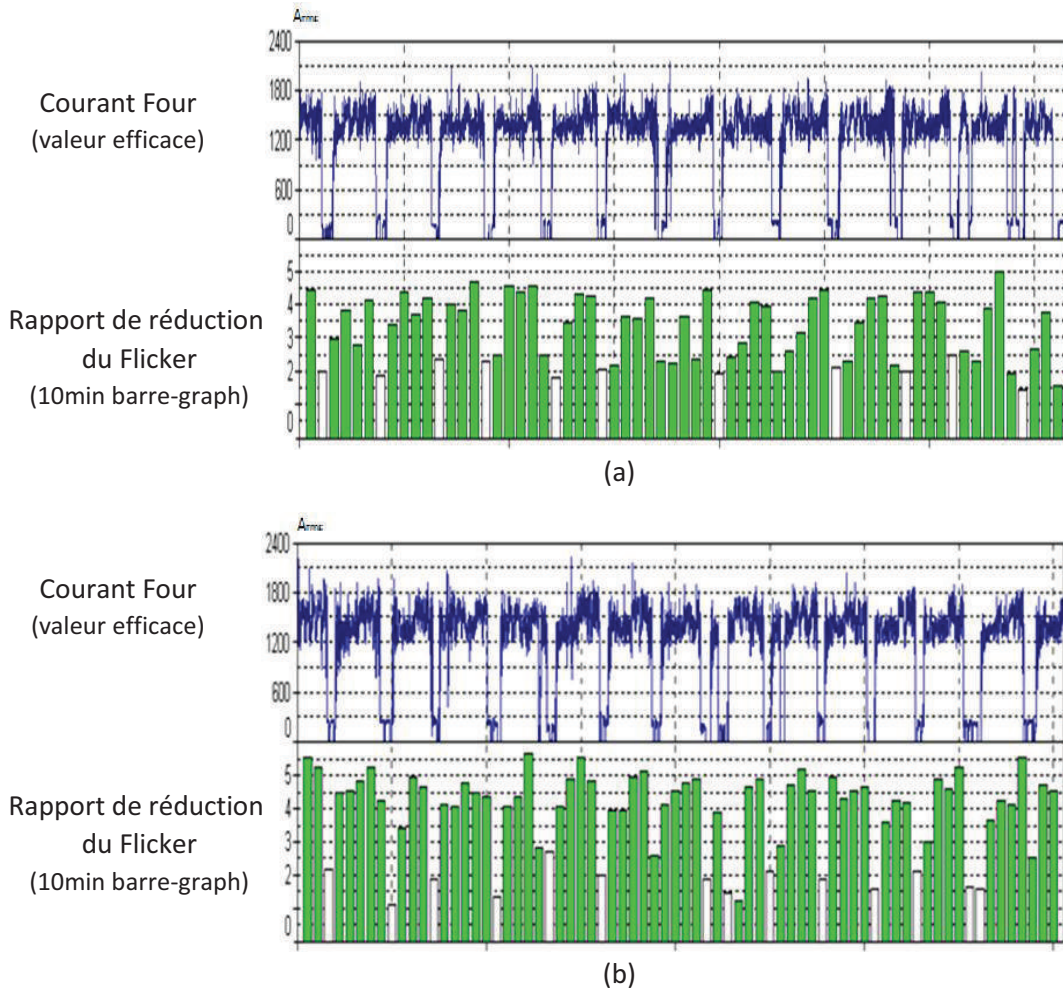


Figure 47 : Rapport de réduction du Flicker : (a) sans fonction de compensation de puissance active ; (b) avec fonction de compensation de puissance active

5. Conclusion

L'application DSVC actuelle, composée de convertisseurs en parallèle et connectés au réseau à travers un transformateur, a permis la validation et la mise en œuvre du contrôle pour convertisseur multiniveaux. Un contrôle pour convertisseur spécifique à cette topologie (convertisseurs en parallèle) a été mis en pratique à partir des points développés au Chapitre 3.

La mise en œuvre de ce contrôle a nécessité la mise en place d'une architecture matérielle spécifique, basée sur le matériel standard disponible au sein de l'entreprise. Cette architecture est l'aboutissement d'une étude complexe (menée par l'équipe Contrôle) qui a donné lieu à la stratégie développée dans ce chapitre afin de satisfaire les critères de rapidité et de performances de la compensation des fours à arc. D'ailleurs, cette architecture servira très probablement de base au développement d'une future architecture matérielle pour des convertisseurs multiniveaux sans transformateurs, tels qu'étudiés dans les Chapitres 2 et 3.

Dans un contexte industriel, plusieurs phases de développement et de tests ont été réalisées avant la mise en service de ces équipements. Celles-ci ont permis de lever les principaux risques associés à l'architecture hardware et à l'implémentation du contrôle, de la théorie à la pratique.

Trois équipements DSVC industriels de puissances différentes (entre 90 et 130MVA au total) ont ensuite permis de valider, dans son ensemble, les principaux points développés dans les chapitres précédents à savoir :

- La stratégie de contrôle d'une topologie de convertisseur multiniveaux,
- L'application dédiée à la compensation des perturbations d'un four à arc ainsi que les études portant sur l'amélioration apportée par la compensation de la puissance active du four et l'amortissement dynamique de filtres fortement résonants,
- L'architecture hardware de contrôle *Maître/Esclaves* pour convertisseurs multiniveaux,
- Les performances en termes de qualité réseau.

En conclusion, les résultats ainsi obtenus sont conformes aux différentes études et simulations.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de cette thèse apportent une contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux, de leur contrôle et de leur utilisation pour des applications réseau moyenne tension et plus particulièrement la compensation des perturbations générées par un four à arc. Elle répond à un besoin de l'entreprise GEPC pour le développement de futurs convertisseurs multiniveaux, pour des applications industrielles, qui cibleront les domaines STATCOM/DSVC et HVDC.

Ce qui différencie une solution à base de convertisseurs multiniveaux par rapport aux convertisseurs classiques 2/3-niveaux, c'est une meilleure qualité de tension et la possibilité de connecter ces convertisseurs directement sur le réseau, sans avoir à utiliser un transformateur de tension. Les niveaux de puissance sont également plus importants, atteignant des valeurs jusqu'à 1GVA pour certaines applications. Pour cela, les topologies modulaires sont tout à fait adaptées car elles offrent un degré de liberté très intéressant sur l'amplitude de la tension de sortie, qui est ajustée par la mise en série de modules ou de briques élémentaires. Les modules ainsi étudiés pour construire ces convertisseurs sont le pont en H, le $\frac{1}{2}$ pont en H et le pont en H 3-niveaux.

Augmenter le nombre de niveaux de tension du convertisseur améliore la qualité de la tension et diminue les contraintes liées aux variations de tensions (dV/dt) et aux perturbations électromagnétiques. De plus, lorsque le nombre de niveaux est suffisant, le filtrage des harmoniques de tension générés par le convertisseur sur le réseau n'est plus nécessaire. Si pour une application DSVC, ces harmoniques de commutation peuvent aisément être atténués par des filtres passifs accordés et/ou HF, pour d'autres applications telles que les liaisons HVDC où des convertisseurs multiniveaux de 400kV sont employés, se passer de filtres réseau à ces niveaux de tension est un avantage.

Une étude des différents modules a été réalisée en tenant compte des modèles thermiques des composants de puissance (IGBT/diode standard utilisé chez GEPC) et des radiateurs. Elle a permis de prédire les pertes et les températures de jonctions en fonction de la stratégie de modulation utilisée, et pour plusieurs points de fonctionnement. Deux modulations ont été explorées pour cette étude (de type PWM et pleine-onde) et il en ressort qu'un courant efficace de 1,5kA est un point de fonctionnement atteignable pour les ponts en H, $\frac{1}{2}$ ponts en H et ponts en H 3-niveaux. Ces résultats seront nécessaires pour les développements futurs sur la conception d'un module prototype afin de valider ces estimations.

Pour les applications réseau, les trois configurations de convertisseur étudiées (étoile, triangle et étoiles-symétriques) n'offrent pas toutes les mêmes caractéristiques en termes de puissance et de mise en œuvre du contrôle. Il en ressort que c'est la configuration en triangle qui est la plus attrayante pour une application DSVC car le contrôle des courants et des bus DC est plus aisé que pour la configuration en étoiles-symétriques ou en étoile. En effet, ces dernières impliquent des contraintes de dimensionnement et des difficultés au niveau du contrôle des bus DC lorsque la compensation des courants déséquilibrés est nécessaire.

La fiabilité et la redondance des convertisseurs multiniveaux est complexe et dépend de plusieurs paramètres. Cependant, l'étude simplifiée réalisée ici montre une forte dépendance entre la stratégie de redondance choisie et la tension du module. Ces deux stratégies consistent à ajouter des composants en série à l'intérieur d'un module, ou bien d'ajouter des modules supplémentaires dans

les bras du convertisseur. Ainsi, pour une application 33kV, il vaut mieux privilégier des modules de tensions faibles. Par exemple, avec des modules de 2,5kV la redondance peut être réalisée au niveau des modules qui sont en nombre important, ce qui permet de perdre un certain nombre de modules (au prix d'une dégradation des performances) sans pénaliser le dimensionnement initial ni avoir à ajouter de composants supplémentaires. Pour une étude plus approfondie de la fiabilité, il faudra prendre en compte tous les éléments qui constituent un convertisseur (électronique, éléments passifs, mécaniques, architecture de contrôle...). Cette étape interviendra au moment du développement du module et du convertisseur.

Le contrôle des convertisseurs multiniveaux a été abordé sous plusieurs aspects qui mettent en évidence les différents liens qui se cachent derrière ce mot qui a donc été décliné en trois sous parties :

1. Le contrôle du convertisseur multiniveaux qui permet de réguler les tensions et les courants du convertisseur aux valeurs désirées,
2. L'application qui calcule les références de tensions/courants nécessaires pour réaliser une fonction indépendamment de la topologie du convertisseur. Cette fonction est la compensation des perturbations d'un four à arc,
3. L'architecture du contrôle, qui est la réalisation matérielle et logicielle qui permet d'intégrer la totalité des points ci-dessus.

L'étude du contrôle pour convertisseurs multiniveaux a été menée de façon à ce que les différents types de régulateurs (de courant et de tension) soient indépendants et le plus génériques possible. On retrouve donc, quels que soit la configuration ou les modules utilisés, le même régulateur de courant (dit générique) destiné au contrôle des courants échangés entre le convertisseur et le réseau. Ensuite, des régulateurs de courants plus spécifiques et dédiés aux configurations du convertisseur sont encapsulés sur celui-ci. Les résultats de simulations montrent ainsi des performances et un comportement identique entre les configurations en étoile, étoiles-symétriques et triangle.

La même démarche a été menée sur la régulation des bus DC qui a abouti à un algorithme d'équilibrage des bus DC des modules (qui font partie du même bras) utilisable sur toutes les configurations du convertisseur envisagées. Pour une application DSVC, cette stratégie donne des résultats satisfaisants avec une modulation de type PWM mais sera probablement inadéquate pour une modulation de type plein-onde. C'est donc un sujet à développer si cette dernière est employée, notamment pour des applications différentes du DSVC où la minimisation des pertes du convertisseur est requise.

Un algorithme de compensation d'un four à arc a été présenté afin de réduire les perturbations réseau générées par celui-ci. C'est l'application qui intègre un algorithme qui a pour rôle de compenser les courants déséquilibrés du four et les harmoniques, de corriger le facteur de puissance et d'atténuer le Flicker. Des simulations ont ensuite été réalisées (toutes dans les mêmes conditions) afin de valider l'algorithme de compensation, les topologies de modules (pont en H, $\frac{1}{2}$ pont en H et pont en H 3-niveaux) et les configurations (triangle et étoiles-symétriques) avec un four à arc. La modélisation complète du système, comprenant le four à arc, les filtres passifs et les convertisseurs multiniveaux avec leur contrôle a été réalisée sous le logiciel Matlab/Plecs. Les résultats de ces simulations montrent, qu'au niveau du jeu de barres de l'usine (réseau 33kV), les performances sont équivalentes : les formes d'onde des courants du réseau ainsi que les puissances actives/réactives

sont identiques. Ces simulations permettent donc de valider ces topologies multiniveaux pour une application DSVC destinée à la compensation d'un four à arc.

Deux nouvelles fonctionnalités ont été apportées à l'algorithme de compensation. La première est basée sur un contrôle qui permet de réduire le phénomène de Flicker créé par les variations de puissance active du four à arc. Pour ce faire, les variations de puissance active du four sont absorbées par le convertisseur de tension grâce à la mise en œuvre d'une nouvelle fonction basée sur la fluctuation du bus DC. Cette fonctionnalité a été étudiée de manière à ne pas modifier la valeur de la capacité d'origine du convertisseur. Les simulations ont ainsi montré des résultats positifs sur la diminution du phénomène de Flicker. La seconde amélioration concerne la stabilité du système composé du four, de filtres passifs et du réseau et du DSVC. Une loi de commande est proposée afin d'assurer un amortissement dynamique des filtres passifs du DSVC par le convertisseur. Cette commande permet ainsi de limiter l'amplification (aux fréquences d'anti-résonance) entre les filtres et le réseau et d'améliorer ainsi la qualité du réseau. Cela laisse également plus de liberté dans le choix de la topologie des filtres passifs du DSVC ainsi que leur dimensionnement.

Plusieurs mises en service ont été réalisées durant cette thèse sur des équipements DSVC composés de convertisseur 3-niveaux connectés en parallèle. Les travaux réalisés sur le contrôle des convertisseurs multiniveaux et la partie application ont ainsi pu être utilisés pour les différents projets. Pour cela, une architecture matérielle a été développée sur la base des contrôleurs utilisés dans l'entreprise. Cette architecture, développée par l'équipe contrôle, permet de réaliser les fonctionnalités du DSVC. De nombreux tests de validation en laboratoire et les campagnes de mesures à travers les différents sites ont ainsi permis de valider les points suivants :

- La partie correspondant au contrôle des courants du convertisseur donne des résultats très proches de ceux obtenus en simulation. Les temps de réponse mesurés sont de l'ordre de la milliseconde et la dynamique est suffisante pour compenser des harmoniques de courants jusqu'au rang 7,
- L'application dédiée à la compensation des perturbations du four à arc donne des résultats similaires à ceux obtenus en simulation. Les mesures de qualité réseau (facteur de puissance, harmoniques, déséquilibre ...) satisfont les normes,
- La fonctionnalité développée pour compenser le Flicker causé par les variations de puissance du four a été validée sur site et a montré une amélioration d'environ 20% sur les valeurs de Flicker,
- L'amortissement de l'anti-résonance entre les filtres passifs et le réseau par le DSVC a montré son efficacité sur deux sites où les parties passives des DSVC utilisent des filtres capacitifs purs non amortis.

Les résultats expérimentaux obtenus sur les équipements DSVC ont donc permis de valider la partie contrôle pour convertisseur multiniveaux ainsi que la partie application pour la compensation d'un four à arc.

Le développement d'un futur convertisseur multiniveaux sera une topologie sans transformateur, probablement basée sur des modules ponts en H avec une configuration en triangle. Si l'architecture matérielle et logicielle développées pour l'application DSVC actuelle est performante, elle requerra des études et un développement supplémentaire. En effet, le nombre important de modules nécessitera un réseau de communication rapide et plus complexe que les architectures actuelles. Les contrôleurs actuels devront probablement être modifiés, voire remplacés. Cette architecture sera d'autant plus indispensable pour une application HVDC car dans ce cas plusieurs centaines de modules devront être simultanément contrôlés.

Bibliographie

- [1] Électrotechnique, Théodore Wildi, Théodore Wildi, Gilbert Sybille, Broché: 1215 pages, De Boeck; Édition : 4e édition ISBN-10: 2804148920
- [2] Energie électrique, Volume 12 de Traité d'électricité, Michel Aguet, Jean-Jacques Morf, PPUR presses polytechniques, ISBN 2604000024
- [3] Théorie et calcul des phénomènes électriques de transition et des oscillations par Charles Proteus Steinmetz ; traduit par Paul Bunet, Date d'édition : 1912, Éditeur : H. Dunod et E. Pinat (Paris), Source : Bibliothèque nationale de France
- [4] IEEE Std 399-1997, IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis
- [5] Handbook of Ferroalloys: Theory and Technology, Michael Gasik, Éditeur Butterworth-Heinemann, 2013, ISBN 0080977669
- [6] Cahiers Techniques Schneider Electric, Stabilité dynamique des réseaux, électriques industriels. - CT185 B. De Metz Noblat, G. Jeanjean. 24 pp., 01/97.
- [7] Power Quality in Power Systems and Electrical Machines, Auteurs Ewald Fuchs, Mohammad A. S. Masoum, Éditeur Academic Press, 2011, ISBN 0080559174
- [8] IEEE Std 1159-2009, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality
- [9] IEEE Std 1250-2011, IEEE Guide for Identifying and Improving Voltage Quality in Power Systems
- [10] Steeluniversity.org, source internet en ligne, Section e-Learning consultée en 2013, <http://www.steeluniversity.org/content/html/eng/default.asp?catid=195&pageid=2081272018>
- [11] IEC 61000-3-7, Technical Report, Part 3-7: Limits – Assessment of emission limits for the connection of fluctuating installations to MV, HV and EHV power systems
- [12] Norme IEC 61000-4-15, Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4: Techniques d'essai et de mesure – Section 15: Flickermètre – Spécifications fonctionnelles et de conception
- [13] Renner, H., "Flicker source identification in meshed high voltage grids," Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), 2012, vol., no., pp.1,6, 11-13 June 2012
- [14] Perera, S.; Robinson, Duane; Elphick, S.; Geddey, D.; Browne, N.; Smith, V.; Gosbell, V., "Synchronized Flicker measurement for Flicker transfer evaluation in power systems," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.21, no.3, pp.1477,1482, July 2006
- [15] Flexible Ac Transmission Systems (FACTS), Yong-Hua Song, Allan T. Johns, Éditeur IET 1999, 0852967713
- [16] ROBERT (A.) et COUVREUR (M.). – Expérience récente de raccordement de grands fours à arc sous l'angle du Flicker. Publication CIGRÉ 36-305, septembre 1994
- [17] Shakweh, Y., "New breed of medium voltage converters," Power Engineering Journal, vol.14, no.1, pp.12,20, Feb. 2000
- [18] POWER ELECTRONICS HANDBOOK, Muhammad Rashid, Edition 3, Elsevier, 2011, ISBN 0123820375
- [19] Kouro, S.; Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Pou, J.; Franquelo, L.G.; Bin Wu; Rodriguez, J.; Perez, M.A.; Leon, J.I., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.57, no.8, pp.2553,2580, Aug. 2010
- [20] GE, ABB, Siemens, Ansaldo, Schneider Electric, TMEIC, Rockwell, Mitsubishi Electric
- [21] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.1A-17, no.5, pp.518,523, Sept. 1981
- [22] US4210826 (A) - Switching circuit, Inventeur(s) BAKER RICHARD H [US], Cessionnaire d'origine Exxon Research & Engineering Co., Date de dépôt 21 sept. 1978, Date de publication 1 juil. 1980
- [23] US4443841 (A) - Neutral-point-clamped PWM inverter, Inventeur(s): MIKAMI WATARU [JP]; NAGATAKE KAZUO [JP]; ONO TAKUO [JP] + (MIKAMI, WATARU, ; NAGATAKE, KAZUO, ; ONO, TAKUO), Date de publication 17 avr. 1984, Date de dépôt 17 févr. 1981
- [24] US4894621(A) - Circuit for five level waveform synthesis, Inventeur(s): KOENIG LAWRENCE W [US]; CRIPE DAVID W [US], Date de publication 16 janv. 1990, Date de dépôt 13 juin 1988
- [25] US4635177(A) - Control for a neutral point clamped PWM inverter, Inventeur(s): SHEKHAWAT SAMPAT S [US]; DHYANCHAND P JOHN [US]; THOLLOT PIERRE [US], Date de publication 6 janv. 1987 Date de dépôt 16 nov. 1984, Cessionnaire d'origine Sundstrand Corporation
- [26] Thèse : Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides, Virginie Guennegues, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009

Bibliographie

- [27] US3100851(A) - High power synthetic waveform generator, Inventeur(s): ROSS JAMES A; HARTER RD JOSEPH W, Date de publication 13 août 1963, Date de dépôt 3 nov. 1959, Cessionnaire d'origine Ling-Temco-Vought, Inc.
- [28] US3391323(A) - High efficiency synthetic wave inverter, Inventeur(s): THOMAS IKEDA, Date de publication 2 juil. 1968, Date de dépôt 31 mars 1965, Cessionnaire d'origine United Aircraft Corporation
- [29] US3581212(A) - FAST RESPONSE STEPPED-WAVE SWITCHING POWER CONVERTER CIRCUIT Inventeur(s): MCMURRAY WILLIAM, Date de publication 25 mai 1971, Date de dépôt 31 juil. 1969, Cessionnaire d'origine General Electric Co.
- [30] Rodriguez, J.; Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.49, no.4, pp.724,738, Aug 2002
- [31] Franquelo, L.G.; Rodriguez, J.; Leon, J.I.; Kouro, S.; Portillo, R.; Prats, M.A.M., "The age of multilevel converters arrives," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol.2, no.2, pp.28,39, June 2008
- [32] Rodriguez, J.; Bernet, S.; Bin Wu; Pontt, J.O.; Kouro, S., "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.6, pp.2930,2945, Dec. 2007
- [33] Fang Zheng Peng, "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.37, no.2, pp.611,618, Mar/Apr 2001
- [34] US4203151(A) - High-voltage converter circuit, Inventeur(s): BAKER RICHARD H, Date de publication 13 mai 1980, Date de dépôt 21 sept. 1978, Cessionnaire d'origine Exxon Research & Engineering Co.
- [35] US4467407(A) - Multi-level inverter, Inventeur(s): ASANO KATSUHIRO [JP]; IWAMA NORIO [JP], Date de publication 21 août 1984, Date de dépôt 16 nov. 1982, Cessionnaire d'origine Kabushiki Kaisha Toyota Chuo Kenkyusho
- [36] US4775923(A) - Inverter for converting a direct voltage into an alternating voltage, Inventeur(s): SCHMID JUERGEN [DE]; SCHAETZLE RAINER [DE], Date de publication 4 oct. 1988, Date de dépôt 2 févr. 1983, Cessionnaire d'origine Fraunhofer-Gesellschaft Zur Forderung Der Angewandten Forschung E V.
- [37] US7148661 - Multi-pulse converter circuits, Inventeur(s): TRAINER DAVID [GB]; FORSYTH ANDREW J [GB]; CHIVITE-ZABALZA FRANCISCO J [GB], Date de publication 12 déc. 2006, Date de dépôt 20 oct. 2004, Cessionnaire d'origine Goodrich Control Systems Limited
- [38] Active-Neutral-Point-Clamped (ANPC) Multilevel Converter Technology, Author(s) BARBOSA Peter; CELANOVIC Nikola; WINKELNKEMPER Manfred; STEIMER Peter, EPE 2005
- [39] US4270163(A) - Bridge converter circuit, Inventeur(s): BAKER RICHARD H, Date de publication 26 mai 1981, Date de dépôt 2 août 1979, Cessionnaire d'origine Exxon Research & Engineering Company
- [40] Analysis of DC Link Capacitor Voltage Balance in Multilevel Active Power Filters, Ryszard Strzelecki, EPE 2001
- [41] US5644483(A) - Voltage balanced multilevel voltage source converter system, Inventeur(s): PENG FANG ZHENG [US]; LAI JIH-SHENG [US], Date de publication 1 juil. 1997, Date de dépôt 22 mai 1995, Cessionnaire d'origine Lockheed Martin Energy Systems, Inc.
- [42] Meynard, T. A.; Foch, H., "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, vol., no., pp.397,403 vol.1, 29 Jun-3 Jul 1992
- [43] US5737201(A) - Electronic device for electrical energy conversion between a voltage source and a current source by means of controllable switching cells, Inventeur(s): MEYNARD THIERRY [FR]; FOCH HENRI [FR], Date de publication 7 avr. 1998, Date de dépôt 8 juil. 1992, Cessionnaire d'origine Foch; Henri, Meynard; Thierry
- [44] Jing Huang; Corzine, K.A., "Extended operation of flying capacitor multilevel inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.21, no.1, pp.140,147, Jan. 2006
- [45] Xiaomin Kou; Corzine, K.A.; Familiant, Y.L., "Full binary combination schema for floating voltage source multilevel inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.17, no.6, pp.891,897, Nov 2002
- [46] ETUDE ET REALISATION DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE A IGBT - EQUILIBRAGE DES CONDENSATEURS FLOTTANTS, 1996, Auteur(s) / Author(s) Carrere Philippe ; Foch Henri (Directeur de thèse), Institut national polytechnique de Toulouse
- [47] US3579081(A) - LOW FREQUENCY SINE WAVE GENERATOR CIRCUIT, Inventeur(s): BATES JAMES W, Date de publication 18 mai 1971, Date de dépôt 12 nov. 1968, Cessionnaire d'origine Gulton Industries Inc.
- [48] US3867643(A) - Electric power converter, Inventeur(s): BAKER RICHARD H; BANNISTER LAWRENCE H, Date de publication 18 févr. 1975, Date de dépôt 14 janv. 1974, Cessionnaire d'origine Massachusetts Institute Of Technology
- [49] US4674024(A) - High voltage modular inverter and control system thereof, Inventeur(s): PAICE DEREK A [US]; EDWARDS CHARLES W [US], Date de publication 16 juin 1987, Date de dépôt 5 juin 1986, Cessionnaire d'origine Westinghouse Electric Corp.
- [50] Lizana, R.F.; Perez, M.A.; Rodriguez, J., "DC voltage balance control in a modular multilevel cascaded converter," *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.1973,1978, 28-31 May 2012

Bibliographie

- [51] US3748492(A) - LIGHT-TRIGGERED ELECTRIC POWER SOURCE, Inventeur(s): BAKER R, Date de publication 24 juil. 1973, Date de dépôt 25 mai 1972, Cessionnaire d'origine Massachusetts Inst Technology, Us
- [52] US4117364(A) - VOLTAGE WAVEFORM SYNTHESIZER AND A SYSTEM THAT INCLUDES THE SAME, Inventeur(s): BAKER RICHARD H, Date de publication 26 sept. 1978, Date de dépôt 14 mai 1976, Cessionnaire d'origine Massachusetts Institute Of Technology
- [53] US2005127853(A1) - MULTI-LEVEL DC BUS INVERTER FOR PROVIDING SINUSOIDAL AND PWM ELECTRICAL MACHINE VOLTAGES, Inventeur(s): SU GUI-JIA [US], Date de publication 16 juin 2005, Date de dépôt 12 déc. 2003, Cessionnaire d'origine Gui-Jia Su
- [54] DE10103031(B4) - Current rectification circuit for voltage source inverters with separate energy stores replaces phase blocks with energy storing capacitors, Inventeur(s): MARQUARDT RAINER PROF-DR-ING [DE], Date de publication 1 déc. 2011, Date de dépôt 24 janv. 2001, Déposant Siemens Ag
- [55] Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, Volume 18 de IEEE Press Series on Power Engineering, Auteurs D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, Éditeur John Wiley & Sons, 2003, ISBN 0471208140
- [56] Tolbert, L.M.; Fang Zheng Peng; Habetler, T.G., "Multilevel converters for large electric drives," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.35, no.1, pp.36,44, Jan/Feb 1999
- [57] McGrath, B.P.; Holmes, D.G., "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.49, no.4, pp.858,867, Aug 2002
- [58] Carrara, G.; Gardella, S.; Marchesoni, M.; Salutati, R.; Sciuotto, Giuseppe, "A new multilevel PWM method: a theoretical analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.7, no.3, pp.497,505, Jul 1992
- [59] Tolbert, L.M.; Fang Zheng Peng; Habetler, T.G., "Multilevel PWM methods at low modulation indices," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.15, no.4, pp.719,725, Jul 2000
- [60] Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-continu. Volume 3, Auteurs Francis Labrique, Robert Bausière, Guy Séguier, Éditeur Tec & Doc Lavoisier, 1997, ISBN 2743001399
- [61] Thermal Modeling of Power-electronic systems, Dr. Martin März, Paul Nance Infineon Technologies AG, Munich Infineon, Source en ligne: <http://www.infineon.com> section Application Notes
- [62] US5625545(A) - Medium voltage PWM drive and method, Inventor(s): HAMMOND PETER W [US], Date de publication 29 avr. 1997, Date de dépôt 1 mars 1994, Cessionnaire d'origine Halmar Robicon Group
- [63] US6542390 - System and method for regenerative PWM AC power conversion, Inventeur(s): BIXEL PAUL S [US], Date de publication 1 avr. 2003, Date de dépôt 27 déc. 2001, Cessionnaire d'origine General Electric Company
- [64] Practical Reliability Engineering, Auteur Patrick O'Connor, Collaborateurs Patrick D. T. O'Connor, Andre Kleyner, Éditeur John Wiley & Sons, 2012, ISBN 047097981X
- [65] Fault Tolerant Computing in Industrial Automation. Hubert Kirrmann. ABB Research Center, 2nd Edition 2005
- [66] US5986909 (A) - Multiphase power supply with plural series connected cells and failed cell bypass, Inventeur(s): HAMMOND PETER W [US]; AIELLO MARC F [US], Date de publication 16 nov. 1999, Date de dépôt 21 mai 1998, Cessionnaire d'origine Robicon Corporation
- [67] US2008081244 (A1) - METHOD FOR BYPASSING A POWER CELL OF A POWER SUPPLY, Inventeur(s): HAMMOND PETER WILLARD [US], Date de publication 3 avr. 2008, Date de dépôt 19 sept. 2007, Cessionnaire d'origine Siemens Energy And Automation, Inc.
- [68] Les convertisseurs de l'électronique de puissance: La conversion continu-alternatif. Volume 4, Auteurs Francis Labrique, Robert Bausière, Guy Séguier, Éditeur Tec & Doc Lavoisier, 1995, ISBN 274300035X
- [69] Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, Steven Pekarek, Wiley-IEEE Press ISBN: 978-1-118-02429-4
- [70] Voltage-Sourced Converters in Power Systems, Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, John Wiley & Sons, 2010, ISBN 0470551569
- [71] Pirouz, H.M.; Bina, M.T., "New transformerless STATCOM topology for compensating unbalanced medium-voltage loads," Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, vol., no., pp.1,9, 8-10 Sept. 2009
- [72] Keshavarzian, A.; Iman-Eini, H., "A new strategy for control of cascaded H-bridge rectifiers with unequal loads," Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd, vol., no., pp.38,43, 16-17 Feb. 2011
- [73] Barrera, J.A.; Marroyo, L.; Vidal, M.A.R.; Apraiz, J.R.T., "Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.55, no.1, pp.21,29, Jan. 2008
- [74] Akagi, H.; Kanazawa, Yoshihira; Nabae, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. IA-20, no.3, pp.625,630, May 1984
- [75] Fang Zheng Peng; Jih-Sheng Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, vol.45, no.1, pp.293,297, Feb 1996

- [76] Ghosh, A.; Joshi, A., "A new approach to load balancing and power factor correction in power distribution system," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.15, no.1, pp.417,422, Jan 2000
- [77] Ortega, J.M.M.; Esteve, M.P.; Burgos Payan, M.; Gomez-Exposito, A.; Garcia Franquelo, L., "Reference current computation methods for active power filters: accuracy assessment in the frequency domain," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.20, no.2, pp.446,456, March 2005
- [78] Buja, G.; Castellán, S., "Compensation strategy for an active Flicker compensator," Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol.2, no., pp.1090,1094 Vol.2, 20-25 June 2004
- [79] P. A. Dahono, A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type ac-dc pwm converters by using a virtual resistor, The 25th International Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03, pp. 757 – 761
- [80] V. Blasko and V. Kaura, A novel control to actively damp resonance in input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter, IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, Vol. 33, Issue: 2, pp. 542 – 550
- [81] M. Malinowski, S. Bernet, A simple voltage sensorless active-damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, Vol. 55, Issue 4, pp. 1876 - 1880.
- [82] [7] J.C Wiseman, In Wu, Active damping control of a high-power PWM current-source rectifier for line-current THD reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, Vol. 52, Issue 3, pp. 758 - 764.
- [83] [8] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, P. B. Thøgersen, Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters, IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, Vol. 46, Issue: 4, pp. 1509 - 1517.
- [84] [9] J. Dannehl, M. Liserre, F. W. Fuchs, Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, Issue 8, pp. 3623 - 3633.
- [85] [10] Yun Wei Li, Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With LC Filters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, Vol. 56, Issue 5, pp. 1511 - 1521.
- [86] Schauder, C., "STATCOM for compensation of large electric arc furnace installations," Power Engineering Society Summer Meeting, 1999. IEEE, vol.2, no., pp.1109,1112 vol.2,
- [87] Yazdani, A.; Crow, M.L.; Guo, J., "An Improved Nonlinear STATCOM Control for Electric Arc Furnace Voltage Flicker Mitigation," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.24, no.4, pp.2284,2290, Oct. 2009
- [88] Elnady, A.; Salama, M.M.A., "Unified approach for mitigating voltage sag and voltage Flicker using the DSTATCOM," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.20, no.2, pp.992,1000, April 2005
- [89] Marei, M.I.; Salama, M.M.A., "Advanced Techniques for Voltage Flicker Mitigation," International Power Electronics Congress, 10th IEEE, vol., no., pp.1,5, 16-18 Oct. 2006
- [90] El-Nady, A.; Noureldin, A., "Mitigation of Arc Furnace Voltage Flicker Using an Innovative Scheme of Adaptive Notch Filters," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.26, no.3, pp.1326,1336, July 2011
- [91] Buja, G.; Castellán, S., "A Flicker Compensation Strategy," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.24, no.5, pp.1243,1247, May 2009
- [92] Yazdani, A.; Crow, M.L.; Guo, J., "An Improved Nonlinear STATCOM Control for Electric Arc Furnace Voltage Flicker Mitigation," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol.24, no.4, pp.2284,2290, Oct. 2009

Liste des publications du doctorant

2011

- Brevet (EP2602897) : *Compensateur d'énergie réactive et procédé de réduction du phénomène de papillotement associé*, M. Morati, F. Terrien

2012

- Conférence EPF 2012 : *Dynamic Static Var Compensator Application industrielle de l'amortissement dynamique*, M. Morati, S. Jones, F. Terrien, P. Poure, S. Saadate
- Brevet (EP2562903) : *Compensateur d'énergie réactive comprenant N onduleurs en parallèle, N bancs de condensateur(s) et des moyens de connexion des bancs au travers de composants électriques passifs*, J.L Pouliquen, M. Morati, M. Urbain, N. Lapassat

2013

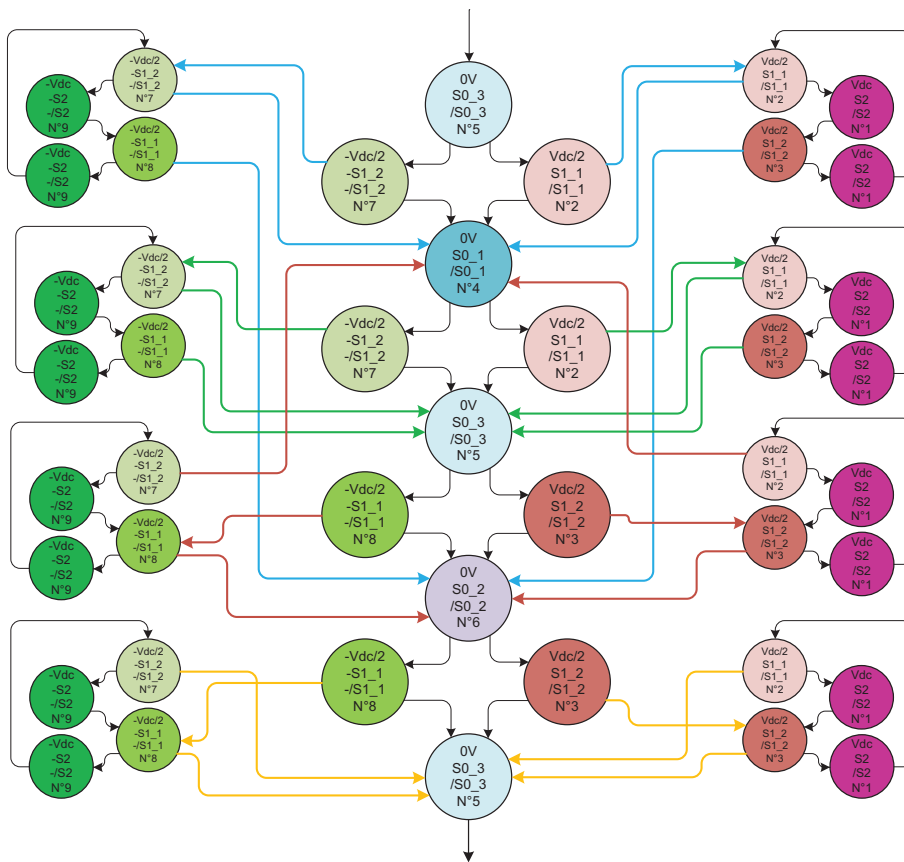
- IEEE Transactions on Power Delivery (soumis, révision en cours): *New control approach of STATCOM based on the use of DC Voltage margin for high power industrial arc furnace Flicker Mitigation*, M.Morati, D.Girod, F.Terrien, V.Peron, P.Poure, S. Saadate

Annexes

A-1 : Algorithme d'équilibrage des pertes dans les composants pour un convertisseur pont en H 3-niveaux

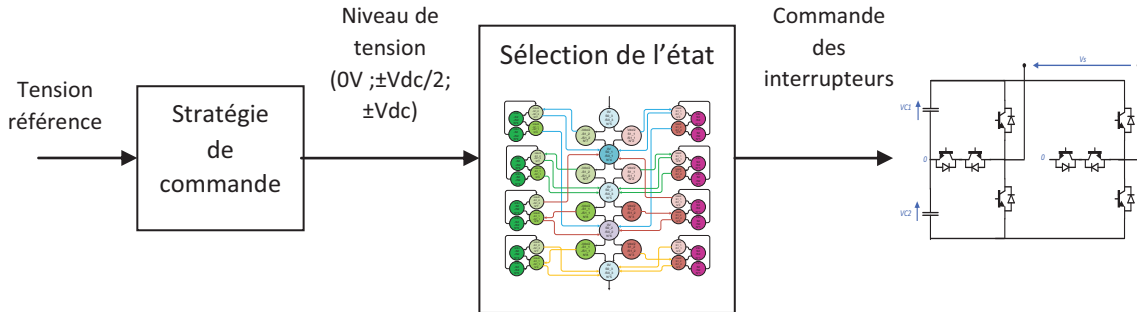
L'algorithme d'équilibrage des pertes du pont en H 3-niveaux est représenté par la Figure 1 ci-dessous. Celle-ci décrit les différents états et les chemins pour les parcourir selon l'évolution de la tension de sortie du module au cours du temps. L'objectif est de parcourir les états redondants du pont en H 3-niveaux de manière à ne pas privilégier un chemin en particulier. L'effet attendu est une meilleure répartition des pertes au niveau des composants de puissance et une répartition homogène des températures de jonction.

Les états sont numérotés de 1 à 9 et portent les mêmes dénominations que celles introduites au Chapitre 2, Figure 45. Le passage d'un niveau de tension à un autre est imposé par un chemin unique représenté par une flèche. Les états situés au centre (N°1 à 7) correspondent aux niveaux de tension de sortie compris entre 0V et $\pm V_{dc}/2$. Les états représentés sur les extrêmes (à gauche et à droite) correspondent aux niveaux de tension compris respectivement entre $-V_{dc}$; $-V_{dc}/2$ et V_{dc} ; $V_{dc}/2$.



Annexe Fig. 1

L'évolution de la tension de sortie du module au cours du temps est imposée par la stratégie de commande qui définit le niveau de tension de sortie du module. Une fois l'état de tension déterminé, les ordres de commande des interrupteurs sont envoyés au convertisseur comme représenté sur le schéma bloc de la Figure 2.



Annexe Fig. 2

A-2 : Equilibrage des tensions de $\frac{1}{2}$ bus d'un pont en H 3-niveaux

Les tensions de $\frac{1}{2}$ bus DC d'un pont en H 3-niveaux, de par la nature imparfaite des composants, mais plus particulièrement par la non symétrie de la commande (*i.e* utilisation des différents états redondants), auront tendance à diverger l'une par rapport à l'autre. Lorsque cette divergence devient trop importante, elle met en péril l'intégrité du convertisseur qui devient inopérant. L'équilibrage de ces tensions de $\frac{1}{2}$ bus doit être assuré par un algorithme qui contrôle leur évolution au cours du temps en choisissant le niveau de tension qui favorisera la convergence des $\frac{1}{2}$ bus DC.

Les états qui modifient les tensions des bus DC sont listés dans le tableau ci-dessous. Ils utilisent la même notation que ceux indiqués sur la Figure 45 du Chapitre 2. Les flèches indiquent l'évolution de la tension des $\frac{1}{2}$ bus notées V_{c1} et V_{c2} .

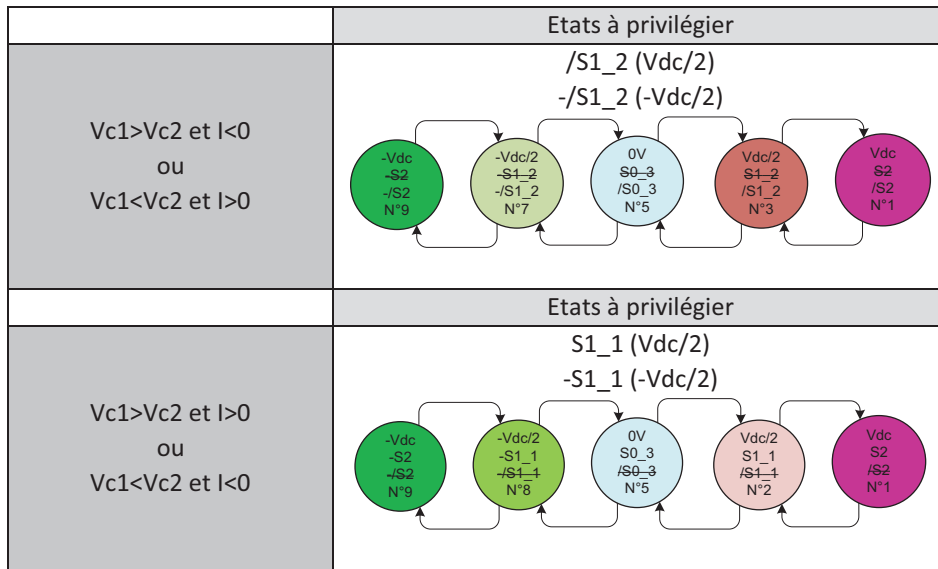
Vdc	Vc1	Vc2
S2 ($I > 0$)	↘	↘
/S2 ($I < 0$)	↗	↗
Vdc/2	Vc1	Vc2
S1_1 ($I > 0$)	↘	
S1_2 ($I > 0$)	-	↘
/S1_1 ($I < 0$)	↗	-
/S1_2 ($I < 0$)	-	↗
-Vdc/2	Vc1	Vc2
-S1_1 ($I > 0$)	-	↗
-S1_2 ($I > 0$)	↗	-
-/S1_1 ($I < 0$)	-	↘
-/S1_2 ($I < 0$)	↘	-
Vdc	Vc1	Vc2
-S2 ($I > 0$)	↗	↗
-/S2 ($I < 0$)	↘	↘

Annexe Tab. 1

Ce tableau montre que c'est le signe du courant, associé à l'état de tension, qui détermine l'évolution des tensions de $\frac{1}{2}$ bus DC. Les niveaux de tensions $\pm V_{dc}/2$ contiennent suffisamment d'états

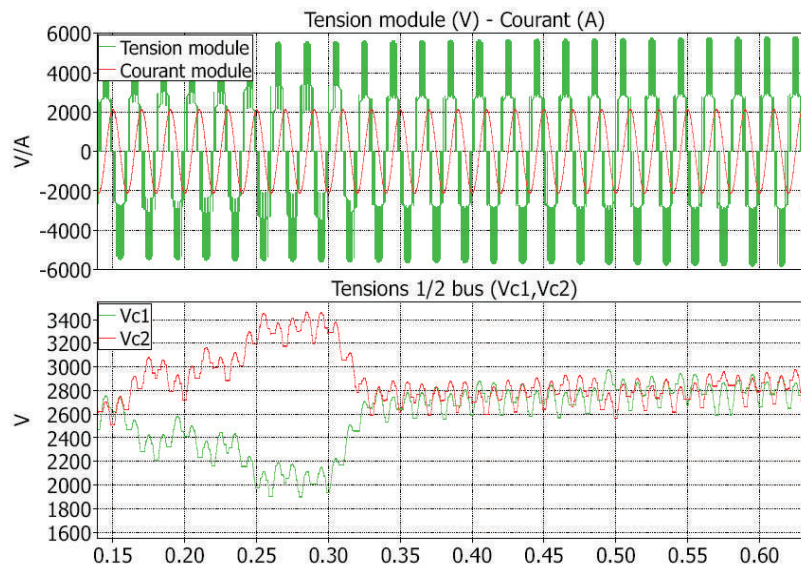
redondants pour sélectionner celui qui assure la convergence des ½ bus DC. En revanche, les niveaux de tension $\pm V_{dc}$ ne le permettent pas.

Lorsqu'un déséquilibre entre ½ bus DC est détecté, une logique de sélection des états est imposée pour rééquilibrer les tensions. Cette logique est décrite dans le tableau Tab.2 et traduite sous la forme d'un schéma qui correspond aux transitions d'un niveau de tension à un autre. Lorsque les ½ bus sont équilibrés, la sélection des états redevient comme décrit en l'annexe A-1



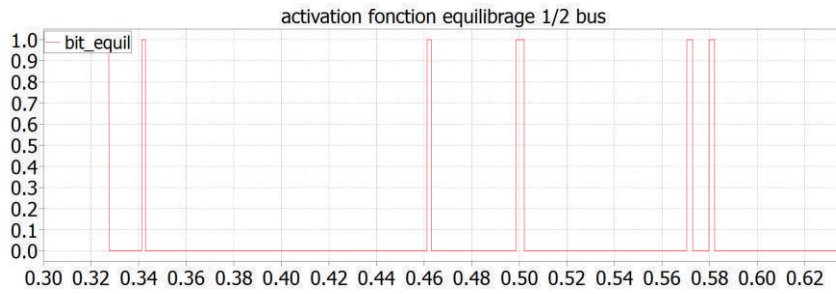
Annexe Tab. 2

La Fig.2 montre l'implémentation de cette stratégie de commande. Un déséquilibre de ½ bus important est présent jusqu'à ce que l'algorithme d'équilibrage proposé soit activé à $t=0.3$ seconde. Les ½ bus sont ensuite équilibrés.



Annexe Fig. 3

Lorsque le déséquilibre moyen entre ½ bus DC devient supérieur à un seuil donné (ici 250V), l'algorithme est réactivé. La Figure 3 ci-dessous montre les instants où l'équilibrage est actif, représenté par un bit qui passe à l'état 1.



Annexe Fig. 4

A-3 : Transformées usuelles

Clarke :

$$C_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} G\alpha \\ G\beta \\ G0 \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix}$$

$$C_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} G\alpha \\ G\beta \\ G0 \end{bmatrix}$$

Concordia :

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} G\alpha \\ G\beta \\ G0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix}$$

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} G\alpha \\ G\beta \\ G0 \end{bmatrix}$$

Fortescue (Décomposition en composantes symétriques G0, Gd, Gi) :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a^2 \\ 1 & a & a \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} G0 \\ Gd \\ Gi \end{bmatrix} = F \cdot \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix}$$

$$F^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, = \begin{bmatrix} Ga \\ Gb \\ Gc \end{bmatrix} = F^{-1} \cdot \begin{bmatrix} G0 \\ Gd \\ Gi \end{bmatrix}$$

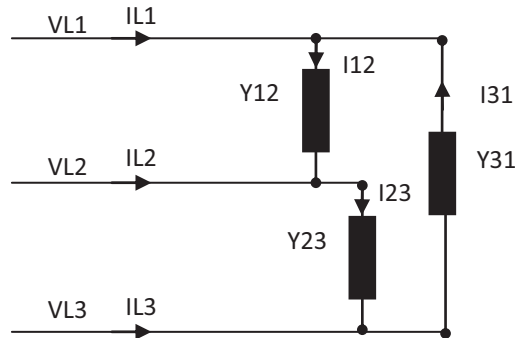
A-4 : Equations de Steinmetz - contrôle des tensions d'un convertisseur connecté en triangle

Les équations établies par Steinmetz permettent de rééquilibrer une charge déséquilibrée connectée sur un réseau, au moyen d'éléments inductifs/capacitifs. Dans le cas d'un convertisseur de tension connecté en triangle sur le réseau, la puissance active consommée nécessaire à l'équilibrage des bras du convertisseur peut être déséquilibrée. Les courants consommés au réseau seront alors eux aussi déséquilibrés et le facteur de puissance ne sera pas unitaire. Pour remédier à cet inconvénient, grâce aux équations de Steinmetz, il est possible de trouver une référence de courant réactive supplémentaire (générée par le convertisseur) qui permet de s'assurer que les courants du réseau sont équilibrés avec un facteur de puissance unitaire.

Dans le cas général, une charge connectée entre les phases d'un réseau peut être représentée comme sur la Figure 5.

Les relations entre les différentes grandeurs sont les suivantes :

$$\begin{aligned} VL1 &= V1, \\ VL2 &= V1 \cdot a^2, \\ VL3 &= V1 \cdot a, \\ U12 &= VL1 - VL2, \\ U23 &= VL2 - VL3, \\ U31 &= VL3 - VL1, \\ Y12 &= G12 + B12 \cdot i, \\ Y23 &= G23 + B23 \cdot i, \\ Y31 &= G31 + B31 \cdot i, \\ I12 &= U12 \cdot Y12, \\ I23 &= U23 \cdot Y23, \\ I31 &= U31 \cdot Y31, \\ IL1 &= I12 - I31, \\ IL2 &= I23 - I12, \\ IL3 &= I31 - I23. \end{aligned}$$



Annexe Fig. 5

avec $VL1$ à $VL3$ les tensions réseau phase-neutre ; $U12$ à $U31$ les tensions composées ; $Y12$ à $Y31$ les admittances complexes entre phases comprenant une conductance G et une susceptance B ; i la variable complexe et $a = \exp(2i\pi/3)$.

En utilisant la décomposition en composantes symétriques des courants $IL1$, $IL2$ et $IL3$ (cf Annexe A-3) :

La partie imaginaire de la séquence positive vaut $Im(I_{pos}) = (B12 + B23 + B31) \cdot V1$

La partie imaginaire de la séquence négative vaut $Im(I_{neg}) = \left(\frac{B12}{2} - \frac{B31}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} G12 - \frac{\sqrt{3}}{2} G31 \right) \cdot V1$

La partie réelle de la séquence négative vaut $Re(Ineg) = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} B_{12} + \frac{\sqrt{3}}{2} B_{31} + \frac{G_{12}}{2} - G_{23} + \frac{G_{31}}{2} \right) * V_1$

Supposons maintenant une charge quelconque (suffixe *Ch*) et un compensateur (suffixe *Cmp*) qui a pour rôle de compenser le déséquilibre de la charge et de corriger le facteur de puissance uniquement avec des éléments réactifs/capacitifs (*i.e* conductance nulle). Le système d'équations à résoudre entre la charge et le compensateur est donc :

$$\begin{cases} Im(I_{pos_Ch}) + Im(I_{pos_Cmp}) = 0 \\ Im(I_{neg_Ch}) + Im(I_{neg_Cmp}) = 0 \quad \text{avec } G_{12_Cmp} = G_{23_Cmp} = 0 = G_{31_Cmp} = 0 \\ Re(I_{neg_Ch}) + Re(I_{neg_Cmp}) = 0 \end{cases}$$

La solution des équations ci-dessus sont :

$$\begin{cases} B_{12_Cmp} = -B_{12_Ch} - \frac{G_{23_Ch}}{\sqrt{3}} + \frac{G_{31_Ch}}{\sqrt{3}} \\ B_{23_Cmp} = -B_{23_Ch} + \frac{G_{12_Ch}}{\sqrt{3}} - \frac{G_{31_Ch}}{\sqrt{3}} \\ B_{31_Cmp} = -B_{31_Ch} - \frac{G_{12_Ch}}{\sqrt{3}} + \frac{G_{23_Ch}}{\sqrt{3}} \end{cases}$$

Lorsque le compensateur est un convertisseur de tension connecté en triangle et qu'on remplace les conductances de la charge des équations précédentes par la puissance active échangée par le convertisseur pour réguler ses bus DC, les susceptances nouvellement calculées permettent donc aussi de satisfaire un facteur de puissance unitaire côté réseau et le réseau reste équilibré. On peut alors en déduire une équivalence des conductances et susceptances avec des courants actifs et réactifs. Les équations entre courants actifs/réactifs deviennent alors :

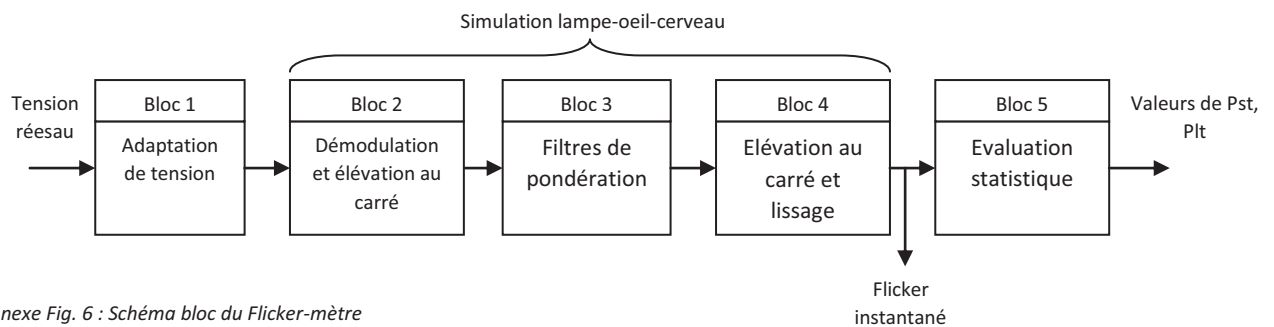
$$\begin{bmatrix} I_{12reactif} \\ I_{23reactif} \\ I_{31reactif} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{12actif} \\ I_{23actif} \\ I_{31actif} \end{bmatrix}$$

A-5 : Evaluation du Flicker

L'évaluation du niveau de Flicker est mesuré par un Flicker-mètre défini par la norme IEC 61000-4-15. Cet appareil de mesure réalise les tâches suivantes :

- Modélisation du système lampe-œil-cerveau
- Traitement du signal, calculs statistiques et présentation des résultats des valeurs de Pst, Plt et Flicker instantané.

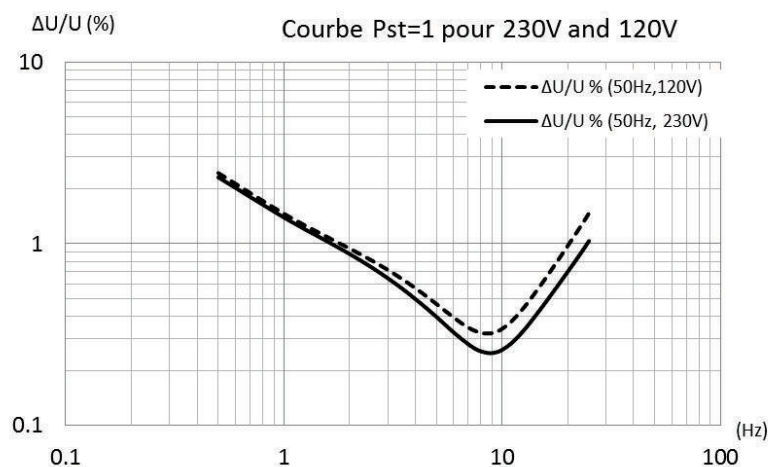
Le synoptique ci-dessous représente les différents blocs donnant les valeurs du Flicker instantané, de Pst et de Plt. La modélisation de la chaîne lampe-œil-cerveau est réalisée par les blocs 2 à 4 et les traitements statistiques sont réalisés dans le bloc 5.



Annexe Fig. 6 : Schéma bloc du Flicker-mètre

La sortie du bloc 4 est le Flicker instantané, utilisé pour l'évaluation rapide du niveau de Flicker. C'est un signal continu sans traitement, utilisé ensuite par le bloc 5 qui réalise les calculs statistiques du Flicker. Le Pst (Short-term Flicker) est l'évaluation du niveau de sévérité du Flicker dont la valeur est calculée toute les 10 minutes. Le Plt (Lont-term Flicker) est la mesure du Flicker sur une période de 2h, calculé à partir des valeurs de Pst. Les valeurs de Pst et Plt sont les valeurs utiles spécifiées dans les standards portant sur la qualité réseau.

La figure 7 indique les valeurs de la variation de la tension réseau ($\Delta U/U(\%)$) produisant une valeur de Flicker Pst=1, en fonction du nombre de répétition de variation de la tension réseau. Cette courbe met en évidence la sensibilité maximale du Flicker aux variations de la tension réseau autour de 8.8Hz.



Annexe Fig. 7 : Valeurs de $\Delta U/U(\%)$ donnant un Pst unitaire en fonction de la fréquence des répétitions.