



HAL
open science

OUTIL D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE POUR LE MAILLAGE / BOUCLAGE DES RESEAUX DE DISTRIBUTION : APPLICATION AU CONTROLE DES FLUX DE PUISSANCE ET LA LIMITATION DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT

Erwan Le Pelleter

► **To cite this version:**

Erwan Le Pelleter. OUTIL D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE POUR LE MAILLAGE / BOUCLAGE DES RESEAUX DE DISTRIBUTION : APPLICATION AU CONTROLE DES FLUX DE PUISSANCE ET LA LIMITATION DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007. Français. NNT : . tel-00259520

HAL Id: tel-00259520

<https://theses.hal.science/tel-00259520>

Submitted on 28 Feb 2008

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.

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble

dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique et
Traitement du Signal »

par

Erwan LE PELLETER

Maître ès Sciences – Master Recherche de Génie Electrique

le 26 octobre 2007

**OUTIL D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE POUR LE MAILLAGE / BOUCLAGE DES
RESEAUX DE DISTRIBUTION : APPLICATION AU CONTROLE DES FLUX DE
PUISSANCE ET LA LIMITATION DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT**

Directeurs de thèse :

M. Seddik BACHA

M. Jean-Luc SCHANEN

JURY

M. Jean-Paul FERRIEUX	Président
M. Gérard ROJAT	Rapporteur
M. Felipe Pazos FLORES	Rapporteur
M. Seddik BACHA	Directeur de thèse
M. Jean-Luc SCHANEN	Co-encadrant
M. David FREY	Examineur
M. Pierre-Olivier JEANNIN	Examineur
M. Raphaël CAIRE	Examineur

Remerciements

Bien que parfois longue et difficile, la thèse est néanmoins une expérience riche d'enseignements et de bons souvenirs. Arriver à la fin d'un tel parcours est une satisfaction personnelle.

La thèse est au quotidien un travail solitaire, pourtant, elle est le fruit d'un travail en équipe, avec tous les guides que sont les encadrants.

Ainsi, je tiens à remercier, par ordre d'apparition, les membres de la direction de cette thèse :

Pierre-Olivier Jeannin, grâce à la confiance que tu m'as accordée j'ai pu faire mes premiers pas au laboratoire. Merci de m'avoir donné goût à la recherche, de m'avoir permis de travailler sur un sujet plaisant, préambule à ma thèse. Je te remercie également pour ta gentillesse et pour ton aide dans ma recherche de sujet de thèse. Tu es vraiment la personne par qui tout a commencé ;

David Frey, merci de m'avoir assisté tout au long de cette thèse. Elle a parfois dû te paraître longue quand tu avais en parallèle de nombreuses autres choses, plus ou moins complexes, à gérer. Par ailleurs, il s'agissait d'une première expérience pour toi en tant qu'encadrant de thèse. Malgré les difficultés, tu t'en es bien sorti. Tu m'as débloqué des situations et remis sur le bon chemin. Je te remercie pour ce que tu m'as apporté ;

Jean-Luc Schanen, je te remercie pour m'avoir permis d'effectuer cette thèse sous ta direction. Ta valeur administrative a été largement dépassée. Grâce à ton expérience et à ton esprit de synthèse, tu as su impulser certaines idées et donner du liant au travail final. Merci également pour l'enthousiasme et la dynamique positive que tu as créé. Ta personnalité décalée, ton grand savoir et ta modestie font de toi un modèle ;

Seddik Bacha, l'homme du contrôle-commande, une personnalité forte et généreuse. Merci à toi pour ce que tu m'as apporté, j'ai apprécié travailler avec toi. Cette thèse très orientée autour du contrôle-commande en fait de toi le garant. Je te remercie pour ta disponibilité et ta gentillesse. La porte de ton bureau est toujours ouverte, au sens propre comme au sens figuré. Soutien technique et humain inflexible, avec toi chaque étudiant se sent en confiance ;

Raphaël Caire, tu as joué un rôle déterminant dans un moment difficile. Merci d'avoir remis le train sur les rails. Tu as mis tout le monde d'accord sur les objectifs attendus et tu m'as permis de commencer à travailler plus sereinement. Garde toujours ton entrain et ta motivation.

Je tiens à souligner votre compétence et souhaite à mon tour vous féliciter pour cet encadrement.

Remerciements

Ces travaux de thèse sont à présent les vôtres, j'espère qu'ils ne sont que l'introduction à d'autres recherches sur cette problématique.

Par ailleurs, je tiens à remercier les membres du jury autres que ceux précédemment cités :

Jean-Paul Ferrieux, professeur à l'université Joseph Fourier de Grenoble et chef de l'équipe électronique de puissance au G2ELab, merci de m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Personnalité respectée dans le monde de la recherche, tu l'es également dans celui de l'enseignement. J'ai énormément apprécié le module d'électronique de puissance proposé en 3^e année. Les ingéniosités de fonctionnement que tu présentes donnent beaucoup d'intérêt à la matière ;

Gérard Rojat, professeur à l'université Claude Bernard de Lyon, merci d'avoir accepté d'être rapporteur et avoir porté de l'intérêt à mes travaux ;

Felipe Pazos Flores, professeur à l'Université Autonome de San Luis Potosi au Mexique, merci d'avoir accepté d'être rapporteur et avoir porté de l'intérêt à mes travaux ;

Jean-Christophe Kieny, ingénieur de recherche à EDF R&D et vice directeur du GIE Idea, merci d'avoir accepté d'être membre du jury. Tu as apporté tout au long de ma thèse un intérêt certain pour les résultats et tu as toujours cherché à les valoriser, quand bien même mes travaux étaient un peu en marge de ceux fait habituellement au GIE. Merci également d'avoir été concerné par mes problèmes de rémunérations ;

Xavier Yang, également ingénieur de recherche à EDF R&D merci d'avoir intégré le jury. Merci d'avoir suivi mes travaux pour EDF. J'ai énormément apprécié la disponibilité, l'ouverture d'esprit, la motivation et la gentillesse dont tu as fait preuve tout au long de nos interactions.

Le second encadrement que je souhaitais remercier est celui des collègues, des amis et de la famille, ceux qui donnent une issue à la thèse. Ils m'ont permis de prendre le recul nécessaire afin de mieux revenir à mes travaux. Ainsi, je tiens à remercier :

Mes amis et collègues de Master, avec notamment Jérôme, Lalao, Luong, Naum, Diana, Gaël et Binh. Merci pour la bonne ambiance que vous avez su créer ;

Les anciens du laboratoire, je pense notamment à Stefan, Constantin et Dan Radu ;

Les anciens titulaires du laboratoire avec Gérard Meunier merci de donner autant de considération aux étudiants de Master et Daniel Roye l'autre homme du contrôle-commande dont j'ai pu apprécier la gentillesse, la simplicité et ses sujets de discussions inépuisables ;

Les moins anciens, avec Delcho, Vanya, Xavier, Clément et Marie ;

Remerciements

Ceux de ma génération, Cédric dit Dric, Jérémie dit Le Joe, Sylvie, Lora, Carolina, Maxime et Benjamin ;

La suite et la relève avec Damien, Alexandre dit Teu, Benoît, Diem, Szymon dit Zub, Maria dit la Visiteuse, Guillaume, Philipp, Petre, Les Moustakos, Dan Ocnasu qui m'a formé sur Arene Temps Réel, Bianca, Ana-Maria, Kevin qui a travaillé sur le driver numérique, Marie-Cécile et Khaled ;

Les personnels techniques et administratifs avec Danielle, Jacqueline sans qui je n'aurai jamais eu de complément de salaire, Joël qui m'a formé sur le démonstrateur, Julie, Florence et Elise ;

D'une façon générale, toutes les personnes qui font la vie du laboratoire et ceux qui m'ont apporté aide et soutien ;

Bogdan qui a soutenu le même jour que moi et Octavian, les deux frères inséparables. Merci pour tous les bons moments passés ensemble et ceux à venir ;

Ma famille et belle-famille pour leur soutien et la joie partagée une fois la thèse finie ;

Et enfin, ma fiancée, Léa, celle qui m'a accompagnée de jour en jour, mon plus fidèle soutien.

Remerciements

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	3
CHAPITRE 1 : SYSTEMES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LE CONTEXTE DES RESEAUX ELECTRIQUES.....	9
1.1 INTRODUCTION AU CHAPITRE 1.....	9
1.2 NOUVEAU CONTEXTE DES RESEAUX DE DISTRIBUTION	11
1.2.1 Introduction.....	11
1.2.2 Réseaux électrique d'aujourd'hui et de demain.....	11
1.2.3 Conclusion.....	14
1.3 SYSTEMES DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LE CONTEXTE ACTUEL DES RESEAUX	15
1.3.1 Introduction.....	15
1.3.2 Les différents types de FACTS et DFACTS [HIG-00], [ETX-03] et [MOH-06].....	15
1.3.3 Les offres des fabricants.....	17
1.3.4 Conclusion.....	20
1.4 ETAT DE L'ART DE LA RECHERCHE ACTUELLE	22
1.4.1 Introduction.....	22
1.4.2 Etudes concernant le réseau de transport.....	22
1.4.3 Etudes concernant le réseau de distribution	24
1.4.4 Etudes concernant l'architecture des FACTS	28
1.4.5 Conclusion.....	31
1.5 VOIE DE RECHERCHE ADOPTEE	32
1.5.1 Introduction.....	32
1.5.2 Problématique générale des systèmes de l'électronique de puissance pour le réseau.....	32
1.5.3 Problèmes traités dans la thèse.....	33
1.5.4 Conclusion.....	36
1.6 CONCLUSION AU CHAPITRE 1	37
CHAPITRE 2 : CONTROLE DES FLUX DE PUISSANCE.....	41
2.1 INTRODUCTION AU CHAPITRE 2.....	41
2.2 CONTROLE DU COURANT, DE LA PUISSANCE ACTIVE OU REACTIVE	44
2.2.1 Introduction.....	44
2.2.2 Modélisation du système dans le domaine de Park.....	44
2.2.3 Contrôle du système	48
2.2.4 Conclusion.....	55
2.3 CONTROLE DE LA TENSION DU BUS CONTINU	56
2.3.1 Introduction.....	56
2.3.2 Première méthode : Action sur la composante active de la modulante.....	56
2.3.3 Deuxième méthode : Déphasage de la modulante.....	65

Table des matières

2.3.4	Conclusion.....	70
2.4	CONTROLE DE LA TENSION ALTERNATIVE DE L'ONDULEUR AVEC FILTRE	71
2.4.1	Introduction.....	71
2.4.2	Modélisation du système	71
2.4.3	Introduction aux correcteurs résonants	73
2.4.4	Schémas de contrôle.....	75
2.4.5	Paramétrage et tests sur modèle moyen.....	77
2.4.6	Conclusion.....	81
2.5	ASPECTS EXPERIMENTAUX DES CONTROLES COMMANDES FINAUX RETENUS	82
2.5.1	Introduction.....	82
2.5.2	Contrôle de la tension en sortie de filtre	82
2.5.3	Contrôle des flux de puissance.....	84
2.5.4	Conclusion.....	86
2.6	LIMITES DE FONCTIONNEMENT	87
2.6.1	Introduction.....	87
2.6.2	Maximum de compensation.....	87
2.6.3	Principe de la détection et essais sur réseau bouclé.....	89
2.6.4	Conclusion.....	93
2.7	CONCLUSION AU CHAPITRE 2	94
CHAPITRE 3 : LIMITATION DES COURANTS DE COURT-CIRCUIT.....		97
3.1	INTRODUCTION AU CHAPITRE 3.....	97
3.2	APPROCHE SYSTEME : ONDULEUR EN COMMUTATION DURE	98
3.2.1	Introduction.....	98
3.2.2	Principe de limitation.....	98
3.2.3	Charge du bus continu et limitation	107
3.2.4	Validation de la stratégie pour tous les cas de court-circuit.....	114
3.2.5	Conclusion.....	122
3.3	APPROCHE STRUCTURELLE : ONDULEUR SANS COMMUTATIONS	124
3.3.1	Introduction.....	124
3.3.2	Principe.....	124
3.3.3	Validation du principe pour tous les cas de court-circuit.....	136
3.3.4	Conclusion.....	140
3.4	CONCLUSION AU CHAPITRE 3	142
CHAPITRE 4 : ASPECTS DE REALISATION.....		145
4.1	INTRODUCTION AU CHAPITRE 4.....	145
4.2	CONVERTISSEURS POUR LA MISE EN ŒUVRE DE TENSIONS ELEVEES.....	146
4.2.1	Introduction.....	146
4.2.2	Onduleurs multiniveaux	146
4.2.3	Critères de choix et de dimensionnement.....	152

Table des matières

4.2.4	<i>Conclusion</i>	153
4.3	RECHERCHE DE LA STRUCTURE OPTIMALE.....	154
4.3.1	<i>Introduction</i>	154
4.3.2	<i>Estimation des pertes, calcul de l'énergie réactive installée et grandeurs associées</i>	154
4.3.3	<i>Exploitation de l'algorithme pour les deux cas structures</i>	161
4.3.4	<i>Conclusion</i>	169
4.4	CONTROLE RAPPROCHE DES INTERRUPTEURS	170
4.4.1	<i>Introduction</i>	170
4.4.2	<i>Problématique</i>	170
4.4.3	<i>Solutions existantes</i>	174
4.4.4	<i>Mise en série d'interrupteurs</i>	178
4.4.5	<i>Conclusion</i>	188
4.5	CONCLUSION AU CHAPITRE 4.....	189
	CONCLUSION GENERALE	193
	REFERENCES	199
	ANNEXES	207

Introduction générale

Introduction générale

Le réseau électrique est en pleine mutation. Anciennement un monopole d'état, il est actuellement ouvert à la concurrence. Ainsi, tous les clients sont éligibles. Cette libéralisation du marché ouvre de nouvelles perspectives. Elle permet à n'importe quelle entité de devenir producteur d'énergie sous certaines conditions. Ainsi, un particulier après une étude de raccordement peut installer une source de production d'énergie renouvelable ou non et revendre l'énergie produite. Ainsi, une multiplication des producteurs indépendants raccordés au réseau de moyenne et basse tension est pressentie.

A ce développement de sources d'énergies réparties sur le réseau de distribution, il faut ajouter la promotion des systèmes de production basés sur les énergies renouvelables. La France s'est engagée avec le protocole de Kyoto à fixer à 21% la part d'électricité exploitant les énergies renouvelables dans le but de réduire le rejet des gaz à effet de serre. Ainsi, cet engagement se traduit par des incitations de rachat de l'énergie en provenance de ces unités à un tarif préférentiel, des déductions d'impôts ainsi que des aides régionales. C'est essentiellement grâce à ces mesures que ce type d'énergie devient compétitif, elle permet souvent d'amortir beaucoup plus rapidement le prix très élevé des installations. Ainsi, les nouvelles unités de production d'énergie raccordées au réseau de distribution se feront essentiellement sur la base de ces énergies renouvelables.

Il existe à l'heure actuelle deux grandes technologies qui occupent le domaine des énergies renouvelables, l'énergie éolienne et l'énergie solaire. Le développement de ces énergies dites « propres » est d'autant plus crucial que les nouveaux pays émergents sur la scène économique mondiale tels que la Chine et l'Inde vont augmenter leur consommation d'énergie. Ce qu'il y a de critique, c'est l'augmentation actuelle de la part de production d'énergie à base de charbon dont la combustion est hautement polluante et génératrice de gaz à effet de serre. Il est donc important de développer les grosses unités de productions à base d'énergies renouvelables mais aussi les petites unités qui ont un avantage supplémentaire. En effet, le fait d'être connecté au plus proche du consommateur permet de réduire la part des pertes dû au transport de l'énergie qui sont de l'ordre de 3 à 4%. Cela renforce l'intérêt et le développement de ces solutions.

Cependant, l'impact de ce type de génération sur le fonctionnement du réseau n'est pas négligeable. Il faut souligner le fort taux d'intermittence attendu du fait des énergies

renouvelables (éolien essentiellement). A cet effet, un taux de pénétration important amènera des problèmes de fonctionnement que ce soit au niveau de la tension, du plan de protection, de la qualité de l'énergie, de la stabilité du réseau, etc. Cela tient aussi au fait que ce type d'énergie est réparti de manière non uniforme sur le réseau dans des zones qui n'ont pas forcément des puissances de court-circuit adaptées. Lorsqu'un évènement météorologique tel qu'un nuage pour le solaire ou une baisse subite du vent pour l'éolien se produit, un à-coup d'énergie a pour conséquence de modifier les flux de puissance dans les lignes. De la même manière, si le vent souffle trop fort au-delà de la plage de fonctionnement des éoliennes, celles-ci vont passer d'un fonctionnement maximal à un fonctionnement nul du fait qu'elles se seront mises en « drapeau ». Ces problèmes illustrent ainsi les nouveaux enjeux induits par les bouleversements dans les réseaux électriques européens.

Dans ce contexte une remise en cause du schéma de réseau électrique a été faite. Ainsi, la commission européenne à travers ses projets européens ainsi que ses rapports a montré un intérêt pour les solutions d'électronique de puissance dédiées au réseau : les FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems). L'expérience de ce type de dispositif au niveau du réseau de transport mais appliqué à une autre problématique a révélé un coût élevé. Cependant, dans un contexte où l'augmentation des interconnexions sur le réseau de distribution est nécessaire pour augmenter la disponibilité de l'énergie, ces systèmes seront une solution sans doute incontournable pour répartir de manière optimale les flux de puissances. Pour y arriver, de nombreux progrès doivent être réalisés pour montrer la possibilité et l'intérêt des fonctions de l'électronique de puissance dans la diminution des coûts d'exploitation et l'augmentation de la fiabilité ainsi que dans la disponibilité de l'énergie.

La coordination de la commande des DFACTS (Distribution Flexible Alternating Current Transmission Systems) sur le réseau de distribution peut apporter des économies notamment en matière de pertes. Ces économies devront être comparées aux coûts du système pour voir quel est l'intérêt réel du dispositif. Une étude globale des DFACTS doit être entreprise. Ainsi, il faut s'intéresser à tous les étages de la conception et de l'insertion des DFACTS. La liste des domaines d'étude peut être la suivante :

- Etudes des fonctions ayant le plus d'impact sur les réseaux ;
- Réalisations de nouvelles fonctions à potentiel fort ;
- Etudes de l'architecture des DFACTS (modularité, fiabilité, disponibilité) ;

- Etudes et réalisations de nouveaux composants (minimisation des pertes) ;
- Etude de l'insertion des DFACTS;
- Etude de la coordination des DFACTS ;
- Etude des défaillances sur les DFACTS ;
- Etude des modifications de plan de protection ;
- ...

Les études sont donc très vastes. Cette thèse ne peut donc pas traiter tous ces aspects. Ainsi, elle s'inscrit au niveau de l'équipement. On s'intéressera au contrôle-commande de fonctions jugées clef pour le réseau ainsi qu'à l'architecture interne d'un FACTS qui est le SSSC (Static Synchronous Series Compensator). Cette thèse se décompose en quatre chapitres :

- Le Chapitre 1 présentera les mutations attendues sur le réseau. La modification de son architecture sera ainsi présentée. Le potentiel fort des deux grands types d'énergie renouvelable sera détaillé. Il sera passé en revue les FACTS disponibles à l'heure actuelle sur le marché. En dernière partie, un état de l'art de la recherche qui couvre tous les aspects des FACTS sera présenté suivi d'un positionnement par rapport à la problématique ainsi qu'une vue d'ensemble des aspects traités ;

- Le Chapitre 2 présentera les détails de la conception du contrôle-commande de la première fonction jugée comme clef pour le fonctionnement des futurs réseaux de distribution. Une technique nouvelle de contrôle des flux de puissance actif et réactif sera détaillée. Ensuite, des architectures de commandes internes possibles seront présentées en prenant en considération des aspects de performances et de qualité harmonique. La présentation des contrôles sera suivie de validation par essais expérimentaux ;

- Dans le Chapitre 3, il sera question de la seconde fonction : la limitation des courants de court-circuit. Cette fonction est rendue indispensable du fait du maillage / bouclage des réseaux et de l'insertion de production décentralisée. L'originalité de l'étude est de limiter les courants de courts-circuits à partir de la même structure qui sert au contrôle des flux de puissance. Cela présente une réelle innovation car aucune limitation de court-circuit utilisant cette structure n'a été réalisée auparavant. Deux principes de limitation ont été conçus. A l'issue de ce chapitre nous concluons sur la possible du maillage / bouclage des réseaux de distribution ;

- Le Chapitre 4 traite des aspects de conception. Les chapitres 2 et 3 ayant conduit à la spécification électrique de la structure, l'architecture physique de la structure n'est néanmoins pas définie. Un calculateur qui permet d'estimer les pertes ainsi que la puissance réactive installée en fonctions de la structure d'onduleur, le nombre de modules, le calibre des IGBTs permet de définir la combinaison qui minimisera ces paramètres. Les paramètres qui conduisent au coût de la structure sont ainsi donnés. La seconde partie s'intéresse à la conception du circuit de commande rapprochée des IGBTs qui permettent d'assurer des fonctions de mise en série ainsi que de détection de l'état des interrupteurs dans le but de répartir les contraintes sur les interrupteurs et d'assurer la fiabilité du système qui emploie beaucoup de composants.

Enfin, ce document se conclue sur l'ouverture de nouvelles perspectives qui nécessitent d'être entreprises dans le but de répondre complètement à la question de l'intérêt de ces structures. En effet, vu l'étendue de la problématique, il est difficile d'y répondre de manière exhaustive.

Systèmes de l'électronique de puissance dans le contexte des réseaux électriques

Chapitre 1 : Systèmes de l'électronique de puissance dans le contexte des réseaux électriques

1.1 Introduction au chapitre 1

Du fait d'un faible besoin, d'un coût, d'une complexité élevés et d'une certaine méfiance des opérateurs par rapport à leur fiabilité, les systèmes de l'électronique de puissance (EP) dédiés aux réseaux électriques n'ont eu jusqu'ici qu'un développement limité. Les applications les plus anciennes étaient principalement dédiées au réseau de transport et de répartition pour la gestion du réactif. Sont apparues ensuite les applications de type FACTS (Flexible AC Transmission Systems) qui ont développé toute une panoplie d'applications séries et shunt. Ces systèmes FACTS ont été ensuite déclinés aux réseaux de distribution où, du fait de problématiques différentes, ils remplissent d'autres fonctionnalités liées à la qualité de la fourniture d'énergie, on parle alors de DFACTS (D comme distribution).

D'un autre côté, la libéralisation du marché de l'électricité amène un bouleversement dans la manière de gérer les réseaux. Actuellement, l'ouverture des marchés aux petits producteurs qui vendent l'énergie produite par leurs systèmes de productions ne pose pas de problèmes du fait qu'ils sont marginaux. Ces systèmes permettent en outre de rapprocher géographiquement les producteurs et les consommateurs. Ainsi, du point de vue énergétique, cela permettra de réduire les pertes dues au transport et à la distribution de l'énergie qui représentent une part non négligeable de l'énergie électrique produite (de l'ordre de 5%) et qui représentent plus de 30% du coût de la transmission et la distribution. En revanche, les incitations faites par les gouvernements pour développer les systèmes de production à base d'énergie renouvelables ainsi que les aides régionales, défiscalisation et autres, font que le nombre de ces petits producteurs connectés au réseau de distribution pourraient atteindre une valeur critique en provoquant un certain nombre de perturbations. Par ailleurs, leur connexion se fera non-uniformément sur le réseau. Enfin, le caractère intermittent de leur production impliquera un fonctionnement du réseau très aléatoire ce qui risque d'en complexifier grandement la gestion.

Aujourd'hui, le réseau électrique est conçu de manière centralisée avec de gros producteurs d'énergie peu nombreux qui sont répartis uniformément sur le territoire. Ces producteurs alimentent via les différents réseaux un nombre important de clients.

Le réseau dans sa forme actuelle n'est pas préparé à accueillir une forte proportion de production d'énergie dispersée. Dans ce nouveau contexte, l'emploi des systèmes d'EP pourrait être justifié. En effet, plusieurs voies de recherche pour l'augmentation de la pénétration des systèmes d'énergies dispersées peuvent être employées. L'utilisation des moyens d'EP en fait partie. Bien qu'il ne soit plus à prouver que ces systèmes peuvent contribuer au bon fonctionnement du réseau par l'emploi d'un grand nombre de fonctions, de nombreuses questions restent ouvertes sur la pertinence de l'emploi de tels systèmes. D'autant plus que le retour d'expérience sur les systèmes de type FACTS a conduit à des conclusions plutôt négatives (coûteux et pas justifié par rapport aux résultats obtenus).

Ainsi, la première partie de ce chapitre introduit plus en détails l'évolution que le réseau est susceptible d'avoir. Cette partie sera également l'occasion de présenter les réseaux électriques ainsi que de passer en revue les types de ressource d'énergie renouvelable susceptible d'avoir un impact sur le développement des génératrices d'énergie. La deuxième partie du chapitre sera consacrée à une revue des systèmes d'EP dédiés aux réseaux électriques existants. Les catalogues des constructeurs ainsi que des exemples de réalisation pertinents seront présentés. Ainsi, les limites au développement des FACTS pourront être appréciées. La troisième partie fera un état de l'art de la recherche récente qui couvre cette problématique. Elle permettra de voir les fonctionnalités les plus pertinentes. La dernière partie quant à elle permettra de développer la voie de recherche adoptée. A partir de la problématique générale et de la problématique plus particulière du domaine d'étude sur lequel la thèse se restreindra, le plan de la thèse sera détaillé. Cette partie sera également l'occasion de développer une série de questions qui seront traitées tout ou en partie dans ce travail de thèse.

1.2 Nouveau contexte des réseaux de distribution

1.2.1 Introduction

Le réseau électrique est dans une phase de changement qui devrait s'accélérer. Son origine se trouve dans le développement des petites et moyennes unités de production d'énergie qui exploitent à la fois les nouvelles énergies ainsi que les énergies renouvelables (A 1 :). Pour ce dernier type d'énergie, les obligations de rachat de l'électricité à prix préférentiel, les subventions nationales, régionales, déductions d'impôt et surtout la prise de conscience pour des questions environnementales trouvent un développement important.

Cette partie présente les architectures de réseau d'aujourd'hui et de demain. Avec la mise en évidence de l'augmentation du nombre d'acteurs et de sa complexité qui ouvre la voie à de nouvelles problématiques. Ensuite les potentiels des deux principales ressources d'énergies renouvelables pour la production d'électricité seront mis en évidence.

1.2.2 Réseaux électrique d'aujourd'hui et de demain

Le réseau électrique actuel résulte des développements technologiques et institutionnels qui se sont fait sur de nombreuses années. La très grande part de l'énergie est produite par de très grosses unités de génération d'énergie qui délivrent leur puissance au travers du réseau haute tension (Figure 1-1).

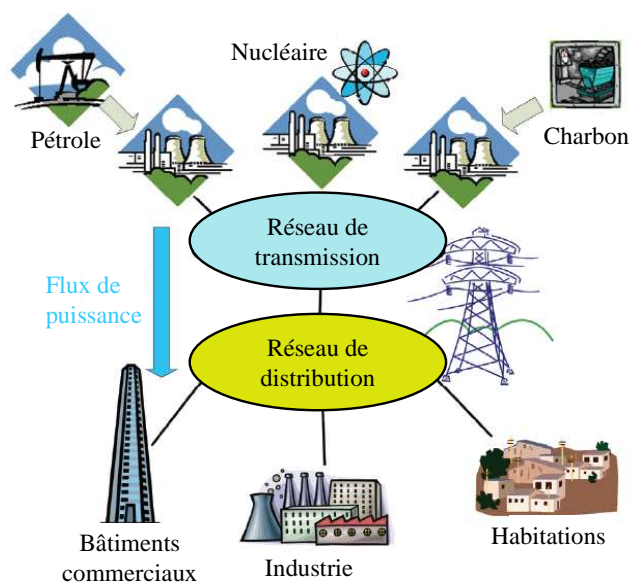


Figure 1-1 : Disposition générale du réseau électrique existant

La puissance est délivrée aux consommateurs à travers une structure passive [EUR-03]. Ainsi, elle les alimente au moyen du réseau moyenne tension (HTA) et basse tension (BT). Dans cette configuration, les échanges de puissance sont unidirectionnels, c'est-à-dire depuis les centrales vers les consommateurs. Une telle disposition du réseau électrique conduit à un monopole national ou régional qui agit à la fois sur le réseau de transport et de distribution.

Depuis que les différents pays européens ont débuté la libéralisation du marché de l'énergie, ce monopole est amené à disparaître. Dans le but de permettre la multiplication des opérateurs du réseau de transport (TSOs pour Transmission System Operators) ainsi que les opérateurs du réseau de distribution (DSOs pour Distribution System Operators), les gouvernements doivent mettre en place les conditions leur permettant de proposer leurs services sans discriminations.

Pour que ce nouveau scénario puisse être mis en place, l'augmentation du taux de pénétration des énergies renouvelables et des autres formes de moyens de production dispersés doit être associé à un rôle actif des opérateurs du réseau de distribution pour contrôler la stabilité du réseau, optimiser les puissances mises en jeu et assurer les interconnexions.

Pour atteindre ce but, l'architecture entière du réseau ainsi que le système d'information et de communication du réseau (Information and Communication Technologies (ICT)) doivent être revisités. Cela représentera le facteur clef de réussite de l'intégration de ces nouveaux moyens de production [EUR-05]. De nouveaux dispositifs apportés par les ICTs, basés sur les moyens de communications très développés, tels qu'Internet, rendent possibles la distribution intelligente, l'amélioration de la gestion des défauts, des pertes dans le réseau, de la gestion des charges, etc. Ceci transformera le réseau existant en un réseau actif intelligent.

Parmi ces différentes architectures, le futur réseau électrique pourra exploiter trois modèles [EUR-03] :

- Le Micro-grids (réseau îloté). Ce sont de petits réseaux autonomes. Les Générateurs d'Energies Distribuées (GED) sont connectés à de multiples consommateurs ou des unités de stockage d'énergie [GAZ-06] ;

- Le modèle actif. C'est une évolution des systèmes actuels passifs où le nombre d'interconnexion est considérablement augmenté et où les flux de puissance sont aiguillés de manière optimale. De plus ce concept fait apparaître la notion d'autoréparation pour un réseau qui sera immunisé aux problèmes qui apparaissent du côté des fournisseurs ou celui des clients. Ce concept a été développé spécialement pour l'augmentation de l'insertion de GED ;

- Le modèle Internet. C'est une vision très large du concept du modèle actif où l'intelligence, qui va permettre la gestion du réseau, sera distribuée en sous-zones. Chaque sous-zone pourra être vue du point de vue supérieur comme un nœud actif. Ce type de réseau s'appuie sur les FACTS pour également « router » les flux de puissance.

Dans les deux seconds cas, le besoin de contrôle des flux de puissance est présenté par la Commission Européenne comme une issue incontournable pour la gestion des réseaux de distribution. Ceci, du point de vue technique et économique afin de faciliter l'insertion de la production décentralisée. Une nouvelle disposition du réseau électrique est présentée à la Figure 1-2.

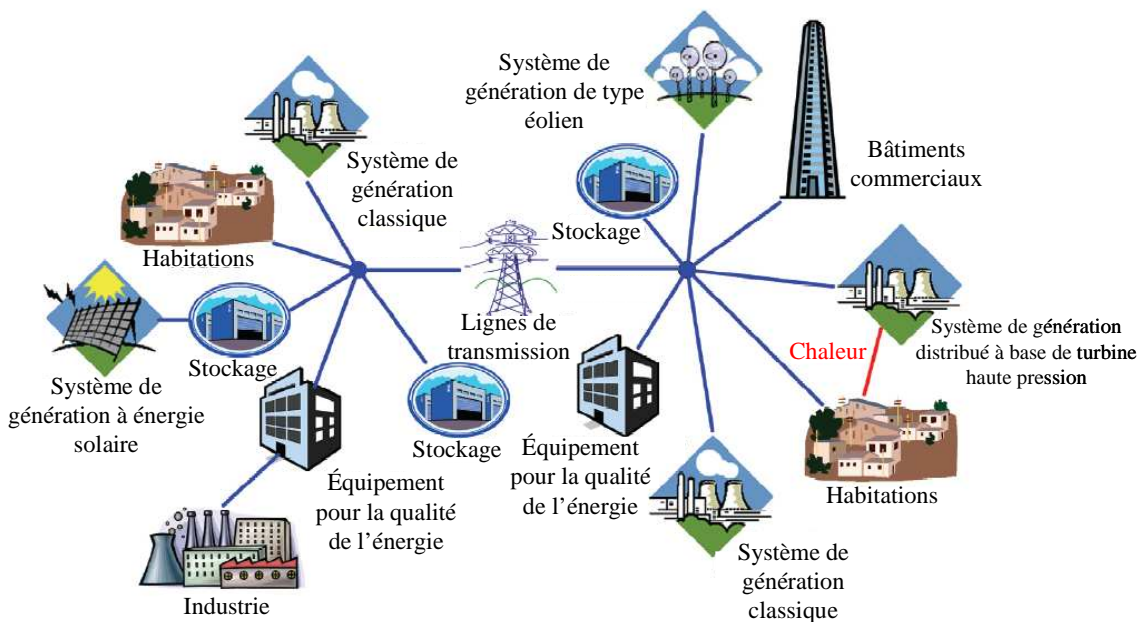


Figure 1-2 : Architecture possibles du réseau de distribution actif avec présence de systèmes de générations dispersés et non dispersés – Extrait du projet européen UNIFLEX

Cette nouvelle architecture de réseau est basée sur une augmentation des interconnexions entre les différents acteurs du système, à l'opposé de la structure classique de réseau de type linéaire / radiale. Ceci permet une augmentation des voies possibles de transits de puissance et également une diminution des impédances de lignes et l'augmentation des puissances de court-circuit. Dans le même temps, les GED contribuent aux courants de court-circuit. Ainsi, il faudra également repenser le plan de protection. L'augmentation de la production distribuée et de l'interconnexion induit des échanges de puissance plus élevés et surtout un sens bidirectionnel à l'énergie. Ainsi, de nouvelles solutions qui permettent le routage de la puissance deviennent nécessaires. Les solutions de l'électronique de puissance sont un

excellent moyen pour la réalisation d'un tel service. Elles apportent une souplesse de fonctionnement au réseau en accompagnant cette production dispersée.

1.2.3 Conclusion

Le système électrique est amené à subir une profonde mutation avec le raccordement de petites et moyennes unités de production d'énergie. Ce développement est très lié au développement des systèmes d'énergie à base d'énergie renouvelable (éolien, solaire) et des nouveaux vecteurs (hydrogène notamment). Le schéma de réseau actuel ne présente plus les caractéristiques pour répondre à une augmentation importante de la connexion de ce type d'énergie dispersé. En effet, la répartition des flux de puissance qui suit les lois d'Ohm ne peut plus assurer naturellement un fonctionnement optimisé du réseau. Une augmentation des interconnexions associées à un contrôle actif des flux de puissances va ouvrir la voie au développement des systèmes FACTS pour le réseau de distribution.

Il faut noter deux types d'interconnexion :

- Le maillage. Il consiste en une connexion de plusieurs départs alimentés par un même poste source ;
- Le bouclage. Il consiste à connecter des départs issus de postes sources différents.

1.3 Systèmes de l'électronique de puissance dans le contexte actuel des réseaux

1.3.1 Introduction

Cette partie est consacrée à présenter les différents types de FACTS et de dégager la structure que nous mettrons finalement en œuvre dans la thèse. En fonction de leur type de raccordement au réseau ainsi que de leur structure, ils ne remplissent pas les mêmes fonctions. Le choix de la structure est tributaire de la fonction réseau recherchée. La deuxième partie sera l'occasion de balayer les offres des fabricants qui présentent un catalogue riche en matière de solutions EP pour les réseaux [HIG-00].

1.3.2 Les différents types de FACTS et DFACTS [HIG-00], [ETX-03] et [MOH-06]

L'IEEE donne une définition des systèmes FACTS, il s'agit d' « une structure d'électronique de puissance ou tout autre système statique qui fournit des degrés de contrôle sur un ou plusieurs paramètres du réseau alternatif pour augmenter la contrôlabilité et améliorer la capacité de transfert de puissance ».

La conception des systèmes FACTS repose sur un ensemble d'interrupteurs d'EP tel que des thyristors ou des IGBTs. Différents types de raccordement au réseau et plusieurs rôles peuvent leur être attribués. On trouve ainsi des :

- Raccordements séries (Figure 1-3) ;

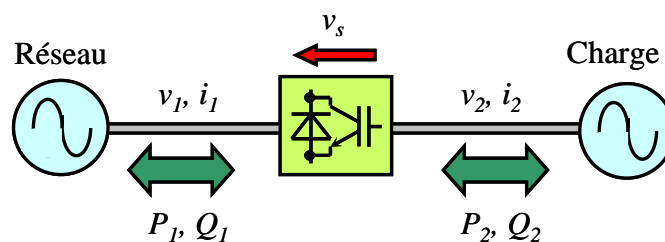


Figure 1-3 : Schéma de raccordement série au réseau

Si le système est à base d'éléments passifs commutés, son action principale sera la modification de l'impédance des lignes. Ainsi sur des lignes fortement inductives, une compensation de la chute de tension peut être réalisée par un fonctionnement capacitif. Avec un système basé sur un onduleur, en plus de la fonction évoquée précédemment, la tension

injectée en série sur la ligne pourra immuniser la charge des perturbations de type harmonique de tension, flicker ou creux de tension. Ce fonctionnement est alors appelé Dynamic Voltage Restorer (DVR) [MAC-03]. Plus la compensation sera importante et plus le stockage de l'énergie dans la partie continue du convertisseur devra être grand. Dans certains cas, si l'on souhaite pouvoir injecter de la puissance active, l'utilisation d'un système d'alimentation auxiliaire au niveau de la tension du bus continu devra être envisagée.

- Raccordements parallèles / shunts (Figure 1-4) ;

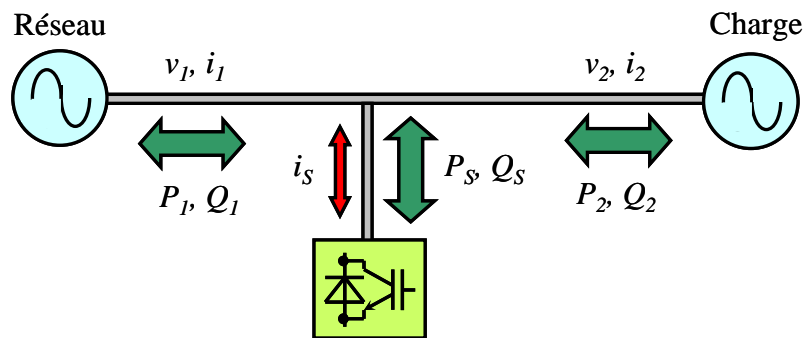


Figure 1-4 : Schéma de raccordement parallèle / shunt

Si le système est à base d'éléments passifs commutés, il pourra régler la tension au nœud de raccordement en modifiant les échanges de puissances réactives par un fonctionnement de type inductif ou capacitif. Si le système est basé sur l'onduleur de tension, en plus de la fonctionnalité précédente il peut réaliser du filtrage actif d'harmoniques de courant.

- Raccordement universel (Figure 1-5).

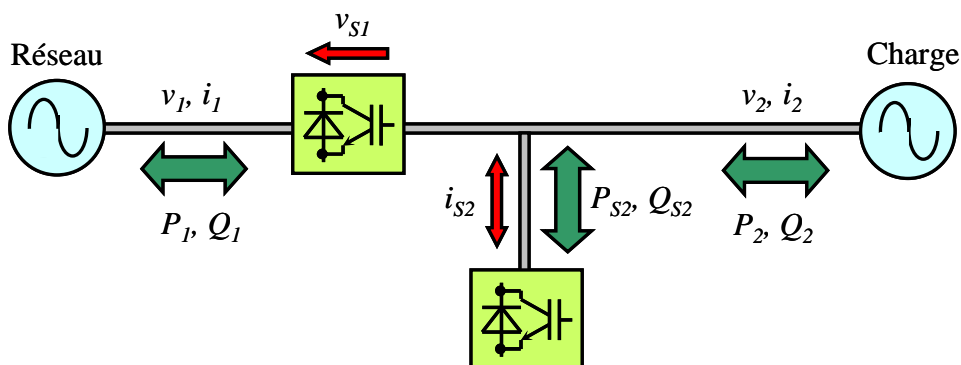


Figure 1-5 : Schéma de raccordement universel

Ce système est une association de deux systèmes généralement de même nature, à base d'éléments passifs commutés ou sur la base de l'onduleur, l'un raccordé en série et l'autre en parallèle. Les fonctionnalités de ce système sont une combinaison de celle des deux systèmes

précédents. Sa conception permet de prélever de la puissance active sur le réseau généralement par la partie shunt et de contrôler les paramètres de sortie à l'aide de la partie série.

Ces structures apportent des degrés de contrôle supplémentaires au réseau par les fonctions suivantes qui sont non exhaustives :

- Suppression des oscillations de puissance (Power Oscillations) pour le réseau de transport avec principalement les structures séries ;

- Instabilités de tension (Voltage Instability) sur le réseau de transport. A l'aide des structures parallèles ;

- Maîtrise des flux de puissance transitant sur les lignes de transport ou distribution (sur des schémas radiaux ou bouclés) à l'aide des trois types de structures ;

- Amélioration du facteur de puissance (Power Factor) sur les réseaux de distribution et industriel à l'aide des structures parallèles ;

- Contrôle du profil de tension (Voltage Profile Fluctuation). Surtout sur les réseaux de distribution et industriels à l'aide de la structure parallèle ;

- Filtrage d'harmoniques (Harmonics). Sur les réseaux de distribution et industriels avec la structure parallèle / shunt pour le courant et la structure série pour la tension ;

- Creux de tension induit par des courants brefs élevés (Flicker). Pour les réseaux de distribution et industriel avec la structure de type série.

Les fonctions que peuvent remplir les FACTS varient selon leur type de raccordement, leur topologie, la capacité de stockage et les performances du contrôle/commande associé. Cependant, une même structure peut remplir de nombreuses fonctions. Le choix se fait souvent d'un point de vue dimensionnement puis commande.

Pour une vue plus complète des applications FACTS, le lecteur pourra se référer à [SON-99], [HIG-00] et [ZHA-06].

1.3.3 Les offres des fabricants

En raison du marché faible, peu de fabricants se sont lancés dans la conception des FACTS et DFACTS. Deux fabricants du continent européen peuvent être mentionnés, tout d'abord ABB et Siemens Power Transmission and Distribution. Ces deux constructeurs proposent sensiblement les mêmes produits avec :

- Le Thyristor Controlled Series Compensation for Electric Systems (TCSC). Système à base de thyristors connecté en série sur le réseau et dédié au transport (Figure 1-6).

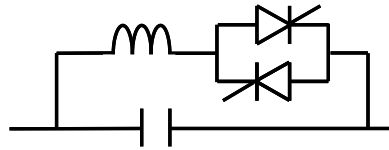


Figure 1-6 : Schéma électrique simplifié du TCSC

Il permet essentiellement par son contrôle (injection rapide d'une réactance série) une atténuation des oscillations des génératrices de production. Son dimensionnement peut atteindre 100MVar et permet la connexion de plusieurs réseaux. Souvent il est associé avec des capacités fixes de telle manière à réduire son coût d'utilisation ;

- Le SVC (Static Voltage Compensator) (Figure 1-7) est un dispositif qui permet lorsque le plan de tension est soumis à des variations inacceptables induites elles mêmes par des variations de charge, de délivrer ou absorber de la puissance réactive de manière à réduire les chutes de tensions réactives sur les lignes. De plus, le SVC est capable de réduire les oscillations de puissance à travers une modulation de l'amplitude de la tension à son point de connexion.

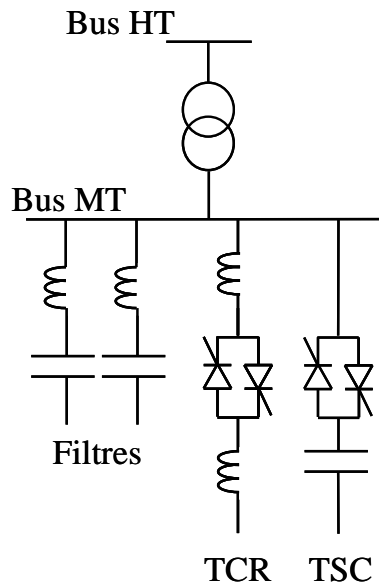


Figure 1-7 : Schéma électrique simplifié du SVC

A l'aide de thyristors, le SVC est capable de commuter très rapidement les bancs de condensateurs ou d'inductances en modulant la durée de leur action. Les deux thyristors permettent de fonctionner dans les quatre quadrants et de commander l'amorçage et le

blochage de l'ensemble de telle manière à contrôler de manière souple l'échange de flux avec les bancs de condensateurs ou d'inductances. L'inconvénient du système réside dans la production d'harmoniques de courant. Dans le but de les réduire, le SVC est associé à des filtres qui piègent ces harmoniques ;

- Le STATCOM (Static Compensator) est un système sur la base de l'onduleur de tension connecté en parallèle (Figure 1-8) et se décline pour tous les réseaux (transport, mais aussi distribution et industriel). L'élément central est donc l'onduleur réalisé à base d'IGBT et contrôlé par modulation de largeur d'impulsions. Un onduleur est capable de générer et de consommer à part égale de la puissance réactive de telle manière à remplir les mêmes fonctions que le SVC mais avec beaucoup plus de souplesse et moins de perturbations harmoniques. Cet équipement peut être associé avec des éléments réactifs connectés en parallèle à son voisinage pour modifier les plages de fonctionnement.

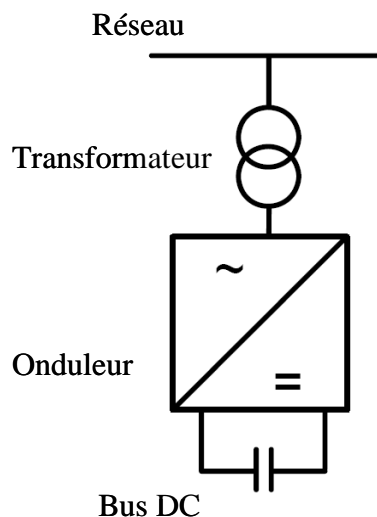


Figure 1-8 : Schéma de principe du STATCOM

Ce système travaille à une tension de bus continu constante. Les IGBTs à fréquence de commutation élevée permettent un contrôle souple et rapide qui rend son utilisation possible pour une compensation de flicker par exemple. La connexion de type back to back, c'est-à-dire en connectant deux STATCOM par leur bus continu et chaque côté alternatif à des réseaux permet d'avoir un échange de puissance active entre deux réseaux de caractéristiques différentes (synchronisation, tension, fréquence) ;

- Le SIPLINK (Siemens Multifunctional Power Link) est un produit proposé uniquement par Siemens. C'est une application dédiée au réseau de distribution. Il permet, à l'image du STATCOM avec connexion de type back-to-back (Figure 1-9), de venir connecter

des producteurs d'énergie ou des systèmes de différentes fréquences ou de niveau de puissance qui ne pourraient pas être connectés directement. L'avantage de ce système est de ne pas avoir d'augmentation des courants de court-circuit. En effet, à l'apparition d'un court-circuit, il suffit d'ouvrir le bus continu à l'interface des deux systèmes de telle manière à supprimer le couplage. Un second avantage est apporté en terme d'immunisation des perturbations provenant du réseau amont. Le système est également performant puisque le dimensionnement approprié du bus continu permet une fonction filtrage très adaptée aux charges sensibles.

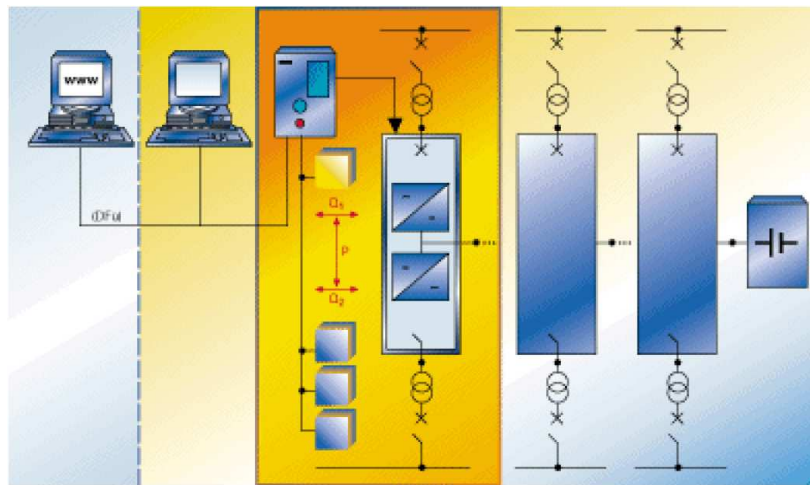


Figure 1-9 : Schéma électrique de principe de la solution SIPLINK de Siemens – Extrait de [SIE-07]

L'inconvénient de ce système est toutefois d'employer beaucoup de composants d'EP puisque la structure utilise deux onduleurs triphasés.

La recherche des fabricants de FACTS et DFACTS a montré que peu de fabricants d'équipements pour le transport et la distribution proposaient des solutions. Cependant, on peut toutefois constater que les solutions qu'ils proposent sont plutôt riches et balayent à la fois tous les fonctionnements et toutes les structures, sauf pour une qui est l'équivalent du STATCOM, le Static Synchronous Series Compensator (SSSC) où le système basé sur un l'onduleur de tension est connecté en série sur le réseau. Pourtant cette structure présente un intérêt par le fait qu'elle pourrait offrir de nombreuses possibilités en termes d'ouverture de la ligne notamment en cas de défauts.

1.3.4 Conclusion

Le fait que peu de fabricants proposent des solutions de type FACTS ou DFACTS tient également au fait que le marché n'est pas élevé. Cela induit donc des systèmes au coût élevé.

Seule une évolution du contexte, comme celui évoqué dans la première partie de ce chapitre, pourra contribuer au développement de ce type de solutions en les rendant incontournables, ce qui aura pour effet de diminuer leur coût.

1.4 Etat de l'art de la recherche actuelle

1.4.1 Introduction

Les publications sont riches de projets autour des FACTS et DFACTS qui vont des plus simples aux plus abouties en s'inscrivant dans une démarche globale. C'est-à-dire dans une démarche où l'architecture de puissance, le contrôle-commande associé et le contrôle de plus haut niveau, celui que l'opérateur du réseau effectuerait de telle manière à coordonner le fonctionnement du système avec le réseau est étudié.

Six études faisant partie d'études récentes qui ont semblé être les plus pertinentes des problématiques actuelles et les plus originales vont être présentées. Les deux premières auront comme contexte d'étude le réseau de transport, les deux secondes, le réseau de distribution et les dernières concerneront une étude de l'architecture des FACTS.

1.4.2 Etudes concernant le réseau de transport

1.4.2.1 Contrôle des flux de puissance

Un premier travail peut être cité, il s'agit du contrôle des flux de puissance à l'aide de systèmes FACTS connectés en série sur le réseau [YE-05]. Le contexte d'étude est le réseau de transport et a eu pour but de formaliser le contrôle des flux de puissance à la fois actif et réactif sur une ligne de transport (Figure 1-10).

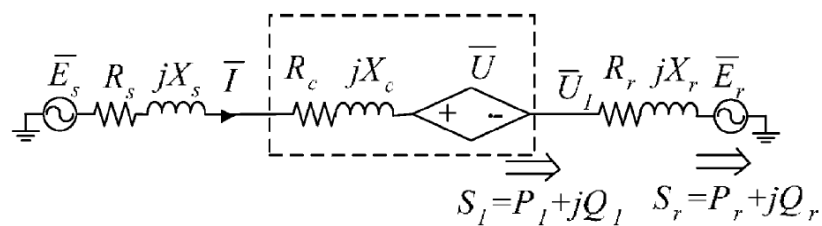


Figure 1-10 : Schéma électrique de la ligne de transport avec FACTS série – Extrait de [YE-05]

D'après l'auteur, il existe plusieurs types de FACTS connectés en série sur le réseau tel que le Unified Power Flow Controller (UPFC), l'Interline Power Flow Controller (IPFC). Ces FACTS sont capables de contrôler les flux de puissance qui transitent à travers les lignes en injectant sur la ligne des tensions à la fois active et réactive. Toujours d'après l'auteur de l'article, la clef de réussite du contrôle des flux de puissance passe par une formalisation du système, ainsi l'enjeu consiste à exprimer la relation qu'il existe entre le flux de puissance qui

s'écoulera à travers la structure et la tension injectée en série sur le réseau par l'application FACTS. L'auteur met en évidence que dans certains articles [SRE-97] [SED-01], des mises en équation complexes, parfois contradictoires des systèmes sont faites. Il propose deux schémas de commande issue de sa mise en équation et les valide à travers des simulations.

Concernant cette étude, bien qu'elle s'inscrive dans une démarche rigoureuse, il peut être remarqué qu'elle ne concerne pas les systèmes de type SSSC, c'est-à-dire les systèmes séries qui n'ont pas la capacité de générer de la puissance active. De plus, la ligne employée n'est composée d'aucune charge, bien que cela soit sans conséquence sur la validité de la méthode pour un réseau de transport cela ne sera plus valable pour la ligne d'un réseau de distribution. Un intérêt supplémentaire pourrait être apporté à l'aide d'une validation expérimentale.

1.4.2.2 Power Flow

Dans le cas où l'on désire optimiser les flux, les FACTS peuvent être utilisés à ces fins. Il est donc nécessaire de coordonner ces systèmes avec le réseau. On utilise alors des systèmes appelés Energy Management Systems (EMS). Ainsi, il est nécessaire d'assurer une bonne performance des algorithmes de ces systèmes dans le but d'avoir la plus grande efficacité et d'exploiter au maximum les degrés de liberté offerts par les FACTS ou DFACTS.

Ces systèmes de coordination sont composés d'un algorithme d'optimisation qui va optimiser les répartitions de puissance sur le réseau en fonction de l'action de chaque FACTS. Pour obtenir une image de la répartition des flux de puissance, un outil de calcul de la répartition des flux de puissance (Power Flow) est utilisé. Les méthodes de calcul de Power Flow reposent sur la mise en équation du réseau sous la forme d'une matrice qui est travaillée de manière à obtenir la valeur des tensions et puissances sur le réseau. En fonction de la complexité du réseau, qui dépend de sa taille ainsi que du nombre d'entrées de commande, la résolution du système peut être plus ou moins longue.

Un article concernant une analyse de répartition des flux de puissance à l'aide de variables complexes pour un réseau de transport dans lequel des systèmes FACTS de type STATCOM sont connectés est proposé [NGU-06]. L'auteur développe une technique de Load Flow basée sur la méthode de Newton-Raphson tout en y incluant une modélisation statique des STATCOM. Il détaille la technique basée sur les nombres complexes alors que généralement les méthodes de Power Flow sont basées sur les nombres réels. L'intérêt de la méthode est mis en valeur par une série de simulations. Il s'agit d'un gain de temps considérable qui réduit l'accès à la mémoire. Cette problématique est tout à fait pertinente. En effet, les EMS qui vont

optimiser la répartition des flux de puissances réalisent un nombre important d'itérations donc de Power Flow. Ainsi le temps de convergence vers la meilleure solution sera d'autant plus long que le système simulé (et donc le Power Flow) sera lourd. De plus, plus le temps de réponse du système sera rapide et plus le rafraîchissement de la configuration se fera vite et donc moins les pertes seront élevées.

1.4.3 Etudes concernant le réseau de distribution

1.4.3.1 Autonomous Demand Area Network Power System du CRIEPI

Une étude débutant en 2001 qui met en oeuvre une démarche globale de gestion de l'énergie dans les réseaux du futur est proposée par le CRIEPI (Central Research Institute of Electric Power Industry). Dans [KOB-03], l'auteur explique qu'au Japon une insertion de 25GW de production dispersée d'ici 2010 est prévue. De ce fait, le schéma d'exploitation du réseau de distribution ne sera plus adapté. Des impacts négatifs tels que la chute de la qualité de fourniture de l'énergie et des difficultés dans la gestion des défauts seront à prévoir. Afin de proposer une solution à cette problématique, l'auteur explique que le CRIEPI a proposé le concept de l'Autonomous Demand Area Network Power System où chaque composante du réseau, les charges, les systèmes de distribution ainsi que les équipements d'EP sont coordonnés de telle manière à augmenter la capacité d'accueil de production dispersée (Figure 1-11).

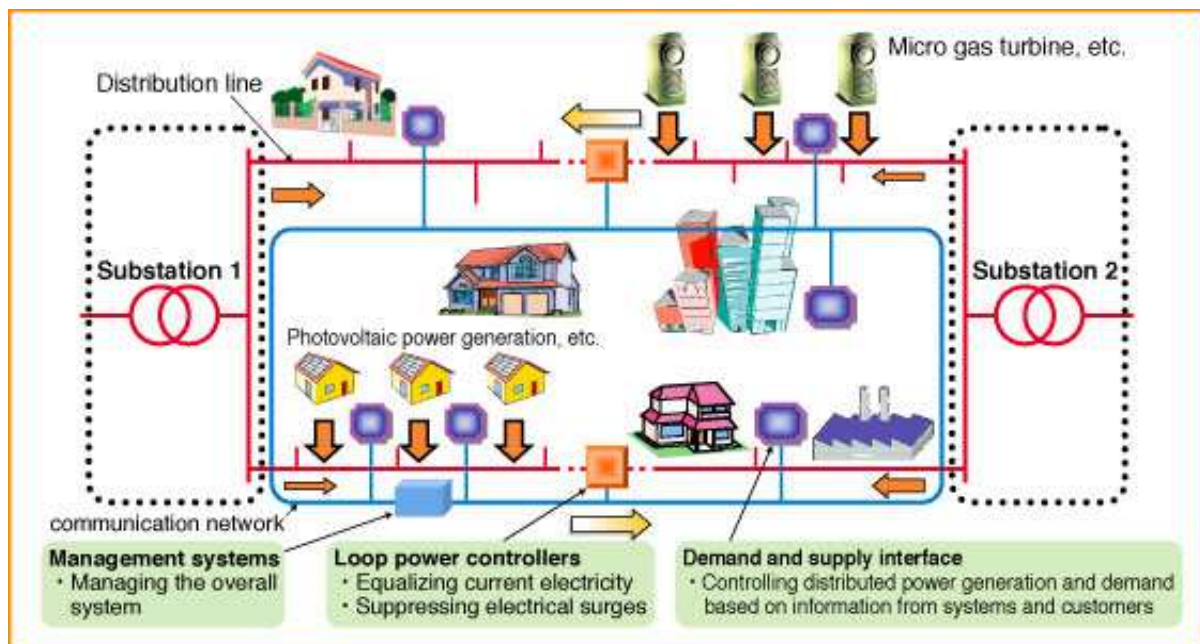


Figure 1-11 : Illustration du concept d'Autonomous Demand Area Network Power Systems du CRIEPI

Le concept permet notamment :

- L'augmentation de la disponibilité de l'énergie délivrée par les unités de production par un maillage du réseau ;
- Une réduction des pertes sur le réseau et des contraintes sur les postes sources grâce à une réparation optimale des flux de puissance réalisée avec un dispositif d'EP connecté en série sur le réseau.

L'équipement placé au cœur de cette démarche est nommée Loop Power Controller (LPC) (Figure 1-12). Il se caractérise par une connexion série. Il a été étudié pour plusieurs scénarii de réseaux (commercial, résidentiel et mixte) et comparé à des Static Var Compensator (SVC).

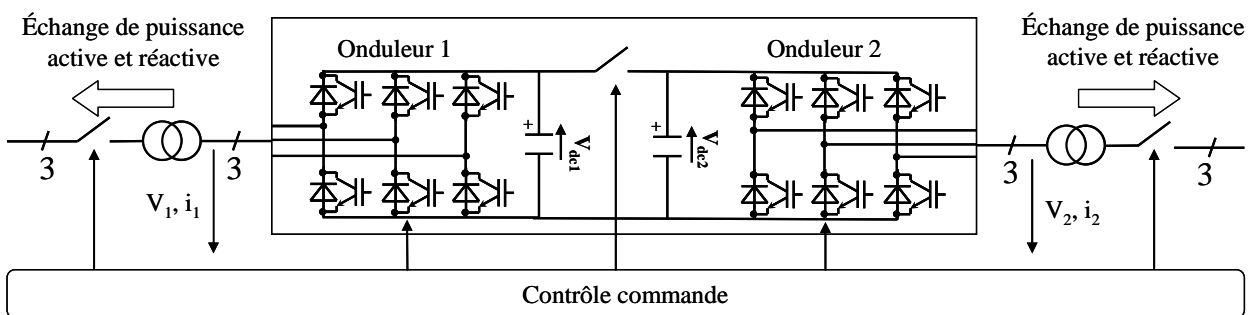


Figure 1-12 : Structure interne du Loop Power Control du CRIEPI

Les principaux résultats ont montré que dans le cas d'un réseau résidentiel et d'un réseau mixte (résidentiel + commercial) l'intérêt du système apparaît à partir d'un taux de pénétration de production dispersée de 40% (énergie consommée localement = 40% de l'énergie produite localement par GED). Les bienfaits seraient alors visibles sur le plan de tension, l'amélioration des pertes et l'augmentation de la disponibilité de l'énergie. Concernant les pertes, l'auteur annonce une réduction de 30% des pertes à partir des 40% d'insertion précédemment évoqués.

Les perspectives des travaux mentionnent des tests en conditions réelles ainsi qu'une étude architecturale de la structure d'EP dans le but de réduire son coût et ses pertes. Il peut être remarqué qu'elle est « luxueuse » car elle est composée de deux onduleurs de tension montés tête-bêche (back-to-back dans le texte).

1.4.3.2 Projet européen UNIFLEX (Advanced Power Converters for Universal and Flexible Power Management in Future Electricity Networks)

Le projet européen UNIFLEX met l'électronique de puissance au cœur du réseau électrique du futur et la présente comme la clef qui permettra d'atteindre les objectifs en termes d'intégration d'énergie dispersée (renouvelable). Ce projet ambitieux débuté en mars 2006 et coordonné par AREVA T&D Technology Centre (Royaume-Uni), associe de nombreux partenaires :

- Les groupes de recherche Electronique de Puissance et Commande de l'Université de Nottingham (UNOTT) ;
- L'Institut de technologie de l'énergie de l'Université d'Aalborg University (AAU) ;
- Le Laboratoire d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique Federale de Lausanne (EPFL) ;
- Le département d'ingénierie électrique de l'Université de Genova (UGDIE) ;
- ABB Sécheron ;
- Dynex Semiconductor Limited (DSL);
- L'European Power Electronics Association (EPE).

Nous pouvons remarquer qu'il n'y a pas d'exploitant de réseaux dans ce projet, en outre deux grands fabricants dont ABB qui a une forte expérience en solution FACTS en font parti. La présence de DYNEX, un fabricant de semi-conducteurs montre que le projet touche à tous les étages de la conception des systèmes d'EP.

Le point de vue du projet est basé sur le fait que l'électronique de puissance joue un rôle majeur dans les équipements à base d'énergie renouvelable puisqu'elle y est toujours présente. De plus, le contrôle des flux de puissance à l'aide de dispositifs d'EP est nécessaire afin d'avoir un fonctionnement sécurisé du réseau qui sera soumis à des lois économiques, la libéralisation du marché et surtout l'augmentation des petites et moyennes unités d'énergie dispersées. Cet état de fait apparaît dans [EUR-03] : « Power Electronics: Devices such as FACTS are critical components of the future grid control infrastructure ». Dans ce même rapport il est mentionné que le futur réseau électrique européen devra être transformé en un « interactive and unified power supply network », c'est-à-dire un réseau de distribution dont les composants interagissent de manière coordonnée. Le développement des systèmes d'EP

avec de nombreuses fonctionnalités, une haute fiabilité, un coût plus bas, ainsi qu'un contrôle sophistiqué qui vont au-delà de ce qui se fait actuellement est la clef de la réussite.

De plus [IOV-07] mentionne que les projets européens tel que DG-FACTS, CRISP, DISPOWER, EU-DEEP ont permis de développer de nouvelles philosophies d'exploitation du réseau et définir un rôle pour les convertisseurs de puissance. Sans de nouvelles innovations dans les convertisseurs de puissance, les tentatives de réaliser les visions décrites par [EUR-03] échoueront. Le projet UNIFLEX associe donc la recherche sur les composants, la topologie, le contrôle / commande de la structure mais en plus la vision réseau avec l'interaction de ces systèmes combinés avec des éléments de stockage dans le but de définir une stratégie globale.

Au moment de la rédaction aucunes conclusions majeures sur le travail n'étaient disponibles. Cependant, les objectifs du projet peuvent être présentés :

- Spécification des performances électriques, du contrôle-commande à travers un large spectre d'applications du système d'EP ;
- Développement de l'architecture du convertisseur modulaire à partir des spécifications précédentes ;
- Développement d'un module de puissance qui incorpore des équipements à base de matériaux magnétiques avancés ainsi que des technologies de semi-conducteur émergentes ;
- Développement des stratégies de commande rapproché ainsi que des stratégies d'interactions avec le réseau ;
- Spécification de la fiabilité attendue de chaque module incluant de la redondance ;
- Détermination du coût de la structure en tenant compte des composants ainsi que des coûts de maintenance ;
- Réalisation d'un démonstrateur de 500kVA afin de valider les fonctionnalités ainsi que les capacités du système.

Le fait que n'apparaît pas clairement la mesure de l'impact économique sur le réseau peut être reproché. En effet, les fonctionnalités apportent une amélioration du fonctionnement du réseau qui doit se traduire par un gain économique. Cela permettrait de définir la viabilité du système.

La structure susceptible d'être employée pour la réalisation de la structure serait sur la base de l'UPFC. Le nombre élevé de fonctions que doit assumer la structure implique une structure capable de générer de la puissance active. Ceci se fera au détriment du coût. En effet, la structure UPFC est connue pour être une structure coûteuse du fait du grand nombre de composants qu'elle emploie. La Figure 1-13 présente en détail les choix possible pour le module élémentaire. Il est envisagé d'en utiliser quatre par phase.

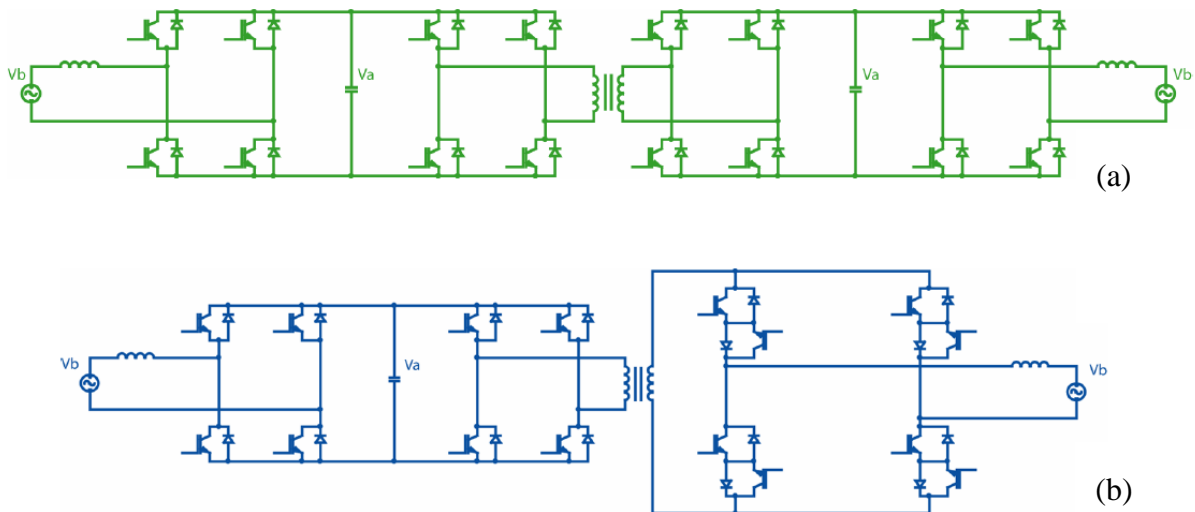


Figure 1-13 : Architecture électrique d'un module bidirectionnel en puissance avec circuit d'isolation de moyenne fréquence (kHz) – (a) interface de type dc/dc (b) interface de type dc/ac

1.4.4 Etudes concernant l'architecture des FACTS

1.4.4.1 Distributed Static Series Compensator du Tennessee Valley Authority (TVA) et Soft Switching Technologies Corporation (SSTC)

L'étude qui est proposée par TVA et SSTC [DIV-07] présente un SSSC, système FACTS sur la base de l'onduleur de tension connecté en série sur le réseau. Leur approche est de développer un système très modulaire qui aurait le double avantage d'offrir une meilleure fiabilité (redondance naturelle du système) et une répartition des investissements dans le temps par l'acquisition progressive de modules.

Le réseau d'étude envisagé est le réseau de transport. Cependant, grâce à son architecture modulaire, l'application peut être utilisée sans modifications aux réseaux de distribution. L'application pour laquelle le système a été conçu, serait le contrôle des flux de puissance. La Figure 1-14 présente un exemple de répartition du système sur un réseau de transport. Sur ce

schéma de principe, il peut être remarqué que le contrôle-commande de niveau supérieure est réalisé matériellement à l'aide d'un système de télécommunication.

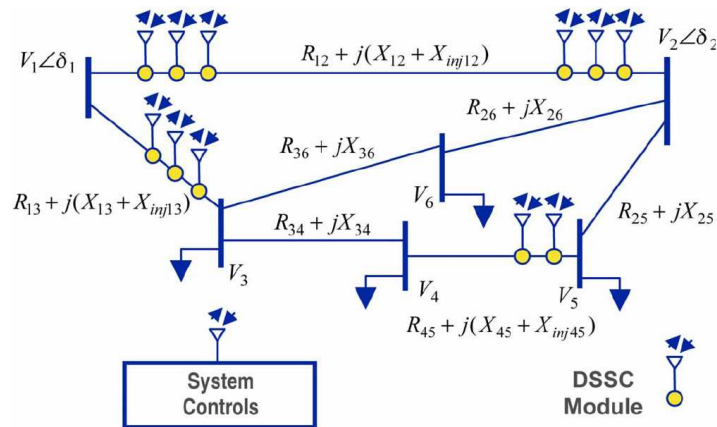


Figure 1-14 : Exemple de réseau bouclé avec implantation de DSSC

L'architecture modulaire est à la base de la conception ingénieuse du système. En effet, chaque module va induire une tension sur la ligne à l'aide d'un transformateur dont le secondaire est un tore qui s'enclenche sur la ligne (Figure 1-15).

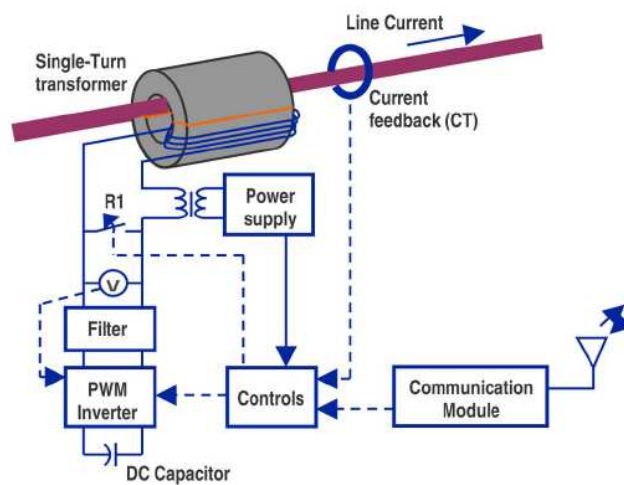


Figure 1-15 : Schéma de principe de l'architecture d'un module DSSC

Cette solution permet de considérablement réduire les frais d'ouvrage qui ont une part non négligeable du coût final de la solution. En effet, il n'y a pas besoins de créer un site dédié ou de remanier un site existant de telle manière à accueillir le dispositif. L'installation du système se fait donc simplement. Le dernier avantage est d'avoir une solution qui simplifie les problèmes d'isolation mais qui dans le même temps demande la mise en œuvre de besoins supplémentaires lors des opérations de maintenance.

1.4.4.2 Modular ETO Voltage Source Converter du Semiconductor Power Electronics Center

L'étude proposée [HUA-06] montre d'autres axes de recherche qui permettraient de réduire le coût des systèmes FACTS.

L'auteur revient sur les éléments qui limitent le développement des FACTS (coût, fiabilité). Il présente les particularités de l'interrupteur spécialement développé qui reprend les idées de l'IGCT d'ABB, le composant utilisé dans le SVC light (STATCOM) :

- Intégration de l'interface de puissance (driver) dans le boîtier de l'interrupteur ;
- Faible inductance et faible résistance de grille pour accélérer le blocage de l'interrupteur (diminution des pertes).

Associé à une augmentation de la capacité d'extinction pour réduire le coût du système et la consommation du driver.

La seconde partie de l'étude concerne le dissipateur. Comme le présente l'auteur, l'utilisation de technologies à base de refroidissement liquide est une contrainte qui complexifie la réalisation des FACTS et qui augmente leurs coûts. Ainsi, une architecture de radiateur couplée à un ventilateur a été développée et testée.

En dernier lieu, l'auteur présente l'intérêt d'avoir une structure modulaire sans utilisation de transformateur de puissance dans le cadre de l'augmentation des niveaux de puissances misent en jeux. La Figure 1-16 présente l'architecture du système modulaire pour la réalisation d'un STATCOM et d'un SSSC sans l'utilisation de transformateur de puissance.

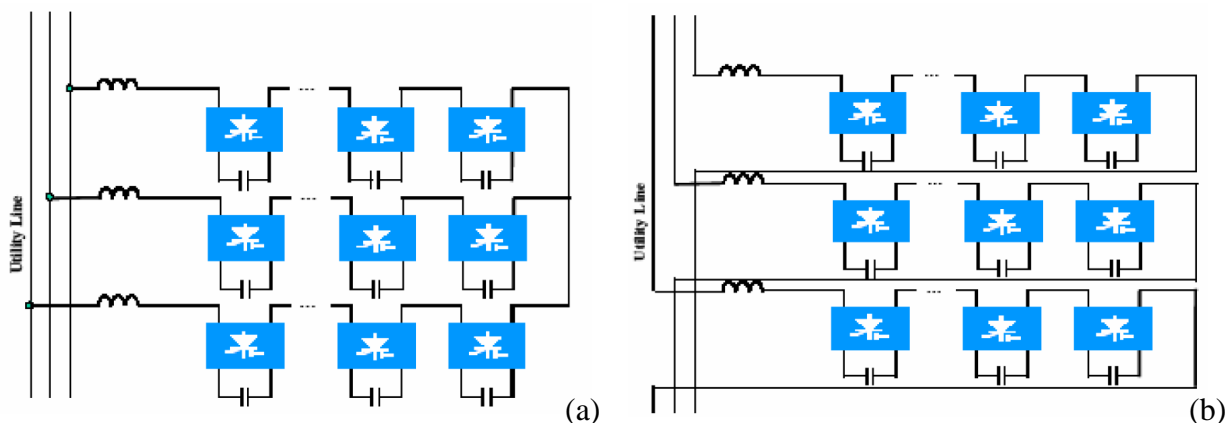


Figure 1-16 : Architecture de convertisseur pour la réalisation d'un STATCOM (a) et d'un SSSC (b) sans transformateur de puissance – Extrait de [HUA-06]

1.4.5 Conclusion

Ce tour d'horizon de la recherche appliquée aux FACTS a permis, avec des travaux de qualité, de constater l'intérêt que ce type de technologie avait. Tout d'abord au Japon où le CRIEPI a développé le concept d'Autonomous Demand Area Network Power Systems dès 2001 puis en Europe à partir de 2006 avec le projet européen UNIFLEX. Ces projets exploitent les mêmes idées, c'est-à-dire une augmentation des interconnexions du réseau de distribution dans le but d'augmenter les échanges possibles d'énergie associé à un routage actif des flux de puissance à l'aide de FACTS.

La recherche est exhaustive puisqu'elle traite des :

- Architectures de réseaux ;
- Fonctions des FACTS ;
- Contrôle / commande de haut niveau (coordination réseau + FACTS + production distribuée) ;
- Architectures / topologie de FACTS ;
- Composants dédiés aux FACTS (par exemple l'IGCT d'ABB sur la base d'un GTO avec sa commande intégrée ou l'IEGT de Toshiba sur la base de l'IGBT).

Il apparaît dans ces études que le coût des FACTS est élevé. Ainsi, des idées originales sur la réalisation de ce système ont été proposées autour de la propriété de modularité.

Le nouveau contexte induira une augmentation du coût de l'énergie puisque de nouveaux investissements devront être réalisés et que le système électrique deviendra plus complexe. Bien qu'élevé, le prix des FACTS pourra être compensé par une optimisation du coût du fonctionnement du réseau (plan de tension, sûreté, pertes, et surtout augmentation du taux de pénétration des GED). De plus une baisse du coût des FACTS pourra être observée si il y a des applications en grand nombre.

1.5 Voie de recherche adoptée

1.5.1 Introduction

A l'aide d'un état de l'art des problématiques du réseau électrique, des solutions FACTS et de la recherche actuelle cette partie définit le cadre de travail auquel se limitera cette thèse. Dans un premier temps, la problématique des solutions FACTS sera présentée puis dans un second temps, il s'agira de définir les tâches et les chapitres de ce mémoire.

1.5.2 Problématique générale des systèmes de l'électronique de puissance pour le réseau

L'expérience des FACTS au niveau du réseau de transport a eu tendance à rapidement conclure par rapport à l'intérêt de ces systèmes. Le reproche le plus fréquemment rencontré est lié au coût qui serait trop élevé.

Ainsi, pour démontrer ou infirmer que les FACTS sont intéressants, les questions suivantes doivent trouver des réponses :

- A partir de quel coût, un système FACTS pourra-t-il être considéré comme intéressant ? Un système d'EP est un équipement au coût élevé, plus son coût sera élevé et plus le coût de l'énergie sera cher. Les propositions pour la diminution du coût du système passe par l'émergence de nouvelles topologies pour une conception simplifiée et de nouveaux composants pour une diminution des pertes (image du coût en fonctionnement si le prix de la maintenance n'est pas inclus) ;

- Quelles sont les fonctions qui permettront un gain économique sur le réseau ? La prise en compte seule du coût de la structure n'est pas suffisante pour dire si la solution FACTS est avantageuse ou pas. En effet, si les FACTS permettent un gain économique au niveau des pertes essentiellement mais aussi au niveau de la fiabilité, du réglage de la tension et de l'augmentation de l'insertion de productions décentralisée, alors la solution sera intéressante. Il faut donc confronter coût du système avec coût des bienfaits sur le réseau ;

- Est-ce que ces systèmes sont assez fiables ? Le problème de la fiabilité des réseaux est critique, un exemple fort est apporté par le coût des pertes économiques qui suivent les Black-Out. Dans ce contexte où le nombre d'acteurs sur le réseau ne cesse d'augmenter, si les FACTS sont intégrés au réseau il ne faut pas qu'ils dégradent la fiabilité du réseau. Dans le sens inverse, si les systèmes FACTS sont capables d'apporter de la fiabilité alors si leur coût

est élevé, même en fonctionnement, ils seront intéressants et leur usage justifié. En effet il vaut mieux avoir un coût de fonctionnement plus élevé du réseau si la fiabilité du réseau est assurée ;

- Comment cohabitent-ils avec les autres éléments du réseau ? L'insertion de FACTS doit se faire de telle manière coordonnée avec les dispositifs déjà en place sur le réseau. Ainsi, en cas de défauts la sécurité devra être assurée.

Ainsi en fonction de son domaine, son expérience, de ses connaissances, deux visions plus ou moins objectives de la problématique FACTS pourront être adoptées.

La thèse va contribuer à répondre à ces questions et voir de quel côté il est plus juste de se placer.

1.5.3 Problèmes traités dans la thèse

Les fonctions qui ont été définies dans cette thèse comme les plus pertinentes pour les FACTS dans le futur contexte des réseaux de distribution sont, de manière non exhaustive, les suivantes :

- Contrôle de la tension en présence de Génératrice à Energie Distribuée (GED) ;
- Contrôle des flux de puissance (équilibre des contraintes sur les postes sources) ;
- Qualité de l'énergie (équilibre, harmoniques de tension et courant, flicker ...) ;
- Problèmes de stabilité dans le cas des réseaux ilôtés plus particulièrement ;
- Traitement des défauts (disjoncteur à base d'EP, limitation des courants de court-circuit).

A partir de toutes ces fonctions, il faut définir celles sur lesquelles nos études vont se concentrer. Ainsi, pour le contrôle du plan de tension, les génératrices peuvent contribuer à cette fonction en contrôlant les échanges de puissances réactives [RAM-06] [RIC-06]. Travailler sur cette fonction serait donc redondant. Toutes les études mentionnées précédemment citent le contrôle des flux de puissances, il semble que dans le futur cette fonction soit incontournable. La formalisation du contrôle des flux de puissance sur les réseaux de distribution est un problème nouveau, il s'agit alors de définir à partir d'une architecture de FACTS prédéfinie (série, parallèle ou hybride) la meilleure manière de contrôler le système. Concernant la qualité de l'énergie, la problématique n'est pas nouvelle [EXT-03] [EXT-06], de nombreuses solutions ont été apportées pour les réseaux industriels

où la qualité de fourniture de l'énergie est critique. L'atténuation des oscillations des systèmes à base de génératrices dispersées peut être remplie avec les systèmes séries et parallèles. En dernier lieu apparaît le traitement des défauts, notamment en cas de courts-circuits. Dans le cas de l'augmentation de l'interconnexion des réseaux de distributions et de la présence des GED, il y aura une augmentation de la puissance des courants de courts-circuits. Ainsi, la limitation des courants de court-circuit sera un problème important à résoudre.

Cette thèse se concentre sur deux fonctions qui sont le contrôle des flux de puissance et la limitation des courants de court-circuit qui seront assurés à l'aide d'une seule structure. Le système sera basé sur l'onduleur de tension pour sa grande propension fonctionnelle. La structure se basera sur une structure de type série pour ses possibilités de limitations de courants de courts-circuits. Pour le choix de l'architecture interne, il faudra définir une structure modulaire et qui soit la plus économique possible. Ainsi, on fait le choix d'étudier un FACTS sans transformateur où le système d'EP serait connecté par l'intermédiaire de son filtre au réseau. En effet, le transformateur de puissance constitue un coût important à l'achat et en fonctionnement puisqu'il est la cause de nombreuses pertes. Cependant, cela oblige à utiliser trois structures monophasées puisqu'une structure triphasée ne peut pas être connecté directement au réseau. De plus, le choix est fait d'avoir un système autonome. Ainsi, le système ne disposera pas de génération d'énergie active au moyen d'une source de puissance auxiliaire. De ce fait, le côté continu sera composé d'un banc de condensateur (Figure 1-17).

Outre une étude des aspects fonctionnels, l'objet de la thèse consiste à s'interroger sur le dimensionnement. Ainsi, une étude devra être menée pour définir la structure interne optimale du système. De plus elle devra permettre de faire apparaître les points bloquants de réalisation.

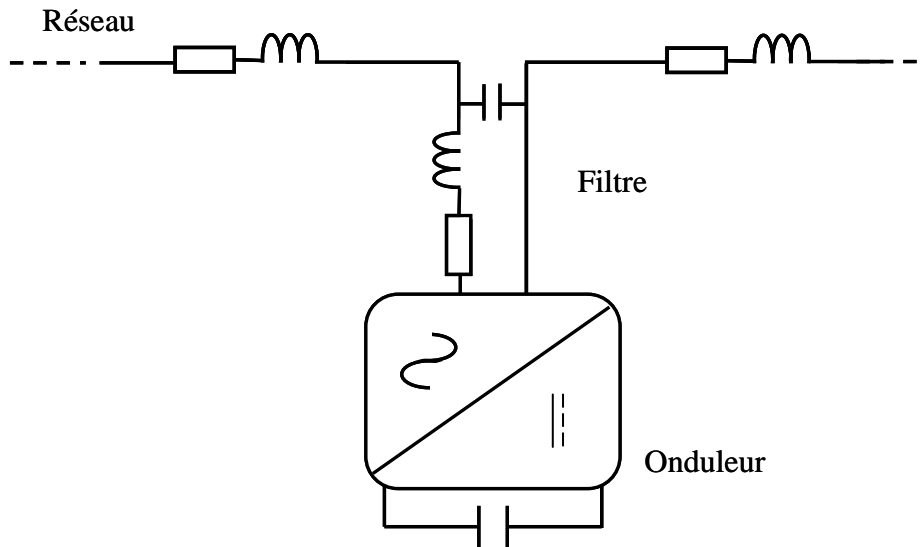


Figure 1-17 : Schéma de principe du système étudié par phase

La thèse se positionne au niveau de l'équipement et tente de montrer la faisabilité d'un tel équipement (fonctions + réalisation + coût). Ainsi, les études suivantes seront traitées :

- Contrôle des flux de puissances : formalisation du contrôle de la puissance active ou réactive qui transite à travers le système FACTS, étude de l'architecture de commande interne (générique aux différents type d'onduleurs de tension) avec considération des réjections harmoniques sur le réseau (Chapitre 2) ;

- Limitation des courants de court-circuit à l'aide de la structure utilisée pour le contrôle des flux de puissance. C'est-à-dire une structure d'onduleur de tension connectée en série sur le réseau. Il s'agit de proposer des commandes et stratégies adaptées (Chapitre 3) ;

- Définition de l'architecture optimale du convertisseur. Il s'agit de définir l'architecture idéale parmi plusieurs architectures d'onduleur, le nombre de module, le calibre d'interrupteur le plus adapté. A l'issue de cette partie, le coût du système à travers son dimensionnement et ses pertes pourra être défini (première partie du Chapitre 4) ;

- Réalisation d'un outil pour la surveillance et la mise en série d'IGBTs. Le nombre élevé d'IGBTs que la structure est susceptible de recevoir ainsi que la mise en série probable d'IGBTs pour une élévation de la tenue en tension ou pour la redondance fait qu'il est nécessaire de mettre en place un outil qui permette d'assurer le bon fonctionnement du système (deuxième partie du Chapitre 4).

1.5.4 Conclusion

Cette partie a permis de définir le cadre de travail de la thèse. Les problématiques des systèmes FACTS ont été énoncées.

La structure retenue sera l'onduleur de tension connecté en série sur le réseau sans transformateur. Une spécification forte est établie sur le besoin d'avoir une structure qui soit la plus modulaire possible. Concernant les fonctions, il a été retenu le contrôle des flux de puissance ainsi que la limitation des courants, la première est une voie de recherche très prometteuse et la seconde est induite par le maillage / bouclage des réseaux.

1.6 Conclusion au chapitre 1

Ce chapitre a été l'occasion de définir le contexte ainsi que le cadre de travail auquel se restreint la thèse.

Ainsi, le nouveau contexte du réseau de distribution a été présenté. Du fait du développement des petites et moyennes unités de production d'énergie qui exploitent essentiellement les énergies renouvelables telles que le vent ou le soleil, une remise en cause du réseau devra être faite. De nouvelles architectures de réseaux, de nouveaux équipements, ainsi que de nouvelles fonctions devront être mises en œuvre. Dans ce contexte, les systèmes FACTS pourraient avoir un rôle important à jouer.

Cette thèse se consacre à étudier un équipement FACTS sur la base de l'onduleur de tension connecté en série sur le réseau sans transformateur de puissance. Les fonctions retenues sont le contrôle des flux de puissance. En coordonnant plusieurs de ces systèmes, une optimisation du réseau du point de vue des pertes et de la diminution des congestions essentiellement, pourra être observée. La fonction secondaire est la limitation des courants de court-circuit sur la base de la même structure. Cette fonction est motivée par l'augmentation des niveaux de courants de court-circuit induite par le maillage des réseaux qui va permettre une augmentation des chemins de puissance ainsi que par l'utilisation des GED. Un aspect économique apparaît dans la thèse avec l'estimation des pertes en fonctionnement et un dimensionnement de la structure. Cela représentera le point de sortie de la thèse et devra être mis en confrontation avec les économies réalisées sur les pertes, les congestions dans le réseau ainsi que l'augmentation de la pénétration des GED.

Contrôle des flux de puissance

Chapitre 2 : Contrôle des flux de puissance

2.1 Introduction au chapitre 2

Le système DFACTS série basé sur l'onduleur qui est également rencontré dans la littérature, [HIG-00] [SON-99], sous le terme DSSSC pour Distributed Static Synchronous Series Compensator comprend pour sa commande en régime normal :

- Un objectif de contrôle des flux de puissance qui transitent à travers la structure ;
- Un sous objectif qui est le contrôle de la tension du bus continu.

Pour le contrôle des flux de puissance, le DSSSC est considéré comme une source de tension alternative en série avec la ligne de connexion et contrôlable à la fois en amplitude et en phase. On remarque deux cas particuliers pour le fonctionnement à puissance active nulle (en négligeant les pertes) selon que la source de tension ainsi créée est en quadrature (v_{sq}) :

- Arrière par rapport au courant de ligne, le convertisseur est alors l'équivalent d'un condensateur qui diminue l'impédance de la ligne ;
- Avant par rapport au courant de ligne, ce qui en fait l'équivalent d'une inductance qui vient se rajouter à l'impédance naturelle de la ligne.

Pour le contrôle de la tension du bus continu, le DSSSC joue le rôle d'une charge ou d'un générateur pour respectivement charger ou décharger le bus continu. Cela s'effectuera par action sur la partie active de la tension injectée sur la ligne (v_{sd}) (Figure 2-1).

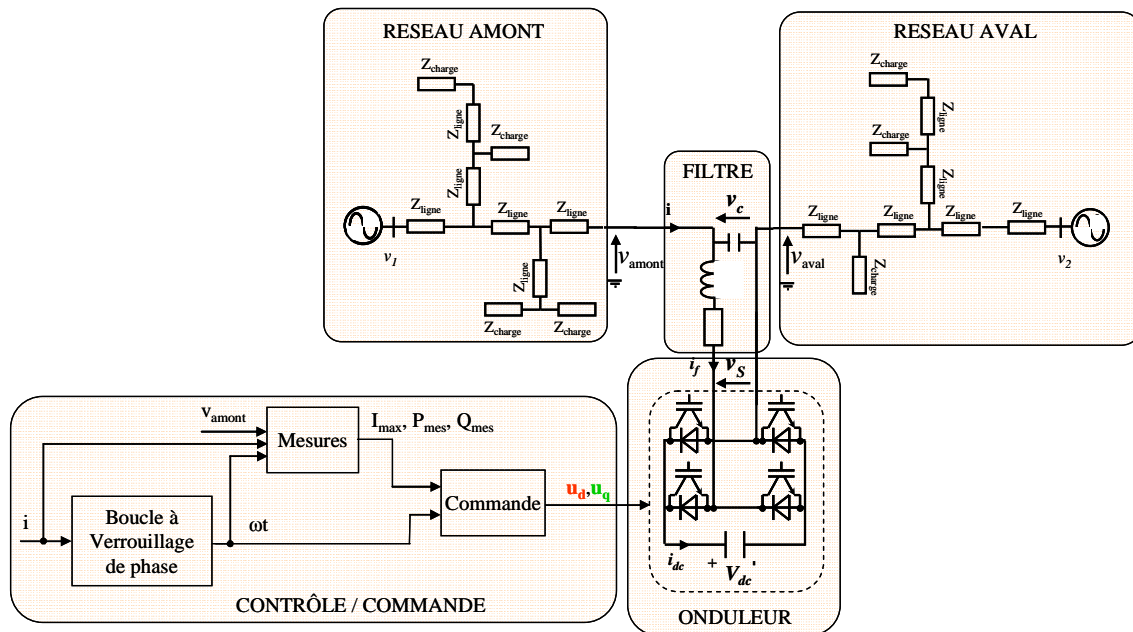


Figure 2-1: Schéma simplifié d'un DSSSC connecté en série à une ligne d'un réseau maillé

En associant les modes de fonctionnement, le DSSSC pourra prendre quatre états différents selon les besoins de la commande. La Figure 2-2 présente dans le repère fixe synchronisé sur le courant de ligne la tension injectée sur le réseau (v_s).

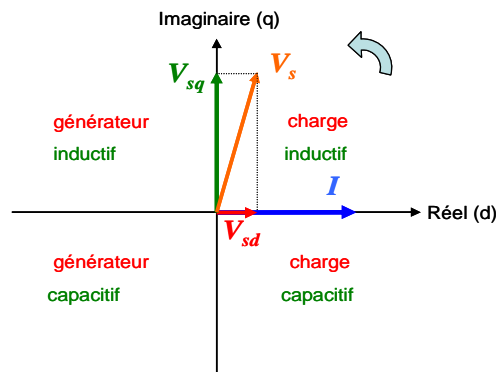


Figure 2-2 : Projection de la tension injectée sur le réseau (V_s) et du courant de ligne (I) dans le repère fixe dq synchronisé sur le courant de ligne (I)

La plupart des théories concernant le contrôle des flux de puissance qui peuvent être trouvées dans la littérature sont abordées du point de vue réseau [HI-00], [GO-98]. Le système d'électronique de puissance est idéalisé et son fonctionnement en régime transitoire occulté. Ce travail de thèse cherche à mettre en place des contrôles de puissance. Il se distingue des autres travaux qui traitent du même sujet par la démarche adoptée qui est entre automatique et réseaux. De plus chaque contrôle a été validé expérimentalement.

Ce chapitre débute par une dissertation autour du contrôle des flux de puissances dans le réseau. Ensuite, l'architecture de contrôle du système sera détaillée avec le contrôle de la tension du bus continu. Des résultats des tests expérimentaux de l'architecture la plus pertinente seront détaillées par la suite. Enfin, les limites de fonctionnements du système seront explicitées.

2.2 Contrôle du courant, de la puissance active ou réactive

2.2.1 Introduction

Dans cette partie, l'onduleur est simplifié. La composante active de la tension injectée sur le réseau est considérée nulle, c'est-à-dire que l'on travaille à tension d'injection en quadrature avec le courant de ligne. De plus le bus continu du compensateur est une source de tension auxiliaire parfaite. Les commutations ne sont pas prises en compte ainsi que les temps de réponse dus à la charge du bus continu.

Commander les flux de puissance qui circulent à travers le réseau revient à commander l'amplitude du courant de ligne et le déphasage courant/tension en aval ou en amont du compensateur. Dans un premier temps, les bases du contrôle seront établies sur un réseau simplifié.

2.2.2 Modélisation du système dans le domaine de Park

2.2.2.1 Cas d'une ligne radiale simplifiée

La représentation unifilaire de ce réseau simplifié avec des conducteurs et une charge modélisée par des circuits RL apparaît à la Figure 2-3. Le système qui est cherché à être mis

en équations est le système $\frac{\hat{I}(p)}{v_{sq}(p)}$ soit l'amplitude du courant de ligne (variable de sortie à

commander) sur la partie réactive de la tension injectée en série sur la ligne (variable d'entrée qui commande le système) dans le domaine de Park en vue d'exploiter les notions de contrôle vectoriel. Des exemples d'application de cette technique appliquée au contrôle des machines électriques peuvent être trouvés en [PAZ-92] et [PAZ-93]. La modélisation [ET-03] de ce système passe par la projection des grandeurs électriques dans le repère tournant synchronisé sur le courant (Figure 2-2). De ce fait cette grandeur (i_{ligne}) étant à l'origine des phases, la grandeur directe i_d sera égale à la valeur maximale du courant de ligne, l'égalité $i_d = \hat{I}$ est ainsi obtenue.

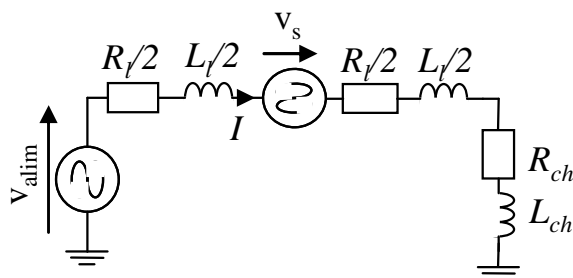


Figure 2-3 : Représentation unifilaire du réseau simplifié avec DSSSC connecté en milieu de ligne

Exprimons les grandeurs électriques dans le repère triphasé fixe dans le domaine temporel (Équation 2-1).

$$\begin{aligned} v_{a\lim_a} &= (Rl + Rch) \cdot i_a + (Ll + Lch) \frac{di_a}{dt} - v_{s_a} \\ v_{a\lim_b} &= (Rl + Rch) \cdot i_b + (Ll + Lch) \frac{di_b}{dt} - v_{s_b} \\ v_{a\lim_c} &= (Rl + Rch) \cdot i_c + (Ll + Lch) \frac{di_c}{dt} - v_{s_c} \end{aligned} \quad \text{Équation 2-1}$$

Ensuite dans le repère biphasé fixe de Concordia ($\alpha\beta$) dans le domaine temporel (Équation 2-2).

$$\begin{aligned} v_{a\lim_a} &= (Rl + Rch) \cdot i_\alpha + (Ll + Lch) \frac{di_\alpha}{dt} - v_{s_a} \\ v_{a\lim_b} &= (Rl + Rch) \cdot i_\beta + (Ll + Lch) \frac{di_\beta}{dt} - v_{s_b} \end{aligned} \quad \text{Équation 2-2}$$

Enfin dans le repère tournant de Park (dq) avec une représentation temporel (Équation 2-3).

$$\begin{aligned} v_{a\lim_d} &= (Rl + Rch) \cdot i_d + (Ll + Lch) \frac{di_d}{dt} - (Ll + Lch)\omega \cdot i_q - v_{s_d} \\ v_{a\lim_q} &= (Rl + Rch) \cdot i_q + (Ll + Lch) \frac{di_q}{dt} + (Ll + Lch)\omega \cdot i_d - v_{s_q} \end{aligned} \quad \text{Équation 2-3}$$

L'équation qui met en œuvre la tension quadratique est la seconde de l'Équation 2-3, elle peut être utilisée pour exprimer le courant qui circule à travers le système à l'aide des autres grandeurs dans le domaine fréquentiel de Laplace (Équation 2-4).

$$\hat{I}(p) = i_d(p) = \frac{1}{(Ll + Lch)\omega} \cdot v_{s_q}(p) - \frac{(Rl + Rch) + p \cdot (Ll + Lch)}{(Ll + Lch)\omega} \cdot i_q(p) + \frac{1}{(Ll + Lch)\omega} \cdot v_{a\lim_q}(p)$$

Équation 2-4

Le repère synchronisé à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase sur le courant permet d'effectuer la simplification $i_q = 0$, l'équation précédente devient alors (Équation 2-5).

$$\hat{I}(p) = i_d(p) = \frac{1}{(Ll + Lch)\omega} \cdot v_{s_q}(p) + \frac{1}{(Ll + Lch)\omega} \cdot v_{a\text{lim}_q}(p) \quad \text{Équation 2-5}$$

Cette équation est composée de deux fonctions de transfert, la première exprime la sortie $\hat{I}(p)$ en fonction de l'entrée v_{s_q} et la seconde, la contribution de la perturbation sur la grandeur de sortie.

La première fonction de transfert $\left(\frac{\hat{I}(p)}{v_{s_q}(p)} \right)$ présente une propriété intéressante, c'est un gain qui est égale à l'inverse de la partie réactive de la ligne de distribution qui alimente la charge. Cependant le cas présenté est celui d'une ligne simplifiée, il faut regarder ce que devient le système en généralisant à m charges avec une ligne d'un réseau maillé/bouclé qui fait intervenir deux sources d'alimentation de part et d'autre de la ligne.

La perturbation est la source d'alimentation du système électrique. La représentation sous forme de schémas blocs donne (Figure 2-4).

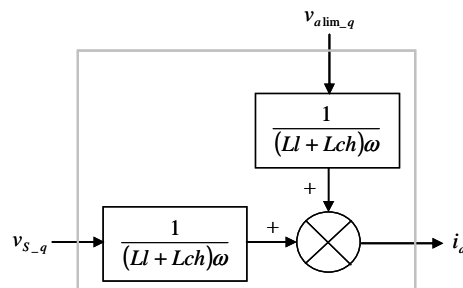


Figure 2-4 : Schéma bloc du système et sa perturbation

L'étape suivante est de voir comment évoluent les formulations pour des lignes plus complexes telles que celles qui sont trouvées dans des architectures de réseaux maillés / bouclés.

2.2.2.2 Cas d'une ligne d'un réseau maillé / bouclé

La ligne d'un réseau maillé ou bouclé peut du point de vue électrique être généralisé comme sur la Figure 2-5 lorsqu'il n'y a pas de défaut de type court-circuit. Il est à noter que la modélisation des conducteurs ne se fait pas à l'aide des modèles avec condensateurs qui modélisent la dérivation d'une partie des courants de ligne vers la terre [MEY-98]. Cela vient

du fait que les condensateurs peuvent être agrégés avec les charges. Le réseau se présente avec un ensemble de charge dont leurs courants sont référencés par un indice allant de 1 pour la charge située la plus proche de la première alimentation jusqu'à m pour la charge directement située juste avant la deuxième alimentation. Le DSSSC est connecté sur la branche indiquée p .

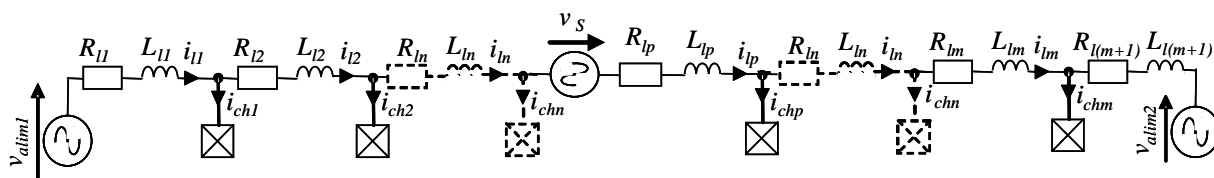


Figure 2-5 : Représentation unifilaire simplifiée d'une ligne d'un réseau maillé/bouclé avec DSSSC connecté en milieu de ligne

L'expression du courant sur la branche p peut alors s'exprimer à l'aide des transformées de Park dans le domaine tournant référencé par le courant de ligne i_p de la même manière que pour le réseau simplifié (Équation 2-6).

$$\hat{I} = i_{l_{pd}} = \frac{1}{\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega} \cdot \left(\begin{array}{l} V_{S_q} + V_{a\ lim1_q} - V_{a\ lim2_q} \\ - \sum_{n=1}^{p-1} \left(\left(\sum_{i=1}^n R_i + \sum_{i=1}^n L_i p \right) \cdot i_{chnq} - L_n \omega \cdot i_{chnd} \right) \\ + \sum_{n=p}^m \left(\left(\sum_{i=p+1}^{m+1} R_i + \sum_{i=p+1}^{m+1} L_i p \right) \cdot i_{chnq} - L_n \omega \cdot i_{chnd} \right) \end{array} \right) \quad \text{Équation 2-6}$$

Cette équation fait apparaître la fonction de transfert entre l'entrée et la sortie qui est toujours un gain égal à la partie réactive de l'impédance de la ligne (Équation 2-7).

$$\frac{\hat{I}(p)}{V_{S_q}(p)} = T(p) = \frac{1}{\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega} \quad \text{Équation 2-7}$$

Cependant, il existe de nombreuses perturbations composées des projections sur l'axe q des alimentations et de deux fois le nombre de charges (deux par charge, une pour l'axe d et une autre pour l'axe q). Ce système peut être représenté à l'aide d'un schéma bloc (Figure 2-6).

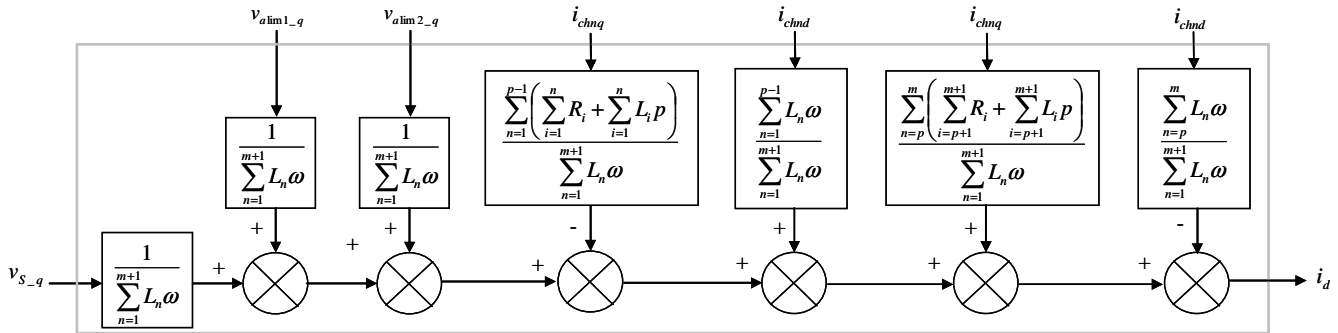


Figure 2-6 : Schéma bloc du système et ses perturbations

La propriété de gain présentée par la fonction de transfert du système est intéressante, il faut l'exploiter de manière à obtenir une commande originale.

2.2.3 Contrôle du système

2.2.3.1 Contrôle du courant de ligne

Afin de contrôler de la meilleure façon le courant de ligne, il faut choisir le correcteur adéquat (Figure 2-7).

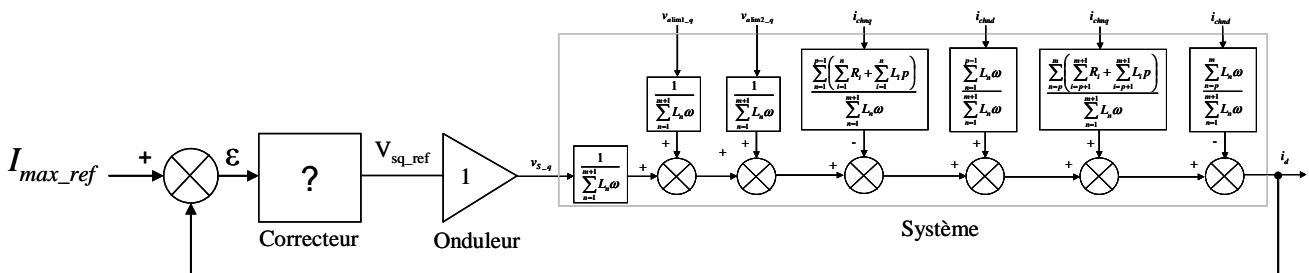


Figure 2-7 : Schéma de commande de l'amplitude du courant de ligne

En général il se porte systématiquement sur un correcteur de type Proportionnel et Intégral (PI) (Figure 2-8) ou Proportionnel Intégral et Dérivé (PID) (Figure 2-9) mais cela ne permet pas d'exploiter la propriété de la fonction de transfert du système.

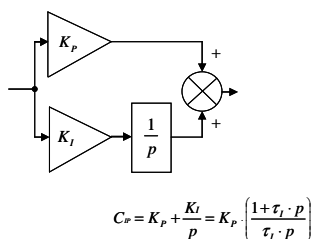


Figure 2-8 : Correcteur Proportionnel et Intégral

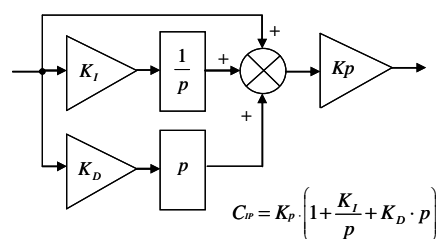


Figure 2-9 : Correcteur Proportionnel Intégral et Dérivé

En exprimant la fonction de transfert en boucle fermée avec un correcteur de type PI (Équation 2-8), il apparaît un système du premier ordre qui comprend un zéro. Selon la valeur de ce zéro et du pôle de la fonction de transfert, la réponse du système à une référence de type échelon admet un dépassement plus ou moins important. La valeur du pôle peut être contrôlée en ajustant la constante de temps du correcteur, cependant l'hypothèse faite est que les valeurs des impédances de ligne ne sont pas connues ($\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega$ inconnu).

$$H(p) = \frac{C_{IP}(p) \cdot T(p)}{1 + C_{IP}(p) \cdot T(p)}$$

$$H(p) = \frac{\left(1 + \tau_I \cdot \sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega \cdot p\right)}{1 + p \cdot \left(\frac{\tau_I \cdot \sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega \cdot (1 + K_p)}{K_p}\right)}$$

Équation 2-8

Ce contrôle ne sera pas d'une grande souplesse. L'action proportionnelle du correcteur va générer une consigne de tension plus ou moins brutale selon sa valeur et il y aura un à-coup au niveau de la puissance transitée. L'idée est alors d'utiliser comme correcteur un intégrateur de telle manière à obtenir en boucle fermée un comportement du système du type premier ordre (Équation 2-9) sans connaissance a priori des paramètres du réseau.

$$C_{IP}(p) = \frac{K_I}{p}$$

$$H(p) = \frac{1}{1 + p \cdot \left(\frac{\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega}{K_I}\right)}$$

Équation 2-9

Des simulations réalisées avec le logiciel Matlab/Simulink, permettent de valider cette commande. Il faut noter que les formulations établies sont à la fois valables en monophasé et en triphasé. Le schéma de commande est implanté comme montré en Figure 2-10.

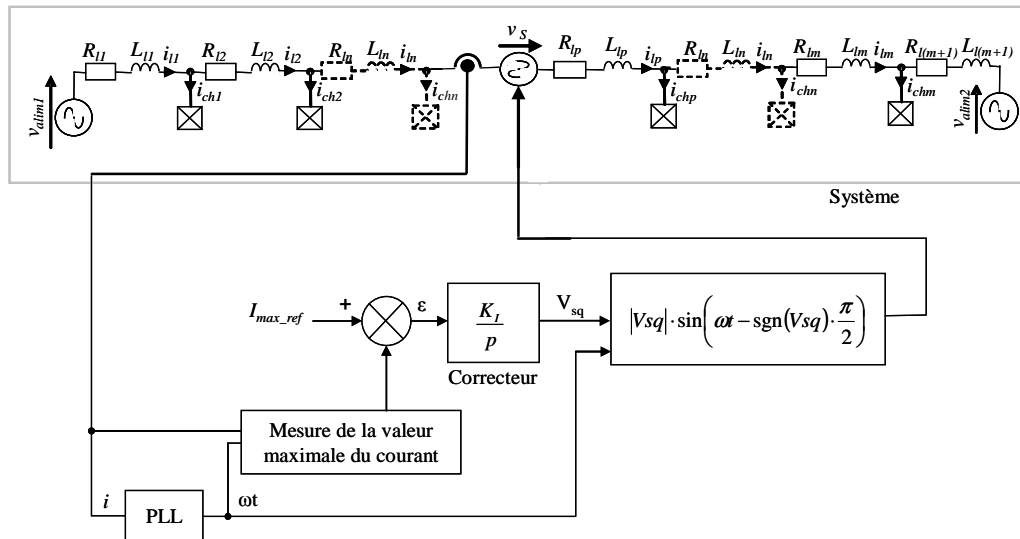


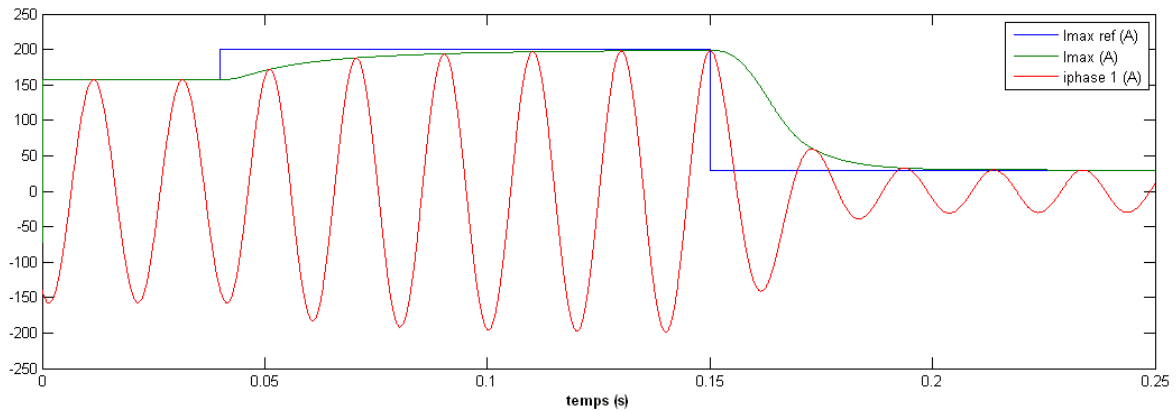
Figure 2-10 : Schéma de commande de la valeur maximale du courant de ligne – représentation monphasée

Un réseau test a été employé (Tableau 2-1), il s'agit d'un réseau simplifié obtenu par agrégation de charges d'un départ rural (C0202) de [MAR-01] sur lequel une seconde source de tension a été placée en bout de ligne. Cependant, la validation ne se restreint pas à ce réseau, tout autre réseau peut être utilisé.

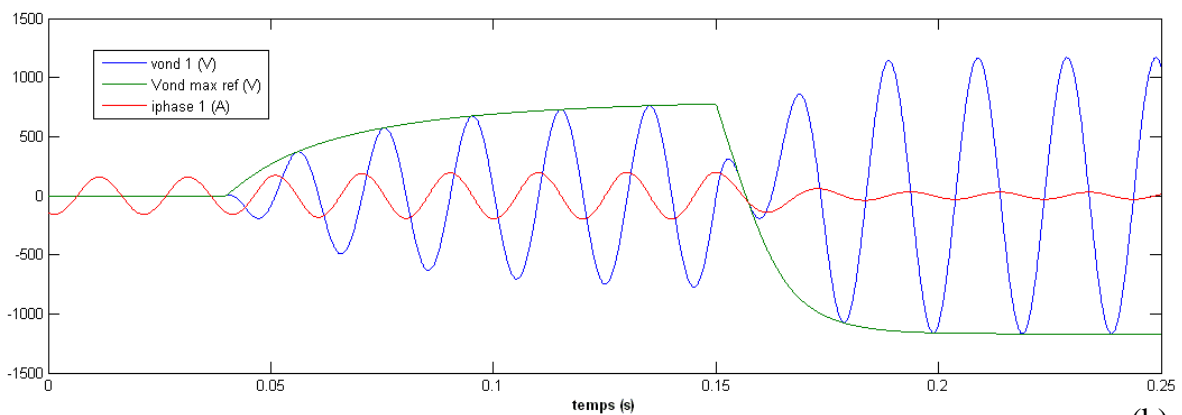
Tension efficace entre phases	20kV
Puissance apparente	1143kVA
Nombre d'agrégat de charge	13
Nombre de tronçons de ligne	14

Tableau 2-1 : Paramètres du réseau simplifié

La commande a été implantée et a donné la validation suivante (Figure 2-11). En régime sans compensation, la valeur maximale du courant est d'environ 160A ($t = [0 ; 40\text{ms}]$), pour $t = [40\text{ms} ; 150\text{ms}]$ la consigne de courant a été fixée à 200A et pour $t = [150\text{ms} ; 250\text{ms}]$ à 30A. Il apparaît sur le relevé (a) la valeur maximale (l'enveloppe) des courants qui circulent dans les trois phases, la référence de courant et le courant dans la phase 1 et sur le (b) les grandeurs mises en jeu par le DSSSC avec sa tension de référence (sortie du correcteur), la tension et courant de la phase 1. Cette dernière permet de mettre en évidence, avec le changement de signe du déphasage, le changement de mode du DSSSC (capacitif puis inductif).



(a)



(b)

Figure 2-11 : Relevés de simulation pour une consigne de courant de 200A et de 30A

La forme caractéristique de la réponse d'un système du premier ordre à une consigne de type échelon de tension apparaît. Le contrôle est souple et la tension injectée sur le réseau part de zéro pour atteindre sa valeur maximale.

2.2.3.2 Contrôle des puissances

Dans la partie précédente, il s'agissait jusqu'alors de contrôler le courant de ligne. Cependant le but final de l'étude est le contrôle des flux de puissance actif et réactif. Pour cela il faut exprimer les puissances active et réactive à l'aide des formulations classiques (Équation 2-10). Schéma qui identifie bien P et Q.

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi$$

$$Q = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin \varphi$$

Équation 2-10

A partir de ces formulations, la valeur maximale du courant de ligne, grandeur dont le contrôle a été réalisé, peut apparaître après quelques modifications (Équation 2-11).

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos \varphi$$

Équation 2-11

$$Q = \frac{3}{2} \cdot V_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \sin \varphi$$

Les deux termes principaux sont l'amplitude de la tension au point de connexion du système (amont ou aval) et l'amplitude du courant qui circule à travers la ligne. La commande du second est maîtrisée mais qu'en est-il de la tension ? Une hypothèse est posée, il s'agit de considérer les variations de tensions faibles en comparaison des variations de courants. Cette hypothèse se justifie dans la mesure où les impédances de lignes sont faibles, en comparaison des charges et aussi dans la mesure où le réglage du plan de tension implique que ce dernier reste dans une fourchette imposée par les normes.

Le contrôle de la puissance active et réactive ne peut être réalisé indépendamment. En effet, la structure utilisée, c'est-à-dire un onduleur avec un condensateur au niveau du bus continu, est incapable de générer de la puissance active durant de longues périodes. Il n'y a donc qu'une grandeur de commande réellement disponible (V_{s-q}). La commande de cette grandeur impliquera l'évolution naturelle de l'autre. Ainsi les deux fonctions de transfert généralisées peuvent être obtenues en remplaçant I_{\max} par son expression en fonction de la variable de commande (Équation 2-12).

$$\frac{P(p)}{V_{s-q}(p)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{\max} \cdot \cos \varphi}{\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega}$$

Équation 2-12

$$\frac{Q(p)}{V_{s-q}(p)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{\max} \cdot \sin \varphi}{\sum_{n=1}^{m+1} L_n \omega}$$

La tension au point de connexion du système intervient comme une constante dans les fonctions de transfert. Cette tension est soit la tension en amont du système, soit la tension en aval, cela ne change pas le comportement du système. Cependant selon le cas employé, il faut inverser le déphasage de la tension injectée sur le réseau par rapport au schéma de la Figure 2-10. Il s'agit simplement de respecter des conventions.

Si le système dispose d'une alimentation autonome au niveau de son bus continu et que le système est capable de générer de l'énergie active alors le contrôle de la puissance active et celui de la puissance réactive peuvent être réalisés indépendamment sur la base des mêmes formulations car on dispose alors de deux réglages v_{sd} et v_{sq} . A titre d'illustration, dans le

schéma où les puissances active et réactive seraient contrôlées à l'aide de v_{sd} , les fonctions de transfert deviendraient les suivantes (Équation 2-13).

$$\frac{P(p)}{V_{s_d}(p)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{\max} \cdot \cos \varphi}{\sum_{n=1}^{m+1} (R_n + L_n p)}$$

Équation 2-13

$$\frac{Q(p)}{V_{s_d}(p)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{\max} \cdot \sin \varphi}{\sum_{n=1}^{m+1} (R_n + L_n p)}$$

Il existe un autre cas de figure où la puissance active est contrôlée via la composante réactive de la tension injectée sur le réseau et où la puissance réactive est contrôlée via la composante active.

Des simulations ont été réalisées avec le logiciel ATP qui est dédié à la simulation des réseaux électriques. Un réseau plus complet que le précédent a été utilisé pour la simulation du réseau : entre deux départs (rural et urbain issus de [MAR-01]) à la place d'un interrupteur, nous avons inséré le DSSSC (Figure 2-12.a et b).

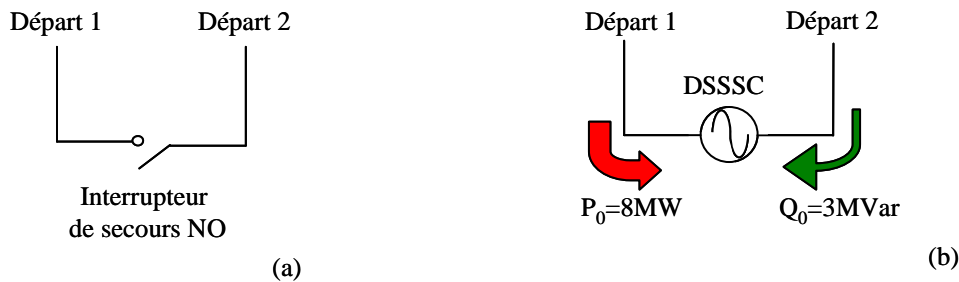


Figure 2-12 : Schéma de connexion du DSSSC à la place d'un interrupteur de secours Normalement Ouvert (NO)

La puissance active transitant normalement à travers le système en régime permanent est de 8 MW et la puissance réactive de -3MVar. Au total quatre types de fonctionnement ont été réalisés avec le contrôle de la puissance active et réactive au delà et en dessous de la puissance transitant normalement en régime permanent. A chaque fois, nous avons piloté soit P, soit Q, l'évolution de l'autre grandeur étant liée au système. Ces relevés apparaissent à la Figure 2-13, Figure 2-14, Figure 2-15 et Figure 2-16.

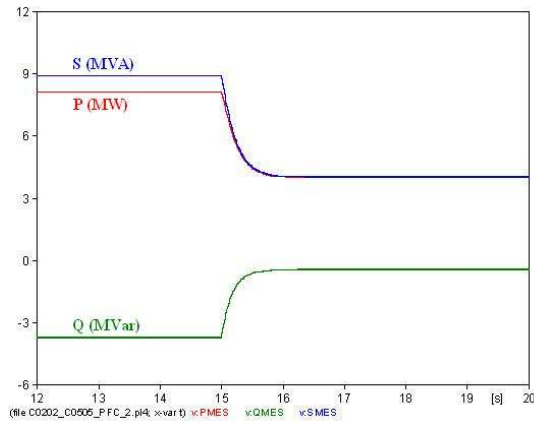


Figure 2-13 : Contrôle de la puissance active à 4MW sous ATP user dans un réseau maillé

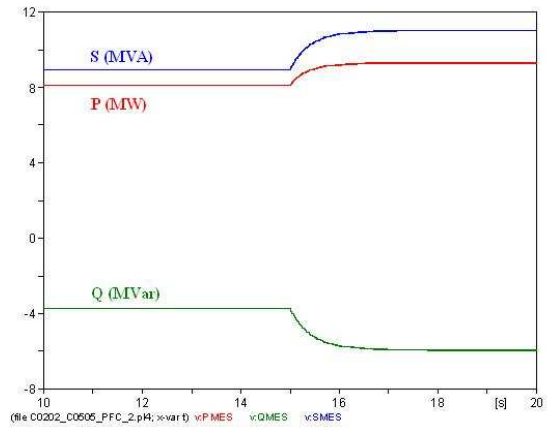


Figure 2-14 : Contrôle de la puissance active à 9,5MW sous ATP user dans un réseau maillé

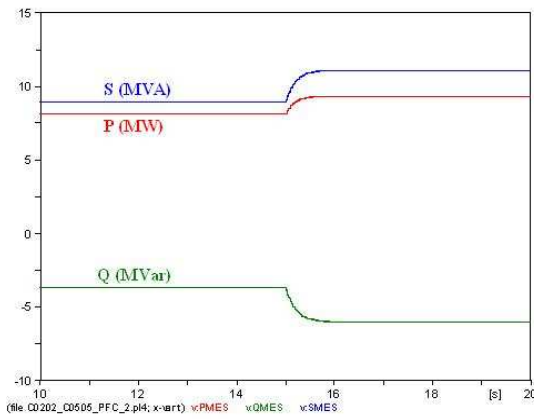


Figure 2-15 : Contrôle de la puissance réactive à - 6MVar sous ATP user dans un réseau maillé

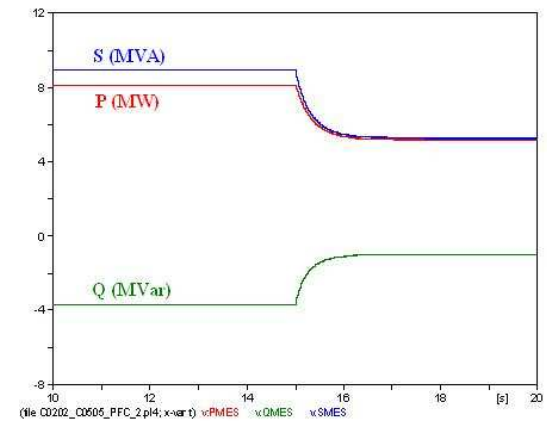


Figure 2-16 : Contrôle de la puissance réactive à - 1MVar sous ATP user dans un réseau maillé

Dans le premier cas (Figure 2-13 et Figure 2-16) le compensateur a un fonctionnement de type inductif et dans le second un fonctionnement de type capacitif (Figure 2-14 et Figure 2-15). Les mêmes observations que pour le relevé précédent (Figure 2-11) peuvent être réalisées, les grandeurs évoluent à la manière d'un système du premier ordre en réponse à un échelon. Cela valide l'hypothèse où $V_{\max} \cdot \cos \varphi$ et $V_{\max} \cdot \sin \varphi$ sont constants. La Figure 2-17 permet de l'affirmer. Les tensions ainsi que le $\cos \varphi$ évoluent de 3%.

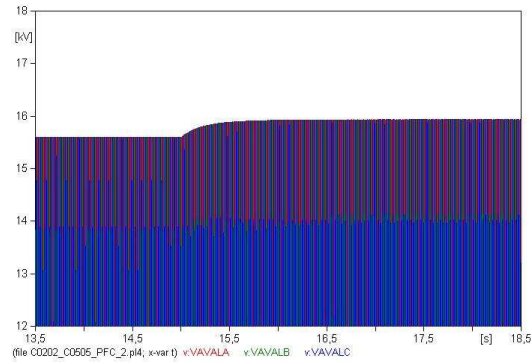


Figure 2-17 : Mise en évidence de la faible évolution des tensions en aval du système lors du contrôle de flux de puissance active

Le contrôle des puissances se base sur le contrôle du courant. Il faut à présent établir la manière dont la tension du bus continu peut être maintenue constante autrement qu'à l'aide d'un générateur autonome connecté au niveau du bus continu.

2.2.4 Conclusion

Le système qui permet de réaliser le contrôle des flux de puissance dans le cas des réseaux de type radiaux et maillés / bouclés a été modélisé. A l'issue de cette démarche, un modèle comportemental très simple du système a été obtenu. Celui-ci ouvre la voie à la commande de niveau supérieur qui est la coordination de plusieurs de ces systèmes répartis sur le réseau dans le but d'optimiser la répartition des flux de puissance dans le réseau.

Il faut à présent établir la manière dont la tension du bus continu peut être maintenue constante autrement qu'à l'aide d'un générateur autonome connecté au niveau du bus continu.

2.3 Contrôle de la tension du bus continu

2.3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous considérons le filtre comme parfait (gain unitaire et déphasage nul). Le travail de mise en place de la commande se fera sur une structure d'onduleur directement connecté en série, c'est-à-dire sans filtre LC.

Le contrôle du système nécessite le contrôle de la tension du bus continu. Deux stratégies de contrôle ont été développées dans ce mémoire et correspondent à deux approches différentes. La première est directement issue du raisonnement effectué sur la décomposition de la tension de sortie v_s en parties active et réactive. On pilote indépendamment les composantes réactive et active de la tension injectée par le convertisseur. La tension du bus continu sera maintenue constante par v_{sd} et le contrôle de flux de puissance sera assuré par v_{sq} .

La seconde architecture de commande est une évolution de la première. Elle est justifiée par le fait qu'il est inutile d'avoir par exemple un bus DC à 10kV pour générer 100V en série sur la ligne du réseau. Cela induit des harmoniques de découpage ainsi que des pertes inutiles. Ainsi, le contrôle de la tension DC s'adapte aux besoins de l'application pour le contrôle des flux de puissance.

2.3.2 Première méthode : Action sur la composante active de la modulante

2.3.2.1 Modélisation du système

La charge du bus continu s'effectue lorsque le courant moyen sur une demie-période de réseau est positif, la décharge lorsqu'il est négatif et le maintien de charge lorsqu'il est nul. L'Équation 2-14 présente l'expression du courant à travers le bus continu en fonction du courant de ligne i et de la partie active de la modulante β_d . Son expression moyenne sur une demie-période réseau est exprimée, elle dépend de l'amplitude du courant de ligne I_{max} et de l'amplitude de la modulante active β_{d_max} . Ainsi pour moduler la charge du bus continu, il faudra moduler l'amplitude de la modulante active.

Il faut distinguer deux modulantes, l'un continue (β) et l'autre modulée (u). Celle continue est issue du traitement des différents correcteurs et l'autre modulée résulte de la modulation de largeur d'impulsions de la modulante continue en vue de commander les interrupteurs de puissance.

$$\beta_d = \text{moyDécoup}(u_d)$$

$$\langle i_{dc} \rangle = \langle i \cdot \beta_d \rangle$$

$$\langle i_{dc} \rangle = I_{\max} \cdot \beta_{d_max} \langle \sin \omega t \cdot \sin \omega t \rangle$$

Équation 2-14

$$\langle i_{dc} \rangle = I_{\max} \cdot \beta_{d_max} \cdot \left\langle \frac{1}{2} - \cos(2\omega t) \right\rangle$$

$$\langle i_{dc} \rangle = \frac{I_{\max} \cdot \beta_{d_max}}{2}$$

Ci-dessus, β_d représente la modulante active dans le domaine continu et u_d la même grandeur mais transformé au moyen d'une Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Dans ce calcul une simplification est réalisée, elle consiste à dire que si la fréquence de découpage de la MLI est suffisamment élevée alors les deux grandeurs sont identiques $\beta_d = \langle u_d \rangle$. La Figure 2-18 illustre cette relation.

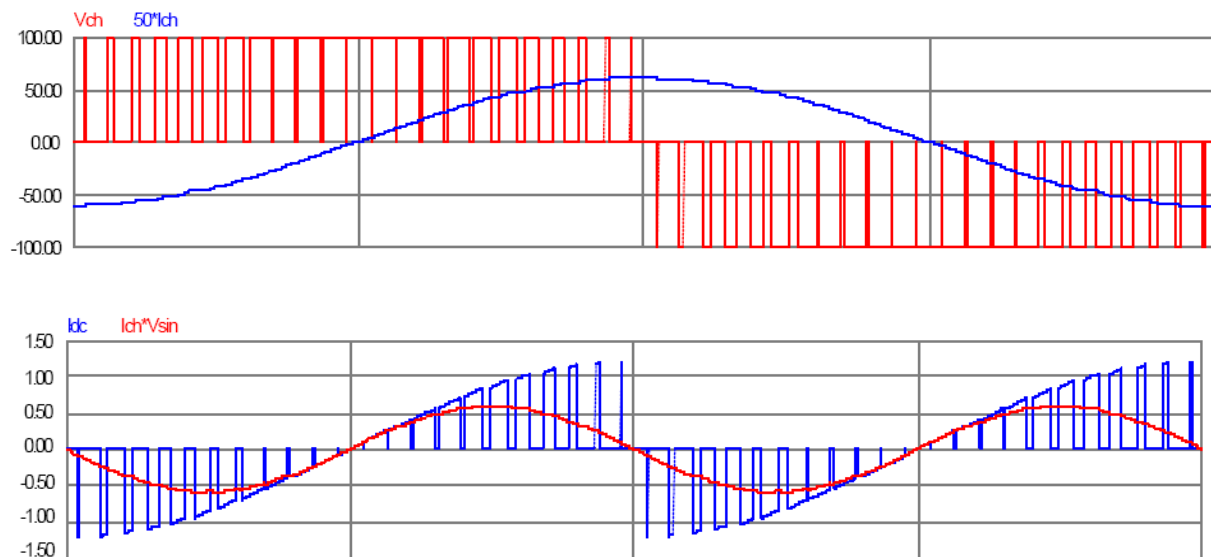


Figure 2-18 : Mise en évidence du courant moyen à travers un bus DC sur une demie-période réseau

Les courbes de la Figure 2-18 présentent la tension en sortie d'un onduleur monophasé (rouge) avec le courant de ligne (bleu). Un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ est observé entre ces deux grandeurs, l'échange de puissance active entre le réseau et l'onduleur est donc nul ($\beta_d=0$) (Équation 2-15).

$$P_{DSSC} = V_{DSSC} \cdot I_{\text{ligne}} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0$$

Équation 2-15

Les courbes du dessous présentent le courant dans le bus continu (bleu) et le courant moyen sur une période de découpage que l'on appelle aussi moyenne glissante (rouge). On observe que sur une demie-période réseau le courant à travers le bus continu est nul. Notons que ces relevés sont issus d'un onduleur monophasé, pour le cas triphasé le courant dans le bus continu est plus complexe et formé des contributions des trois courants de ligne (Équation 2-16).

$$\langle i_{dc} \rangle = \langle i_a \cdot \beta_a \rangle + \langle i_b \cdot \beta_b \rangle + \langle i_c \cdot \beta_c \rangle \quad \text{Équation 2-16}$$

Exprimons maintenant la fonction de transfert de notre système dans le domaine continu de Laplace. La fonction de transfert est la variable de sortie du bus continu (V_{dc}) sur la variable d'entrée (la variable de commande β_{d_max}).

Le bus continu est modélisé par un condensateur (C_{dc}) en parallèle avec une résistance (R_c) qui modélise les pertes et/ou le système d'équilibrage des tensions entre condensateurs lors d'une mise en série (Figure 2-19).

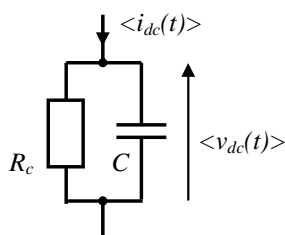


Figure 2-19 : Modélisation du bus continu et expression de sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace

La fonction de transfert du bus continu est ainsi exprimée (Équation 2-17).

$$\langle i_{dc}(t) \rangle = \langle i_{R_c}(t) \rangle + \langle i_{C_{dc}}(t) \rangle = \frac{\langle v_{C_{dc}}(t) \rangle}{R_c} + C_{dc} \frac{d \langle v_{C_{dc}}(t) \rangle}{dt} \quad \text{Équation 2-17}$$

$$\frac{\langle v_{dc} \rangle(p)}{\langle i_{dc}(p) \rangle} = \frac{R_c}{1 + R_c \cdot C_{dc} \cdot p}$$

En faisant le produit des fonctions de transfert $\frac{i_{dc}(p)}{\beta_{d_max}(p)}$ et $\frac{v_{dc}(p)}{i_{dc}(p)}$, la fonction de transfert du système $\frac{v_{dc}(p)}{\beta_{d_max}(p)}$ est obtenue (Équation 2-18). Il s'agit en toute rigueur d'une fonction de transfert du premier ordre dont le gain dépend directement de l'amplitude du courant de ligne.

$$\frac{v_{dc}(p)}{\beta_{d_max}(p)} = T(p) = \frac{I_{max} \cdot R_c}{2} \cdot \frac{1}{1 + R_c \cdot C \cdot p} \quad \text{Équation 2-18}$$

Cependant en pratique, la valeur très élevée de R_c induit une constante de temps qui est susceptible d'être également très grande (de l'ordre de la seconde à la dizaine de secondes selon la valeur de C qui reste à définir).

2.3.2.2 Contrôle du système

Le système mis en équation laisse apparaître un premier ordre. Le contrôle de la grandeur de sortie d'un tel système est communément réalisé à l'aide d'un correcteur de type Proportionnel et Intégral (PI) qui assure en régime permanent l'annulation de l'erreur statique induite par la résistance du bus continu (Équation 2-19).

$$\varepsilon_{\infty} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E(p) \cdot \frac{1}{1 + T(p)} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{V_{dc_ref}}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta_{max} \cdot I_{max} \cdot R_c}{2} \cdot \frac{1}{R_c \cdot C_{dc} \cdot p}}$$

$$\varepsilon_{\infty} = \frac{V_{dc_ref}}{1 + \frac{\beta_{max} \cdot I_{max} \cdot R_c}{2}} \quad \text{Équation 2-19}$$

Le schéma de contrôle en boucle fermée peut à présent être établi (Figure 2-20). On y voit clairement apparaître la partie régulation de la tension du bus continu, ainsi que la synchronisation sur le courant effectué à l'aide de la PLL (abréviation de Phase Locked Loop pour boucle à verrouillage de phase).

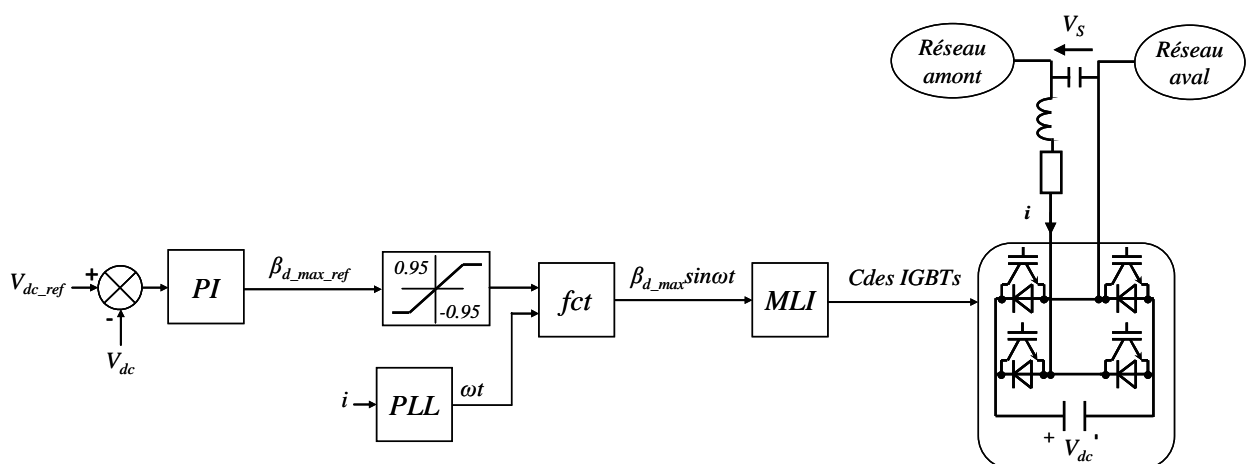


Figure 2-20 : Schéma de contrôle de la tension du bus continu

Avec $fct = \beta_{d_max} \cdot \sin \omega t$

La technique adoptée pour le réglage des paramètres du correcteur est la technique de compensation de pôle. Cette méthode permet si le réglage est parfait d'avoir en boucle fermée un système du premier ordre.

$$FTBO(p) = C(p) \cdot T(p) = Kp \cdot \frac{1 + \tilde{\alpha} \cdot p}{\tilde{\alpha} \cdot p} \cdot \frac{I_{\max} \cdot R_c}{2} \cdot \frac{1}{1 + R_c \cdot C \cdot p}$$

$$\tilde{\alpha} = R_c \cdot C$$

$$FTBO(p) = \frac{Kp \cdot I_{\max} \cdot R_c}{2} \cdot \frac{1}{\tilde{\alpha} \cdot p}$$

Équation 2-20

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\tilde{\alpha}}{Kp \cdot I_{\max} \cdot R_c} \cdot p}$$

Pour la détermination du paramètre proportionnel K_P , il faut prendre en compte le temps de réponse du système. Il existe un lien direct entre la bande passante d'une fonction de transfert et son temps de réponse, plus une bande passante sera grande et plus le système sera rapide. Ainsi, on peut fixer le temps de réponse à 5% sachant qu'il est égal à 3τ pour un système du

premier ordre avec $\tau = \frac{2\tilde{\alpha}}{Kp \cdot I_{\max} \cdot R_c}$.

Cependant, on peut observer que τ est inversement proportionnel à l'amplitude du courant de ligne. Ce qui signifie que si ce courant diminue en amplitude alors le temps de réponse augmentera ; c'est ce qui se produit lors de la charge du bus continu. En effet le compensateur se comporte, alors, comme une résistance ce qui a pour effet d'augmenter l'impédance de ligne et ainsi diminuer le transit de courant. La solution proposée est de contrôler le courant de ligne à l'aide de la composante réactive v_{Sq} (fonctionnement capacitif) de telle manière à limiter l'influence de la charge du bus continu. Celle-ci, est prise en charge par la composante active v_{Sd} , elle est découplée.

Une simulation sous ATP après implantation du modèle détaillé du convertisseur dans le réseau test permet de valider les formulations et techniques de commande (Équation 2-17).

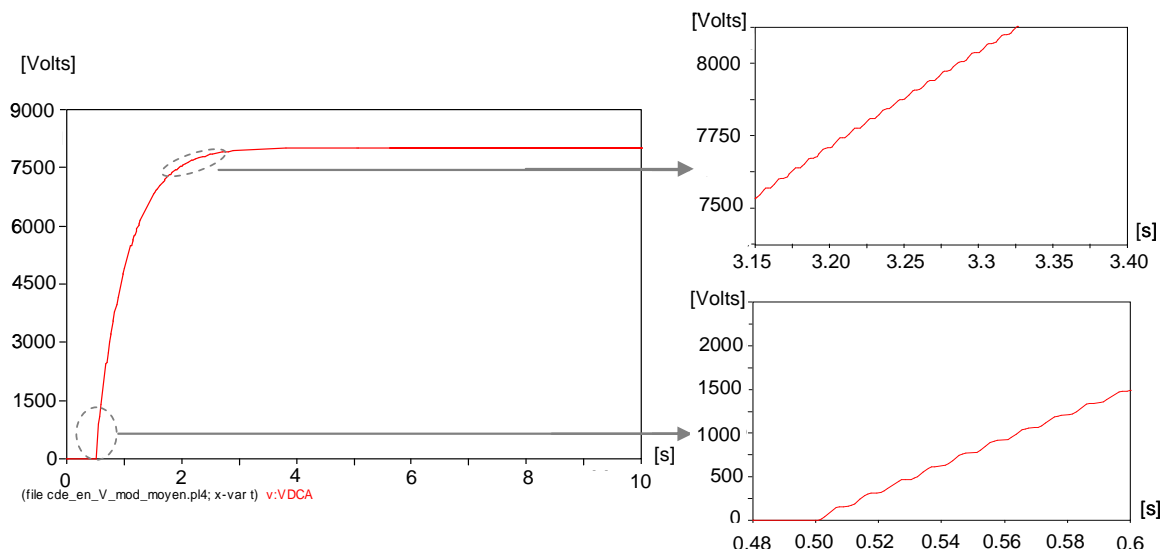


Figure 2-21 : Charge de la tension du bus continu face à une référence de type échelon d'amplitude 8kV – Mise en évidence de l'ondulation du bus continu ($R_c = 100k\Omega$, $C=3mF$)

Sur le relevé de simulation, une ondulation de la tension du bus continu est également observée. Elle est plus importante en début qu'en fin de charge. Cette ondulation est caractéristique de l'onduleur monophasé. Le premier harmonique de courant est donné par l'Équation 2-21. Cela met l'ondulation de tension en évidence.

$$i = I_{\max} \cdot \sin \omega t$$

$$\beta = \pm \beta_{\max} \cdot \sin \omega t$$

$$\langle i_{dc} \rangle = \pm I_{\max} \cdot \beta_{\max} \cdot \langle (\sin \omega t)^2 \rangle = \frac{\pm I_{\max} \cdot \beta_{\max}}{2} \cdot \cos 2\omega t$$

Équation 2-21

$$v_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \int_t^{t+T} \langle i_{dc} \rangle dt = \frac{\pm I_{\max} \cdot \beta_{\max}}{2 \cdot C} \int_t^{t+T} \cos(2\omega t) dt = \frac{\pm I_{\max} \cdot \beta_{\max}}{4 \cdot C \cdot \omega} \cdot \sin 2\omega t + cst$$

$$\Delta v_{dc} = 2 \cdot v_{dc_{\max}} = \frac{I_{\max} \cdot \beta_{\max}}{2 \cdot C \cdot \omega}$$

Cette expression est cohérente avec le relevé de simulation, en début de charge l'amplitude de la modulante est plus élevée qu'en fin de charge ainsi l'ondulation de V_{dc} (Δv_{dc}) est plus importante. Pour le cas des onduleurs triphasés si les courants sont équilibrés et leurs modulantes égales, la tension du bus continu est parfaitement continu (Équation 2-16).

2.3.2.3 Essais sur maquette temps réel

L'implantation de la commande complète du système, c'est-à-dire contrôle des flux qui transite sur la ligne et contrôle de la tension du bus continu par action sur la composante active de la modulante (Figure 2-22) a été implantée sur une maquette (sur la base de

l'onduleur triphasé). Il faut remarquer que le principe de commande est valable aussi bien pour des onduleurs monophasés que pour des onduleurs triphasés.

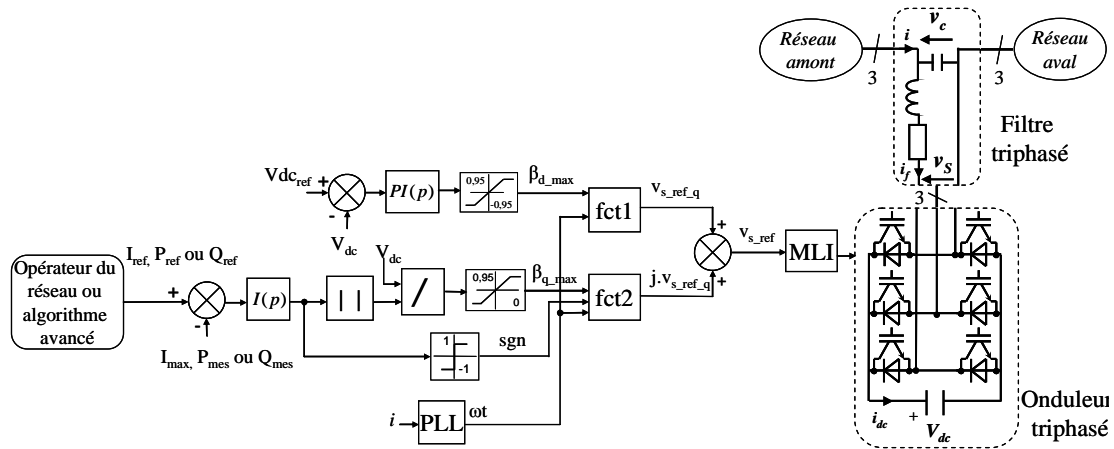


Figure 2-22 : Synoptique général de la commande du système avec contrôle de flux de puissance et commande de la tension de bus continu par action sur la composante active de la modulante

$$fct1 = \beta_{d_max} \cdot \sin(\omega t)$$

Avec :

$$fct2 = j \cdot \beta_{q_max} \cdot \sin\left(\omega t + \text{sgn}(v_{q_ref}) \cdot \frac{\pi}{2}\right)$$

Dans cette partie, la commande n'a pas pris en compte le filtre LC en sortie d'onduleur. Nous étions dans le cas d'une liaison directe. Les essais réalisés ont toutefois été effectués sur un banc triphasé muni de filtres. La prise en compte de ce filtre fait l'objet du prochain sous chapitre.

Les caractéristiques du démonstrateur ainsi que les illustrations de l'implantation physique du système sont disponibles en Annexe au paragraphe A 3. Il s'agit d'une structure de compensateur universelle triphasé telle que le Unified Power Flow Controller (UPFC) commandée par une interface dSPACE (inteface Matlab / Simulink auquel des signaux d'entrées / sorties ont été rajoutés) qui est connecté à un réseau électrique triphasé, réel 230V ou émulé (via un amplificateur). Selon l'enclenchement des contacteurs l'architecture du système sur lequel l'utilisateur souhaite travailler peut évoluer. Dans le cas de ce chapitre, seule la partie de l'onduleur connectée en série sur le réseau est utilisée. L'onduleur voit transiter un courant issu d'un amplificateur commandé par un réseau simulé de type 20kV sous ARENE (présenté en A 3) et la tension délivrée par l'onduleur est numérisée et réinjectée dans la simulation de telle manière à boucler le système et influencer sur le transit de puissance.

La Figure 2-23 présente le contrôle de la tension du bus continu à une référence de 400V. Le courant dans la phase 1 apparaît en bleu et son amplitude en jaune (calibre 10A / carreau), la tension du bus continu en vert et la tension injectée sur la ligne 1 en violet (calibre 250V / carreau).

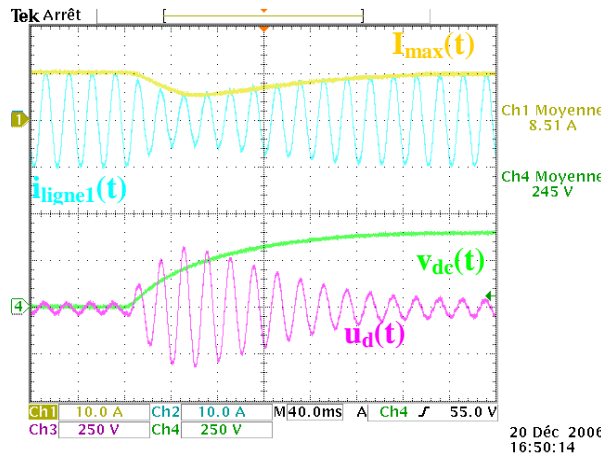


Figure 2-23 : Essai du contrôle de la tension du bus continu à 400V – Schéma de commande où la tension du bus continu est contrôlée par action sur la composante active de la modulate

La forme caractéristique de la réponse d'un système du premier ordre à une référence de type échelon peut être observée. Le système se comporte comme une résistance et augmente donc l'impédance de ligne d'où la diminution du courant de ligne.

Le relevé de la Figure 2-24 présente les mêmes grandeurs avec des calibres de 5A / carreau pour les courants et de 500V / carreau pour les tensions. Le contrôle de l'amplitude du courant à une valeur a 5A est réalisé. En régime sans compensation celui-ci est normalement de 10A.

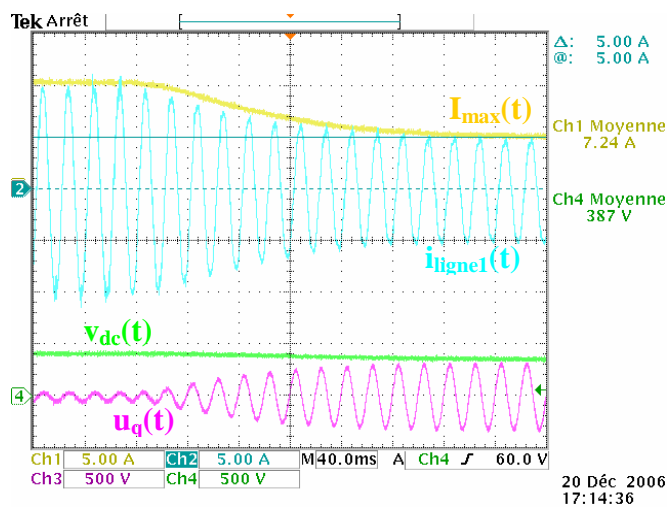


Figure 2-24 : Essai du contrôle du courant de ligne à 5A – Schéma de commande où le courant est contrôlé par action sur la composante réactive de la modulate

Le courant possède une réponse dont la forme est caractéristique de la réponse d'un système du premier ordre à une commande de type échelon. Le système se comporte comme une inductance comme le révèle le déphasage entre la tension injectée et le courant de ligne. Dans le cas d'une compensation au-delà de 10A le système se comporte alors comme une capacité.

Le dernier relevé présente le contrôle de la puissance réactive à 400Var (Figure 2-25). La puissance active est présentée en jaune avec un calibre d'1KW par carreau et la puissance réactive en bleu avec un calibre d'1KVar par carreau. En violet et vert apparaît respectivement la tension en amont et en aval du système avec un calibre de 100V par carreau.

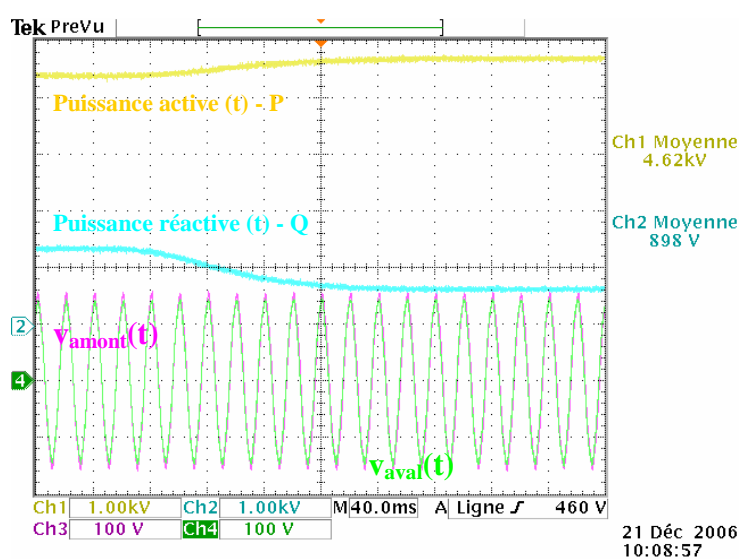


Figure 2-25 : Essai du contrôle de la puissance réactive a 400Var

Il peut être validé la faible évolution des tensions de part et d'autre de l'onduleur. Elles possèdent quasiment la même amplitude.

Les essais ont été réalisés avec deux jeux de filtre dont le dimensionnement a été fait lors des travaux de [ETX-03] :

- premier filtre : $L_f = 0,36\text{mH}$ et $C_f = 100\mu\text{F}$
- second filtre : $L_f = 3\text{mH}$ et $C_f = 100\mu\text{F}$

Le premier jeu de filtre a été utilisé pour les essais présentés jusqu'à maintenant. Cependant pour les essais réalisés avec le second filtre, il est apparu des problèmes de formes d'onde (Figure 2-26). Cela était prévisible du fait du gain et de la phase du filtre à 50 Hz dont les effets ne sont plus négligeables.

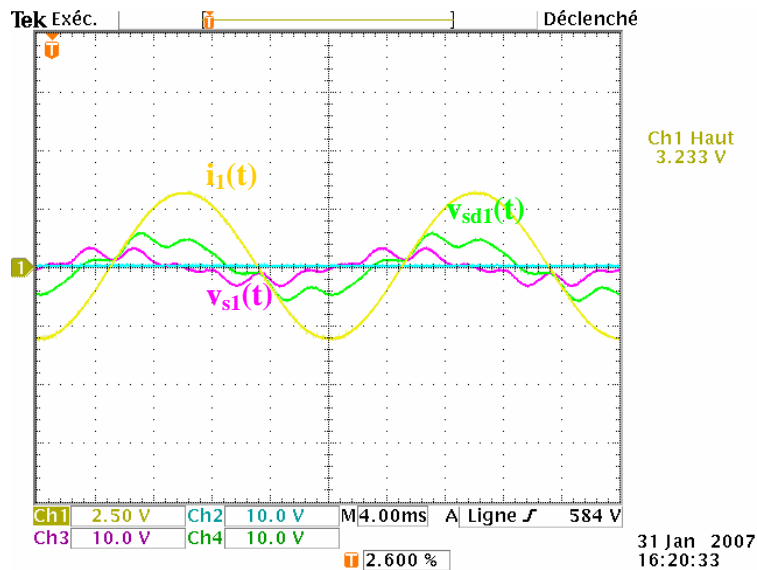


Figure 2-26 : Mise en évidence des problèmes de formes d'ondes sur la tension injectée sur le réseau lors du contrôle du courant avec filtre dont les paramètres sont celui du jeu 2

Ainsi, la forme d'onde de la tension injectée sur le réseau en violet suite au contrôle du courant de ligne en jaune à 3A apparaît fortement perturbée. Elle montre le besoin sous certaines conditions d'utilisation, de mettre en place une régulation de la forme de la tension de sortie.

A présent, la même démarche est faite mais avec une commande du bus continu réalisée par action sur le déphasage de la modulante.

2.3.3 Deuxième méthode : Déphasage de la modulante

Dans la commande précédente, il existe un découplage entre la composante active et réactive de v_s . La charge du bus continu à la valeur de référence à l'aide de $v_{s,d}$ se fait indépendamment du contrôle des flux de puissance qui s'effectue avec $v_{s,q}$. La commande se fait en deux temps, le premier concerne la charge du bus continu et le second, le contrôle des flux de puissance.

Dans la commande par action sur le déphasage de la modulante, il n'est plus possible d'œuvrer ainsi. La charge du bus continu se fait en même temps que le contrôle des flux de puissance [SEN-98]. La boucle de contrôle qui concerne la commande des flux de puissance, envoie une référence de tension v_{sq} et le contrôle de V_{dc} se charge ensuite d'adapter la tension du bus continu de telle manière à ce que le système puisse générer une tension dont l'amplitude correspond à la référence v_{sq} .

Il peut être remarqué que cette manière de faire est particulièrement adaptée aux convertisseurs haute tension qui ne fonctionnent qu'en pleine onde [PET-96]. La modulation d'amplitude n'étant plus possible, il ne reste qu'une issue, c'est le réglage par déphasage.

2.3.3.1 Modélisation et contrôle du système

Le contrôle ne s'effectue plus par modulation d'amplitude de u_{d_max} . La modulante est considérée maximale et, au repos, en quadrature avant ou arrière avec le courant. L'échange d'énergie active se fera par déphasage de cette modulante. Plus le déphasage (γ) par rapport au point de repos sera élevé et plus l'échange de puissance active sera important (Figure 2-27).

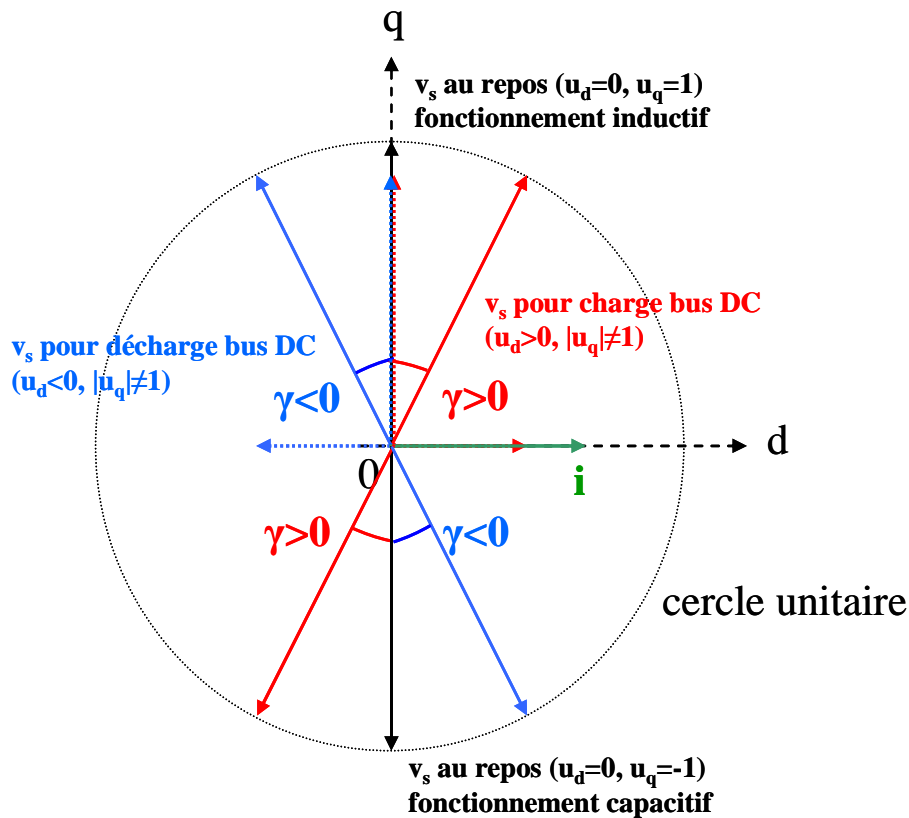


Figure 2-27 : Représentation vectorielle du principe de charge/décharge du bus continu par déphasage de la modulante

L'Équation 2-22 formalise cette propriété en exprimant la valeur moyenne de i_{dc} sur une demie-période de réseau, elle permettra également d'obtenir la fonction de transfert $\frac{v_{dc}(p)}{\gamma(p)}$.

$$\begin{aligned}
 i &= I_{\max} \cdot \sin \omega t \\
 u &= \pm u_{\max} \cdot \cos(\omega t + \gamma) \\
 u_{\max} &= 0,95 \\
 \langle i_{dc} \rangle &= \langle i \cdot u \rangle \\
 \langle i_{dc} \rangle &= \pm I_{\max} \cdot u_{\max} \langle \sin \omega t \cdot \cos(\omega t + \gamma) \rangle \\
 \langle i_{dc} \rangle &= \frac{I_{\max} \cdot u_{\max}}{2} \cdot \sin \gamma
 \end{aligned}$$

Équation 2-22

Cette équation laisse apparaître une fonction non linéaire, deux solutions peuvent être proposées. La première est de considérer que les variations de γ sont faibles par rapport à son point de repos, ainsi $\sin \gamma$ sera remplacé par le premier terme de son développement limité soit γ et la seconde est de linéariser la commande en implémentant dans la commande la fonction arcsin après le correcteur, la fonction de transfert $\frac{v_{dc}(p)}{\gamma(p)}$ peut alors être exprimée (Équation 2-23).

$$\frac{v_{dc}(p)}{\gamma(p)} = \frac{I_{\max} \cdot u_{\max}}{2}$$

Équation 2-23

En l'associant à la fonction de transfert du bus continu (Équation 2-17), $\frac{v_{dc}(p)}{\gamma(p)}$ est obtenu (Équation 2-24).

$$T(p) = \frac{v_{dc}(p)}{\gamma(p)} = \frac{0,95 \cdot I_{\max} \cdot Rc}{2} \cdot \frac{1}{1 + Rc \cdot C \cdot p}$$

Équation 2-24

La fonction de transfert ainsi obtenue est très semblable à celle obtenue avec le contrôle précédent (Équation 2-18). Une étude de la robustesse de la commande du bus continu sera présentée au paragraphe A 2. En effet, en fonction des erreurs d'estimation, de la température et du vieillissement [VEN-01], le comportement du système bouclé pourra varier.

Le correcteur, ainsi que son réglage, est identique à la méthode précédente. La Figure 2-28 présente le schéma de contrôle avec et sans linéarisation.

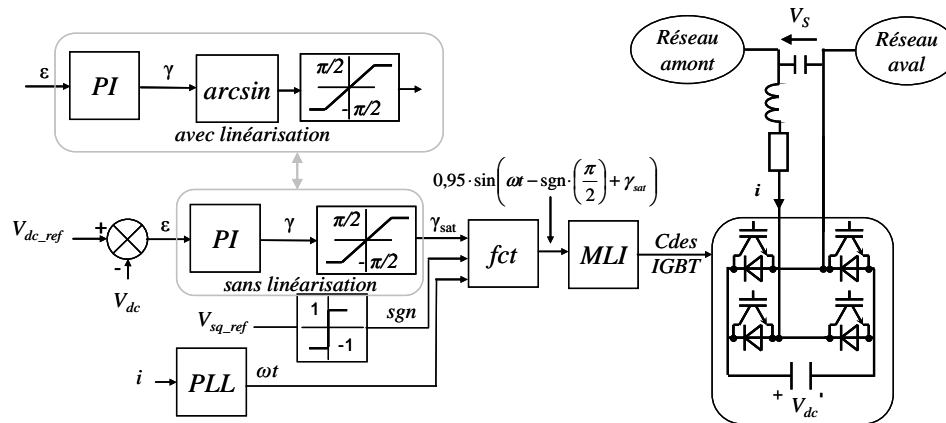


Figure 2-28 : Schéma de contrôle de la tension du bus continu par action sur le déphasage de la modulante

Un relevé de simulation permet de valider ce contrôle (Figure 2-29). Le fait que la modulante soit toujours à sa valeur maximale se traduit par une ondulation de tension constante qui peut être observée sur la tension du bus continu en bleu sur le relevé de gauche. Sur le relevé de droite, en vert apparaît la tension injectée sur le réseau V_s et en bleu le courant de ligne. Le système est tel qu'il simule le rôle d'une capacité insérée en série sur le réseau.

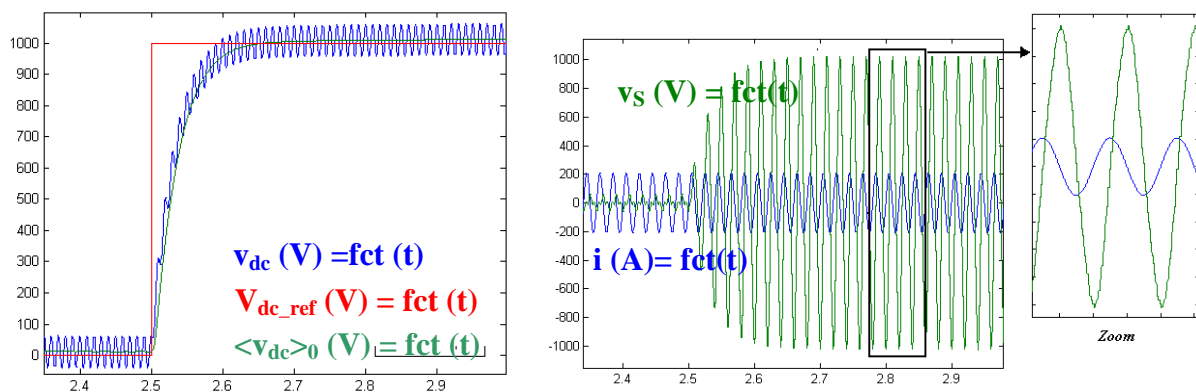


Figure 2-29 : Contrôle de la tension du bus continu par action sur le déphasage de la modulante - (Relevé de gauche, tension du bus continu V_{dc} (bleu), sa valeur moyenne (vert) et sa référence, relevé de droite, tension injecté en série sur le réseau V_s (vert) et courant de ligne (vert))

2.3.3.2 Essais sur maquette temps réel

La commande complète (Figure 2-30) est intégrée dans le contrôleur dans les mêmes conditions d'essais que précédemment.

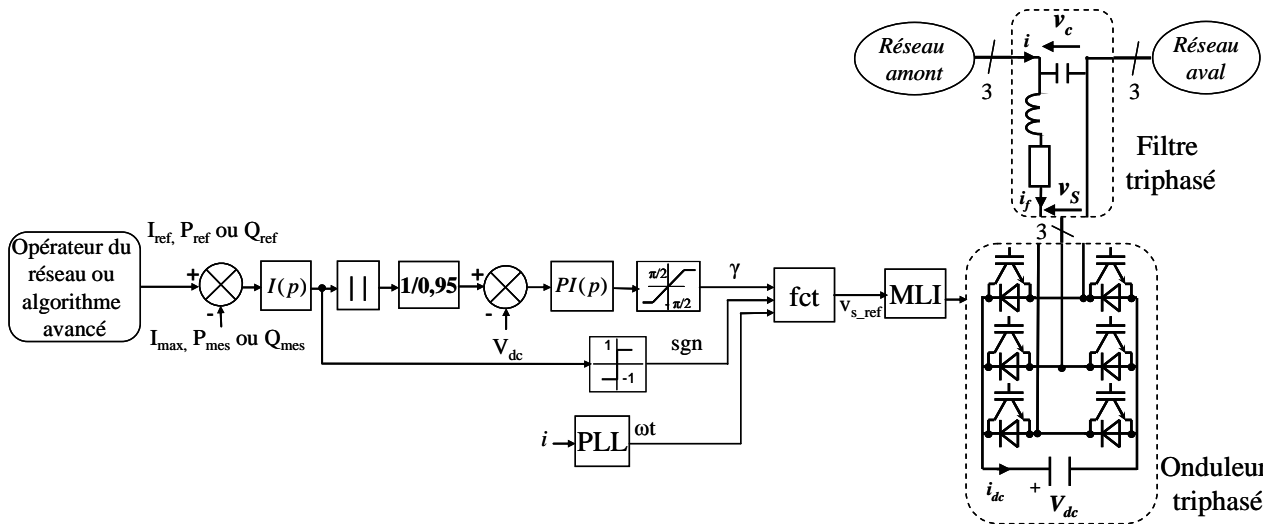


Figure 2-30 : Synoptique général de la commande du système avec contrôle de flux de puissance et commande de la tension de bus continu par déphasage de la modulante – représentation monophasée

$$\text{Avec } fct = 0,95 \cdot \sin\left(\omega t - \text{sgn}\left(V_{q_{ref}}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \gamma$$

Un seul relevé d'essai est présenté celui où il y a en simultanément le contrôle du courant de ligne et la tension du bus continu (Figure 2-31).

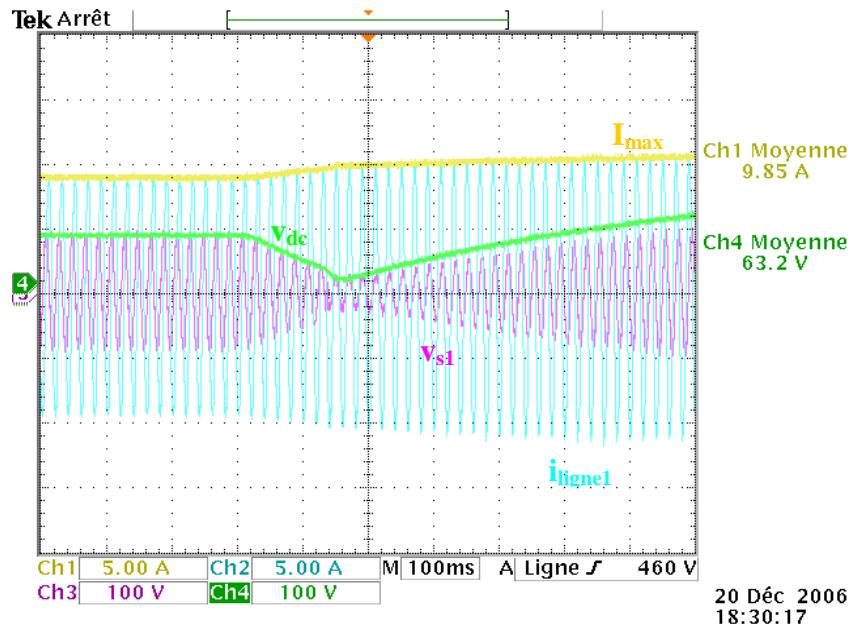


Figure 2-31 : Essai du contrôle du courant de ligne de 9A à 11A – Schéma de commande où la tension du bus continu est contrôlée par action sur le déphasage de la modulante

Dans ce relevé le courant passe de 9A où le système a un fonctionnement principalement inductif à 11A là où il est principalement capacitif. En regardant attentivement le déphasage

entre le courant (bleu) et la tension injectée (violet) la transition sera visible. La tension du bus continu (vert) s'adapte directement aux besoins de la tension à injecter pour assurer le contrôle du courant. L'amplitude de la tension à l'état initial et l'état final est identique, seul le déphasage change. Pour assurer la transition le correcteur intégrateur se décharge et se recharge en suivant le comportement d'un signal du premier ordre.

2.3.4 Conclusion

Dans cette partie il a été proposé deux formes de contrôle de la tension, le premier par action directe sur la partie active de la modulante et le second par déphasage de la modulante. Du point de vue des performances, la première méthode répond plus rapidement à des consignes de puissance du fait que la tension du bus continu est toujours chargée et donc immédiatement disponible alors que pour la seconde, le tension est délivrée au rythme de la charge du bus DC.

Cependant du point de vue qualité de tension délivré et pertes dans les semi-conducteurs la seconde méthode est plus optimale du fait que la modulante est toujours à son maximum. Par rapport à ce choix aucun critère quantitatif n'a été présenté car il s'agit d'aspects connus.

Il a été mis en évidence lors des essais (Figure 2-26) que dans certains cas d'utilisation la tension de sortie était perturbée. Cela est dû à des chutes de tensions dans le filtre trop importantes. Ce qui nous amène une fois de plus à intégrer un nouvel étage de commande pour supprimer ce problème.

2.4 Contrôle de la tension alternative de l'onduleur avec filtre

2.4.1 Introduction

Jusqu'à présent la commande de la tension injectée sur la ligne de distribution a été synthétisée sans filtre de raccordement. La modulante, envoyée sur le modulateur à largeur d'impulsions, était issue du rapport entre le signal en sortie du correcteur et la mesure de la tension du bus continu. Elle s'est montrée performante pour un bon dimensionnement du filtre de sortie. Cependant, lors d'essais avec un filtre mal dimensionné (impédance trop élevée dans la bande passante du système), il est apparu que la tension injectée sur la ligne n'était pas sinusoïdale. Cela fait apparaître un nouveau besoin.

Ainsi, outre le fait d'avoir un filtre performant, pour améliorer la forme de la tension de sortie, il faut implémenter une boucle de tension supplémentaire. Dans les applications où le courant de ligne est déformé ou les applications avec transformateurs (saturations et chutes de tension), les déformations engendrées par ces composantes motivent encore plus l'emploi de ce niveau de contrôle.

De ce fait, le DSSSC est susceptible de polluer le réseau. Il faut pouvoir réduire cette pollution à l'aide de stratégies de commandes adaptées.

2.4.2 Modélisation du système

Le système qui fait l'objet de cette partie est le filtre de sortie (Figure 2-32).

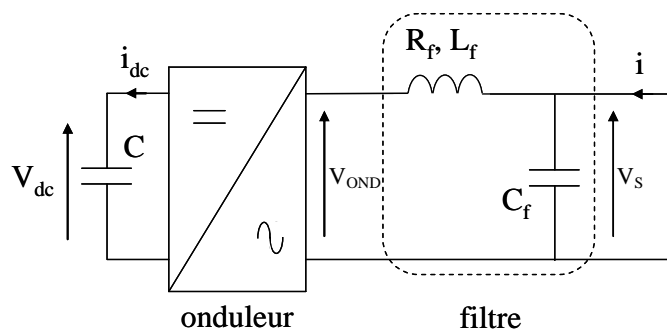


Figure 2-32 : Schéma d'un onduleur de tension monophasé muni d'un filtre LC

D'un point de vue système, le filtre est décomposé en deux fonctions de transfert. Une fonction de transfert en boucle ouverte (H_1) qui est la contribution de la tension en sortie d'onduleur (v_{OND}) sur la tension en sortie de filtre ($v_s(p)$) et une seconde où $v_{OND}(p)$ est

considérée nulle (H_2) et qui représente la contribution du courant de ligne ($i(p)$) sur la tension de sortie ($v_S(p)$). Ainsi, le schéma bloc de la Figure 2-33 est obtenu.

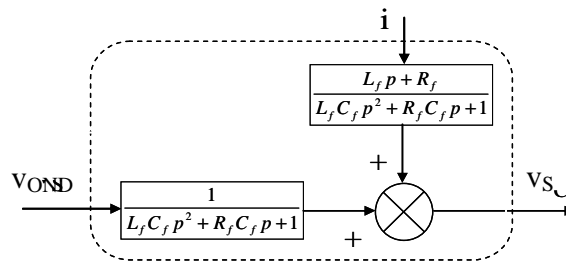


Figure 2-33 : Schéma bloc du filtre LC

Une représentation des fonctions de transfert du filtre à l'aide des diagrammes de Bode permet de se rendre compte des chutes de tension provoquées par le courant de ligne dans la résistance de l'inductance. Pour cette représentation nous retenons les jeux de paramètres correspondant aux deux filtres qui ont été utilisés lors des expérimentations (Tableau 2-2). Le premier correspond au jeu avec lequel il n'y a pas eu de problèmes d'harmoniques au niveau de la tension injectée sur le réseau et le deuxième, le jeu de paramètre avec lequel il y a eu des précédemment des problèmes.

1 ^{er} jeu	2 ^{ème} jeu
$R_f = 0,5 \Omega$	$R_f = 0,8 \Omega$
$L_f = 0,36 \text{ mH}$	$L_f = 3 \text{ mH}$
$C_f = 100 \mu\text{F}$	$C_f = 100 \mu\text{F}$

Tableau 2-2 : Jeux de paramètres des deux filtres

Les diagrammes de Bode des fonctions de transfert H_1 et H_2 dans le domaine continu pour les deux jeux de paramètre mettent en évidence le problème (Figure 2-34.a et b).

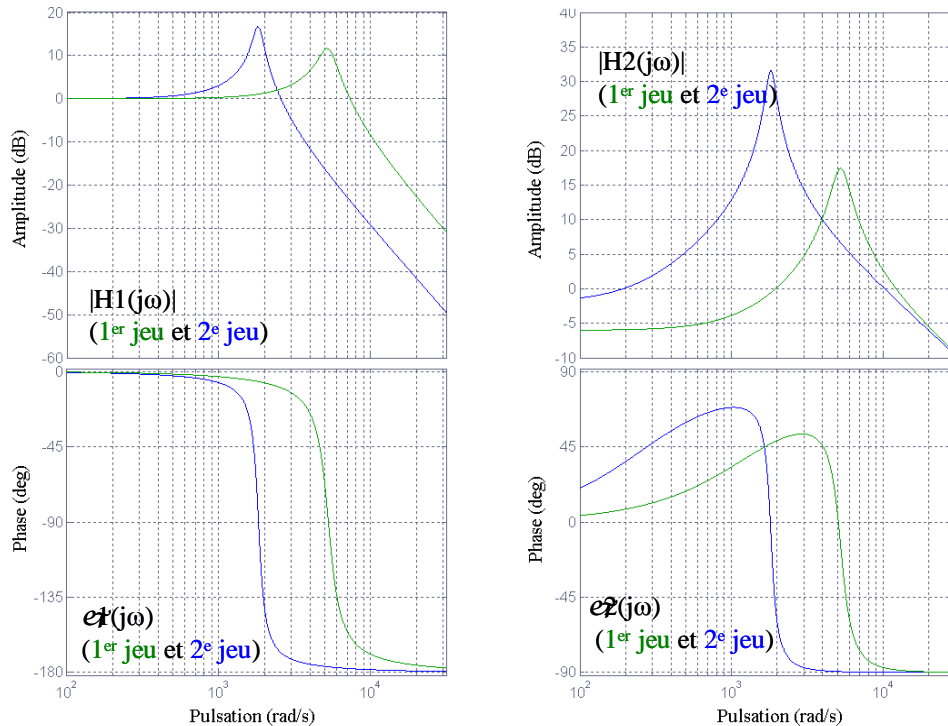


Figure 2-34 : Fonctions de transferts liées à la tension en sortie d'onduleur v_s et fonctions de transferts liées au courant de ligne i pour le 1^{er} jeu (bleu) et le deuxième jeu (vert)

Il apparaît que la perturbation est moins bien rejetée pour le jeu de paramètre 2, cela est du en partie à la résistance du filtre. Sa caractérisation est cependant définie de manière arbitraire, seule la mesure permettrait de définir précisément sa valeur. Afin de tester et dimensionner notre correcteur, nous utiliserons le jeu de paramètre 2.

2.4.3 Introduction aux correcteurs résonants

Pour le contrôle de la tension de sortie, les correcteurs classiques de type intégrateur n'ont aucun effet. L'expression du module et de la phase du système bouclé avec un correcteur PI montre que l'égalité entre la consigne et le signal de sortie (module de la FTBF unitaire + phase de la FTBF nulle) n'est réalisé que pour les signaux d'entrées de pulsation nulle (Équation 2-25). Ainsi un PI classique n'assure une erreur nulle qu'en statique, c'est à dire un signal continu, là où le terme intégrateur est à un gain infini.

$$C_{PI}(p) = \frac{K_p p + K_I}{p}$$

$$H_{BF}(p) = \frac{C_{PI}(p) \cdot H_1(p)}{1 + C_{PI}(p) \cdot H_1(p)} = \frac{K_I + K_p p}{L_f C_f p^3 + R_f C_f p^2 + (K_p + 1)p + K_I}$$

$$|H_{BF}(\omega)| = \frac{\sqrt{K_I^2 + (K_p \omega)^2}}{\sqrt{(K_I - R_f C_f \omega)^2 + ((K_p + 1)\omega - L_f C_f \omega^3)^2}}$$

$$\varphi_{BF}(\omega) = \arctan\left(\frac{K_p \omega}{K_I}\right) - \arctan\left(\frac{(K_p + 1)\omega - L_f C_f \omega^3}{K_I - R_f C_f \omega}\right)$$

Équation 2-25

Les correcteurs résonants sont une généralisation des correcteurs intégrateurs pour des signaux de fréquence autre que nulle. Ainsi, en accordant le terme intégrateur à la fréquence de notre signal de commande qui est la fréquence du réseau, le gain infini qui apparaît à cette fréquence permet d'annuler l'erreur. Cette méthode [HAU-99] est plus intéressante que celles où sont associés repère tournant et correcteur PI du fait que l'on n'a pas de transformations à effectuer. L'expression de ce correcteur résonant dans sa version bilatérale apparaît à l'Équation 2-26.

$$C_R(p) = K_p + \frac{K_I}{p - j\omega_0} + \frac{K_I}{p + j\omega_0} = K_p + \frac{2K_I p}{p^2 + \omega_0^2}$$

Équation 2-26

Le correcteur présente un gain infini pour les signaux de pulsations positives (ω_0) et négatives ($-\omega_0$). Les diagrammes asymptotiques de Bode du correcteur apparaissent Figure 2-35.

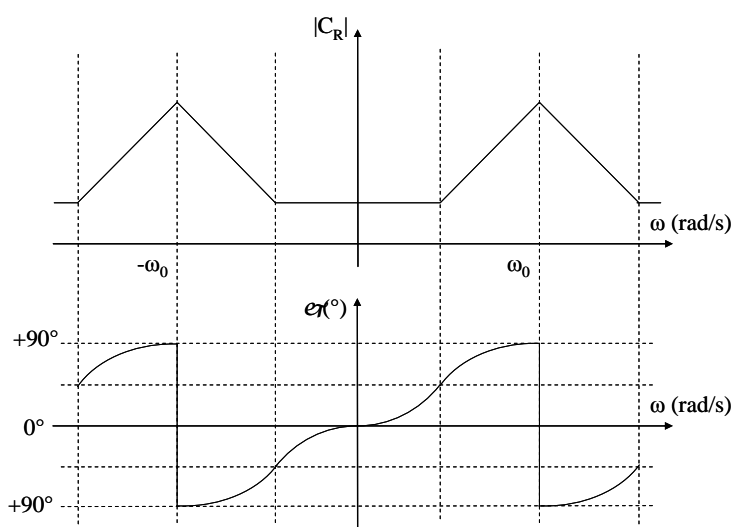


Figure 2-35 : Représentation des digrammes asymptotique de Bode du correcteur résonant accordé sur la pulsation ω_0

2.4.4 Schémas de contrôle

En intégrant ce nouvel étage de contrôle, un nouveau synoptique de commande apparaît. Avec dans un premier temps le cas de la commande de la tension du bus continu par action sur la composante active de la modulante (Figure 2-36).

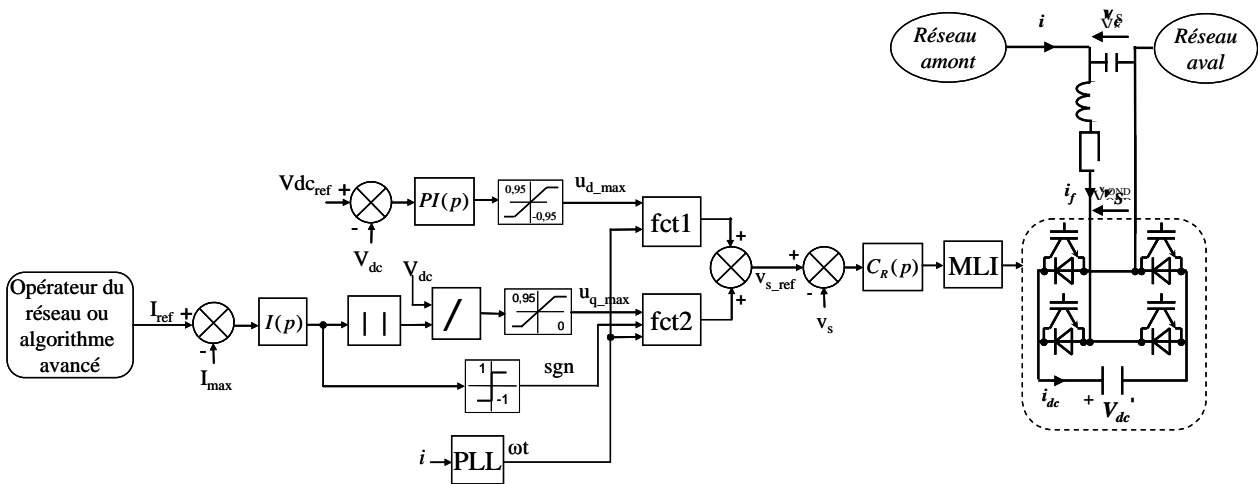


Figure 2-36 : Synoptique de la commande monophasée du DSSSC avec la boucle de contrôle de la tension de sortie

Avec :

$$fct1 = u_{d_max} \cdot \sin(\omega t)$$

$$fct2 = u_{q_max} \cdot \sin\left(\omega t + \text{sgn}(v_{q_ref}) \cdot \frac{\pi}{2}\right)$$

Le contrôle de la commande se fait à la fois sur la composante active et sur la composante réactive. Cependant, il apparaît que si la tension de sortie v_s est fortement perturbée par rapport à l'entrée v_{OND} , la dynamique du correcteur est telle qu'elle va s'opposer à la commande de la tension du bus continu et au maintien à sa référence. Pour remédier à ce problème, un second schéma de contrôle est proposé, il consiste à contrôler uniquement la partie réactive de v_s (Figure 2-37). Dans la mesure où le rapport du courant sur C est suffisamment élevé, cela ne doit pas avoir d'influence sur le maintien à la valeur de consigne.

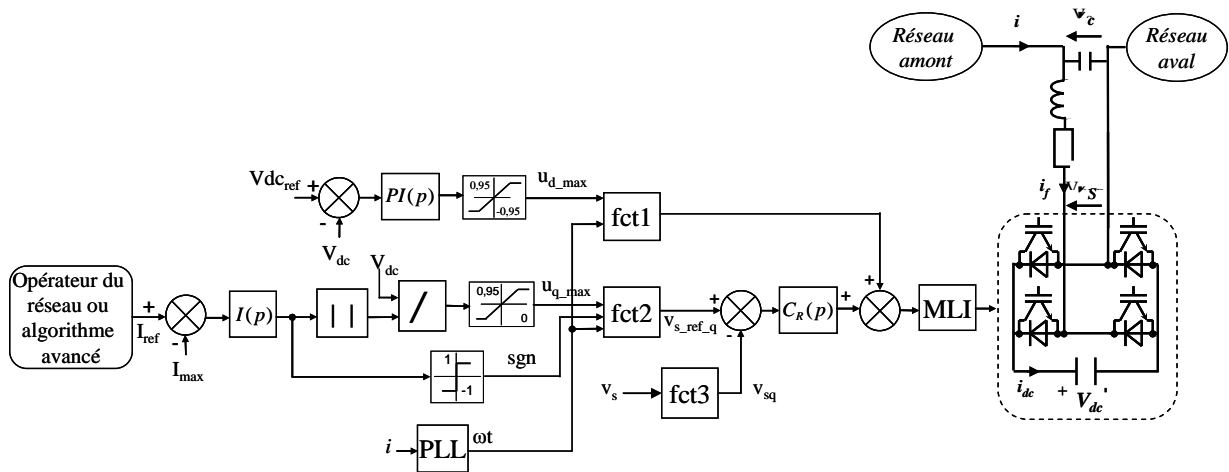


Figure 2-37 : Synoptique de la commande monophasée du DSSSC avec la boucle de contrôle de la tension de sortie sur la composante réactive

Avec $fct3 = v_s \cdot \sin \varphi$ avec φ déphasage entre i et v_c .

Cependant, dans cette configuration, il n'est pas possible de décliner le contrôle avec la commande du bus continu par action sur le déphasage puisque la composante active et réactive sont alors indissociées. Le seul schéma de contrôle que l'on peut obtenir avec commande du bus continu par action sur le déphasage est le suivant :

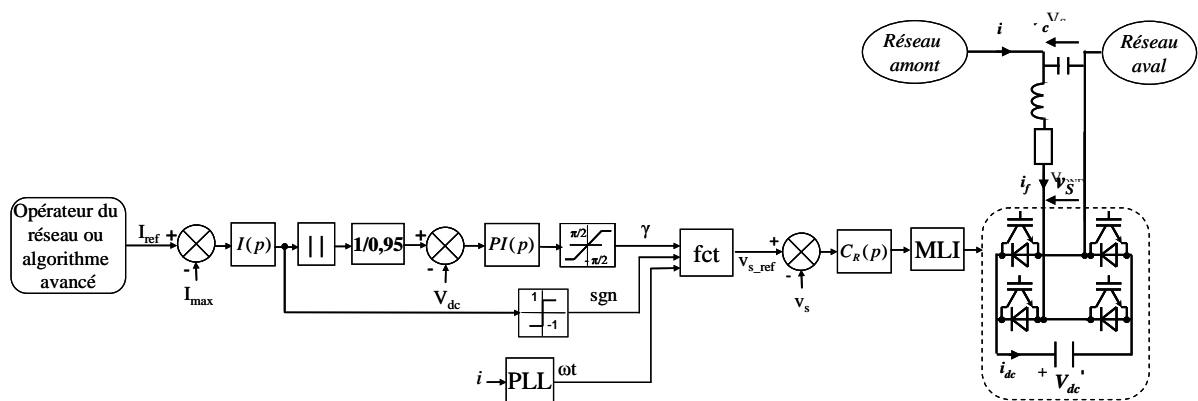


Figure 2-38 : Synoptique de la commande monophasée du DSSSC avec la boucle de contrôle de la tension de sortie sur la composante réactive

Avec : $fct = 0,95 \cdot \sin \left(\omega t - \text{sgn} \left(V_{q_{ref}} \right) \cdot \frac{\pi}{2} \right) + \gamma$

Cependant, dans tous les cas le paramétrage du correcteur s'effectue de la même manière puisque le système à contrôler, le filtre, reste le même.

2.4.5 Paramétrage et tests sur modèle moyen

La méthode utilisée pour la détermination des paramètres du correcteur résonant se fait de manière analogue à celle des correcteurs classiques. Ainsi, l'étude du correcteur en boucle ouverte est réalisée.

Dans un premier temps, on cherche à fixer le paramètre proportionnel K_p . Le choix de sa valeur est obtenu de telle manière à assurer une marge de phase d'au moins 35° . La pulsation de coupure du système en boucle ouverte $K_p \cdot H_1(p)$ est exprimée par l'Équation 2-27.

$$\omega_c = \frac{1}{L_f} \cdot \sqrt{\frac{2L_f - R_f^2 C_f + \sqrt{R_f^4 C_f^2 - 4R_f^2 L_f C_f + 4L_f^2 K_p}}{2C_f}} \quad \text{Équation 2-27}$$

La marge de gain, différence entre $-\pi$ et la phase du système corrigée est ensuite obtenue (Équation 2-28).

$$MP = 180 - \arctan\left(\frac{R_f C_f \omega_c}{1 - L_f C_f \omega_c}\right) \quad \text{Équation 2-28}$$

Il s'agit alors ici d'un système continu qui n'admet pas de retard. Dans tous les systèmes et particulièrement pour les systèmes discrets, il s'écoule une période d'échantillonnage (T_s) entre le moment où le signal est numérisé et le moment où le signal de commande est rafraîchi. Ce retard n'influe pas le module du filtre mais dégrade la stabilité du système qui a de ce fait une phase qui peut aller au-delà de -180° (Figure 2-39).

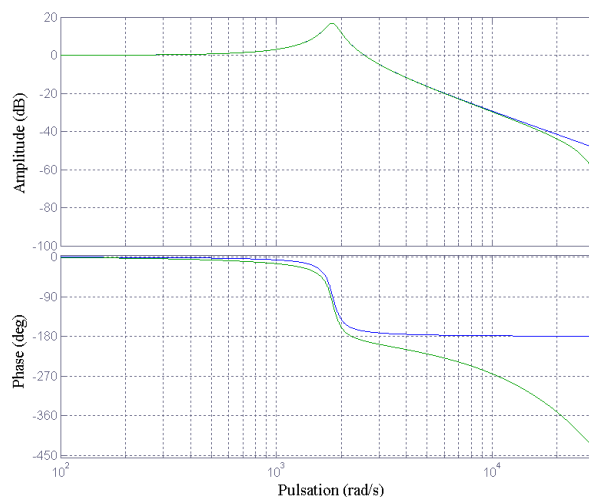


Figure 2-39 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert H1 (bleu) et de la fonction de transfert H1 discrétisée H1d (vert) avec un bloqueur d'ordre zéro de période d'échantillonnage $T_s=100\mu s$

L'Équation 2-29 exprime le retard de phase en fonction de la période d'échantillonnage.

$$\Delta\varphi = \frac{3}{2} \omega \cdot T_s \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Équation 2-29}$$

En considérant ce retard, une nouvelle expression de la marge de phase (Équation 2-30) est obtenue (soustraction des Équation 2-28 et Équation 2-29).

$$MP = 180^\circ - \arctan\left(\frac{R_f C_f \omega_0}{1 - L_f C_f \omega_0^2}\right) - \frac{3}{2} \omega_0 \cdot T_s \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Équation 2-30}$$

Celle-ci permet d'obtenir le paramètre K_P qui sera pour le jeu de filtre retenu égale à 0,2. La Figure 2-40 valide pour le gain calculé la marge de phase de 35° .

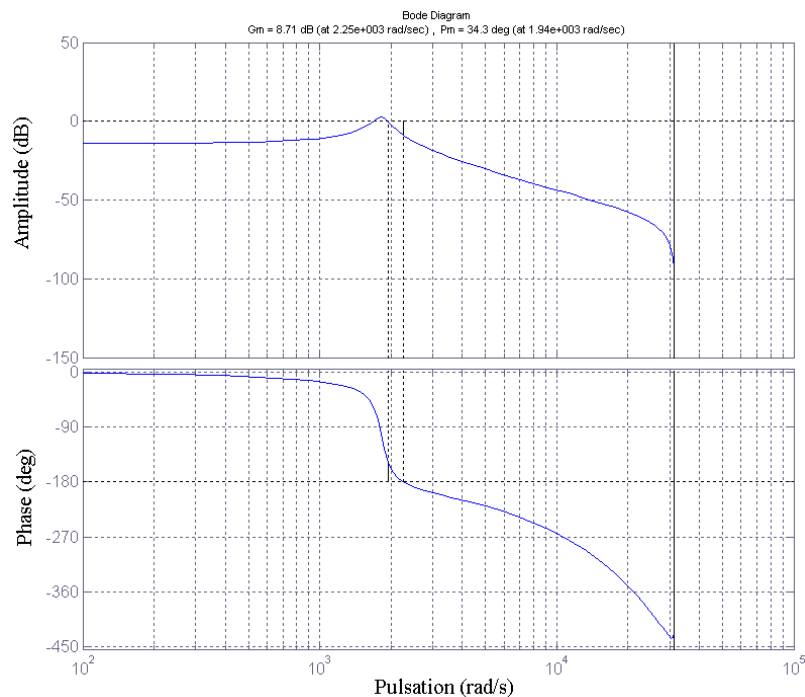


Figure 2-40 : Marge de stabilité pour le système échantillonné en boucle ouverte avec un gain proportionnel $K_p = 0,2$

A présent que la marge de phase est assurée, il faut trouver le gain de la composante intégrale du correcteur. L'introduction de ce paramètre implique une faible modification de la marge de phase ainsi que de la marge de gain dans la mesure où sa valeur est du même ordre de grandeur. $K_I = 2,5$ semble être une valeur correcte, les effets de la composante intégrale sont localisés autour de la fréquence pour laquelle il est utilisé. Une marge de phase de $33,4^\circ$ et une marge de gain de 8,15dB sont obtenus et correspondent aux valeurs de la Figure 2-40.

Une fois les paramètres fixés les diagrammes de Bode du système associé au correcteur sont tracés en boucle ouverte et en boucle fermé (Figure 2-41).

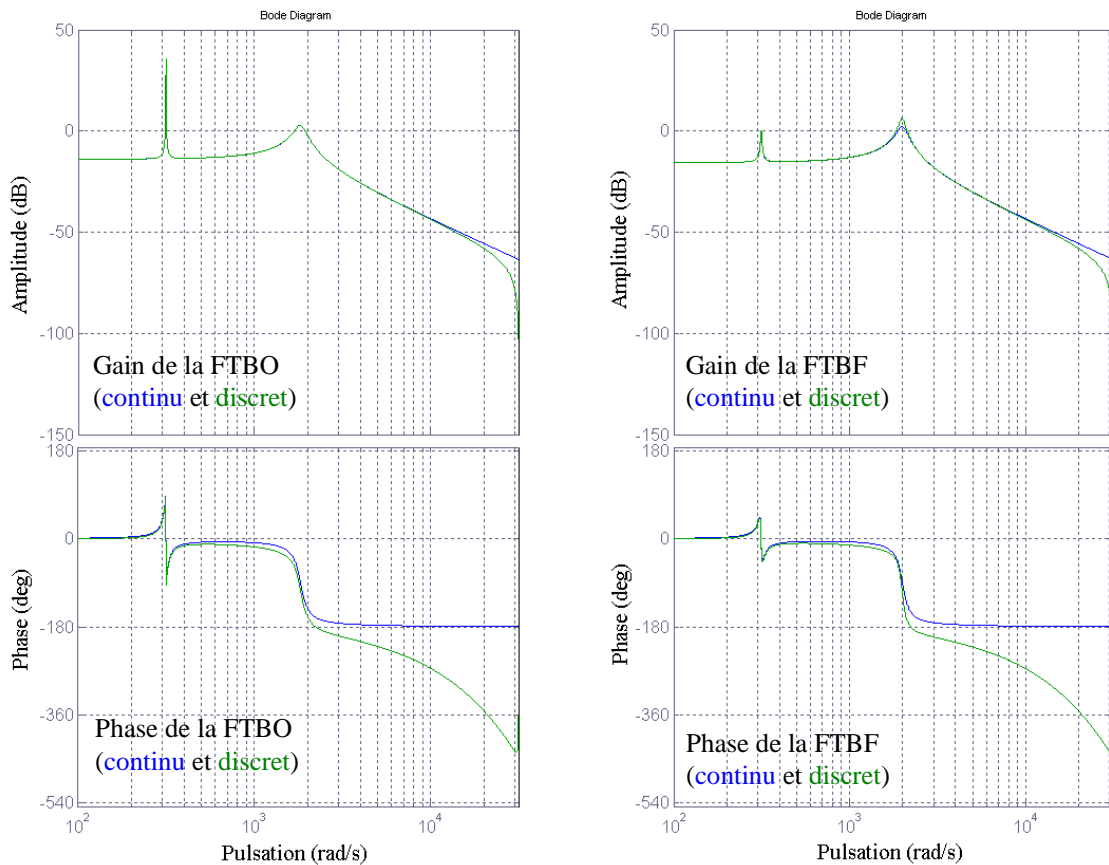


Figure 2-41 : Réponses fréquentielles (BO et BF) du système corrigé avec correcteur résonant en continu (bleu) et discret (vert)

En boucle ouverte, il apparaît pour la pulsation de 314 rad/s, pulsation pour laquelle le système est accordé que le gain tend vers l'infini. En boucle fermée, pour la même pulsation, le gain ainsi que la phase, sont nuls ce qui correspond à un signal de sortie égal à la consigne. La fréquence de résonance du filtre apparaît également, il faut s'assurer que cette la tension en sortie de filtre n'admet pas de composantes pour cette valeur de fréquence ou utiliser l'autre correcteurs.

Ainsi, il faut à présent regarder l'impact des perturbations sur le signal de sortie. Ces perturbations peuvent être des tensions parasites sur v_S qui seraient induites par des courants harmoniques. De cette manière, regardons la réponse fréquentielle aux perturbations (Figure 2-42).

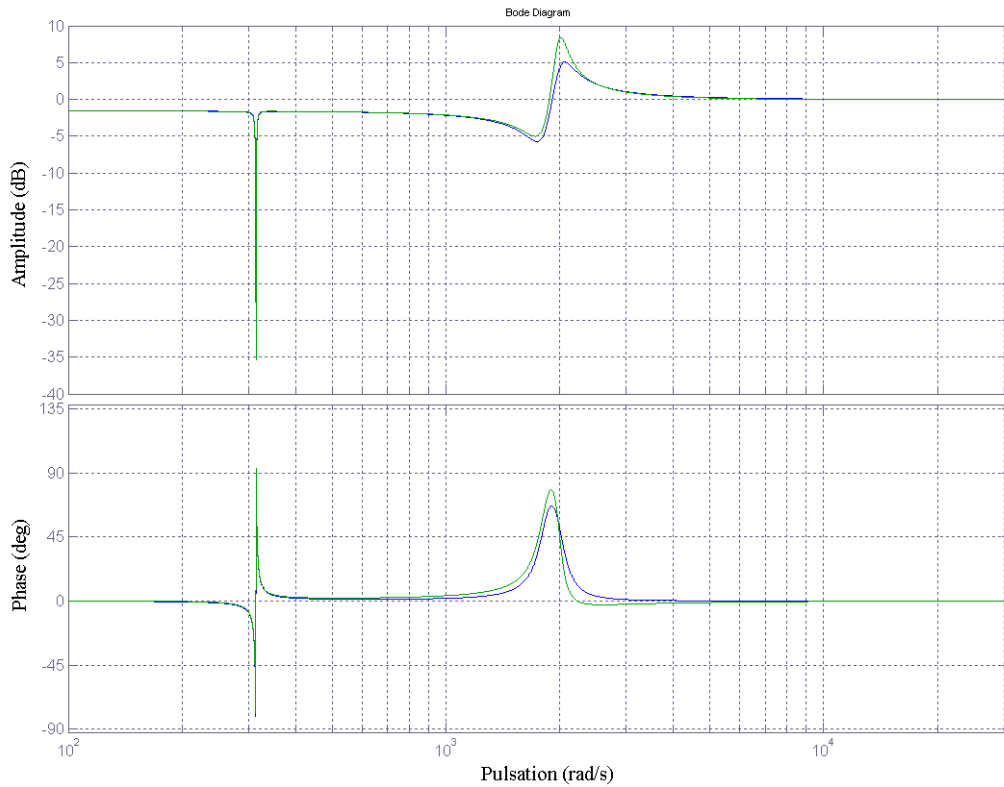


Figure 2-42 : Réponse fréquentielle en BF du système corrigé avec correcteur résonant (réglé sur la fréquence du réseau) en continu (bleu) et discret (vert) par rapport aux perturbations

Du point de vue perturbation tous les signaux de pulsations 314 rad/s seront parfaitement rejetés, cependant, cela ne sera pas le cas pour les signaux en dehors de cette fréquence, notamment pour la fréquence à laquelle s'opère la résonance du système. Ainsi plusieurs solutions peuvent être employées, l'augmentation du gain K_I pour avoir un gain plus faible ou utiliser une structure de correcteur où plusieurs intégrateurs résonants sont placés en série (Figure 2-43). Ainsi tous les signaux correspondants aux fréquences pour lesquelles les correcteurs sont synchronisés seront rejetés. Cela demande une connaissance préalable des signaux polluants que le réseau est susceptible de voir apparaître.

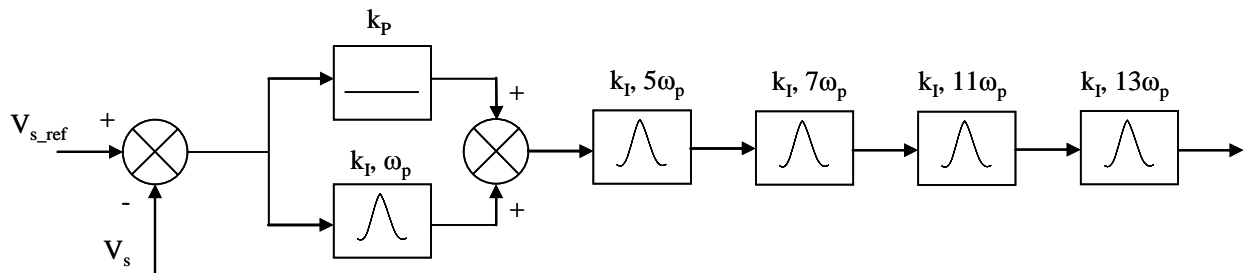


Figure 2-43 : Synoptique du correcteur résonant accordé sur plusieurs harmoniques

Dans le cas de la structure de correcteur Figure 2-43, les correcteurs résonants sont synchronisés sur les multiples 5, 7, 11 et 13 de la fréquence du réseau. Ils correspondent aux harmoniques impairs non multiple de 3 qu'un onduleur triphasé est susceptible de voir. La Figure 2-44 présente la réponse fréquentielle de ce correcteur, les paramètres K_I de chaque intégrateur sont identiques. Cependant, à la fréquence de résonance du filtre, il est constaté que s'il existe des harmoniques sur le réseau qui correspondent à cette fréquence ils seront amplifiés. Deux solutions sont alors envisageables, la première consiste à dégrader fortement les performances de la commande en réduisant la valeur du gain proportionnel et la seconde consiste à revoir le dimensionnement du filtre (en augmentant R_f ou en diminuant L_f).

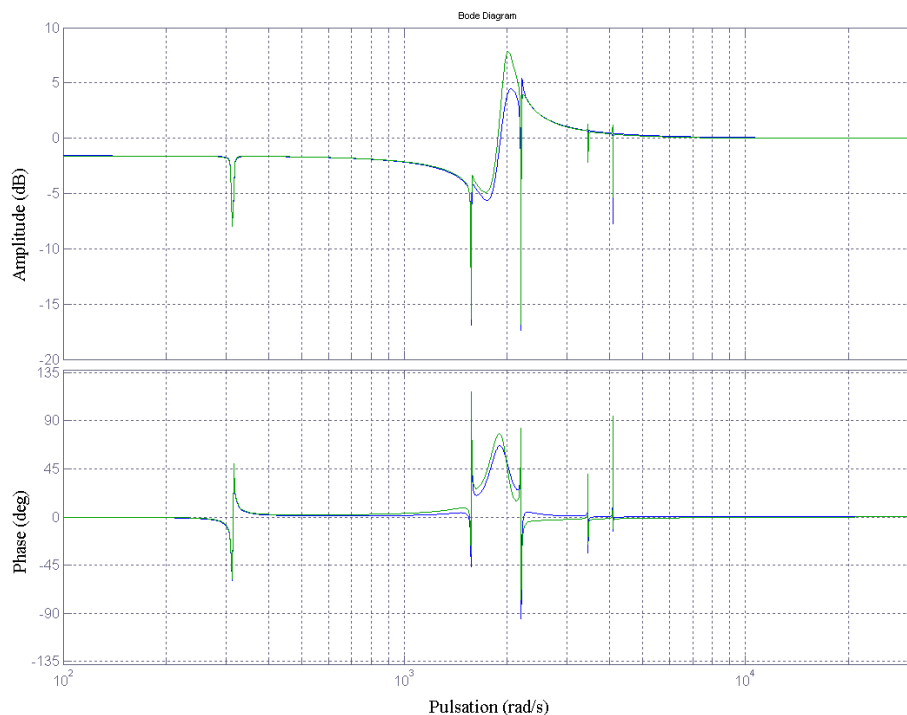


Figure 2-44 : Réponse fréquentielle en BF du système corrigé avec correcteur résonant (réglé sur la fréquence du réseau et les harmoniques 5, 7, 11 et 13) en continu (bleu) et discret (vert) par rapport aux perturbations

2.4.6 Conclusion

Il a été montré le besoin de mettre en place une commande en boucle fermée de la forme d'onde de la tension injectée sur le réseau par notre système. Plusieurs architectures de contrôle ont été présentées selon les contraintes du système et les performances attendues. Deux architectures de contrôleur ont été présentées selon l'immunité que l'utilisateur souhaite avoir, cependant du fait de son architecture série, plus l'immunité sera grande et plus le volume de calcul sera important.

2.5 Aspects expérimentaux des contrôles commandes finaux retenus

2.5.1 Introduction

Les principes et schémas de commande ayant été établis, le démonstrateur temps réel peut être employé à des fins de validation expérimentale. Deux types de mesures sont réalisées, les premières proches de l'onduleur avec les différentes tensions mises en jeu (point de vue électronique de puissance et commande rapprochée) et les secondes concernant le réseau avec les grandeurs de l'onduleur ramenées à l'échelle du réseau (point de vue énergétique).

2.5.2 Contrôle de la tension en sortie de filtre

Le correcteur étant dimensionné, il s'agit de tester la solution retenue sur le démonstrateur temps réel en utilisant l'onduleur connecté au réseau simulé avec le jeu de filtre 2.

Le premier essai est réalisé sur la base du synoptique présenté à la Figure 2-37. Il consiste à compenser la chute de tension réactive dans le système en laissant libre la composante active qui sert au contrôle de la tension du bus continu. Ainsi sur la Figure 2-45 le courant de ligne généré par l'amplificateur apparaît en jaune (calibre 2,5A / carreau), la composante réactive de la tension injectée sur la ligne en violet (100V / carreau) et le signal v_S (composante active et réactive) en vert (100V / carreau). Sur le relevé de droite, le correcteur résonant est actif et sur la figure de gauche, il ne l'est pas. Ainsi, le bon fonctionnement du correcteur peut être observé. La tension injectée sur le réseau vient se mettre complètement en phase avec le courant, la composante réactive est de ce fait compensée.

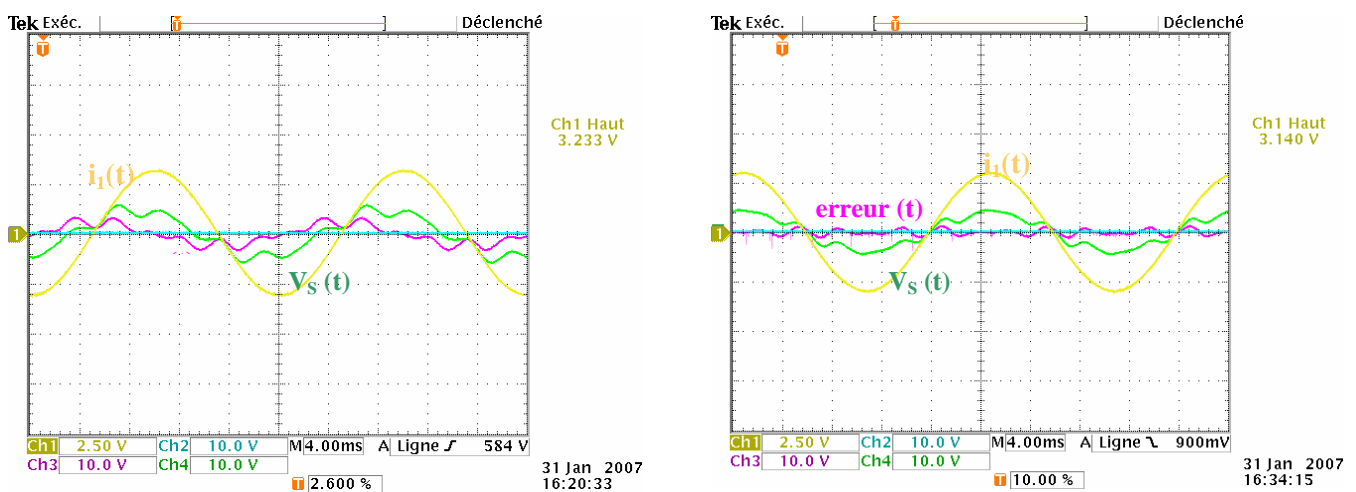


Figure 2-45 : Tension induite par le système pour le maintien de la tension de son bus continu (signal vert 100V / carreau), erreur entre V_{Scons} et V_S (signal violet 100V / carreau) et courant de ligne (jaune – 2,5A / carreau) – A gauche

sans action du correcteur résonant et à droite avec action du correcteur résonant

Pour l'essai suivant il s'agit de compenser la ligne de telle manière à contrôler le courant de 3A à 2,5A. Le synoptique de contrôle choisi pour les deux essais est celui présenté à la Figure 2-36, de ce fait il peut être observé sur la Figure 2-46 et sur la Figure 2-47 en jaune le courant de ligne, en vert son amplitude, en violet la tension injectée sur le réseau et en bleu la tension de référence en sortie de correcteur (même calibre d'oscilloscope que pour l'essai précédent).

Sur la Figure 2-46 pour un contrôle du courant à 2,5A, il peut être observé que dans le cas où la commande est en boucle ouverte la forme de la tension injectée sur le réseau est fortement distordue alors que dans le cas où la commande de v_s est active la forme d'onde est nettement améliorée.

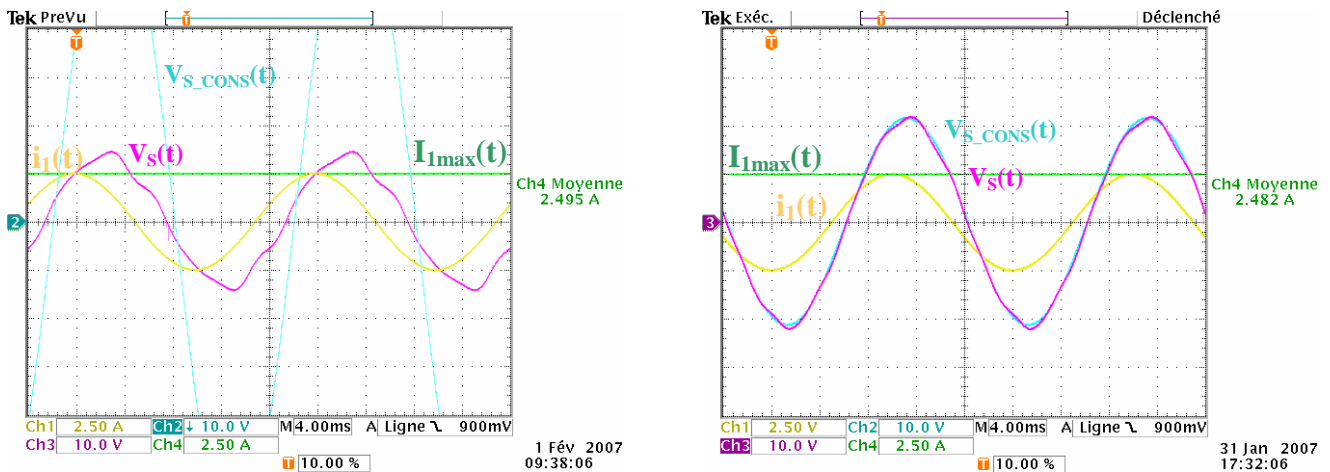


Figure 2-46 : Tension induite par le système pour le contrôle du courant à 2,5A et sa consigne (violet / bleu – 100V / carreau), courant de ligne et son amplitude (jaune et vert – 2,5A / carreau) – A gauche sans action du correcteur résonant et à droite avec action du correcteur résonant

Il peut être également remarqué que dans ce cas, la tension générée par le système est plus élevée ce qui signifie que le système doit générer une puissance supplémentaire pour corriger sa forme d'onde.

Pour l'essai suivant il s'agit de compenser la ligne de telle manière à contrôler le courant de 3A à 3,75A. Les mêmes observations que dans le cas précédent peuvent être réalisées Figure 2-47.

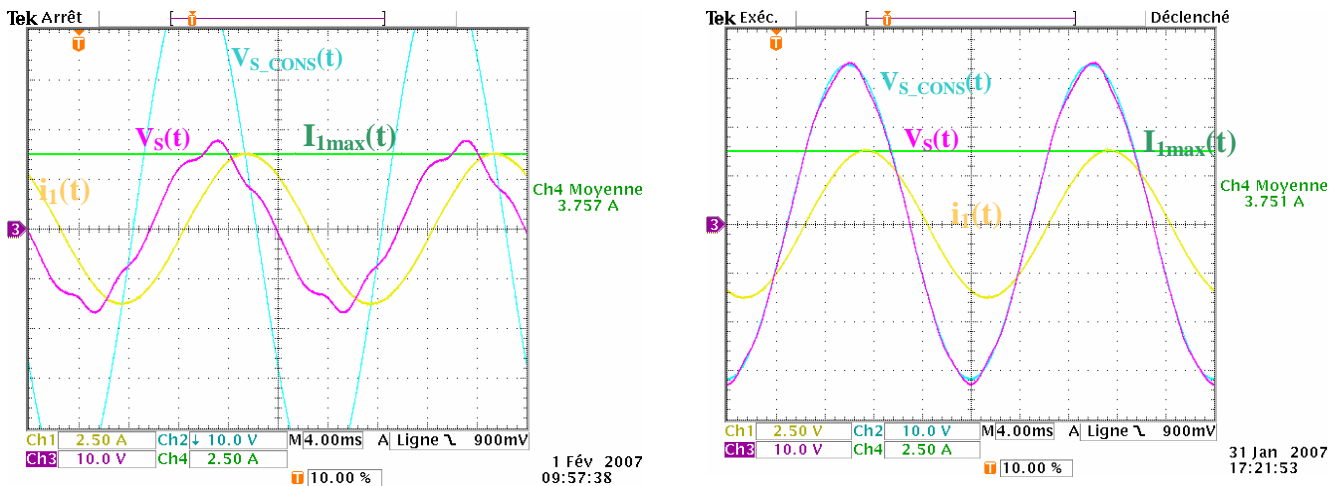


Figure 2-47 : Tension induite par le système pour le contrôle du courant et sa référence à 3,75A (violet bleu – 100V / carreau), courant de ligne et son amplitude (jaune et vert – 2,5A / carreau) – A gauche sans action du correcteur résonant et a droite avec action du correcteur résonant

Les mêmes essais ont été réalisés avec un onduleur et le jeu de filtre 1. Dans ce cas, il est montré qu’avec un bon dimensionnement de correcteur, ce type de commande n’est plus utile. Il compense uniquement les effets de la chute de tension qui sont faibles. Cependant, elle trouve son utilité sur un réseau qui est soumis aux pollutions harmoniques, c'est-à-dire tout le temps.

2.5.3 Contrôle des flux de puissance

L’intérêt supplémentaire de la maquette autre que celui de valider et rechercher le comportement des systèmes d’électronique de puissance sur un réseau proche de celui de la réalité (au facteur d’échelle prêt) est de pouvoir enregistrer les signaux et différentes grandeurs mises en jeu au niveau du réseau simulé 20kV. Ainsi, le relevé de la Figure 2-48 présente le contrôle des puissances actives et réactives du réseau simulé. Sur la partie de gauche, il peut être observé les puissances actives (MW), réactive (MVar) et apparente (MVA). A $t = 40s$, il est contrôlé la puissance active à $-0.5MW$ puis à $t = 60s$ à $-1,2MW$. A environ $t = 90s$, les correcteurs sont remis à l’état initial, les flux de puissances qui circulent correspondent à ceux sans compensation et à $t = 120s$ il est procédé au contrôle de la puissance active à 0 MVar puis à $-0,1MVar$ à $t = 155s$. Il peut être observé les caractéristiques des systèmes du premier ordre à une consigne de type échelon. Sur la partie de droite, il est présenté les puissances mises en œuvre par le DSSSC, il peut être noté le ratio entre le relevé de droite et celui de gauche.

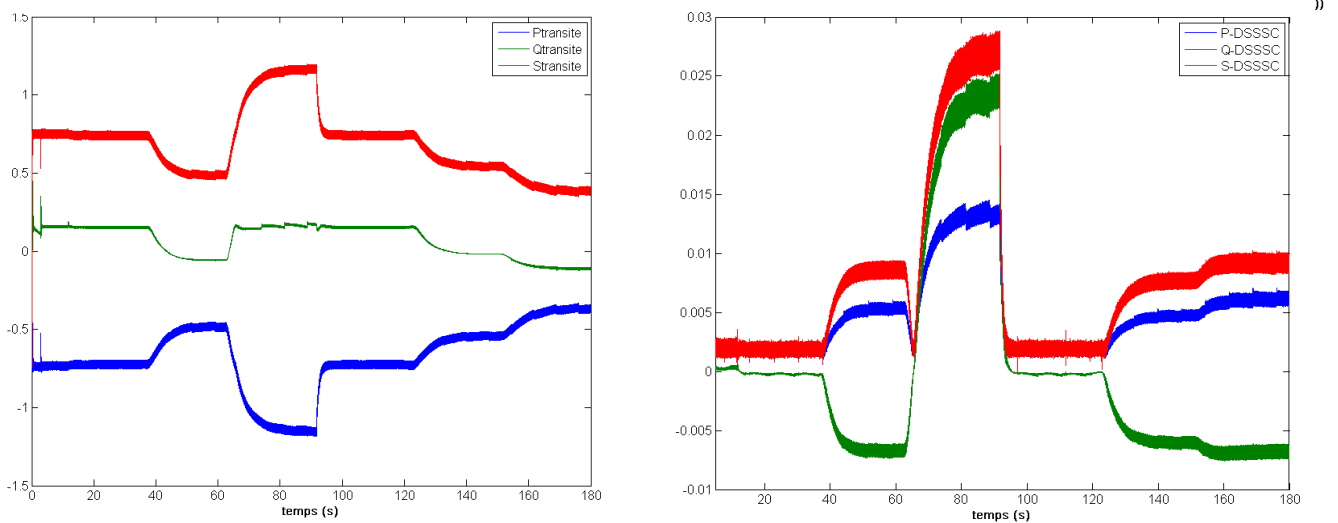


Figure 2-48 : (relevé de gauche) Puissances active (MW), Réactive (MVar) et Apparente (MVA) transitées à travers le système – (relevé de droite) Puissances actives (MW), Réactive (MVar) et Apparente (MVA) mis en œuvre par la structure DSSSC

Lors de ce contrôle il a été observé la bonne tenue des tensions du réseau dans la fourchette admissible. Sa variation d’amplitude n’a pas été significative comme l’illustre le relevé de gauche de la Figure 2-49. La partie de droite présente la tension (kV) et le courant (kA) pour la phase 1 mis en œuvre pas le DSSSC.

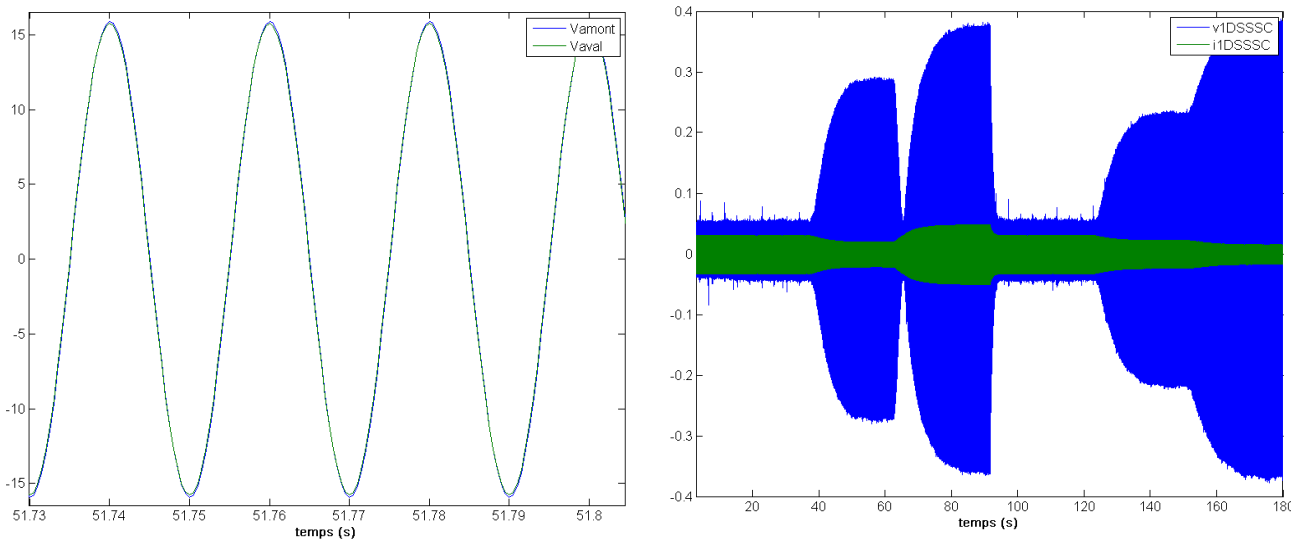


Figure 2-49 : (relevé de gauche) Tension en amont (bleu) et en aval du DSSSC (vert) en kV – (relevé de droite) Tension (bleu) et courant (vert) mis en œuvre par le DSSSC en kV et en kA

Ce relevé et le raisonnement fait autour du système permettent de dimensionner l’application. Le rôle du DSSSC est de compenser les chutes de tensions sur la ligne. Ainsi, la tension qu’il

devra injecté est au maximum de l'ordre du kV et dépendra en grande partie de la puissance de court-circuit du réseau. Par rapport au courant, au point de connexion du système (qui est envisagée en remplacement des interrupteurs de secours normalement ouvert) sa valeur ne devrait pas excéder 100A. La puissance dimensionnante du système est alors 300kVA ou 100kVA par phase.

2.5.4 Conclusion

Les essais expérimentaux ont permis de valider du point de vue qualitatif et du point de vue énergétique les principes et architectures de commande établis. Le bon comportement de l'onduleur et du réseau a été observé. Le caractère dimensionnant a également pu être établi et il a été montré que d'une manière générale le système n'avait pas besoin d'excéder 300kVA. Cependant, lors des essais il a été mis en évidence l'existence d'une limite de compensation, La chute de tension dans les lignes n'est pas infinie et selon la consigne envoyée, une instabilité de la commande peut être observée. Cela fait l'objet de la partie suivante.

2.6 Limites de fonctionnement

2.6.1 Introduction

Il existe une limite de compensation au système. Cette limite de compensation a été mise en évidence au moment où une consigne de courant trop élevée a été demandée. Sur la Figure 2-50, il est réalisé le contrôle du courant de 12A à 19A sachant que la limite de compensation se trouve aux alentours de 17,5A. Lorsque le système dépasse cette limite pour tenter d'arriver à une consigne supérieure au-delà de cette valeur le correcteur continue à intégrer l'erreur.

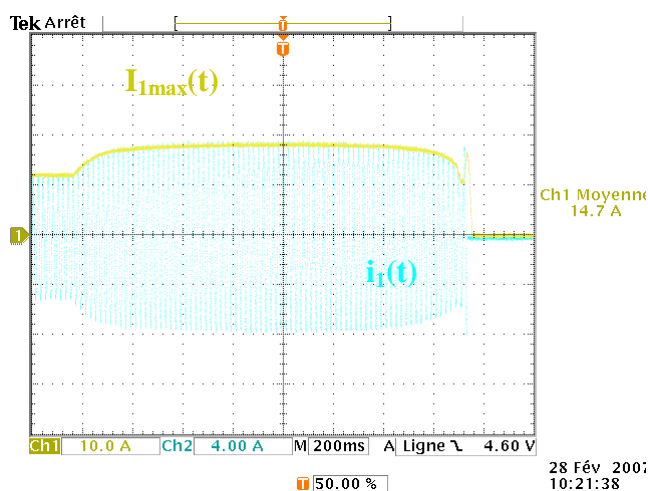


Figure 2-50 : Mise en évidence d'une limite de compensation maximale – En bleu, courant dans la phase 1 (10A/carreau) et en jaune son amplitude (10A/carreau)

Cela se traduit par un emballement de la consigne ainsi que par la chute brutale du courant. Il est important de savoir d'où vient cette limite pour pouvoir la prévenir. Si l'opérateur du réseau ou un algorithme avancé demande un transit de puissance supérieur au transit de puissance physiquement possible cela pourrait fortement détériorer le fonctionnement du réseau.

2.6.2 Maximum de compensation

Pour expliquer ce phénomène un réseau de distribution simplifié est utilisé (Figure 2-51)

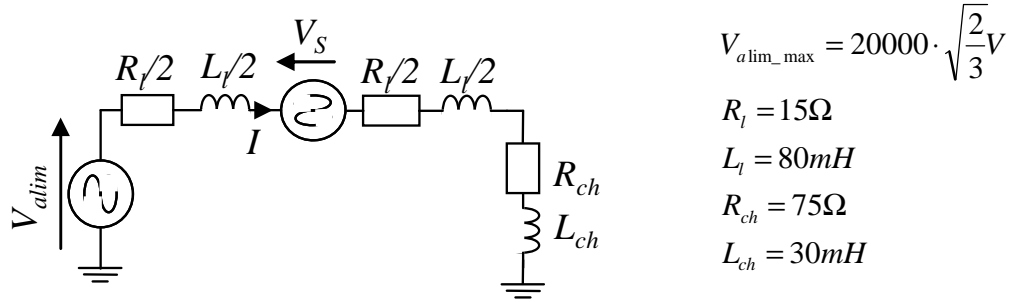


Figure 2-51 : Réseau électrique simplifié pour calcul de la valeur limite de compensation

Dans ce cas d'étude, la valeur maximale de compensation sera atteinte lorsque le système aura compensé entièrement la chute de tension réactive de la ligne ainsi que celle de la charge. En effet, seul une composante réactive est injectée. La Figure 2-52 illustre le phénomène avec l'envoi à $t = 0,5s$ d'une consigne de 200A. Ainsi, il existe trois étapes différentes :

- pour $0,5 \leq t < 1,4s$ le dispositif se comporte comme une capacité, il compense en partie la partie réactive de l'impédance de la ligne et des charges. Le schéma équivalent de l'ensemble est un générateur qui alimente une charge résistive et inductive, le correcteur continue à intégrer l'erreur entre la consigne et la grandeur mesurée ;

- à $t = 1,4s$ le dispositif se comporte toujours comme une capacité mais a compensé entièrement la partie réactive du réseau. Le schéma équivalent de l'ensemble est un générateur qui alimente une charge réactive. Le correcteur continue son intégration du fait que l'égalité consigne / valeur mesuré n'est pas atteinte ;

- pour $t > 1,4s$ le dispositif se comporte toujours comme une capacité. Le schéma équivalent est un générateur qui alimente une charge résistive et capacitive d'où une diminution du courant. Le correcteur qui voit augmenter son erreur va impliquer une diminution du courant de plus en plus forte jusqu'à son annulation.

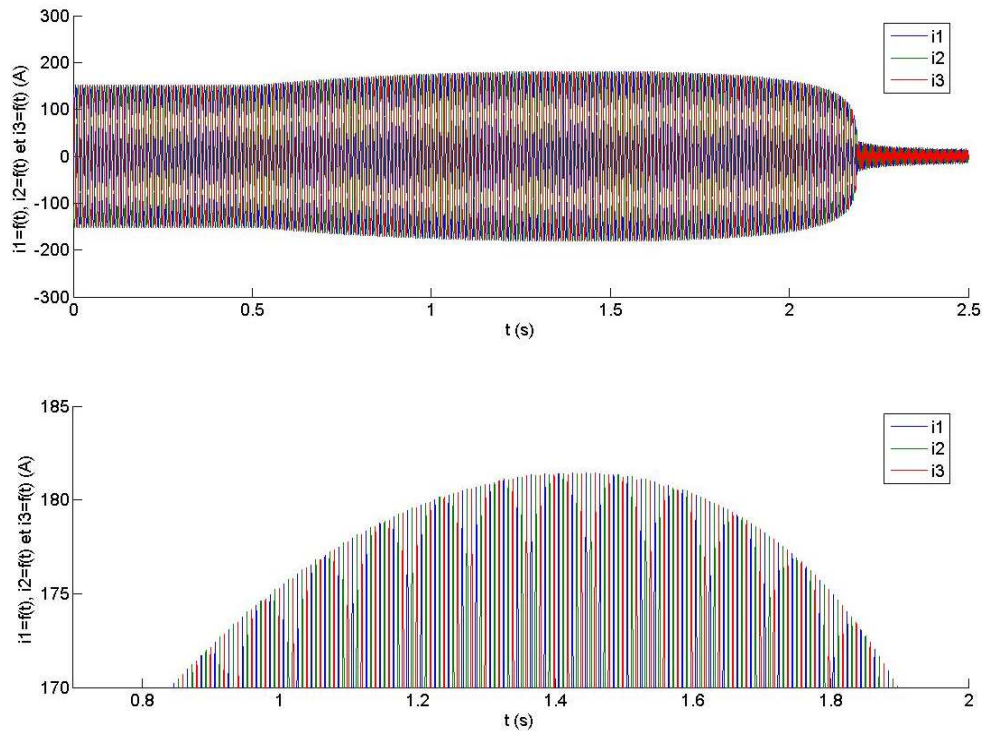


Figure 2-52 : Mise en évidence de la compensation maximale

A $t = 1,4s$, le schéma électrique équivalent sera uniquement composé de la source d'alimentation et des résistances R_l et R_{ch} . L'amplitude du courant transité sera

$$\text{alors } I_{\text{max_transitable}} = \frac{V_{\text{alim_max}}}{R_l + R_{ch}} = \frac{20000 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}}{90} = 181,5A \cdot$$

Cette limite peut être atteinte d'autant plus vite que le réseau est faiblement inductif. Il faut donc proposer un module permettant de détecter le franchissement de ce maximum de compensation et ainsi stopper l'intégration du correcteur à l'image d'une boucle d'anti-saturation (anti wind-up).

2.6.3 Principe de la détection et essais sur réseau bouclé

Suite à l'observation de la consigne de tension issue du correcteur et la mesure de l'amplitude du courant de ligne (Figure 2-53) dans le cadre du cas d'étude sur le réseau simplifié, une idée peut être faite sur le moyen à mettre en place pour la réalisation de ce bloc de commande.

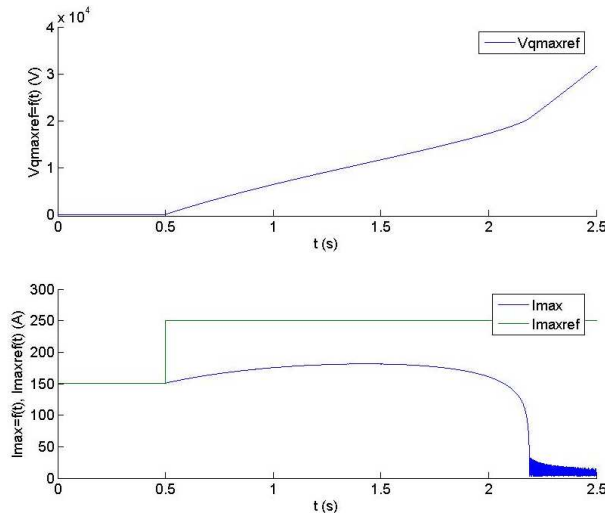


Figure 2-53 : Mise en évidence de la divergence entre la référence de tension et l'amplitude du courant

Il apparaît une divergence entre les deux grandeurs. Lorsque le correcteur continue à intégrer l'erreur entre consigne et mesure, le courant diminue. Si les mesures des dérivées de chaque signal sont réalisées et que leur divergence de signe est observée alors le point d'inflexion de l'amplitude du courant peut être détecté. Cette méthode fonctionne en simulation, cependant les fluctuations des signaux susceptibles d'apparaître font que cette méthode n'est pas fiable. Cela a été vérifié expérimentalement.

Une méthode originale peut être obtenue en exploitant le signal qui est le moins sujet aux fluctuations, c'est-à-dire le signal en sortie de correcteur ($V_{q_max_ref}$). En réalisant une fois la dérivée de ce signal, un point d'inflexion apparaît (Figure 2-54).

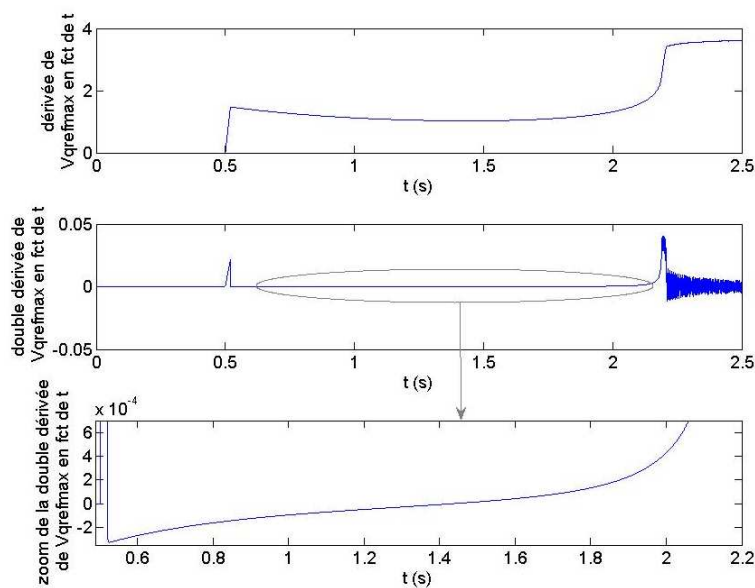


Figure 2-54 : Dérivée et double dérivée de $V_{q_max_ref}$ en fonction du temps

Une seconde dérivée est réalisée pour traduire le point d'inflexion par un changement de signe. La faible valeur de ce signal peut être remarquée, de ce fait le signal issue de la première dérivée a été élevé au carré pour augmenter sa valeur et ainsi avoir une seconde dérivation qui admet des valeurs plus grandes pour être moins sujet au bruit ou aux erreurs numériques. L'étape suivante est la détection du changement de signe qui permet de traduire cet état par un état logique haut ou bas. Le traitement de $V_{q_max_ref}$ seul ne suffit pas, à l'apparition d'un changement de consigne (nouvelle référence de courant de puissance active ou réactive), il apparaît une variation brutale $V_{q_max_ref}$ qui se traduit sur la double dérivée par un changement de signe. Il faut alors traiter cette information pour ne pas que le changement de consigne se traduise par une inhibition du correcteur. En détectant le changement de consigne, une fenêtre va être créée durant laquelle le changement de signe de la double dérivée sera invisible. La réalisation de cette fenêtre se fera dans la mesure ou un changement brutal de consigne sera réalisé. De ce fait, la forme de type échelon de la consigne est imposée. Une dérivée de la consigne permet de traduire le changement de consigne par un signal allant de zéro à une valeur très élevée. La valeur absolue du signal est ensuite extraite pour traiter indifféremment les cas où l'opérateur souhaite augmenter ou diminuer le transit de puissance. Le signal est traduit par un signal de type logique, bas lorsqu'il n'y a pas de changement de consigne et haut lorsqu'il y a un changement de consigne. Ensuite à l'aide d'une fonction de type bascule monostable, la durée de la fenêtre va être adaptée selon les besoins. Ainsi, si la fenêtre n'est pas active, il y aura inhibition de l'intégration. Le schéma bloc complet de la détection apparaît à la Figure 2-55.

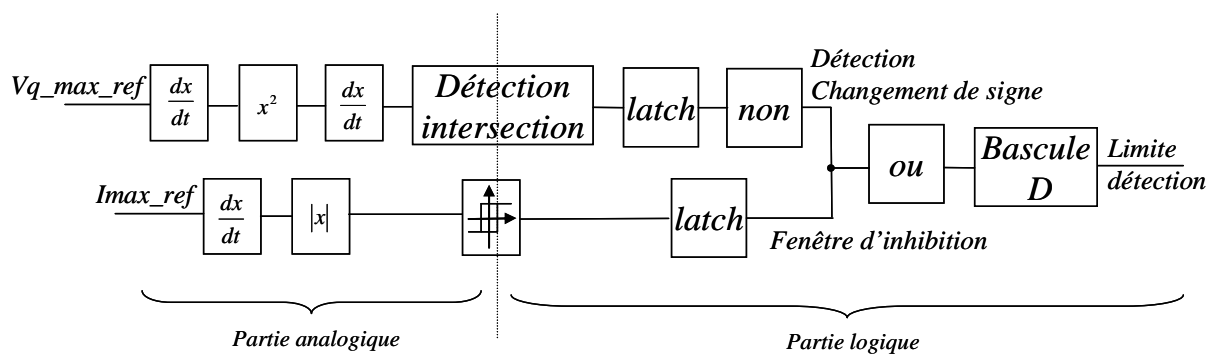


Figure 2-55 : Chaîne de détection de la valeur maximale de compensation

Le relevé de simulation de la Figure 2-56 présente les différentes étapes de la détection.

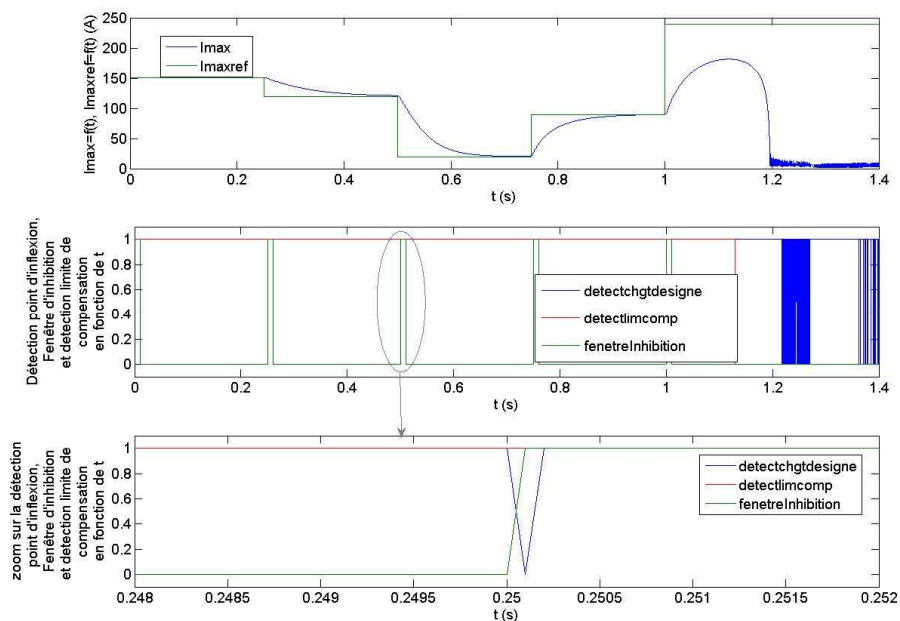


Figure 2-56 : Signaux issus de la chaîne de mesure de la détection du maximum de compensation

Le signal limite de détection est envoyé sur le correcteur et stoppe son action à l’image d’une boucle d’anti-wind-up. Son action est visible sur le relevé d’essai de la Figure 2-57 où le courant s’arrête au maximum de compensation suite à une référence trop importante par rapport à la capacité du système. En bleu apparaît le courant dans la phase 1, en jaune son amplitude et en violet le signal d’inhibition du correcteur.

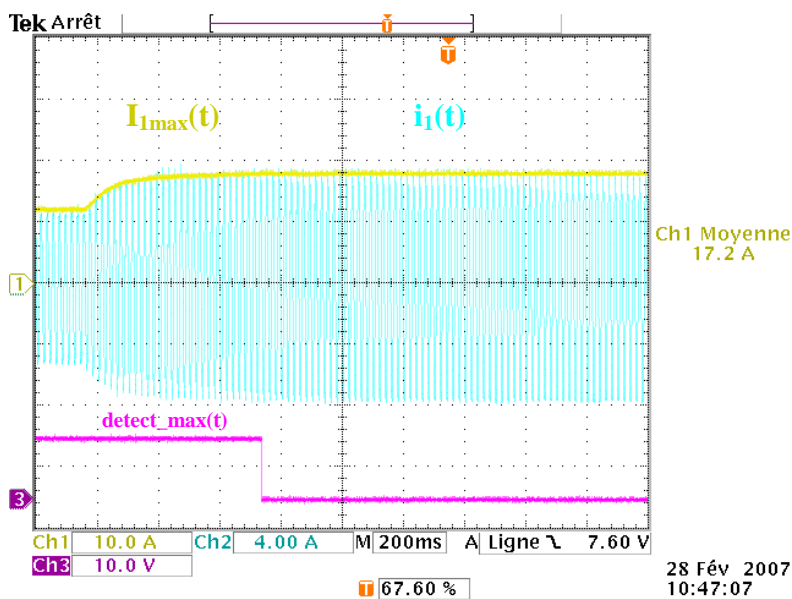


Figure 2-57 : Mise en évidence de la détection du maximum de compensation et d’inhibition du système -
En vert courant dans la phase 1 (10A/carreau), en jaune amplitude du courant dans la phase 1

(10A/carreau) et en violet signal logique de détection et d'inhibition du système

Lors de l'exploitation des réseaux il apparaît des transits de charges qui peuvent déclencher le système de protection de manière intempestive si le système n'est pas bien réglé :

- Lorsque la dynamique du système est lente par rapport à la dynamique d'évolution des charges ;

- Lorsqu'il apparaît des variations brusque de charges.

Le premier problème est résolu en augmentant la dynamique du contrôle de puissance et pour la seconde, il faut retarder le déclenchement de la bascule D de telle manière à laisser le temps nécessaire à la confirmation d'un dépassement de la limite de compensation.

2.6.4 Conclusion

Dans cette partie la limite de compensation supérieure a été mise en évidence. Elle est due à un basculement du réseau d'un fonctionnement inductif à capacitif où il apparaît une augmentation de l'impédance du réseau alors que la consigne n'est pas atteinte. Une solution qui se base sur la double dérivée du signal en sortie de correcteur a été proposée et validée.

2.7 Conclusion au chapitre 2

Dans ce chapitre, il a été étudié la commande des flux de puissance à l'aide d'un système d'électronique de puissance connecté en série sur le réseau. La méthode de contrôle de flux de puissance seule est générique et peut être employée pour les mêmes fins dans d'autres systèmes de type série. Les méthodes de contrôle du bus continu, quant à elles, sont réservées aux onduleurs monophasés et triphasés. Cependant, elles ne sont pas restreintes aux onduleurs classiques de type onduleurs en pont, elles ont également été mises en œuvre sur des onduleurs de type multiniveaux à mise en série d'onduleurs en pont dont l'architecture dépend directement de l'onduleur classique et aux onduleurs de type capacités flottantes.

La maquette a permis de valider sur un onduleur réel la validité des commandes et de faire apparaître deux limitations d'où l'intérêt de passer par cette phase d'expérimentation. La simulation ne peut faire apparaître tous les problèmes. Elle est donc indissociable à tous travaux sur le contrôle - commande.

Les limitations de fonctionnement sont apparues au niveau de la forme d'onde des signaux délivrés par les onduleurs, un remède a été mis en place à l'aide d'une boucle de régulation de la tension de sortie. Une seconde limitation, qui est le dépassement du maximum de compensation a également montrée le besoin de mettre en place un système de détection.

Le contrôle en régime sans défaut étant réalisé, il faut mettre en place la commande à associer lors de l'apparition des courts-circuits.

Limitation des courants de court-circuit

Chapitre 3 : Limitation des courants de court-circuit

3.1 Introduction au chapitre 3

Le chapitre 2 s'est consacré à l'étude du contrôle des flux de puissance, en se focalisant sur les modes de contrôles / commande et en identifiant les limites des DSSSC. Il est clair que la fonctionnalité de régulation des flux de puissance de ce dispositif ne présente que peu d'intérêts dans le cadre d'une exploitation radiale avec une implantation en départ de ligne. L'utilisation du compensateur est plus intéressante dans l'exploitation des réseaux maillés / bouclés où il permet d'améliorer la flexibilité. La contrainte la plus forte qui s'exerce à la fois sur les réseaux et sur la structure d'électronique de puissance est le court-circuit. Dans ce contexte, l'étude se limitera à la gestion des perturbations induites par ce type de défaut. Dans le cas des réseaux maillés, la diminution des impédances équivalentes sur les lignes provoque une augmentation du niveau de ces courants ce qui peut obliger à revoir le dimensionnement des équipements. La solution la plus conventionnelle serait alors de placer des disjoncteurs ou fusibles de manière à ouvrir la ligne suite à l'apparition du défaut. Cette solution obligerait à ajouter un appareillage supplémentaire par rapport à l'équipement déjà coûteux. Une autre possibilité est l'étude des possibilités en terme de limitation de courant de court-circuit qu'offre la structure de type DSSSC. Deux approches sont explorées :

- La première consiste à ne jouer que sur les lois de commande, la structure d'électronique de puissance est alors idéalisée ;
- La seconde prend en considération la structure d'électronique de puissance, sa topologie sera modifiée pour aider le réseau et les interrupteurs à supporter cette contrainte forte.

3.2 Approche système : onduleur en commutation dure

3.2.1 Introduction

La commande mise en place pour le contrôle des flux de puissance ne peut pas être ré-utilisée pour la limitation des courants de court-circuit. En effet, il serait tentant de l'utiliser en lui imposant une consigne de courant nulle à l'apparition du défaut et de laisser agir le système jusqu'à l'annulation du courant. Cette solution signifierait qu'il faudrait autoriser le maintien d'un courant de court-circuit pendant la durée nécessaire à la synchronisation de la boucle à verrouillage de phase sur laquelle repose la commande. Durant le court circuit, il va y avoir un saut de phase auquel s'ajoute une forte variation d'amplitude de courant qui rend inutilisable une PLL classique, en particulier dans le cas des courts-circuits non symétriques. Dans le cas d'une insertion sans transformateur ces forts courants engendreraient une destruction des interrupteurs. Il faut alors repenser le mode de contrôle du système qui ne peut plus se reposer sur le contrôle du courant.

3.2.2 Principe de limitation

3.2.2.1 Différence de potentiel nulle

Une solution peut être proposée sur la base d'un contrôle scalaire qui s'appuie sur la mesure des tensions du réseau. Ainsi, par observation des origines du courant de court-circuit, une stratégie de limitation se déduit naturellement.

Le fort courant de défaut résulte d'une différence de potentiel entre le point d'alimentation du réseau (potentiel le plus haut du réseau) et le point de court-circuit (potentiel le plus bas) appliqué à une impédance faible.

En théorie, si l'onduleur de tension est capable de générer une tension équivalente à la tension du réseau entre le point d'alimentation du réseau et le point de court-circuit, que la tension injectée est égale à la tension d'alimentation mesurée en amont du défaut et en phase, alors il y aura une différence de potentiel nulle qui se traduira par une annulation du courant.

La stratégie proposée donne la valeur que doit générer l'onduleur, ce qui, pour une structure monophasée, est la tension simple du réseau.

Pour un réseau maillé/bouclé, le choix de la tension à injecter sur le réseau se fait différemment selon le côté où se produit le court-circuit. Ainsi, il peut se produire deux cas

selon que le court-circuit apparaît en aval (Figure 3-1.a) ou en amont (Figure 3-1.b) du système.

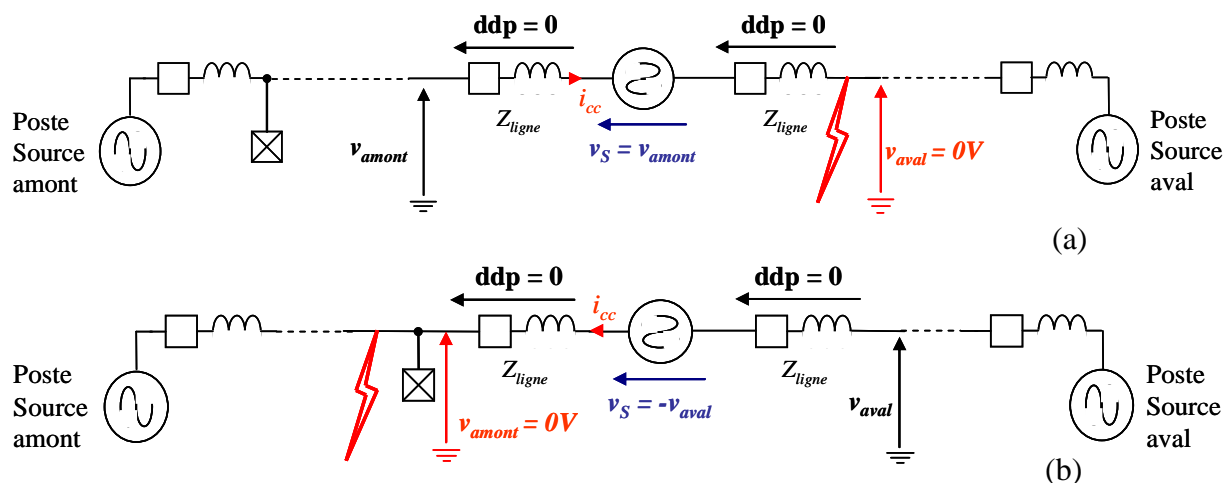


Figure 3-1 : Schéma de principe de limitation pour un court-circuit situé en aval (a) et en amont (b) du système

Dans le cas d'un court-circuit en aval, pour créer cette différence de potentiel nulle, il devra générer la tension directement en amont et dans le cas d'un court-circuit en amont, ce sera l'inverse de la tension en aval. A l'aide d'une simulation sous Matlab/Simulink et d'un modèle d'onduleur parfait (modèle moyen) capable de générer la tension simple du réseau, en appliquant la stratégie évoquée précédemment, la limitation est observable pour le cas d'un court-circuit de type triphasé (Figure 3-2).

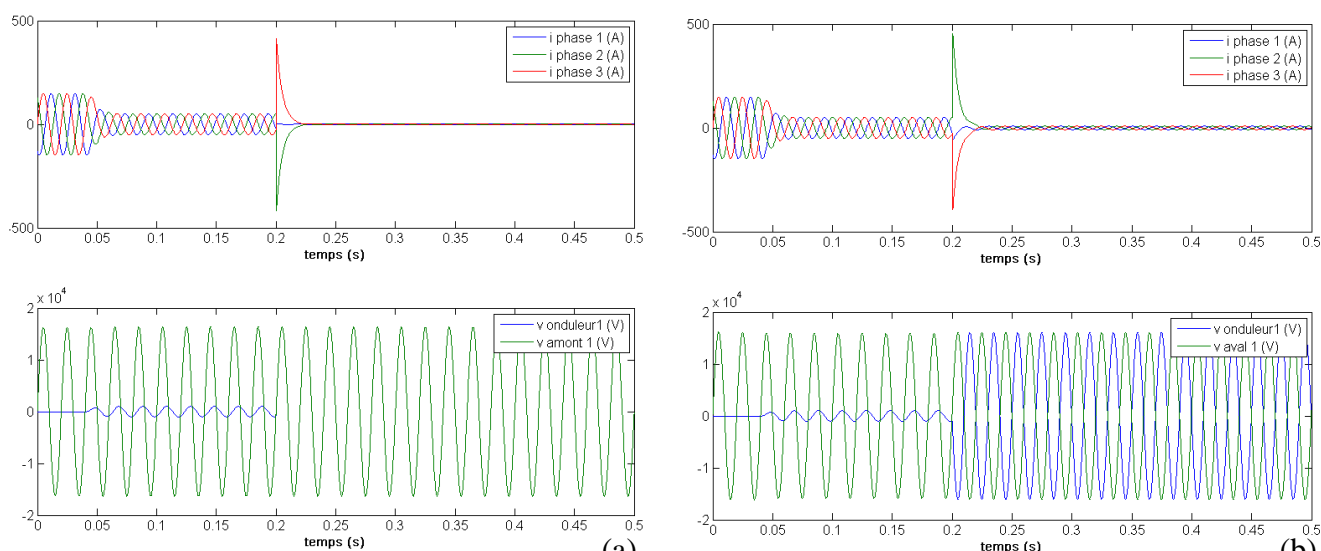


Figure 3-2 : Courant dans les trois phases et tensions en sortie de l'onduleur 1 – (a) limitation d'un court-circuit triphasé en aval avec injection série de la tension mesurée en amont avec l'onduleur, (b) limitation d'un court-circuit triphasé en amont avec injection série de la tension mesurée en aval avec l'onduleur

Notons qu'à ce stade de l'étude, il s'agit de mettre en évidence le principe de limitation qui est générique et valable pour tous les cas de court-circuit. Rappelons que l'on utilise un onduleur par phase, les convertisseurs sont autonomes et il n'y a pas de communications entre eux. La modélisation des onduleurs monophasés se fait sur la base d'un modèle moyen [BAC-06].

L'expression du courant de court-circuit limité dans le cas aval (Figure 3-1.a) est défini par l'Équation 3-1 :

$$i_{cc} = \frac{v_{amont} - v_S}{2 \cdot Z_{ligne}} \quad \text{Équation 3-1}$$

Dans le cas de la Figure 3-1.b, le courant de court-circuit en amont deviendra (Équation 3-2) :

$$i_{cc} = \frac{v_{aval} - v_S}{2 \cdot Z_{ligne}} \quad \text{Équation 3-2}$$

Les deux équations montrent que pour obtenir une limitation de qualité, il faudra que l'onduleur puisse restituer le plus fidèlement possible une tension qui soit égale à la tension de consigne. Plus le court-circuit sera éloigné du DSSSC, plus le courant de court-circuit sera faible du fait des impédances de ligne.

Selon l'endroit d'apparition du court-circuit amont ou aval du système, la consigne de tension à envoyer au DSSSC sera la tension mesurée en aval ou en amont du système (Figure 3-1.b et Figure 3-1.a). Ainsi, il peut être imaginé plusieurs systèmes. Un premier serait d'avoir une détection du côté de la ligne sur lequel apparaît le court-circuit associé à un système générateur de consigne de tension pour l'onduleur. Ce type de système devra être fiable et aurait une réalisation complexe car il existera toujours une incertitude liée à une mauvaise détection. Il est alors préférable d'utiliser un système qui crée une consigne à partir de la mesure des deux signaux.

Lorsqu'un court-circuit apparaît d'un côté du DSSSC, le potentiel chutera grandement. Dans le cas d'un court circuit équilibré ou d'un court-circuit à la terre monophasé ou biphasé, le potentiel sera nul (à la chute de tension de ligne entre le DSSSC et le court-circuit près qui sera négligeable). De ce fait, le système recevra comme consigne pour la limitation de courant, la différence des deux potentiels mesurés de part et d'autre du DSSSC (Figure 3-3).

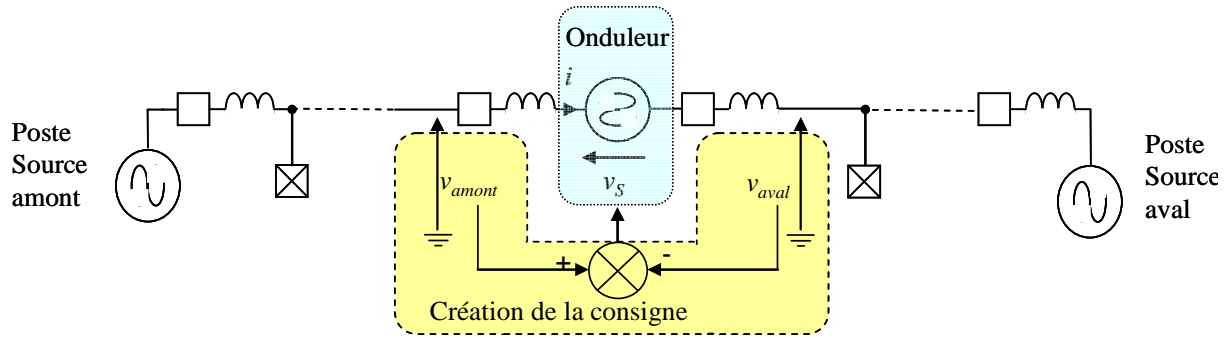


Figure 3-3 : Schéma de création de la consigne pour la limitation de courant de court-circuit

Pour le cas des courts-circuits non équilibrés et non à la terre, c'est-à-dire les courts-circuits biphasés, il faudra raisonner par tensions composées. Par exemple, si le court-circuit apparaît entre les phases 1 et 2, le courant de court-circuit sera annulé lorsque la somme des tensions injectées sur les phases 1 et 2 sera égale à la tension composée u_{12} (Figure 3-4).

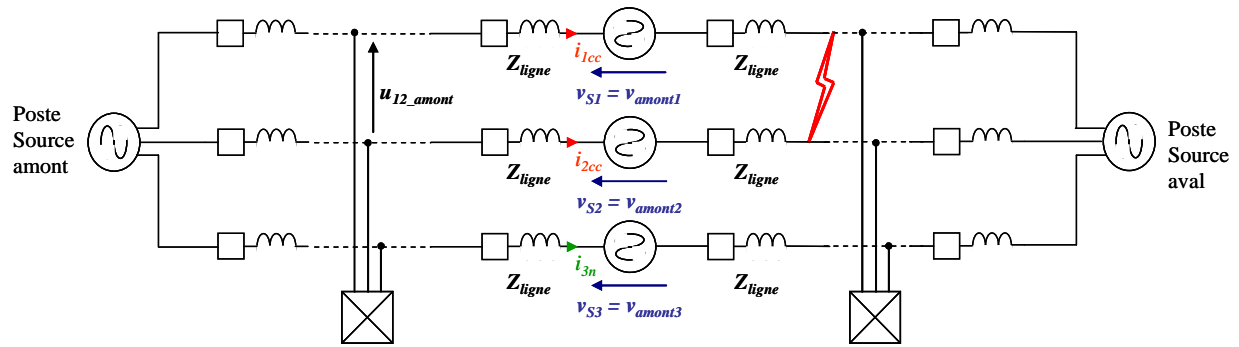


Figure 3-4 : Limitation dans le cas d'un court-circuit biphasé non à la terre

La méthode de limitation s'applique de la même manière pour les courts-circuits biphasés entre les phases 2 - 3 et 1 - 3 (Figure 3-5).

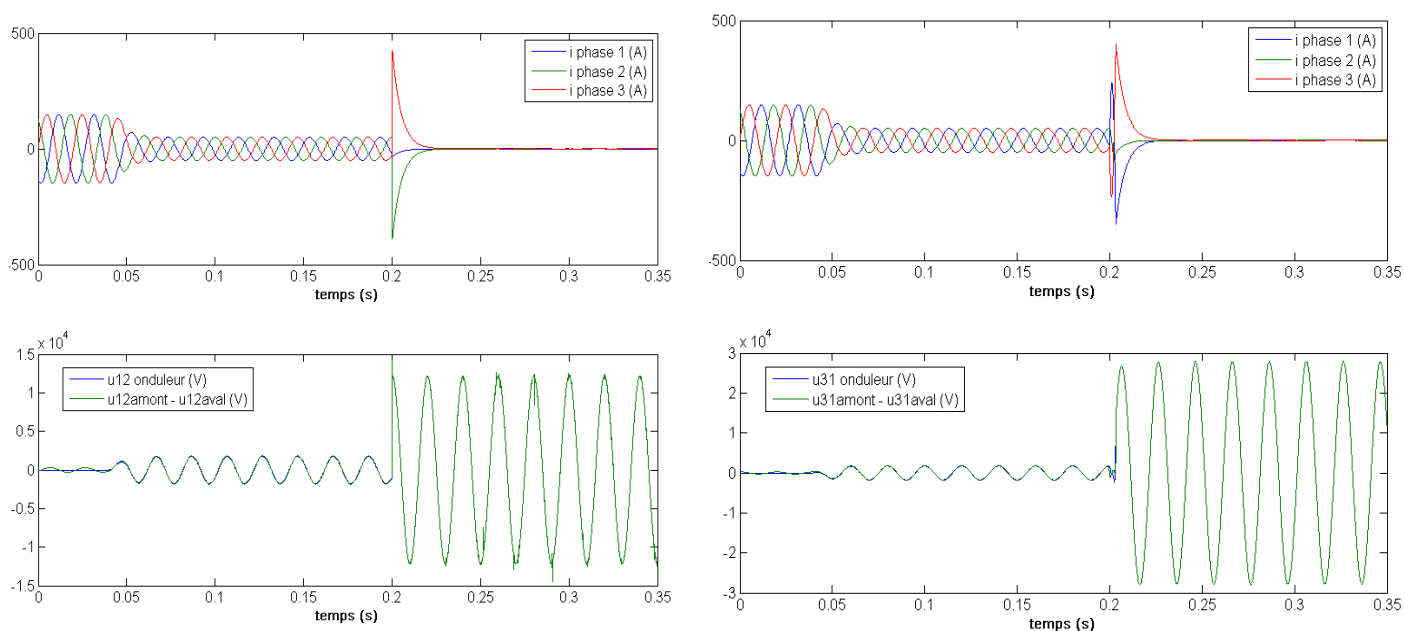


Figure 3-5 : Court-circuit biphasé non à la terre : (a) en aval du système entre les phases 2 et 3 et (b) en amont du système entre les phases 1 et 3

Dans le cas de la Figure 3-4, l'expression du courant de court-circuit devient (Équation 3-3) :

$$i_{cc1} = \frac{u_{12_amont} - v_{s1} - v_{s2}}{4 \cdot Z_{ligne}} \quad \text{Équation 3-3}$$

$$i_{cc2} = -i_{cc1}$$

Dans tous les cas de court-circuit, la limitation devra intervenir sur toutes les phases y compris celles qui ne sont pas en défaut, afin d'éviter les déséquilibres.

3.2.2.2 Validation de la stratégie à l'aide du démonstrateur Temps Réel Hybride

Le schéma du réseau électrique utilisé pour les tests reprend les caractéristiques du réseau exploité lors du contrôle des flux de puissance. Il est présenté pour un court-circuit en aval de la structure en Annexe (A 4).

La première étape de mise au point a été d'utiliser le réseau simulé exploité pour les essais du contrôle des flux de puissance et d'y appliquer un court-circuit. Ainsi, il a été appliqué à 1,5s un court-circuit triphasé en aval du DSSSC. La Figure 3-6 (a) présente les trois courants de ligne qui passent d'une amplitude de 300A à 5kA en régime permanent de défaut. Sur la Figure 3-6 (b), est présentée la chute de tension du réseau pour la phase 1 mesurée en amont du système (au point de création de la consigne de limitation).

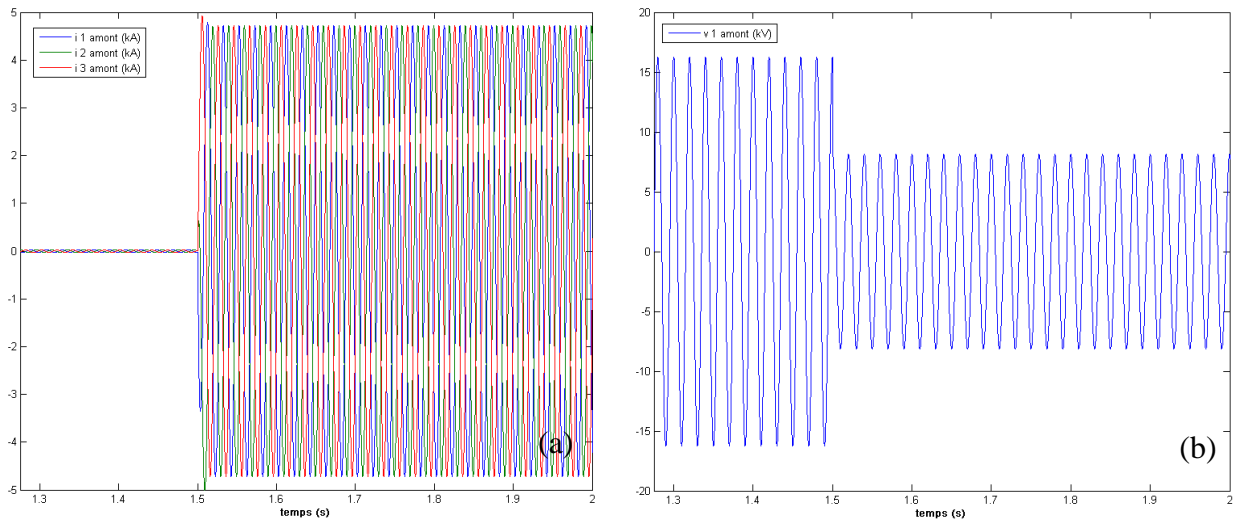


Figure 3-6 : Défaut triphasé réalisé en aval du système sous le réseau simulé Arene TR - (a) courants dans les trois phases (kA) et (b) tension de ligne en amont du système pour la phase 1 (kV)

La seconde étape est de tester la limitation dans des conditions parfaites. Il s'agit de valider le principe de limitation mais sans utiliser d'onduleur en commutation, c'est-à-dire en reproduisant les conditions de la simulation. Ainsi les trois tensions de consignes issues d'ARENE sont envoyées à dSPACE via le banc VME d'entrées / sorties puis restituées à la simulation et réinjectées en série sur la ligne (Figure 3-7).

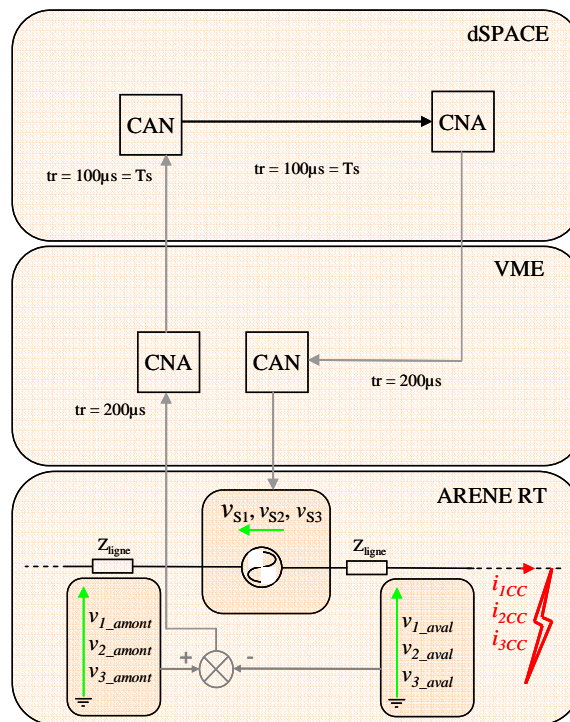


Figure 3-7 : Réinjection de la tension du réseau sous ARENE de telle manière à évaluer les retards dans le temps de traitement des données

Le déclenchement de la limitation a été réalisé suite à un dépassement de 400A de l'un des trois courants de ligne. La Figure 3-8 (a) présente l'effet de cette limitation sur le réseau simulé. Le courant de court-circuit est limité en régime établi à 2,5kA. L'amplitude du courant a été divisée par deux. On pourrait s'attendre à un meilleur résultat compte tenu du fait qu'il s'agit de conditions idéales de court-circuit. La raison vient de la différence entre consigne et tension injectée sur le réseau (Figure 3-8 (b)). Il y a deux phénomènes qui interviennent, la différence d'amplitude qui est minime et qui peut être résolue en adaptant au mieux les gains et le déphasage qui est induit par les temps de retard de communication.

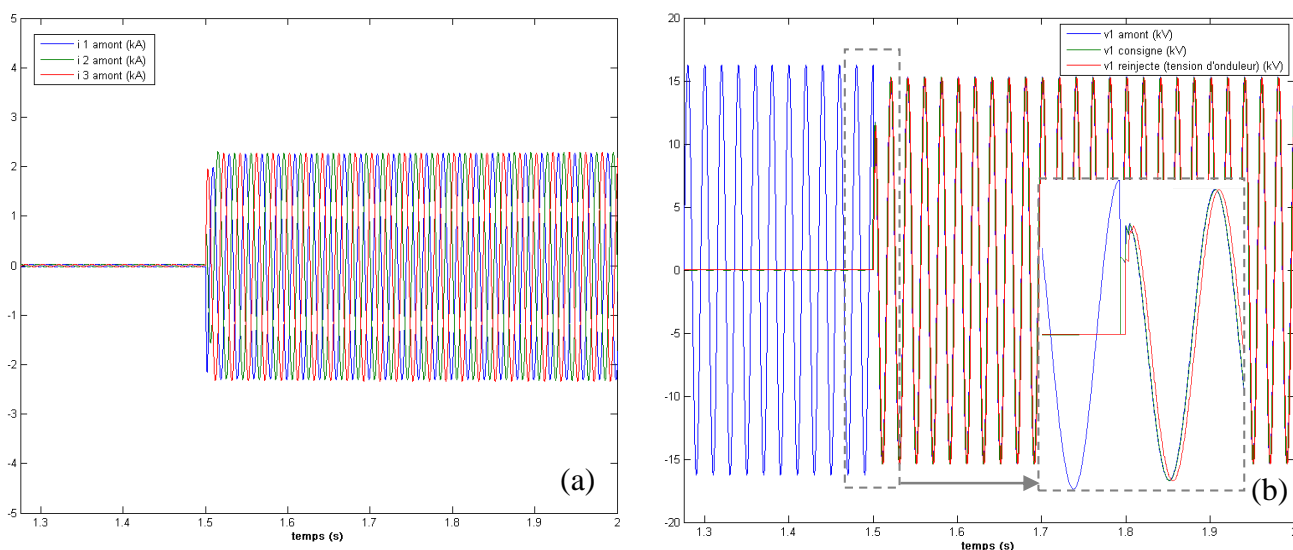


Figure 3-8 : Défaut triphasé réalisé en aval du système sous le réseau simulé Arene TR : (a) Courants dans les trois phases (kA) et (b) Tension de ligne en amont du système sur la phase 1, consigne de tension et tension réinjectée dans la simulation – Limitation du courant de court-circuit par bouclage de la tension

Plusieurs mesures ont permis de mettre en évidence la provenance des retards (Figure 3-7). Les retards les plus importants sont ceux des CNA et CAN du banc VME qui fait l'interface entre la simulation et l'extérieur. Chaque traitement dure 200 μ s. Le temps de traitement des CNA et CAN de l'interface de dSPACE nécessite deux fois moins de temps. Au total, il apparaît un retard de 600 μ s qui a une influence non négligeable sur la limitation du courant de court-circuit.

Il peut être remarqué que ces retards auraient pu être testés en simulation. Cependant, du fait que l'on dispose d'un système physique, il est intéressant de laisser les imperfections du système apparaître sur le système physique et de les traiter ensuite quitte à refaire des simulations à la lumière des résultats obtenus sur le banc d'essais.

Deux méthodes peuvent venir compenser le retard des signaux de consignes : la prédiction par périodicité et la prédiction résonante.

La prédiction par périodicité [BOJ-99] [ETX-03] part de l'hypothèse que les signaux sont périodiques et se reproduisent à chaque période, voir même demie-période, pour le cas des signaux symétriques sinusoïdaux. L'idée est alors de stocker en mémoire le signal et restituer la consigne une demie-période moins le retard plus tard ($\frac{Tr}{2} - 6 \cdot Ts$). Le temps de réponse de cette méthode est de l'ordre de la demie-période et induit une erreur transitoire importante. De ce fait cette méthode n'est pas développée car mal adaptée à notre cas d'étude.

La seconde possibilité est la prédiction par intégrateur résonant [SIM-97] [ETX-03]. Grâce à ses propriétés, l'intégrateur est capable d'annuler complètement l'erreur de poursuite d'un signal sinusoïdal y compris le déphasage. Ainsi, une boucle de prédiction peut être réalisée où l'erreur entre la consigne originelle et la nouvelle consigne retardée de 6 échantillonnages est envoyée sur un intégrateur résonnant (Figure 3-9).

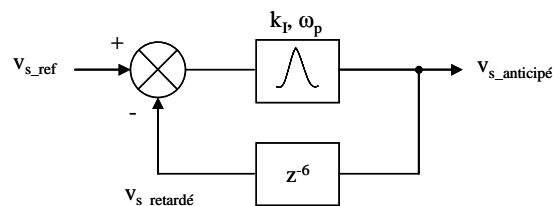


Figure 3-9 : Prédiction du signal par correcteur résonant - compensation d'un retard de 6 périodes d'échantillonnages

La méthode a été validée par la simulation sur un système de gain unitaire induisant un retard de 6 échantillons (Figure 3-10).

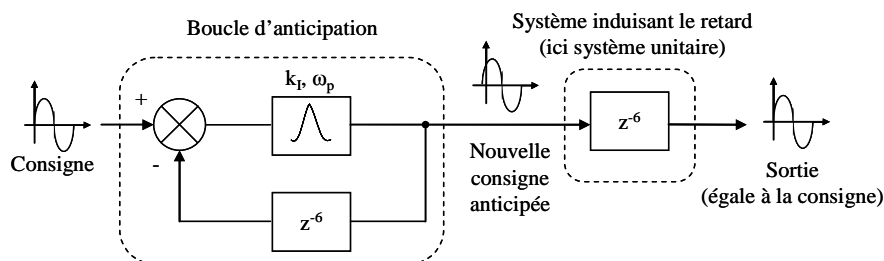


Figure 3-10 : Schéma de test de la boucle d'anticipation basée sur le correcteur résonant

La Figure 3-11 (a) présente la consigne et la consigne anticipée et (b) l'erreur de prédiction. La consigne est un signal sinusoïdal d'amplitude unitaire auquel on a appliqué à $t=0,04s$ un échelon d'amplitude un demi. Le gain adopté est $k_i = 240$. Après un transitoire d'une demie-

période fondamentale, l'erreur s'annule ce qui en terme de temps réponse est comparable à la méthode précédente. Cependant, pendant le transitoire, le correcteur répond de telle manière à annuler l'erreur et ne délivre pas de valeur complètement fausse contrairement à l'autre méthode. Ainsi, avec ce type de correcteur la réponse est plus dynamique et de meilleure qualité.

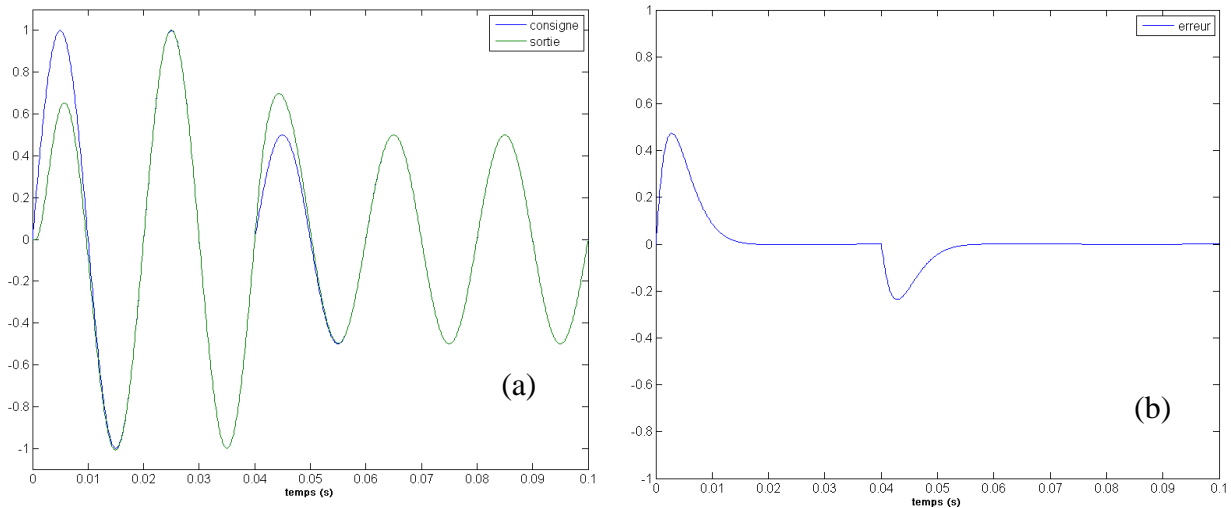


Figure 3-11 : Réponse d'une prédiction résonante d'un signal de type sinusoïdal

Cette méthode a été implantée dans le démonstrateur sous dSPACE. La consigne a été anticipée et réinjectée dans le réseau simulé. Les résultats ont été probants puisque le courant de court-circuit en régime établi a diminué pour notre cas d'étude à une amplitude de 800A (contre 2,5kA sans boucle d'anticipation). Il est à noter que cette amplitude dépend de l'impédance de ligne entre le point de mesure et le court-circuit. Si elle augmente d'un facteur deux, le courant de court-circuit diminuera également d'un facteur 2.

Le zoom de la Figure 3-12 permet de mettre en évidence la disparition du retard et la bonne concordance entre tension de consigne et tension réinjectée. Etant donné que dans un premier temps l'onduleur était assimilé à un gain unitaire, cette tension réinjectée sera la référence de tension que devra poursuivre l'onduleur.

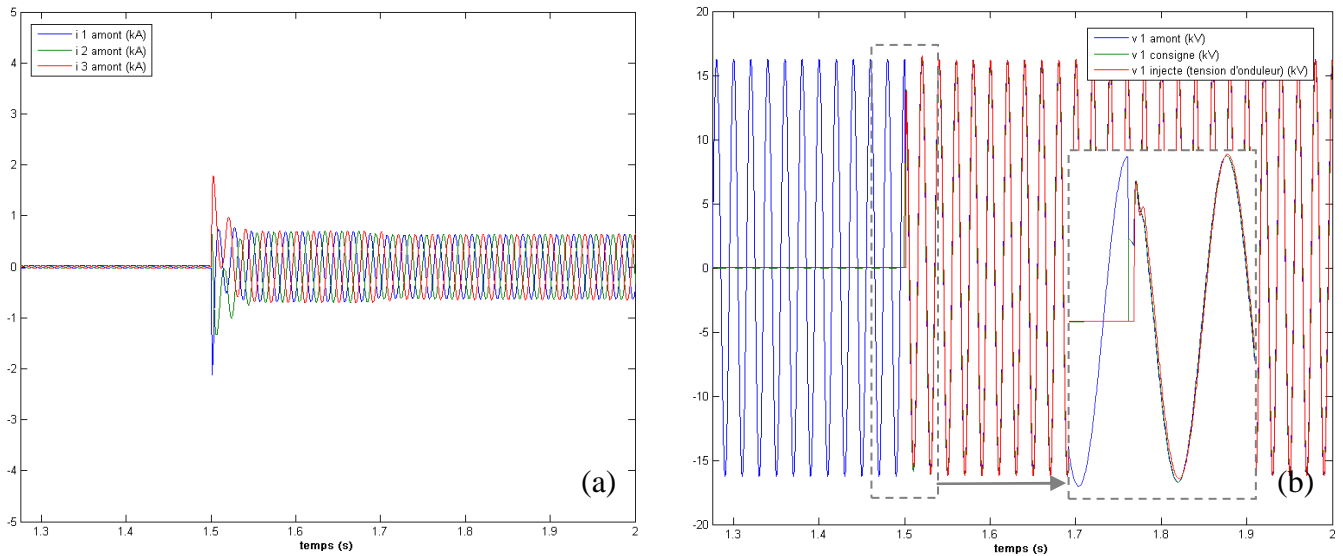


Figure 3-12 : Défaut triphasé réalisé en aval du système sous le réseau simulé Arene TR (a) courants dans les trois phases (kA) et (b) tension de ligne (phase 1) en amont du système, consigne de tension et tension réinjectée dans la simulation – Limitation du courant de court-circuit par bouclage de la tension et anticipation de la consigne avec correcteur résonnant

A présent, il y a une base théorique et pratique pour la limitation. Il s'agit maintenant de passer de la source idéale à sa réalisation par un onduleur. Le système a été choisi sans dispositif de charge auxiliaire au niveau de son bus continu pour des raisons de coût de conception. Ainsi, le principal problème consiste à gérer la tension du bus continu des onduleurs.

3.2.3 Charge du bus continu et limitation

La partie précédente a permis la mise en place du principe de limitation. Il a été vu que pour limiter les courants de court-circuit qu'ils soient monophasés, biphasés à la terre ou non et triphasés, l'onduleur doit, dans tous les cas, être capable d'injecter sur le réseau une tension égale à la tension simple du réseau.

Jusqu'à maintenant, l'onduleur a été idéalisé. Il a été considéré qu'à tout moment il était capable de générer des tensions de l'ordre de 17kV. Cependant, le bus continu de cet onduleur ne peut être maintenu à une valeur permettant de délivrer un tel niveau de tension. En régime de contrôle des flux de puissance, nous avons vu que l'onduleur ne devait générer que quelques kV. Si le bus continu est maintenu en permanence à une valeur permettant la limitation de courants de court-circuit, cela signifie qu'en régime de fonctionnement normal, la structure serait sujette à des pertes trop importantes. En effet, un IGBT a des pertes en

commutation qui sont directement proportionnelles à la tension de blocage qui, dans le cas d'une structure classique, est la tension du bus continu. De plus, compte tenu que les courts-circuits arrivent peu fréquemment cela induirait un vieillissement accéléré des composants du système. De ce fait, il faut réfléchir à un système qui dès la détection du courant de court-circuit vienne charger le bus continu à la bonne valeur.

3.2.3.1 Existence d'une composante active non nulle lors de la limitation

En reprenant le modèle de simulation qui a permis la validation du principe, il est possible de faire un bilan énergétique du système lors de la limitation. Ainsi pour un court-circuit de type triphasé, les puissances actives et réactives transitées entre le point de création de la consigne utile à la limitation et le court-circuit ont été mesurées (Figure 3-13). Dans ce cas, la puissance mesurée est celle consommée par le conducteur qui pour un réseau de distribution admet en général une composante réelle de l'impédance égale à la composante imaginaire. Cela se traduit par une énergie active consommée du même ordre de grandeur que l'énergie réactive consommée. Pour un conducteur de résistance égale à 297m Ω et de réactance égale à 465m Ω la puissance active absorbée durant le court-circuit est de 30MW et la puissance réactive absorbée est de 47MVar.

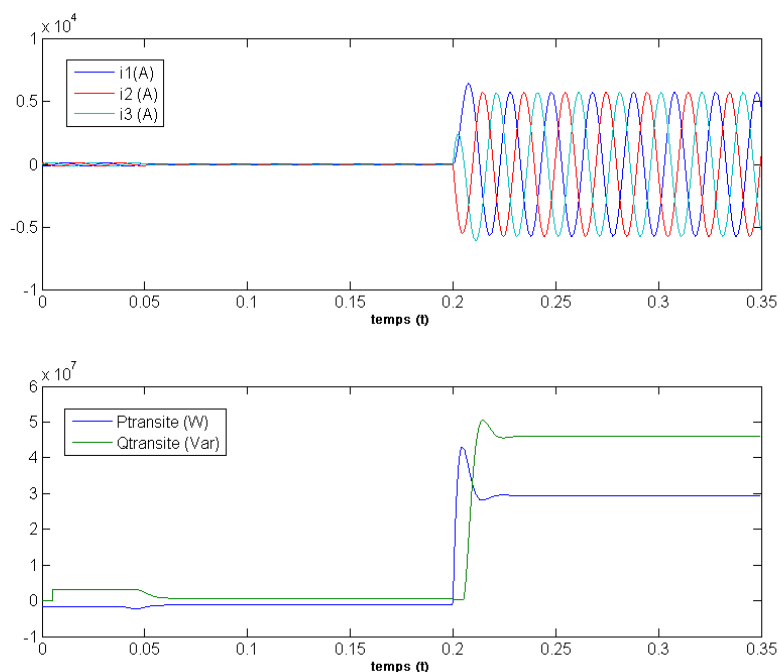


Figure 3-13 : Mesure des puissances active et réactive transitées vers le conducteur en défaut pour un court-circuit de type triphasé

Ainsi, il y a un échange de puissance active positif du réseau vers le conducteur en défaut lors des courts-circuits quels qu'ils soient. Il faut étudier comment cet échange se manifeste lors d'une limitation (Figure 3-14).

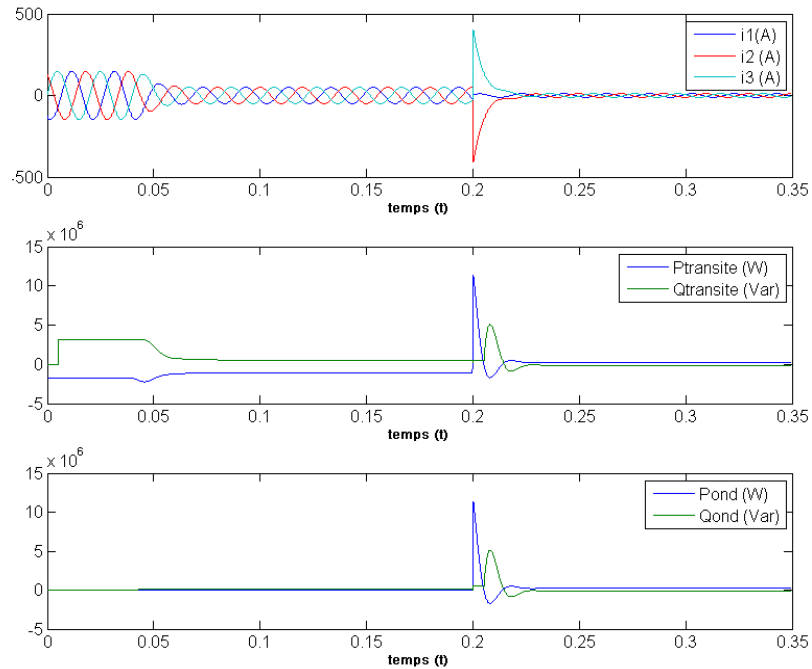


Figure 3-14 : Mesure des puissances active et réactive transités vers le conducteur en défaut pour un court-circuit de type triphasé lors d'une limitation instantanée

Lors de l'apparition et du déclenchement de la limitation du court-circuit qui se produit vers 0,2s, il existe un échange de puissance active positif qui se traduit par un pic. La limitation est quasiment parfaite, le pic est dû à la décharge de l'énergie emmagasinée dans les inductances de lignes. En régime de limitation, il existe un courant de court-circuit résiduel qui crée un échange de puissance active légèrement positif. Si le système n'est plus une source de tension parfaite qui répond instantanément mais un onduleur de tension, l'échange de puissance active va permettre, pendant l'apparition du court-circuit, une charge du bus continu et une élévation de sa tension. La charge sera d'autant plus rapide que le court-circuit sera important et que le conducteur entre le point de création de la consigne et le défaut aura un rapport entre sa composante active et réactive élevé. Dans ce cadre, un dispositif d'écrtage sur le bus continu est indispensable pour éviter tout dépassement de tension.

Un diagramme de Fresnel avec les grandeurs électriques mises en jeu au début de la limitation permet de visualiser le phénomène (Figure 3-15).

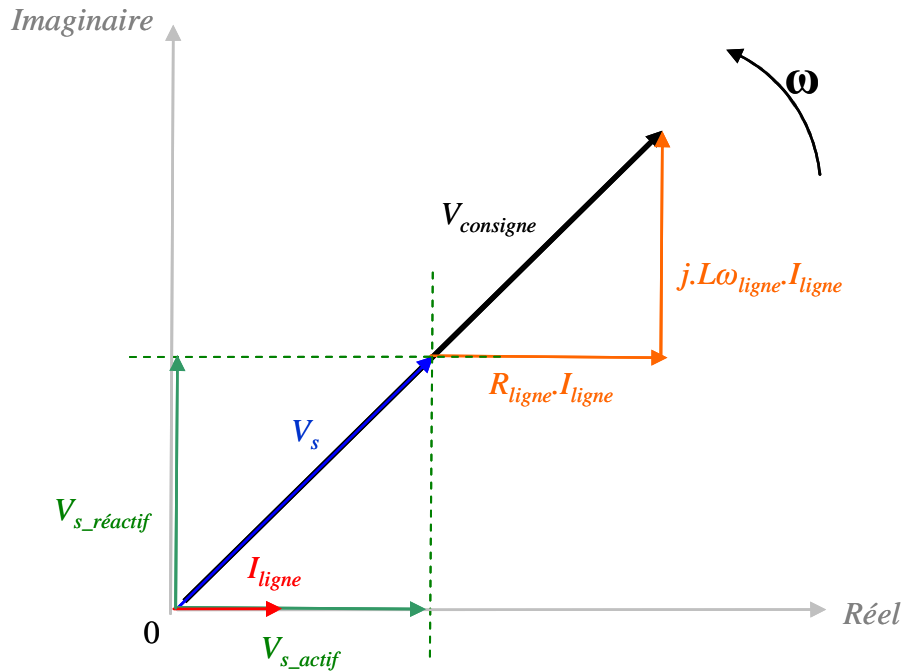


Figure 3-15 : Diagramme de Fresnel des grandeurs électrique à la détection du court-circuit - mise en évidence de l'existence d'une composante active

3.2.3.2 Elaboration de la commande complète pour la limitation des courants de courts-circuits

La commande a été implémentée pour le cas d'un court-circuit de type triphasé (Figure 3-16) dans Matlab/Simulink avec un modèle moyen d'onduleur.

Les conditions de test sont les suivantes : $C_{dc}=100\mu F$, $R_{dc}=400k\Omega$, écrêtage du bus DC actif à 17kV, pas de filtre en sortie d'onduleur et utilisation d'un modèle moyen. Sur la Figure 3-16 après une phase de régulation des flux de puissance, on provoque un court-circuit à 0,5s.

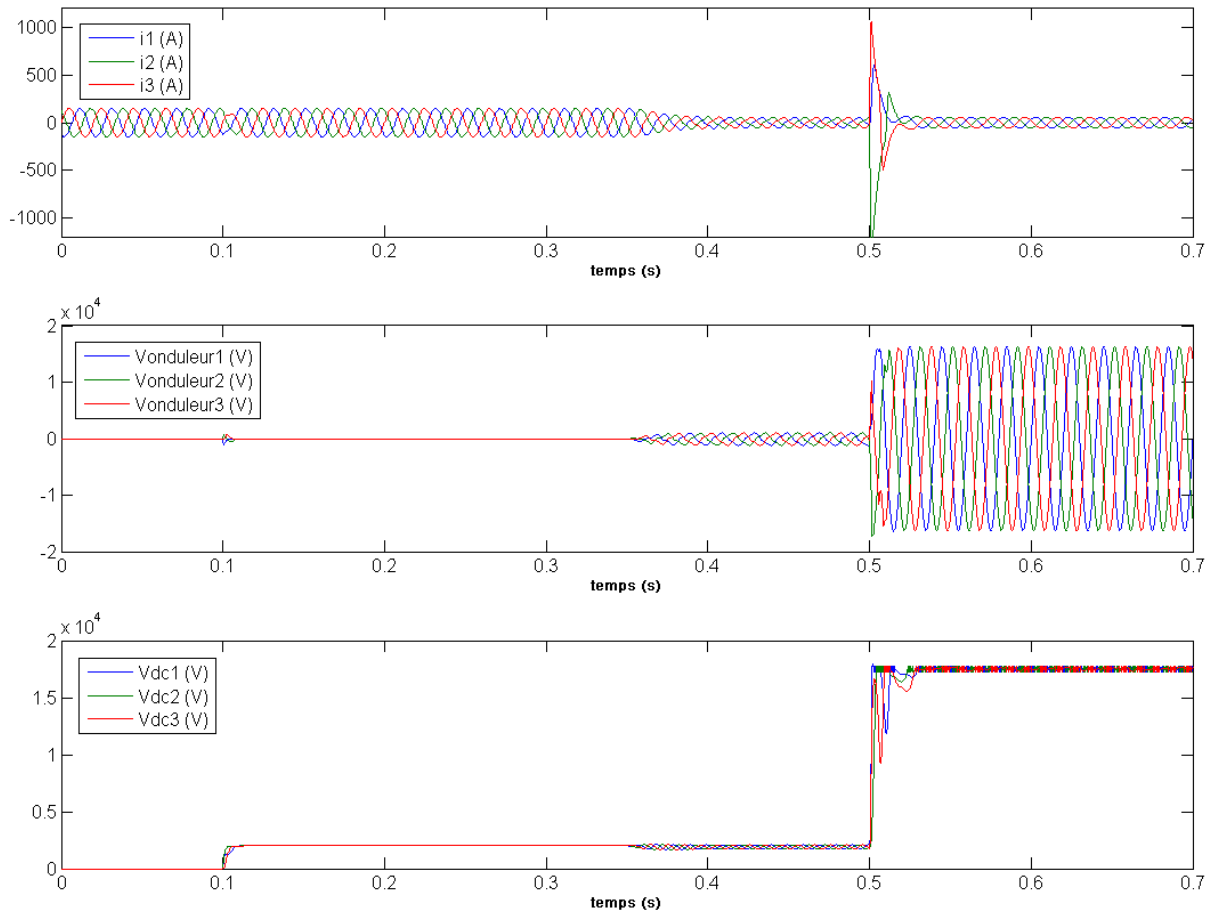


Figure 3-16 : Relevés de simulation du principe de limitation avec modèle moyen d'onduleur pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système

Il peut être observé l'élévation des trois tensions de bus continu. Ces trois tensions sont exploitées de manière à ce que l'onduleur génère les tensions de référence qui permettent la limitation avec le contrôle de la tension de sortie qui est rendu indispensable par les déformations d'ondes dans le filtre provoquées par le courant qui seront d'autant plus importantes que le court-circuit sera élevé. En effet, plus la tension générée par le système sera proche de sa consigne et meilleure sera la limitation. Bien que l'on envisage un système sans transformateurs, le démonstrateur qui n'a pas été conçu uniquement pour ce travail de thèse en intègre plusieurs. Ainsi, un phénomène de déformation qui n'est pas reproductible de manière aisée en simulation est apparu à cause de l'inductance magnétisante du transformateur.

Cette stratégie a été implantée sur le démonstrateur temps réel hybride à partir du réseau utilisé dans le cadre du contrôle des flux de puissance. La principale différence avec la simulation est que la structure est triphasée avec transformateur et non pas sur la base de trois

onduleurs monophasés directement connectés au réseau. Nous verrons que cela impacte la limitation lors des courts-circuits dissymétriques.

Les paramètres des éléments passifs ne sont pas dimensionnés pour l'application « limitation de courants de court-circuit ». En effet, le démonstrateur a été voulu à sa conception universel avec comme but la validation fonctionnelle des travaux menés au laboratoire. Ainsi, l'enjeu des tests est de valider les stratégies.

La commande a été testée et a permis d'obtenir les relevés expérimentaux de la Figure 3-17. Ils viennent valider le principe de limitation et le choix de cette commande en tension puisque la limitation s'opère de manière correcte.

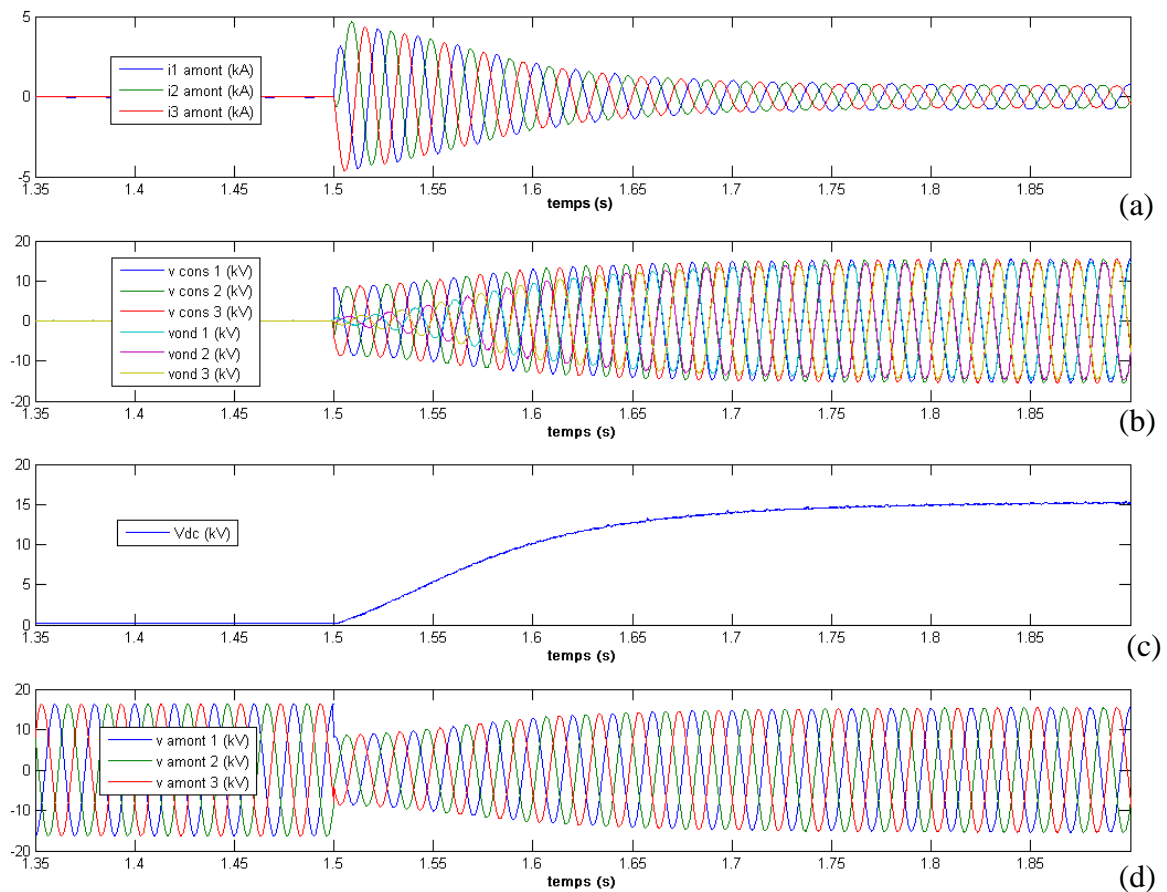


Figure 3-17 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système avec commande des tensions de sortie – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

Sur le relevé (c), il peut être observé la charge de la tension du bus continu (signal bleu), à la détection du court-circuit sa valeur augmente. Sa vitesse de croissance est liée à plusieurs paramètres :

- L'amplitude de la valeur de la composante active de l'onduleur (v_{sq}) ;
- L'amplitude du courant ;
- La valeur de la capacité.

La vitesse de croissance et la stabilité de cette grandeur sont essentielles dans la limitation. Ici, du fait d'une valeur élevée de capacité du bus continu devant le courant, le temps de réponse est de 0,2s. Sur le relevé (b), les consignes des tensions des trois phases ainsi que les tensions générées par le système peuvent être observées. En régime permanent, les signaux sont identiques. Il est à noter que plus l'impédance sera élevée entre les points de création de consigne et plus le courant de court-circuit sera faible. Ici, il s'agit d'un cas défavorable du fait que l'impédance est faible.

L'effet de la limitation est visible également sur le plan de tension puisqu'il revient à une valeur normale. Le relevé (d) de la Figure 3-17 présente les trois tensions du réseau en amont du système.

Le schéma complet de la commande de limitation peut être établi (Figure 3-18).

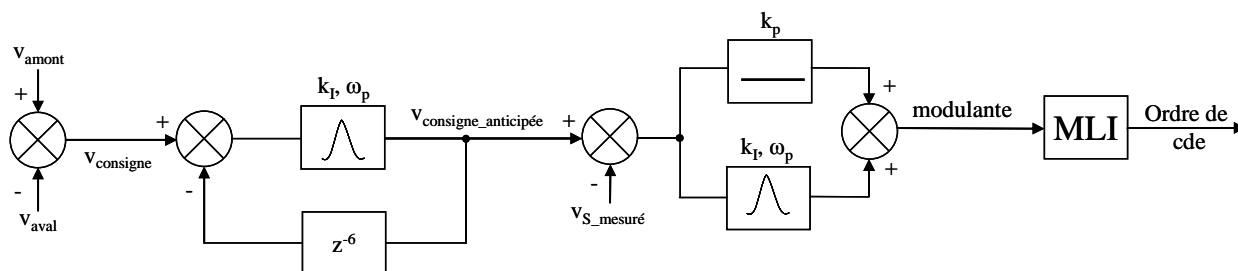


Figure 3-18 : Synoptique de la chaîne de commande complète pour la limitation des courants de court-circuit avec un onduleur de tension sur le principe de la commutation dure pour un réseau de type maillé / bouclé

Le principe de limitation étant établi et validé pour le cas d'un court-circuit triphasé, il faut le valider pour les autres cas de court-circuit. En annexe (A 5.1), les relevés concernant un court-circuit triphasé mais situé en amont du système sont présentés. Les résultats sont identiques au cas où le court-circuit se produit en aval.

3.2.4 Validation de la stratégie pour tous les cas de court-circuit

Il existe pour un réseau triphasé 4 types de courts-circuits selon les branches du réseau concernés. Ils peuvent être découpés en deux grandes familles, les courts-circuits équilibrés et les courts-circuits non équilibrés :

- triphasé (Figure 3-19) ;
- biphasé (Figure 3-20) ;
- biphasé à la terre (Figure 3-21) ;
- monophasé (Figure 3-22).

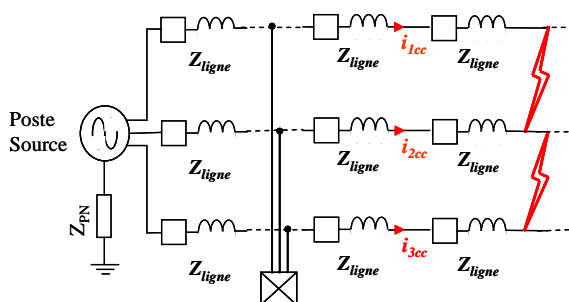


Figure 3-19 : Court-circuit triphasé

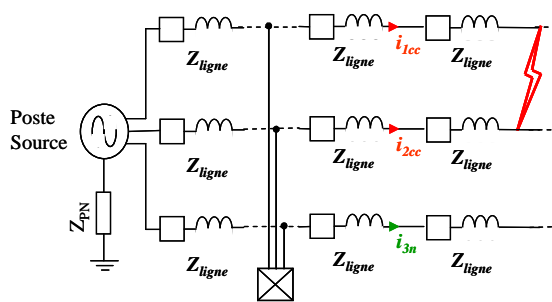


Figure 3-20 : Court-circuit biphasé

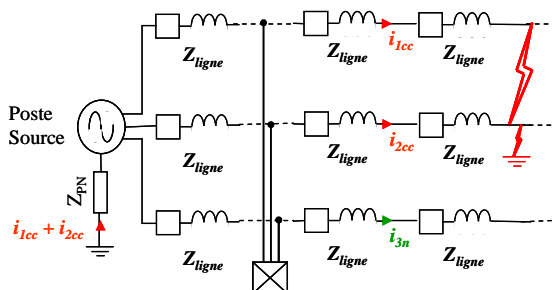


Figure 3-21 : Court-circuit biphasé à la terre

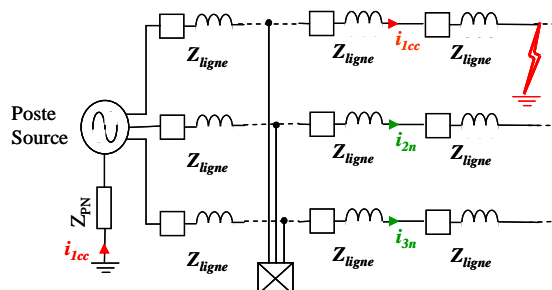


Figure 3-22 : Court-circuit monophasé

Pour les courts-circuits à la terre l'influence de l'impédance entre la terre et le neutre du transformateur joue un rôle important dans la limitation. Il existe plusieurs type d'impédances, de nature résistive, typiquement 40Ω ou résistive et inductive pour le cas français [CRO-91], [CAR-91]. Notons que dans certain pays le neutre peut être complètement isolé et que dans d'autres l'impédance peut être nulle. Pour nos essais nous avons considéré le cas critique où cette impédance avait une valeur négligeable.

Par rapport aux résultats théoriques obtenus par simulation, il n'a pas été possible de recréer à l'aide de la maquette les mêmes conditions de limitation. En effet, la présence d'un onduleur triphasé (Figure 3-23.a) et non de trois onduleurs monophasés n'offrirait pas les mêmes

possibilités de générer une composante homopolaire. Ainsi, la tension injectée en série sur la troisième phase est laissée libre (dépend des deux autres de telle manière à avoir un système équilibré, Équation 3-4) et ne correspond pas à celle qu'il faudrait pour une limitation parfaite.

$$v_{s3} = -v_{s1} - v_{s2}$$

Équation 3-4

Pour les cas des courts-circuits biphasés à la terre et monophasé, le courant sur la phase trois qui ne sera pas en défaut ne correspondra pas à celui que l'on aurait avec la possibilité d'injecter une composante homopolaire non nulle. La tension de l'onduleur de la phase 3 sera « libre », il n'y aura pas de limitation de courant possible.

Toutefois, l'onduleur dispose d'un neutre qui peut être raccordé (Figure 3-23.b), des tests seront effectués pour voir si ce type d'architecture convient à la limitation des courts-circuits à la terre.

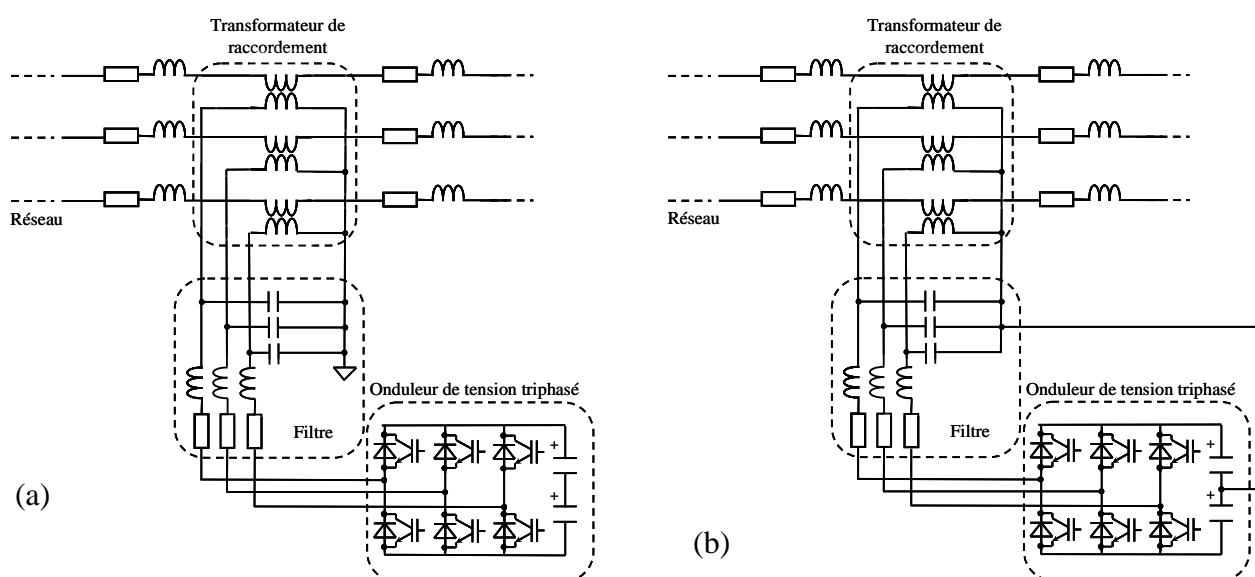


Figure 3-23 : Schéma électrique de l'onduleur triphasé sans (a) et avec (b) neutre raccordé au niveau du réseau

Dans nos réseaux maillés / bouclés, les courts-circuits peuvent apparaître en amont ou en aval ce qui donne au total 8 types de court-circuit. Ainsi, il faudra réaliser autant de tests pour valider le principe de limitation. Cependant, il est apparu que le comportement du système était identique, ainsi les résultats pour les courts-circuits en amont seront présentés en A 5. Le cas du court-circuit triphasé en aval ayant déjà été traité (Figure 3-17) il ne sera pas développé.

3.2.4.1 Courts-circuits biphasés

Les relevés de la Figure 3-24 présentent les grandeurs électriques significatives mises en œuvre lors de la limitation d'un court-circuit de type biphasé entre la phase 1 et la phase 2 en aval du système. Il peut être observé la limitation du courant à une valeur de moins de 1kA contre un courant d'environ 5kA sans limitation et des tensions réseaux en amont du système qui tendent vers leurs valeurs d'origine.

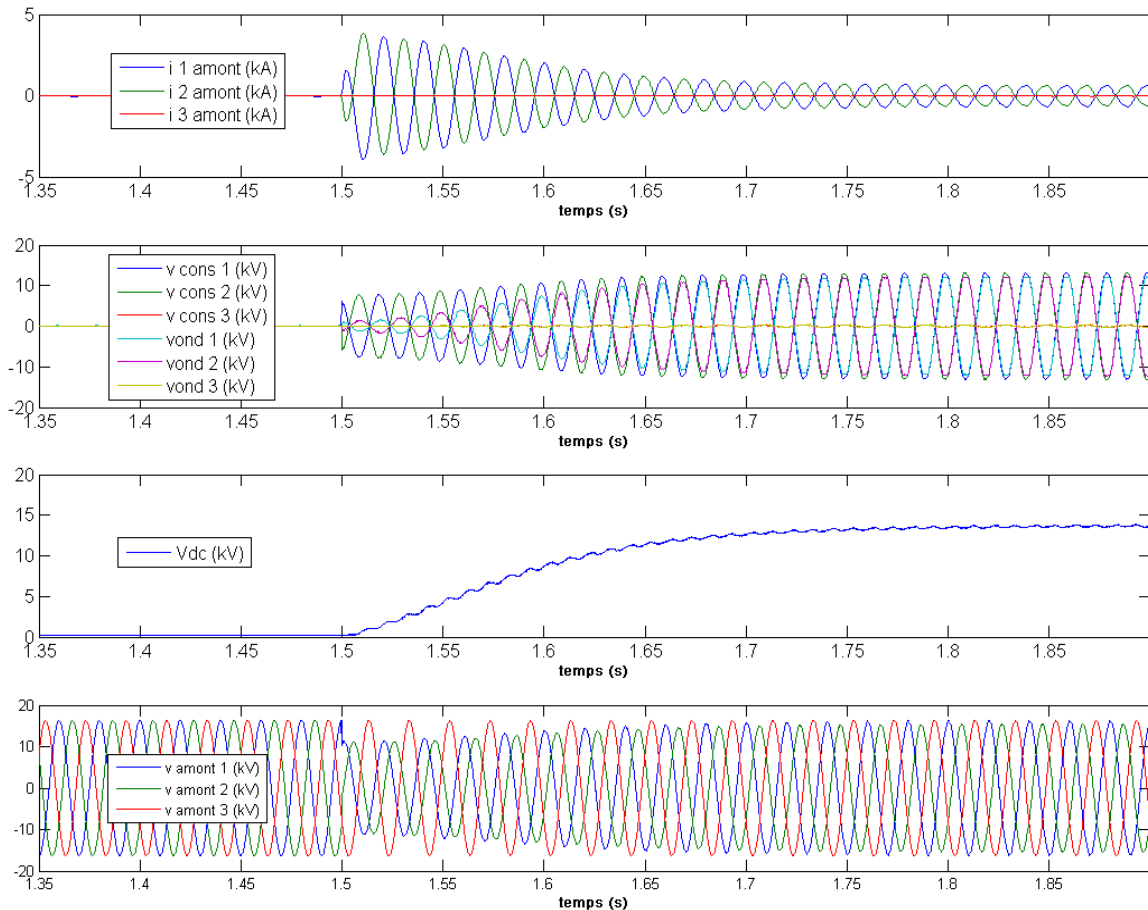


Figure 3-24 : Essai expérimental de limitation d'un court-circuit de type biphasé aval entre les phases 1 et 2 – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

Les relevés d'essais montrent que le système DSSSC sur la base de l'onduleur triphasé est tout à fait adapté à la limitation des courts-circuits polyphasés isolés de la terre. Regardons à présent si la structure est valide pour les autres types de court-circuit.

3.2.4.2 Courts-circuits biphasés à la terre

Un court-circuit biphasé à la terre est réalisé entre les phases 1 et 2 en aval du système. La limitation des courants sur les lignes en défauts (Figure 3-25) est observée. Le courant est limité à 2,5kA contre 5kA sans système de limitation. Cependant, le courant sur la ligne sans défaut voit sa valeur augmenter à 5kA. La tension générée sur la phase sans défaut dépend des deux autres tensions conformément à l'Équation 3-8 de telle manière à ce que la somme des trois tensions soit nulle. Pour avoir une limitation du courant sur la phase sans défaut il faudrait disposer d'un onduleur capable de générer une composante homopolaire (avec neutre connecté). Dans notre cas d'étude, avec 3 onduleurs monophasés, cela ne pose pas de problèmes. Ici, nous pouvons observer les limites qui sont inhérentes à notre maquette et à la structure d'onduleur triphasé.

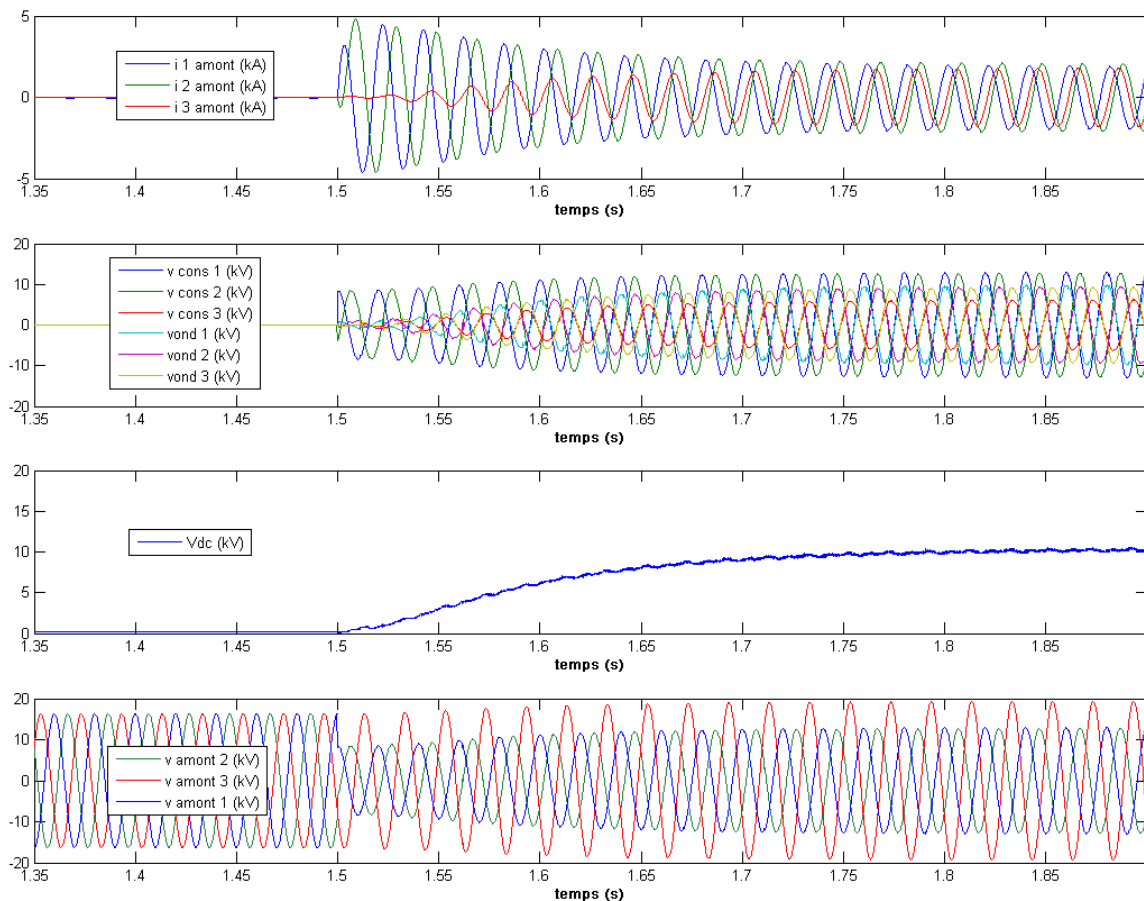


Figure 3-25 : Essai expérimental de limitation d'un court-circuit de type biphasé aval à la terre sur la phase 1 et 2 – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

La tension du bus continu n'atteint pas une valeur suffisante pour permettre la limitation. Ceci est dû à la composante active de la tension v_{sq} qui n'est pas assez grande. De plus, le fait de ne pas pouvoir générer de composante homopolaire montre que les composantes active et réactive ne sont pas suffisantes pour assurer la limitation.

Le bus continu de l'onduleur possède un point neutre qui peut être connecté au neutre du primaire du transformateur et ainsi générer trois tensions avec une composante homopolaire (Figure 3-23.b). Les relevés obtenus apparaissent à la Figure 3-26. Bien que le courant sur la phase trois n'augmente pas autant que dans le cas précédent, la limitation sur les phases en défaut est mauvaise. La tension du bus continu n'arrive pas à atteindre une valeur suffisante à la limitation, de plus la condition pour avoir une tension de bus continu constante n'est pas respectée ($v_{s1}+v_{s2}+v_{s3}=0$), une forte oscillation peut être observée. Les courants ne diminuent que faiblement.

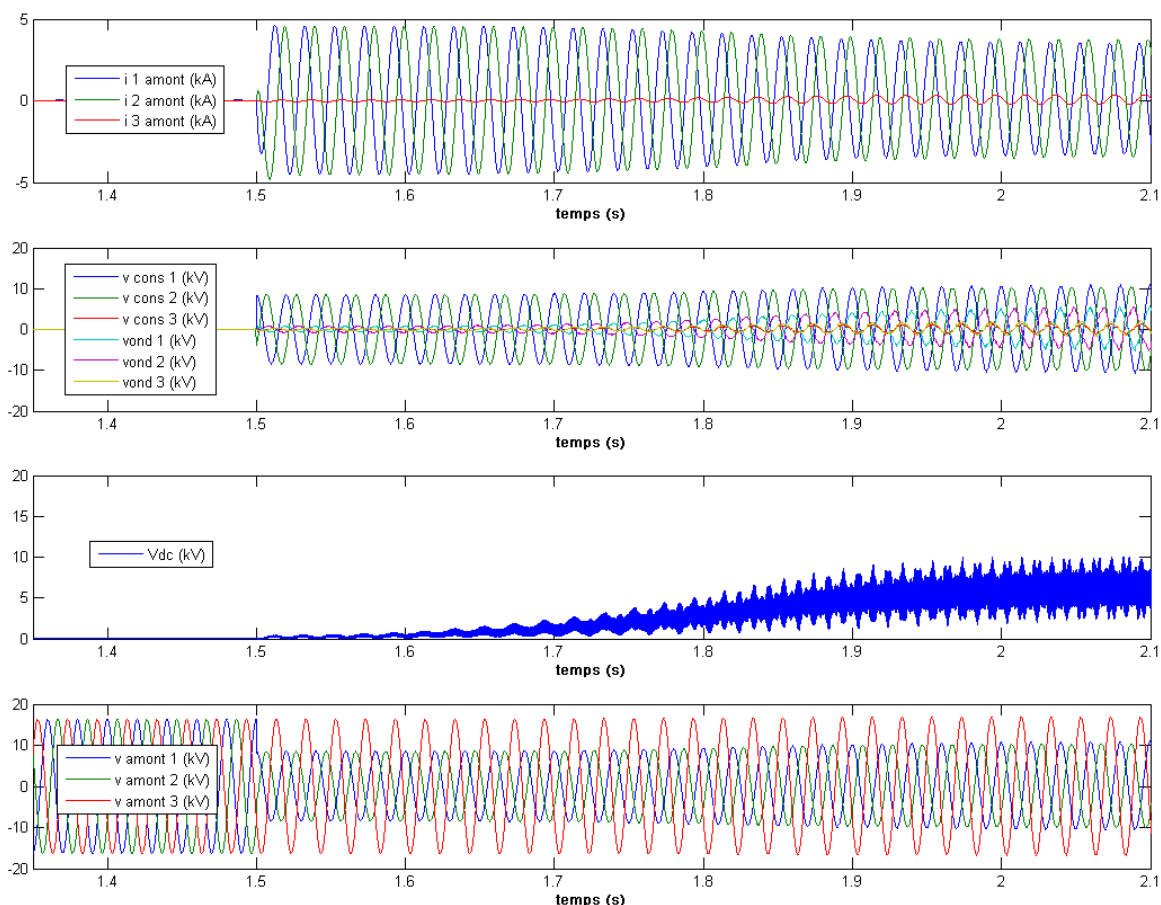


Figure 3-26 : Essai expérimental de limitation d'un court-circuit de type biphasé à la terre aval sur la phase 1 et 2 avec neutre de l'onduleur connecté au primaire du transformateur – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ;

Tensions du réseau en amont du système (kV)

La composante active de la tension de l'onduleur est de nouveau à l'origine de la mauvaise qualité de la limitation. L'ondulation forte est due au déséquilibre de la commande.

Ce cas d'étude permet d'en déduire que la conception du DSSSC doit se faire sur la base d'un onduleur monophasé. La compensation de courts-circuits non équilibrés avec un onduleur triphasé induit une charge du bus continu et une oscillation qui n'est pas en adéquation avec une limitation.

3.2.4.3 Courts-circuits monophasés

Ce dernier type de court-circuit est également le plus fréquent, il représente 80% des cas. Compte tenu des conclusions obtenues par rapport au cas d'étude précédent, la limitation dans ce cas avec l'onduleur triphasé ne devrait pas être valide. Les relevés de la Figure 3-27 présentent la limitation pour un court-circuit situé en aval du système entre la phase 1 et la terre avec l'onduleur sans neutre connecté. La limitation est visible sur le courant de la phase 1, cependant la valeur atteinte n'est pas satisfaisante. Le courant dans la phase 2, n'évolue pratiquement pas après le défaut. Cela valide le fait que la consigne de limitation envoyée est la bonne car l'onduleur est actif et que le courant n'augmente pas. Concernant le courant dans la phase 3, la tension injectée par le système sur cette phase dépendant des deux autres tensions, le courant évolue.

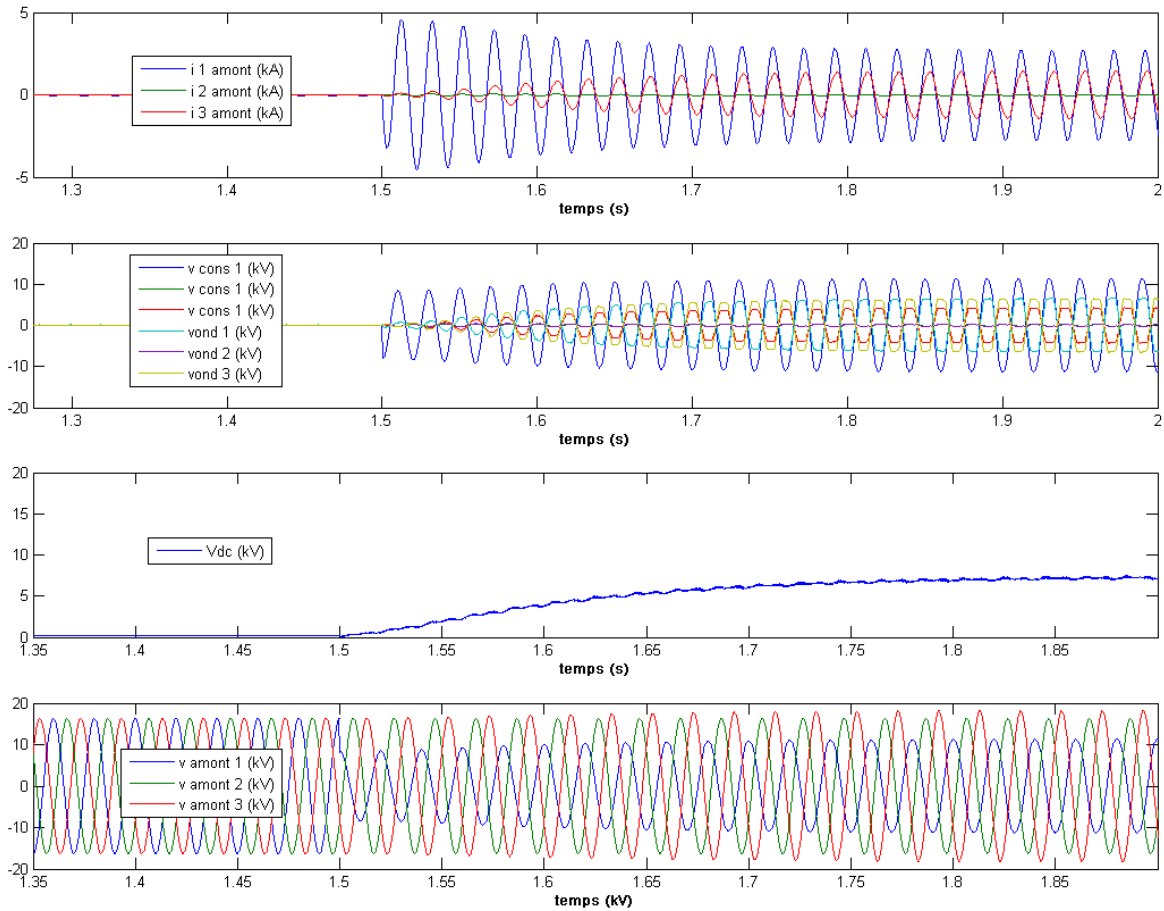


Figure 3-27 : Essai expérimental de limitation d'un court-circuit de type monophasé aval sur la phase 1 – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

Ce même essai est répété mais avec la connexion du neutre de l'onduleur. Les résultats obtenus apparaissent à la Figure 3-28. La tension du bus continu reste à une valeur faible et possède une ondulation très élevée. La limitation n'a que peu d'effets sur le courant de court-circuit. Aucun effet positif n'est visible.

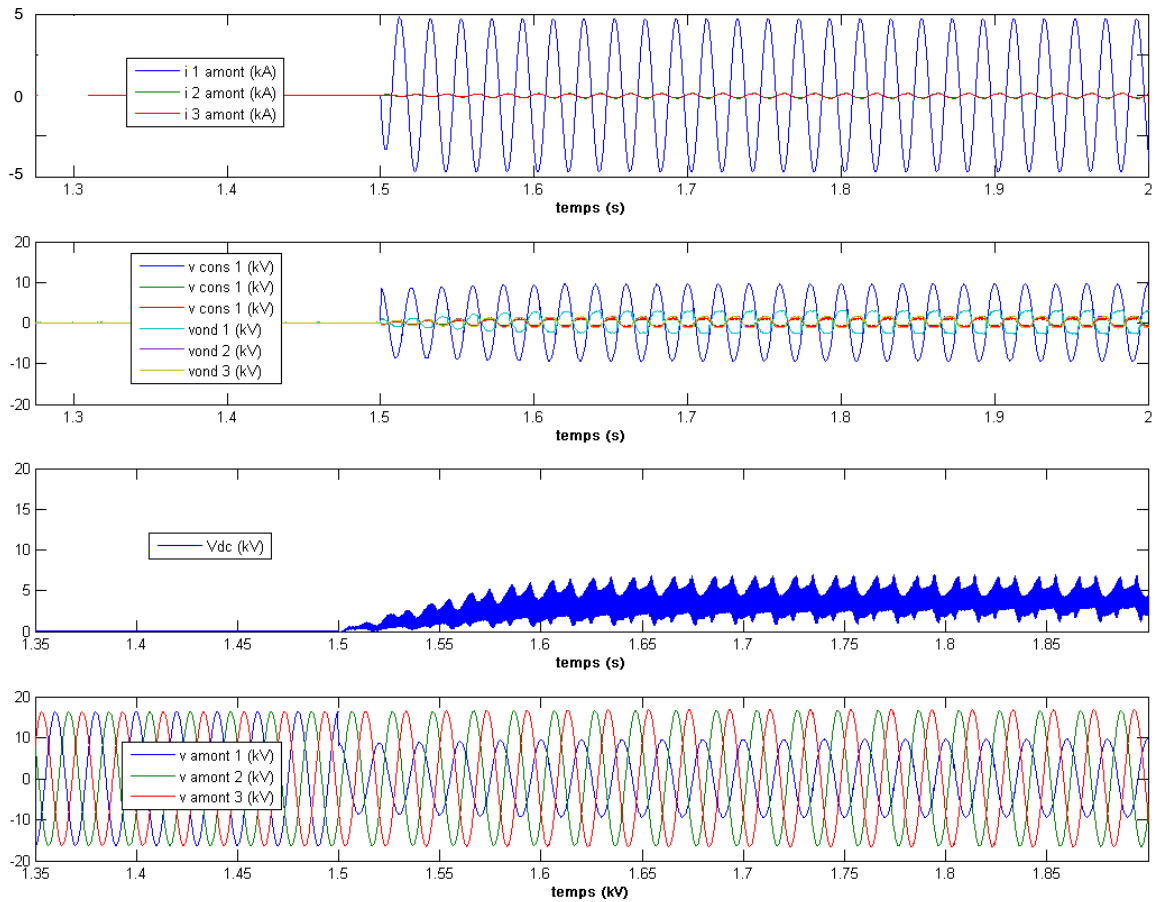


Figure 3-28 : Essai expérimental de limitation d'un court-circuit de type monophasé aval sur la phase 1 avec neutre de l'onduleur connecté au primaire du transformateur – Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par l'onduleur (kV) ; Tension du bus continu (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

A titre indicatif, les résultats pour un court-circuit situé en amont du système pour un tel type de court-circuit sont présentés en annexe (A 5.2). Les résultats observés sont identiques au cas aval.

Dans le but de montrer la validité de la méthode avec une structure à trois onduleurs monophasés, une simulation qui reprend les caractéristiques de l'onduleur qui ont permis d'obtenir les relevés de la Figure 3-16 avec les caractéristiques du réseau de la maquette hybride temps-réel a été faite. Ainsi, la Figure 3-29 présente le cas d'une limitation pour un court-circuit monophasé sur la phase 1 en aval du système.

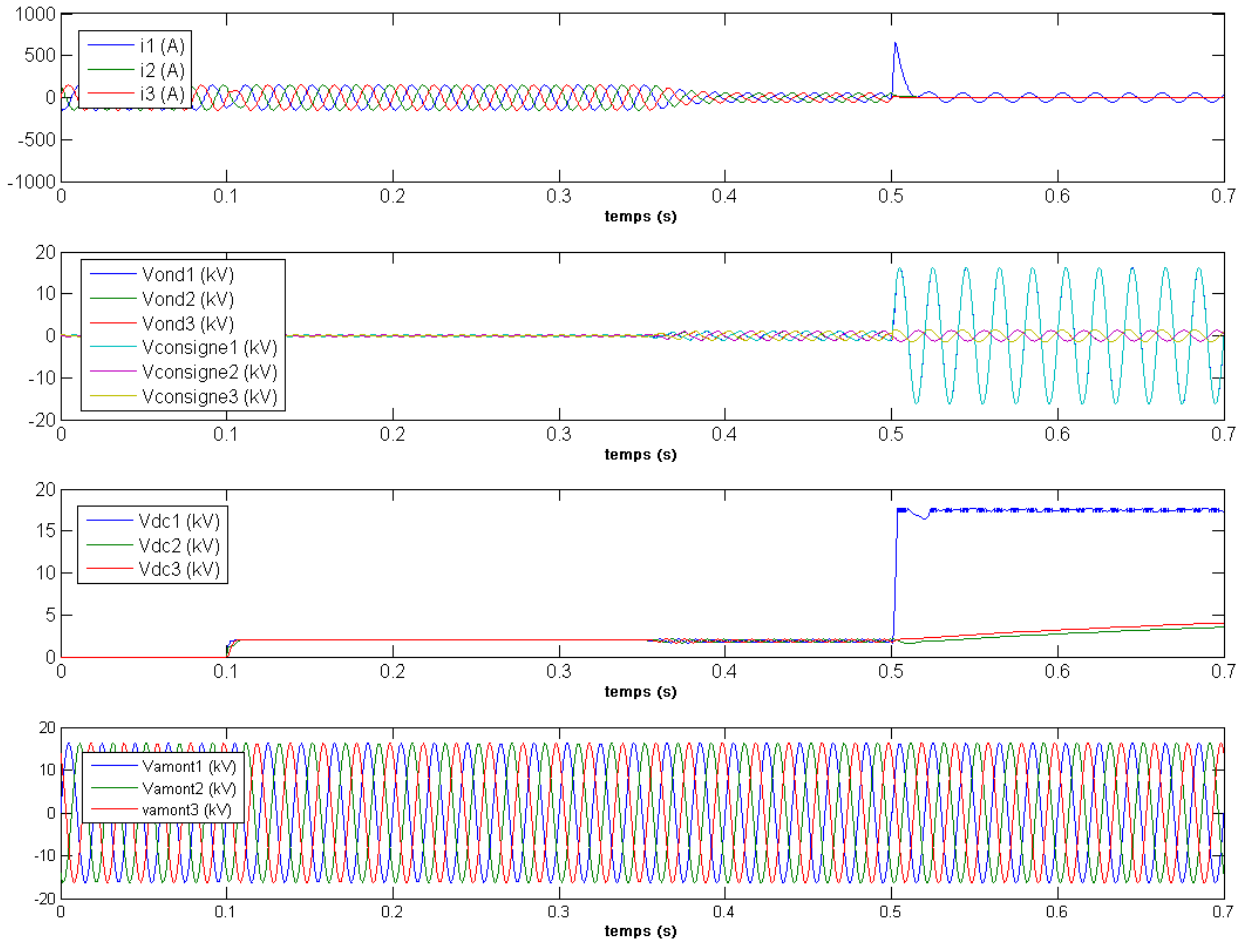


Figure 3-29 : Relevés de simulation pour un court-circuit monophasé aval sur la phase 1 - Courants de lignes (kA) ; Consignes de tension (kV) ; Tensions injectées par les onduleurs (kV) ; Tensions des bus continus (kV) ; Tensions du réseau en amont du système (kV)

La validation du fonctionnement peut être observée par la limitation du courant de la phase concernée et par la non-perturbation des autres phases. Concernant les tensions des bus continus des onduleurs des phases qui ne sont pas concernées, il peut être observé une élévation de leur tension. Cela montre la présence d'une composante active suite à l'annulation du courant dans les phases non en défaut. Cet excédent de tension pourra être limité par la commande. Les tensions mesurées en amont du réseau ne montrent pas de signe de court-circuit, ceci est dû à la rapidité de la limitation.

3.2.5 Conclusion

Une solution novatrice qui utilise le un onduleur monophasé, pour la limitation de courants des courts-circuits a été proposée et validée expérimentalement. Sa faisabilité montre l'intérêt des structures de type série dans le fonctionnement des réseaux.

Les essais ont permis de compléter les spécifications de l'architecture. En effet, pour des raisons de tension de bus continu et de capacité à générer des composantes homopolaires de tension, la conception du dispositif doit reposer sur un système de type monophasé.

Cependant, ce fonctionnement en limiteur de courant implique un dimensionnement important de la structure puisqu'il faut que le système soit capable de générer trois tensions dont les amplitudes sont celles des tensions de ligne nominales.

Il a été vu que plusieurs facteurs interviennent dans ce type de limitation. Concernant le temps de réponse qui est lié au temps de charge du bus continu, il dépend de la valeur de la composante active de la tension à générer, la valeur de la capacité du bus continu et l'amplitude du courant de court-circuit. Concernant l'amplitude du courant de court-circuit, elle dépend de l'impédance qui se trouve entre le système et le court-circuit. La qualité des mesures des tensions qui servent à créer les consignes et le retour d'information pour la boucle de régulation de tension jouent également un rôle important, les capteurs doivent retranscrire une mesure qui soit la plus proche de la réalité. Le dernier facteur est le temps de retard dans la boucle de commande qui induit un déphasage des grandeurs.

Ces facteurs font qu'au final, bien que le fonctionnement ait été validé et que le principe de base soit simple, cette solution reste complexe à mettre en œuvre et dépend de beaucoup de paramètres pour être suffisamment fiable. De plus, elle est coûteuse puisqu'il faut ajouter beaucoup de dispositifs de mesure de tension pour la création de la consigne. Ainsi, nous avons donc cherché à supprimer les défauts de cette limitation par l'élaboration d'une nouvelle approche qui utilise les propriétés intrinsèques du convertisseur. C'est ce que nous allons présenter dans la partie suivante.

3.3 Approche structurelle : onduleur sans commutations

3.3.1 Introduction

Le principe de limitation qui a été présenté dans la partie 3.2 a montré, malgré sa validité, quelques limitations. La commande est complexe à mettre en œuvre et dépend pour la création des consignes d'un grand nombre d'organes de mesure. Le problème des sondes de mesure de tension est leur précision, ainsi une limitation dépendra de la qualité de la sonde qui verra la qualité de sa mesure varier dans le temps. De plus, les IGBTs sont soumis à des contraintes puisque lors de la limitation ils commutent. Le cas idéal serait à la fois une commande fiable (si possible simple) et des contraintes faibles au niveau de l'électronique de puissance (réduction des pertes notamment dans les IGBTs) de manière à assurer à la fois la protection du réseau et de la structure. En effet, si la limitation ne réussit pas, le courant risquerait alors d'aller au-delà du courant nominal des IGBTs et provoquer leur destruction.

Ce cahier des charges a donné lieu à un nouveau principe de limitation utilisant les propriétés électriques des composants et notamment la commutation douce. Par rapport au principe de limitation sur la base de la commutation dure, celle-ci présente beaucoup d'avantages.

3.3.2 Principe

3.3.2.1 Fonctionnement en redresseur

Le principe de base de la limitation reste identique à la méthode précédente, du fait qu'il s'agit d'une structure onduleur connecté en série (Figure 3-30), il faudra créer une différence de potentiel nulle entre deux points du réseau de telle manière à permettre la limitation.

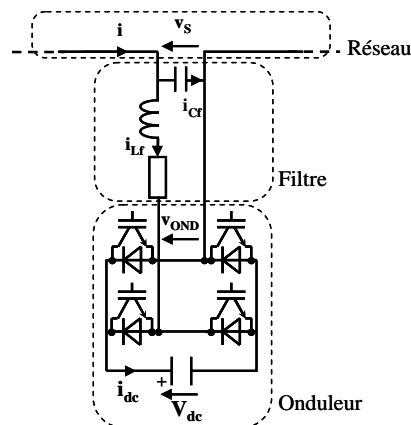


Figure 3-30 : Onduleur monophasé avec repérage des grandeurs électriques mise en jeu

La commande simple associée à une réduction des contraintes au niveau de l'électronique de puissance ne donne pas beaucoup de degrés de liberté. L'idée est alors, dès la détection du court-circuit, de venir ouvrir les IGBTs de façon à laisser les courants de ligne circuler à travers les diodes. Ce fonctionnement en redresseur va se traduire au niveau du bus continu par un courant continu issu du redressement du courant de ligne et donc par une charge du bus continu. La charge du bus continu persistera tant qu'une différence de potentiel existera entre la tension en sortie d'onduleur et la tension injectée sur la ligne. A la fin de la limitation, il n'y aura plus de courant à travers l'onduleur qui pourra être considéré comme un circuit ouvert. Il subsistera alors le condensateur du filtre de connexion au réseau qui imposera la valeur du courant limité. Plus la valeur de la capacité du filtre C_f sera faible et meilleure sera la limitation. Il s'agit d'un fonctionnement de type « redresseur de courant » qui implique une valeur d'inductance de filtre L_f suffisamment grande. Autrement, on aurait un pont de diodes connecté à un condensateur qui induirait des harmoniques de courant élevés. Le principe de commande est illustré par la Figure 3-31.

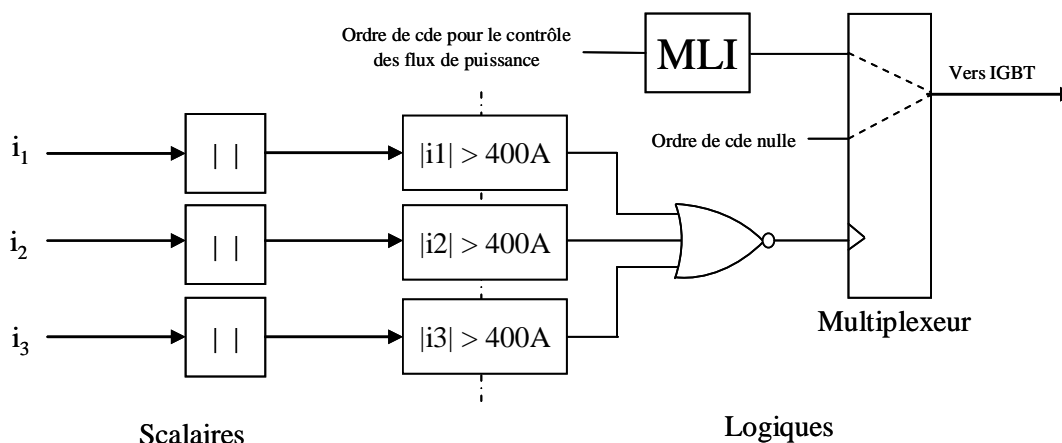


Figure 3-31 : Synoptique de la chaîne de commande pour la limitation des courants de court-circuit avec un onduleur de tension sur le principe sans commutations pour tous types de réseaux

Pour étudier ce fonctionnement, le cas d'étude de la ligne de distribution d'un réseau maillé / bouclé utilisé pour le principe de la commutation dure est réemployé mais avec un modèle d'onduleur complet (IGBTs + diodes en antiparallèle). Plusieurs simulations vont être présentées de manière à mettre en évidence le fonctionnement. La première consiste à avoir une capacité de bus continu élevée (5mF) par rapport au niveau de courant de court-circuit de telle manière à avoir une charge lente (Figure 3-32).

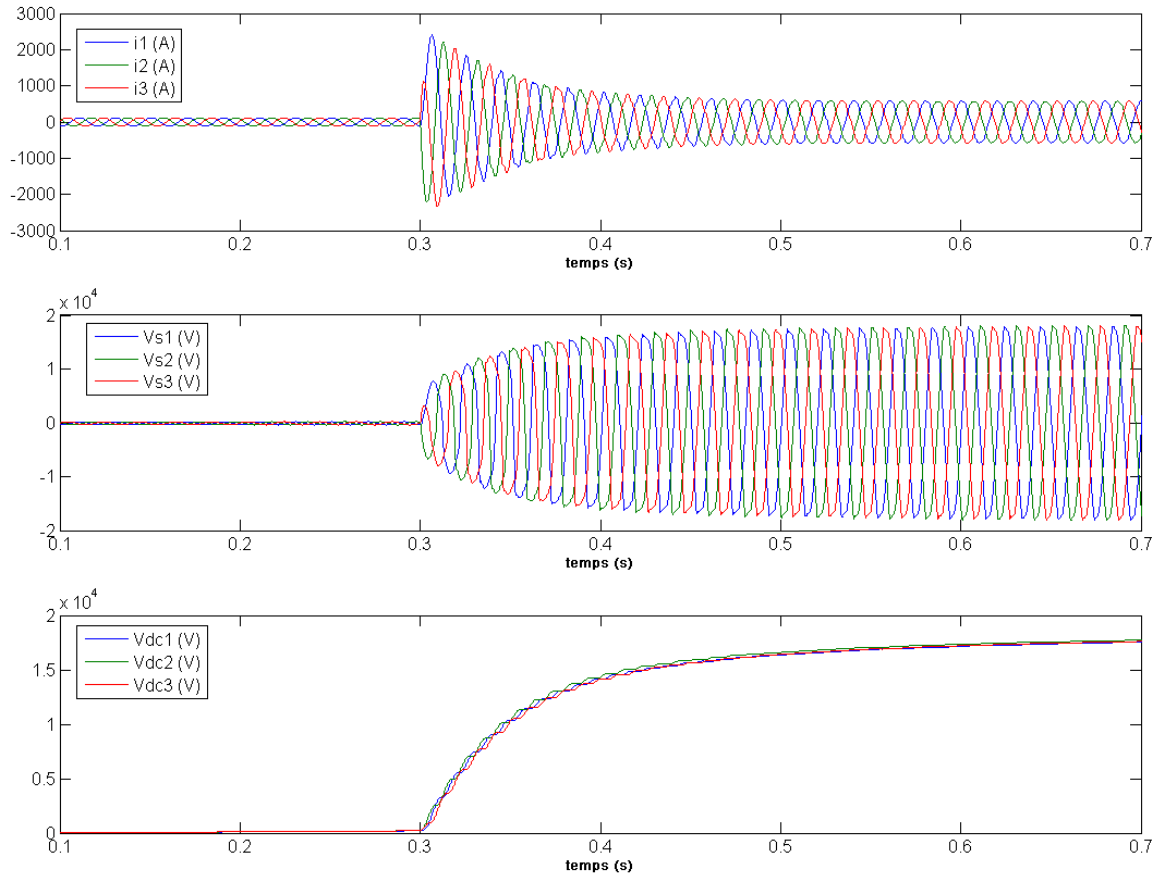


Figure 3-32 : Principe de limitation pour un fonctionnement sans commutations avec modèle topologique d'onduleur pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système – Mise en évidence de la limitation et de l'évolution des tension de bus continus

Ces premiers relevés issus de ce principe sont très similaires aux relevés issus du principe basé sur la commutation dure. On peut observer la charge lente du bus continu ainsi que la valeur du courant limité qui est plus élevée que pour le principe précédent, de l'ordre de 600A. Il faudra mettre en évidence l'influence des éléments composants l'onduleur sur le comportement de la limitation. Ainsi, il faut regarder le comportement du système au niveau de la commutation d'un mode de fonctionnement à l'autre pour avoir plus de détails (Figure 3-33).

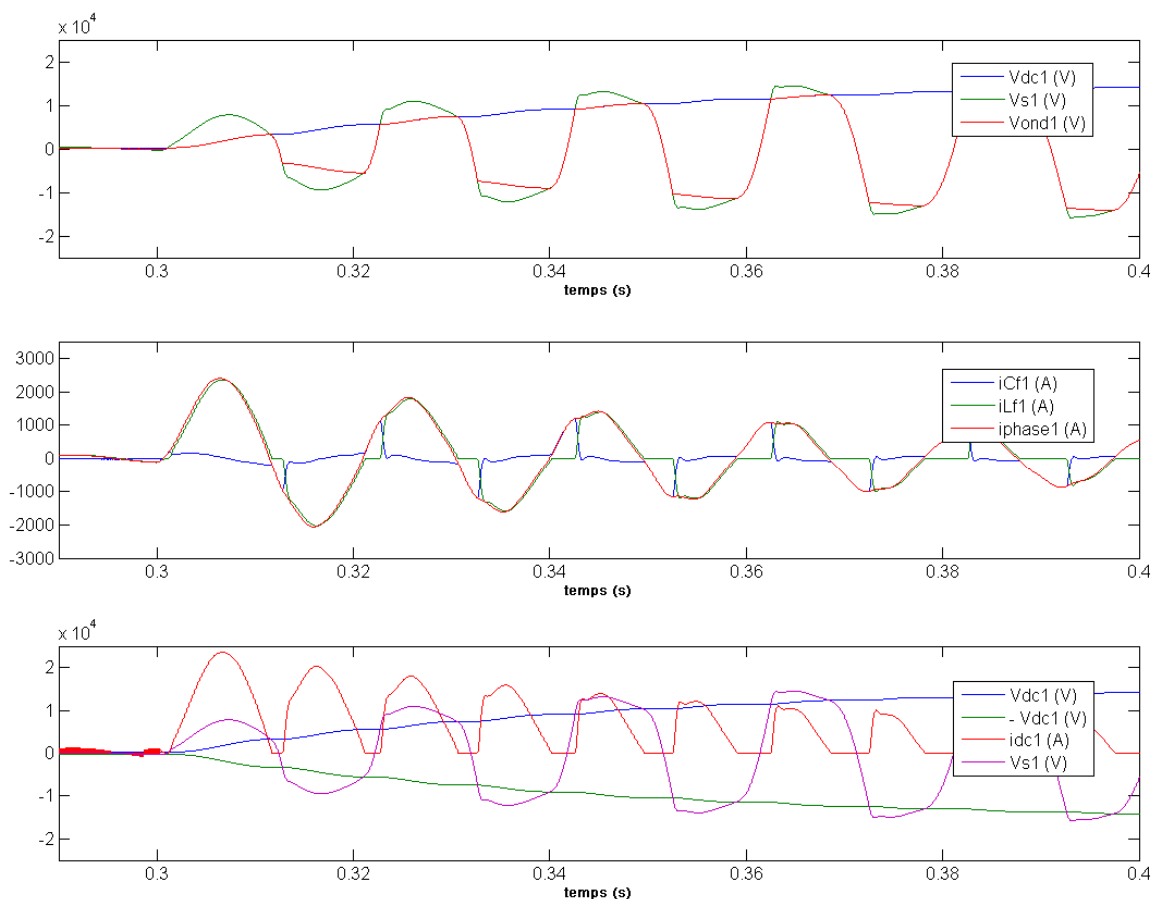


Figure 3-33 : Principe de limitation pour un fonctionnement sans commutations avec modèle complet d'onduleur pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système - Détail des courants et tensions pour mise en évidence du fonctionnement

Lorsque la tension du bus continu (V_{DC}) est inférieure à la tension aux bornes du filtre (v_S) qui est elle-même imposée par le courant de ligne (i), les diodes entrent en conduction et le bus continu se charge (notations de la Figure 3-30). Par contre lorsque la tension du bus continu est supérieure à la tension en sortie de filtre, l'onduleur ne délivre pas de courant car le pont de diode est bloqué (fonctionnement en redresseur de courant). Le courant à travers les diodes et le filtre (i_{Lf}) est nul, ainsi la tension du bus continu n'évolue pas durant cet intervalle, et la tension v_{OND} devient égale à la tension v_S .

La forme de la tension V_S est fortement influencée par la charge du bus continu. Au début de la limitation, le courant est fortement dérivé vers la charge du bus continu au détriment du condensateur de filtrage et plus la charge du bus augmente et plus la tendance s'inverse pour qu'au final seul un courant faible, nécessaire à la compensation des pertes du bus continu apparaisse. Le courant est alors principalement dérivé dans le condensateur de filtrage qui impose la forme sinusoïdale de la tension v_S . Si la charge du bus continu et la limitation sont

très rapides, une approximation consiste à dire que v_s prend la valeur de la tension imposée par le réseau.

Le régime transitoire provoque des perturbations sur les tensions du réseau. Cela n'est pas rédhibitoire pour autant mais pourrait être gênant s'il dure trop longtemps.

Des premières conclusions peuvent être établies, sur ce fonctionnement en redresseur. Cette méthode de limitation est simple donc plus fiable que la méthode par commutation dure (en effet, les diodes sont plus fiables que les IGBTs). Elle permet d'avoir lors du régime permanent de la limitation, des pertes quasi-nulles dans le DSSSC ce qui est un réel avantage.

Cependant, cette méthode n'influe pas de manière positive sur le dimensionnement qui reste identique. Il faut regarder l'influence de la capacité du bus continu sur la rapidité de la limitation et sur les contraintes du système.

3.3.2.2 Influence et dimensionnement du bus continu

Le principe de fonctionnement en redresseur et la charge du bus continu ayant été explicité à l'aide d'une charge lente du bus continu, il est nécessaire d'analyser l'influence du bus continu et des autres éléments de l'onduleur sur le niveau du courant de court-circuit.

Un relevé avec des éléments de filtre qui correspondent à $L_f = 1\text{mH}$, $C_f = 33\mu\text{F}$ et un bus continu de $50\mu\text{F}$ permettent d'établir les relevés suivant (Figure 3-34) pour le réseau simulé.

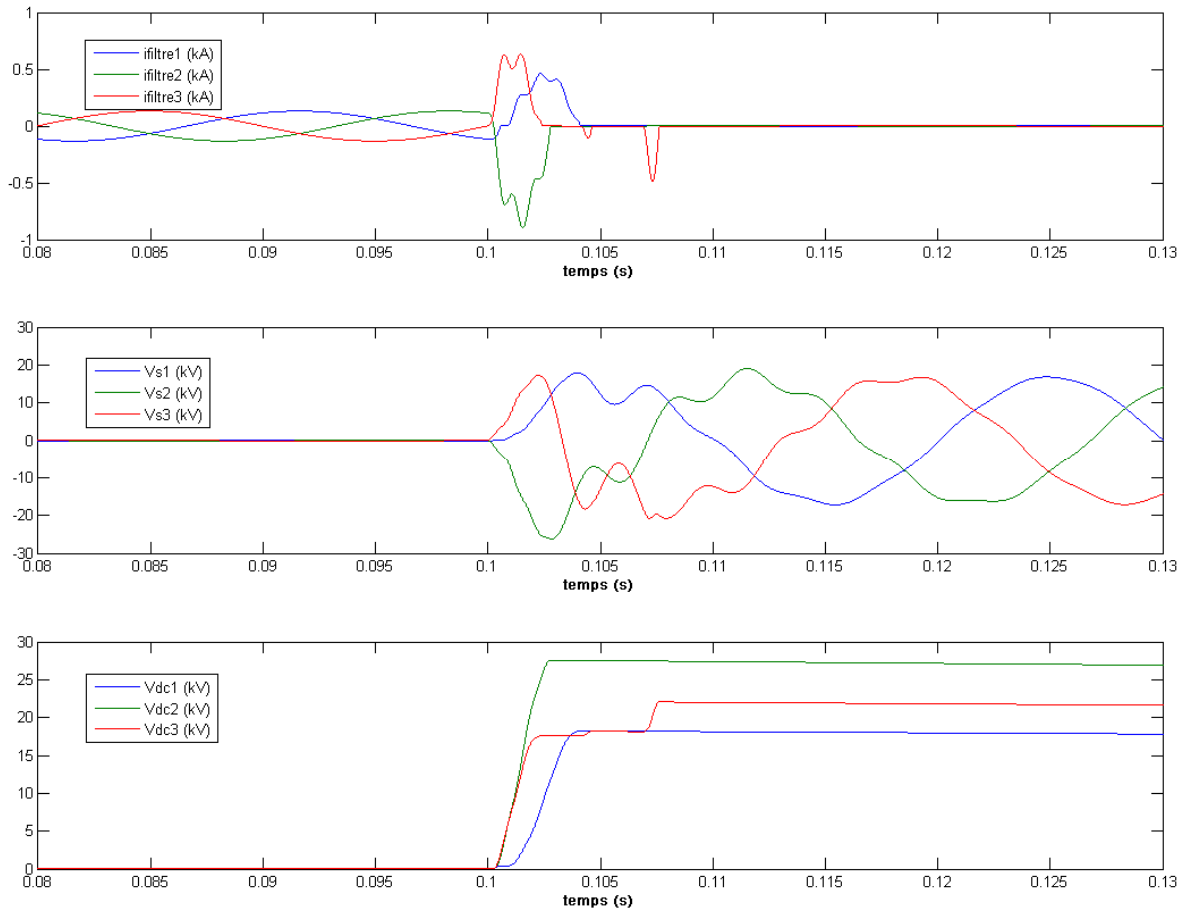


Figure 3-34 : Principe de limitation pour un fonctionnement sans commutations avec modèle complet d'onduleur pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système - Détail des courants et tensions misent en jeux

La limitation s'effectue de manière très rapide puisqu'en moins d'une demie-période réseau, le système a atteint son régime permanent. Les courants dans le filtre sont sujets à des oscillations qui ressemblent à celle d'un régime pseudo-périodique de la réponse d'un système du deuxième ordre à une excitation sinusoïdale. Le schéma de la Figure 3-35 représente le schéma simplifié du système électrique obtenu lors de la limitation. Le courant de court-circuit circule à travers l'inductance du filtre et les deux diodes pour venir alimenter le bus continu du système. Trois simplifications sont faites :

- Courant nul à travers le condensateur de filtre (C faible par rapport à la capacité du bus continu) ;
- $V_s = V_{\text{alimentation}}$;

- Paramètres des diodes (résistance et tension interne) sont négligeables dans la limitation.

Ces considérations faites, il est possible d'exprimer le courant qui traverse le système et l'évolution de la tension du bus continu.

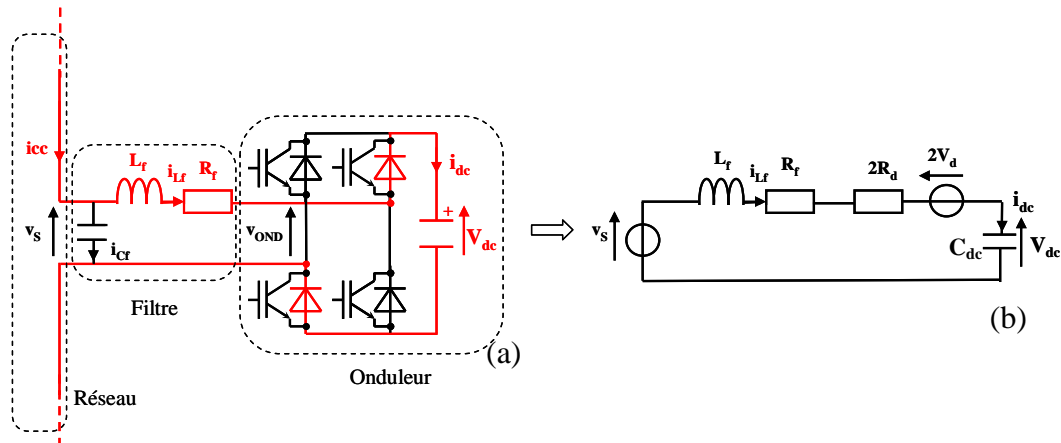


Figure 3-35 : Schéma (a) et schéma simplifié (b) du système lors de la limitation

Il faut cependant au préalable déterminer le domaine de validité des formulations qui vont être développées. En effet, il est obligatoire de faire des simplifications, ainsi l'entrée du filtre (v_s) est considérée être une sinusoïde bien qu'à l'apparition du court-circuit, ce signal subit des déformations (Figure 3-34). Cependant, il n'est pas possible de déterminer une expression exacte et générale de ce signal qui, est différent pour chaque court-circuit. De plus, les expressions seront valables durant la demie période positive de courant dans le système. En effet, le schéma simplifié sur lequel repose la mise en équation (Figure 3-35) ne fait pas apparaître le caractère unidirectionnel du courant par la présence de diodes. Compte tenu du fait que le courant et la tension du bus continu sont faibles en régime permanent, ils seront considérés nuls dans les formulations. D'une manière générale ces approximations ne pourront pas nous donner une expression parfaite, elles ne pourront pas remplacer la simulation. Cependant, notre but est d'avoir un ordre de grandeur des variables (courant et tension) pour dimensionner les éléments passifs et actifs de la structure.

Ainsi, le système obtenu est un système du second ordre RLC excité par une entrée sinusoïdale que l'on définira par $V_s = V_E = V_{max} \sin \omega t$ (Équation 3-5). Deux cas de figure pourront apparaître selon que le paramètre R_f ou C_{dc} sera faible. En effet cela conditionnera soit un régime aperiodique ou soit un régime periodique. Le signe du discriminant (Δ) du système déterminera cette propriété (Équation 3-5).

$$V_{\max} \sin \omega t = L_f C_{dc} \cdot \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + R_f C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}$$

Équation 3-5

$$\Delta = (R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc} > 0$$

En annexe (A 7.1) est développée la formulation de l'évolution de la tension du bus continu en fonction des différents paramètres. Celle-ci a permis d'obtenir la formulation de l'Équation 3-6.

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{V_{\max} \sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} (r_1^2 e^{r_2 t} - r_2^2 e^{r_1 t})$$

avec

$$\varphi = \arctan\left(\frac{R C_{dc} \omega}{1 - L_f C_{dc} \omega^2}\right)$$

Équation 3-6

$$r_1 = \frac{-R_f C_{dc} - \sqrt{(R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc}}}{2L_f C_{dc}}$$

$$r_2 = \frac{-R_f C_{dc} + \sqrt{(R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc}}}{2L_f C_{dc}}$$

A partir de l'expression de V_{dc} , l'expression du courant peut être obtenue. Son développement fait l'objet de la deuxième partie de la même annexe (A 7.2). Elle a permis d'obtenir l'Équation 3-7.

$$i = V_{\max} \left[\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \left(\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2\right) - \cos\left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2\right) e^{\frac{-R_f t}{L_f}} \right) + \frac{\sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} \cdot \left(\frac{r_1^2}{L_f r_2 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f t}{L_f}} - e^{r_2 t} \right) - \frac{r_2^2}{L_f r_1 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f t}{L_f}} - e^{r_1 t} \right) \right) \right]$$

avec

$$\varphi_2 = \arctan\left(\frac{L_f \omega}{R_f}\right)$$

Équation 3-7

Cette expression est complexe, cependant outre la forme de l'onde c'est l'amplitude de cette grandeur qui est intéressante pour le dimensionnement. L'Équation 3-8 en donne une approximation.

$$I_{\max} = V_{\max} \left[\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2 \right) \right] \quad \text{Équation 3-8}$$

Le même travail a été effectué pour un régime pseudo-périodique, là où $\Delta < 0$. C'est le cas qui sera retenu car c'est le plus fréquent (la résistance parallèle du bus continu est élevée et la capacité du bus continu est faible) les détails du calcul apparaissent en annexe (A 8.1). L'expression de la tension du bus continu est la suivante Équation 3-9.

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + \left(V_{\max} \sin \varphi \cdot \cos \beta t + \frac{-V_{\max} (\omega \cdot \cos \varphi + \alpha \cdot \sin \varphi)}{\beta} \sin \beta t \right) e^{\alpha t}$$

avec

$$\varphi = \arctan \left(\frac{R_f C_{dc} \omega}{1 - L_f C_{dc} \omega^2} \right) \quad \text{Équation 3-9}$$

$$\alpha = -\frac{R_f}{2L_f}$$

$$\beta = \frac{\sqrt{4L_f C_{dc} - R_f^2 C_{dc}^2}}{2L_f C_{dc}}$$

L'expression du courant donne l'Équation 3-10.

$$i = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2 \right) + (C - D) e^{\frac{-R_f}{L_f} t} - (E \cos \beta t + F \sin \beta t) e^{\alpha t}$$

avec

$$\varphi_2 = \arctan \left(\frac{L_f \omega}{R_f} \right) \quad \text{Équation 3-10}$$

$$A = V_{\max} \sin \varphi$$

$$B = \frac{-V_{\max} (\omega \cos \varphi + \alpha \sin \varphi)}{\beta}$$

$$C = -\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2 \right)$$

$$D = -E$$

$$E = \frac{A - L_f \beta F}{L_f \alpha + R_f}$$

$$F = \frac{BL_f \alpha + R_f B + AL_f \beta}{L_f^2 \alpha^2 + 2R_f L_f \alpha + R_f^2 + L_f^2 \beta^2}$$

L'approximation de son amplitude donne l'Équation 3-11.

$$I_{\max} = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} + C - D + \sqrt{E^2 + F^2} \quad \text{Équation 3-11}$$

L'application numérique de cette équation a été appliquée aux paramètres utilisés pour la simulation (Figure 3-34) :

$$V_{\max} = 20000 \sqrt{\frac{2}{3}} \text{Volts}$$

$$R_f = 0,5 \Omega$$

$$L_f = 1 \text{mH}$$

$$C_{dc} = 50 \mu\text{F}$$

Le résultat obtenu est de 750A. Cette valeur n'est toutefois pas une valeur exacte, c'est une valeur qui donne un ordre de grandeur pour le dimensionnement. En simulation, les relevés ont permis d'avoir une valeur de courant de l'ordre de 800A. L'écart entre les deux grandeurs n'est cependant pas grand (6%).

Ainsi, l'Équation 3-11 donne une valeur proche et exploitable du courant dans la structure. Bien que cette expression soit complexe, elle peut être reprise à l'aide d'un calculateur. De cette façon, l'influence de chaque composant sur la valeur du courant pourra être appréciée. C'est la capacité du bus continu qui joue le rôle le plus important. Plus sa valeur sera faible, plus le déphasage entre la tension d'entrée et celle de la sortie (φ) sera faible et plus le courant sera faible. Pour les applications numériques du chapitre suivant, la valeur de bus continu retenue sera de 50 μ F. Elle permet d'avoir un courant maximal à travers le filtre d'environ 800A. Cette valeur de courant est en accord avec les valeurs des calibres en courant des IGBTs rencontrés dans le commerce.

Sur la Figure 3-34, il peut être observé que les tensions des trois bus continus vont au-delà de la tension maximale de la tension simple du réseau. Deux solutions peuvent être apportées. La première consiste à réutiliser la méthode proposée jusqu'à maintenant qui consiste à utiliser

un élément de dissipation thermique de l'excédent d'énergie aussi appelé crowbar (résistance en série avec un interrupteur commandé par hystérésis mis en parallèle avec le bus continu). La seconde consiste à utiliser un hacheur associé à un élément de stockage ou à un autre onduleur reconnecté en parallèle soit sur la même ligne de distribution, soit à une autre ligne. Cela permettrait alors de réinjecter sur le réseau cet excédent d'énergie. Cependant un court-circuit apparaît trop peu fréquemment pour qu'un tel dispositif complexe et coûteux soit rentable.

La capacité du condensateur de filtrage joue également un rôle important dans la limitation, il faut à présent le déterminer.

3.3.2.3 Influence et dimensionnement du filtre

A la fin du régime transitoire de la limitation, le courant qui circule dans le redresseur pour venir compenser les pertes induites par la décharge du bus continu est suffisamment faible pour le considérer négligeable. L'onduleur est alors considéré comme un circuit ouvert. En conséquence, pour le schéma équivalent, du point de vue du réseau, seul le condensateur du filtre intervient. C'est cet élément qui va fixer la valeur du courant limite. Cela ajoute un intérêt supplémentaire à la méthode car la valeur du courant limité est alors prévisible contrairement à la méthode par commutation dure. En effet, les différentes boucles de commande comprennent beaucoup de paramètres qui ont tous une influence sur la limitation.

Pour mettre ce phénomène en évidence, trois jeux de paramètres de filtre sont utilisés pour une même fréquence de coupure (Tableau 3-1).

1 ^{er} jeu	2 ^{ème} jeu	3 ^{ème} jeu
$L_f = 0,36 \text{ mH}$	$L_f = 0,72 \text{ mH}$	$L_f = 1,08 \text{ mH}$
$C_f = 100 \text{ } \mu\text{F}$	$C_f = 50 \text{ } \mu\text{F}$	$C_f = 33 \mu\text{F}$

Tableau 3-1 : Jeux de paramètre du filtre pour la mise en évidence de l'influence de la capacité du filtre sur la valeur du courant de court-circuit limité

La Figure 3-36 présente le courant de court-circuit sur la phase 1 pour un court-circuit de type triphasé sans limitation et pour différentes valeurs de capacité pour le condensateur de filtrage.

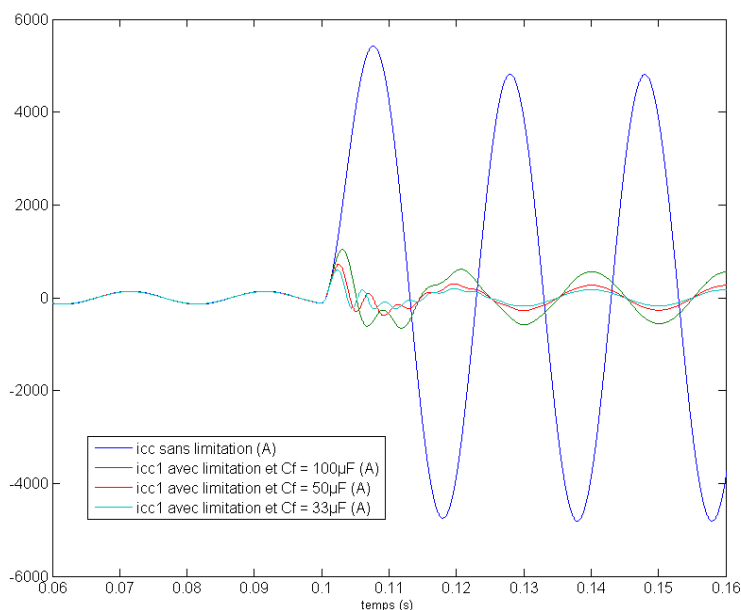


Figure 3-36 : Relevés de simulation - Courant de court-circuit pour la phase 1 pour un court-circuit de type triphasé sans limitation, avec $C_f = 100\mu\text{F}$, $C_f = 50\mu\text{F}$ et $C_f = 33\mu\text{F}$

Le rapport entre le courant pour une capacité de $100\mu\text{F}$ et de $50\mu\text{F}$ est proche de 2 et celui pour une capacité de $100\mu\text{F}$ et $33\mu\text{F}$ est de 3. Cela s'explique du fait que les impédances de ligne sont négligeables par rapport à la capacité de filtre. L'expression de i_{cc} avec impédance de filtre est donnée par l'Équation 3-12.

$$i_{cc} = \frac{v_{reseau}}{\sum R_l + j\sum L_l\omega - \frac{1}{jC_f\omega}} \tag{Équation 3-12}$$

Après simplification, l'Équation 3-13 fait apparaître une relation de proportionnalité entre le courant de court-circuit et le condensateur de filtrage.

$$i_{cc} = -j \cdot v_{reseau} \cdot C_f \omega \tag{Équation 3-13}$$

Le court-circuit est donc limité en régime permanent par la capacité du filtre de sortie de l'onduleur (Figure 3-37). Cela signifie que pour les courts-circuits à la terre, il sera préférable d'employer des impédances entre neutre et terre au niveau des postes de distribution de nature résistive. Autrement, pour les autres cas où cette impédance est de nature inductive, les effets seront antagonistes et la limitation de courant sera moins bonne. Concernant, les inductances de ligne du réseau, leur valeur seront alors compensées. Cependant, les résistances de ligne garderont leur propriété de limitation.

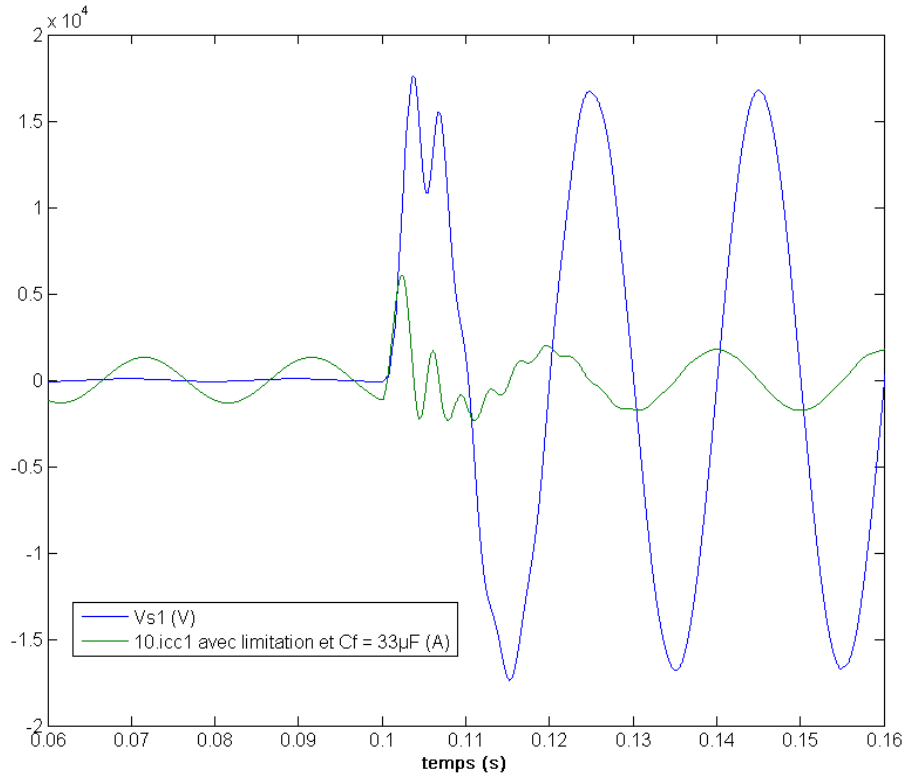


Figure 3-37 : Tension aux bornes du système (V) et courant de ligne dans la phase 1 (A) – Mise en évidence du court-circuit capacitif

Le principe doit être validé expérimentalement à travers les différents cas de court-circuit selon la même méthode que pour la commutation dure. Les mêmes conditions de court-circuit seront réemployées.

3.3.3 Validation du principe pour tous les cas de court-circuit

3.3.3.1 Courts-circuits triphasés

Les scénarii de courts-circuits sont identiques à ceux utilisés pour valider la stratégie de limitation par commutation dure. Ainsi, le premier cas de court-circuit traité est le court-circuit de type triphasé. Les relevés de ce cas d'étude apparaissent Figure 3-38. A $t=1,5s$ le défaut apparaît. Les interrupteurs sont bloqués, le courant s'écoule à travers les diodes et le bus continu. La tension du bus continu s'élève et se charge à la manière d'un système du premier ordre en réponse à un échelon. Le courant de limitation reste élevé, sa valeur est fixée par la valeur de la capacité du filtre de sortie qui n'est pas dimensionné de façon optimale pour la fonction de limitation. On constate que le temps de réponse est de l'ordre de 80 ms environ. Le principe est validé pour ce type de court-circuit.

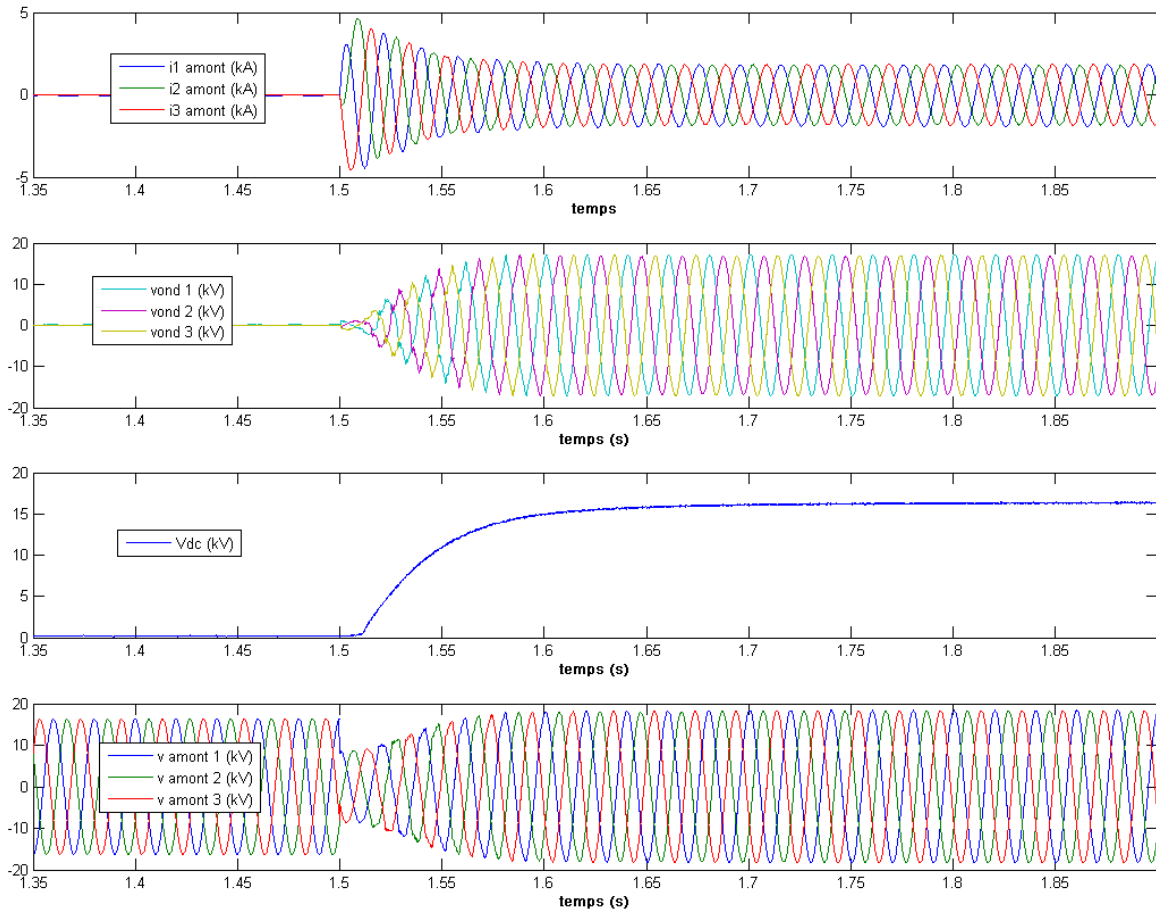


Figure 3-38 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit triphasé en aval du système avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en amont du système

Un court-circuit triphasé est réalisé en amont sur le même réseau, les résultats et conclusion sont identiques. Ils figurent en annexe (A 6.1).

3.3.3.2 Courts-circuits biphasés

Les résultats pour le cas du court-circuit biphasé sont donnés à la Figure 3-39. A l'image de la limitation précédente, les courants des phases en défauts atteignent la même valeur fixée par la capacité du filtre de sortie. Le fonctionnement en redresseur ne vient pas perturber la phase sur laquelle il n'y a pas de défaut.

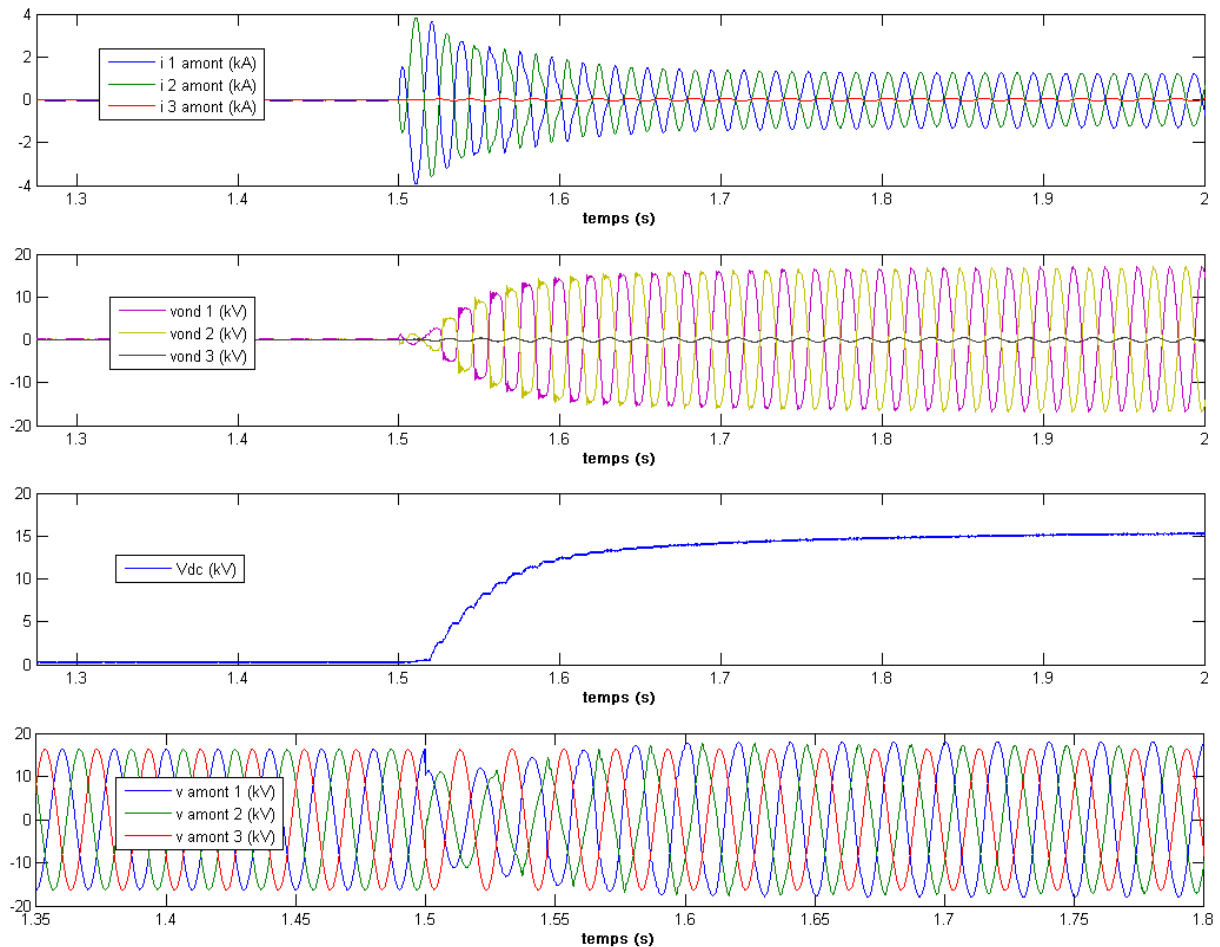


Figure 3-39 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit biphasé entre la phase 1 et 2 en aval du système avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en amont du système

Les bons fonctionnements observés pour la limitation des courants de courts-circuits triphasés et biphasés valide le principe de limitation sans commutations. Regardons à présent ce qu'il en est pour les deux autres types de court-circuit.

3.3.3.3 Courts-circuits biphasés à la terre

Un court-circuit entre les phases 1 et 2 en aval du système a été réalisé. Les relevés d'essai pour ce type de court-circuit avec un onduleur sans neutre connecté apparaissent à la Figure 3-40. Ceux obtenues pour un onduleur avec neutre connecté ont donné exactement les mêmes résultats sauf pour la tension du bus continu qui a atteint une valeur plus élevée. Comme pour la limitation sur le principe de la commutation dure, le fait d'utiliser une structure de type triphasée implique une impossibilité de limitation de la composante homopolaire.

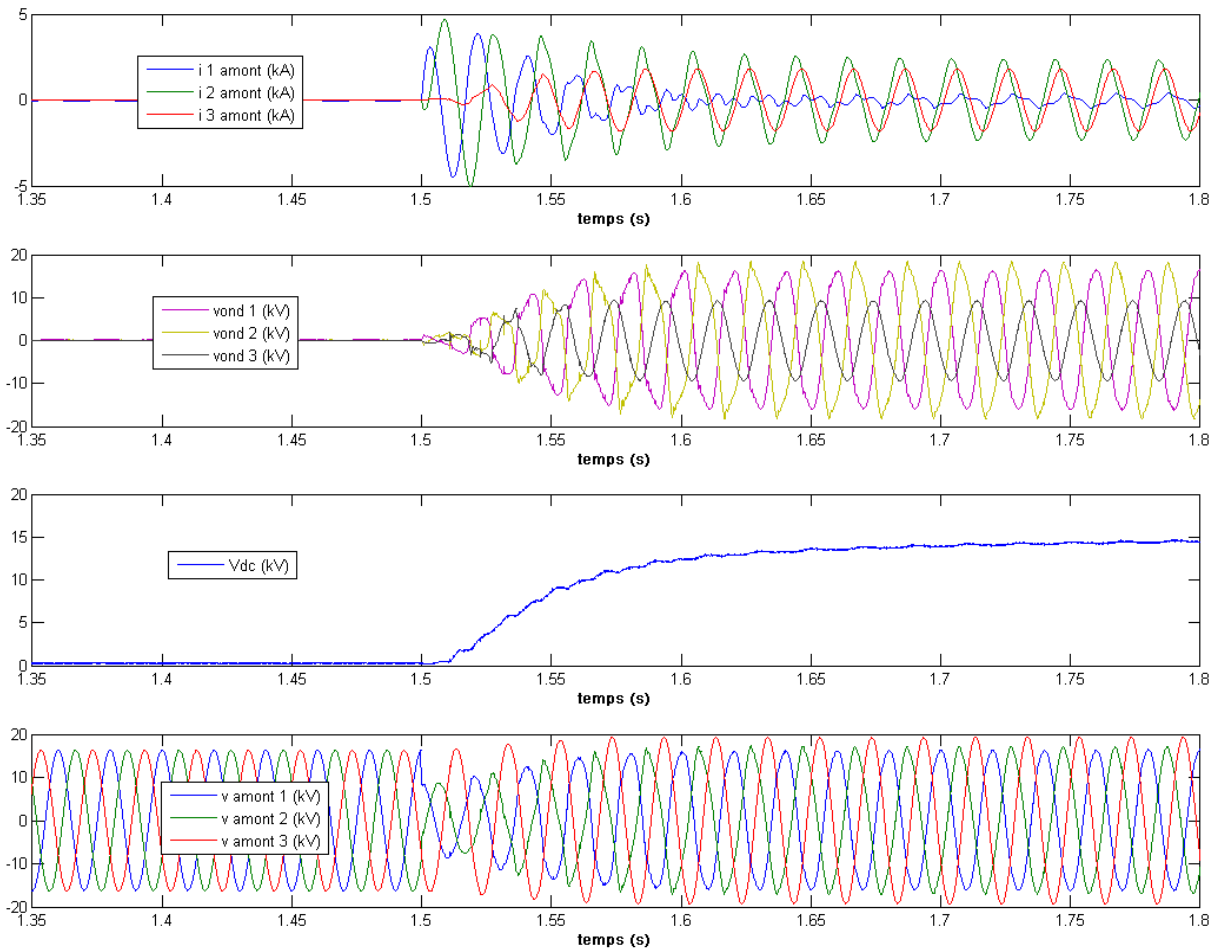


Figure 3-40 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit biphasé à la terre entre la phase 1 et 2 en aval du système avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions de réseau en amont du système

La diminution du courant est nettement observée sur la phase 1 mais une augmentation se produit sur la phase 3, tandis que sur la phase 2 la diminution du courant n'est que partielle. Le problème est similaire à celui rencontré dans le cas du principe de limitation par commutation dure. L'absence de possibilité de générer une composante homopolaire vient échouer la limitation. L'utilisation de trois structures monophasées permettrait de retrouver les mêmes résultats qu'en simulation.

3.3.3.4 Courts-circuits monophasés

Le dernier essai concerne la limitation dans le cas d'un court-circuit de type monophasé sur la phase 1. Les relevés obtenus dans le cas d'une limitation avec onduleur triphasé et neutre non connecté apparaissent à la Figure 3-41. La limitation s'opère sur la phase en défaut à une

valeur correspondant à la valeur fixée par la capacité du filtre de sortie tandis que sur les phases qui ne sont pas en défaut il s'opère une augmentation des courants.

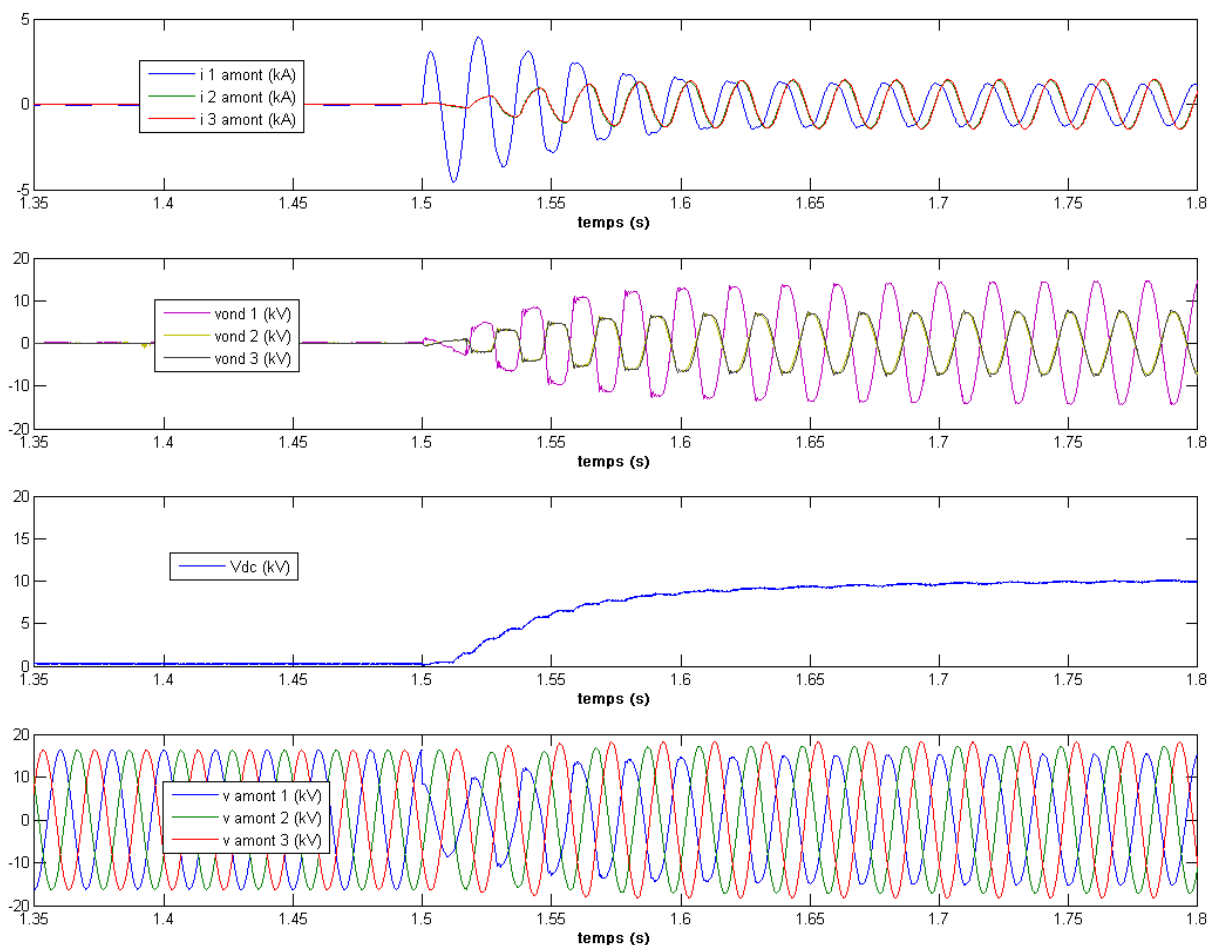


Figure 3-41 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit monophasé sur la phase 1 en aval du système avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en amont du système

La même limitation a été réalisée avec un onduleur à neutre connecté et a donné les mêmes résultats sauf pour la tension de bus continu qui a atteint une valeur plus élevée. Les relevés du cas d'un court-circuit monophasé sur la phase 1 mais situé en amont du système sont présentés en A 6. De nouveau, les mêmes conclusions s'opèrent, l'impossibilité de générer de composante homopolaire avec le système rend non intéressante l'utilisation des onduleurs triphasés.

3.3.4 Conclusion

Un second principe de limitation des courants de courts-circuits a été proposé et testé. Il est sans commutations avec un fonctionnement du système en redresseur à l'apparition du court-

circuit. Il s'est montré fiable et performant. Là où l'autre principe impliquait beaucoup de paramètres dans la limitation, celui-ci les minimise de telle manière à connaître simplement la valeur du courant de court-circuit limité. Une fois le régime transitoire passé, les pertes dans le système lors de la limitation sont quasiment nulles ce qui réduit les contraintes sur le système. Cependant, cette méthode détermine le choix de la nature de l'impédance neutre-terre des postes de distributions qui doivent être uniquement de type résistifs afin d'avoir un courant limité le plus faible possible. Cela peut être contraignant dans la mesure où il faut modifier des équipements déjà en place.

Comme pour la commutation dure, le système qui repose sur le principe sans commutations doit voir sa conception reposer sur trois onduleurs monophasés.

Une fois limité, le court-circuit peut soit persister ou être éliminé. Dans le cas d'un court-circuit qui va persister, bien que le système aura limité le courant de court-circuit, il faudra isoler le tronçon de ligne en défaut à l'aide d'interrupteurs. Ainsi, un remaniement du plan de protection ainsi qu'une étude de l'automatisme de reprise devra être prévu dans l'insertion de ce dispositif pour coordonner sa limitation avec les interrupteurs du réseau.

Bien que cette méthode soit préférée à la précédente, du point de vue dimensionnement en tension elle n'est pas plus avantageuse puisque le bus continu du système doit se charger à une tension qui permette au système de supporter sur ses trois phases une tension égale à la tension simple du réseau. D'autre part, le dimensionnement du filtre se fera à partir des mêmes contraintes en tension pour le condensateur C_f et pour le courant maximal dans la structure pour l'inductance L_f . Notons que le fonctionnement de type redresseur en courant nécessite l'emploi d'une inductance L_f élevée et que la valeur du courant en limitation nécessite elle l'emploi d'une capacité C_f de valeur faible.

3.4 Conclusion au chapitre 3

Deux solutions de limitation des courants de court-circuit ont été proposées dans ce chapitre. La première basée sur le principe de commutation dure et la seconde sans commutation. Bien que les deux aient montré des résultats satisfaisants, la seconde s'est montrée plus intéressante du point de vue fiabilité et rapidité car elle ne nécessite pas de système d'asservissement et limite les contraintes sur les semi-conducteurs.

Les solutions de limitation montrent tout l'intérêt de la structure série qui devient un système capable d'apporter de la flexibilité tout en maintenant un niveau de sécurité sur les réseaux. Il faut rappeler que le système homologue basé sur l'onduleur mais connecté en parallèle, le STATCOM ne peut limiter les courants de court-circuit, il peut même les aggraver. En effet, à l'apparition d'un court-circuit, ils ne peuvent que maintenir la tension du réseau en alimentant le défaut [GAZ-06].

Il a également été vu que cette fonction impacte directement le dimensionnement et donc le coût de la structure. Cela représente le point faible du système.

Concernant la réalisation à l'échelle 1 d'un tel système, c'est-à-dire un système d'onduleur monophasé à connexion directe, un seul onduleur sans mise en série d'IGBTs ne peut pas être utilisé. En effet, l'onduleur doit pouvoir générer une tension égale à la tension simple du réseau. De plus, la tension de blocage maximale des IGBTs commercialisés est de 6,5kV [SCH-05]. Ainsi, une réflexion sur l'architecture employée pour réaliser des dispositifs haute tension ainsi qu'une estimation des pertes produites lors du contrôle des flux de puissances afin de déterminer les contraintes sur les composants et le rendement doit être effectuée.

Aspects de réalisation

Chapitre 4 : Aspects de réalisation

4.1 Introduction au chapitre 4

Jusqu'à présent, nous nous sommes intéressés au principe de contrôle d'un onduleur de tension connecté en série sur une ligne électrique. Le caractère générique de l'onduleur a largement été exploité et peu de considérations matérielles ont été faites. Il a été considéré l'onduleur le plus simple qui soit, l'onduleur en pont (ou en H). Lors de la limitation des courants de courts-circuits avec la méthode sans commutation, il a été considéré que la structure interne de l'onduleur était transparente.

Ces deux fonctions ont permis de définir un cahier des charges dimensionnant.

La fonctionnalité court-circuit va permettre de dimensionner la structure à la fois en tension ($20\sqrt{\frac{2}{3}}$ kV) pour pouvoir générer une tension suffisante pour assurer le blocage et en courant (800A) qui va transiter à travers la structure (amplitude maximale du courant dans les diodes et bus continu pour les paramètres choisis). En effet, ce seront les valeurs maximales qui pourront être supportées par le système. Toutefois, ces contraintes ne seront appliquées que pendant un temps très court. La fonction définit également la capacité apparente maximale du bus continu (50 μ F).

La recherche de la structure optimale en terme de pertes et du choix du modèle d'IGBT est définie pour la fonction qui intervient le plus dans le temps, c'est-à-dire la fonction contrôle de flux de puissances. Les réseaux types utilisés comme cas d'études et le principe de contrôle-commande ont permis d'estimer la puissance à installer pour assurer une telle fonction (300kVA en tout soit 100kVA par DSSSC monophasé).

4.2 Convertisseurs pour la mise en œuvre de tensions élevées

4.2.1 Introduction

Le choix d'avoir une structure sans transformateur et d'ajouter au contrôle des flux de puissance une fonction de limitation des courants de court-circuit implique l'utilisation d'un onduleur dont la structure est différente de la structure classique en pont. En effet, les IGBTs commercialisés possèdent des tensions de blocage qui n'excèdent pas 6,5kV [SCH-05]. La montée en tension des interrupteurs est une problématique complexe [RAH-02]. Elle est confrontée non seulement à des problèmes technologiques de réalisation de composants haute tension sans sacrifier l'état passant, mais aussi aux problèmes d'isolation des boîtiers et la recherche de matériaux aux propriétés diélectriques satisfaisantes. Par rapport au courant, les limites des interrupteurs sont des limites principalement thermiques qui sont résolues soit par l'emploi de puces en parallèle au sein d'un même boîtier ou soit par la mise en parallèle de plusieurs composants (plusieurs boîtiers).

Il existe plusieurs solutions du point de vue structurel qui peuvent être employées afin de mettre en œuvre des tensions supérieures à 6,5kV. La première consiste à faire une mise en série d'IGBT de manière à avoir un switch dont la tension de blocage est égale à la somme des tensions de blocage de chaque IGBT, la seconde consiste à utiliser des structures de type multiniveaux. Les structures de type multiniveaux possèdent des propriétés intéressantes qui apparaissent avec l'augmentation du nombre de niveaux. Les contraintes en tension sur les IGBTs diminuent et la composition harmonique s'améliore.

Dans cette thèse, pour réaliser notre onduleur les deux techniques sont associées pour donner plus de degrés de liberté. L'état de l'art va permettre de choisir quelle structure multiniveaux sera la plus adaptée en considération des aspects de coût.

4.2.2 Onduleurs multiniveaux

4.2.2.1 Mise en série d'onduleurs en pont

Cette structure d'onduleur multiniveaux est la plus simple qui soit tant au niveau de sa conception que de son principe de commande. Elle consiste en la mise en série d'onduleurs en pont ou en H (Figure 4-1). Des principes de commandes ont été établis avec des tensions de bus continus différentes. Bien que le principe soit ingénieux, cela n'apparaît pas comme intéressant. En effet, le fait d'avoir des onduleurs différents implique des pertes inégalement

réparties sur chaque composant. Cela va à l'encontre d'un aspect modulaire et de coût. Pour ces raisons, dans notre étude seul le cas où les tensions de bus continu sont considérées égales sera retenu.

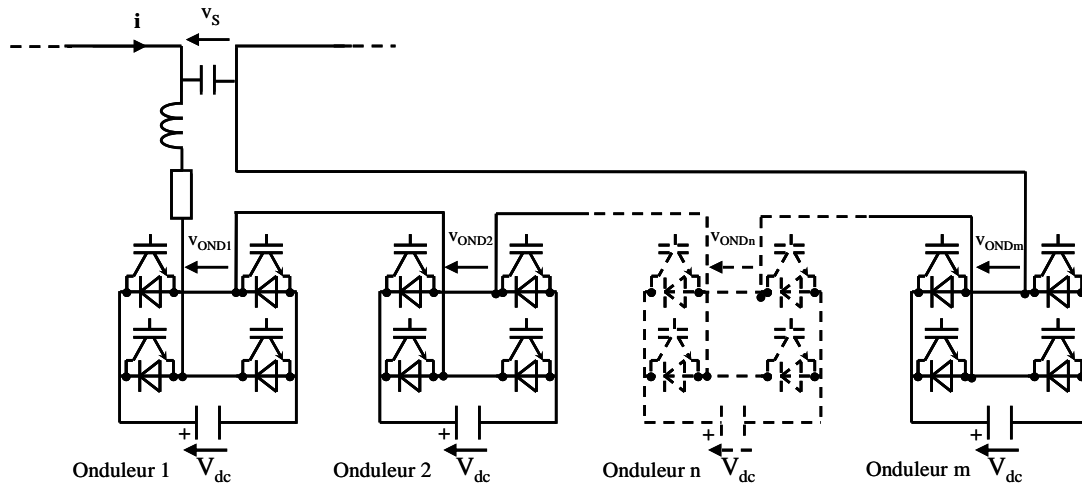


Figure 4-1: Structure d'onduleur multiniveaux dite mise en série d'onduleurs en pont

Cette structure est apparue en 1975 et a été l'objet d'un brevet déposé par le Massachusetts Institute of Technology.

La forme de la tension dépend directement du nombre d'onduleurs connectés en série. Ainsi, le nombre de niveaux de tension en fonction du nombre d'onduleurs en pont peut être établi par l'Équation 4-1.

$$nb_{niv_de_tension} = 2 \cdot nb_{onduleur} + 1 \quad \text{Équation 4-1}$$

Le 1 correspond au 0V qui bien que nul correspond à un niveau de tension. Notre cas d'étude étant l'onduleur monophasé, il n'est pas possible d'appliquer de modulations vectorielles seules les modulation classiques peuvent être appliquées. Plusieurs solutions sont proposées dans la littérature. Deux solutions majeures ont été trouvées avec des modulations de type échelon (où pleine onde) et des modulations avec des porteuses à décalage vertical et horizontal [SCH-00]. La commande pleine onde a l'avantage de proposer moins de pertes par commutation mais génère des tensions ayant une composition spectrale non optimale avec des harmoniques de découpage élevés. La solution par décalage vertical implique des pertes non uniformément réparties entre chaque structure. La solution par décalage horizontal de porteuses associé à un entrelacement des commandes de chaque bras d'onduleur permet d'avoir une fréquence de découpage apparente du signal en sortie d'onduleur égal à (Équation 4-2) :

$$f_{dec_Vs} = 2 \cdot f_{dec_IGBT} \cdot nb_{onduleur}$$

Équation 4-2

La fréquence de découpage apparente est directement proportionnelle au nombre d'onduleurs. Le 2 correspond à une modulation entrelacée au niveau de chaque onduleur. Cela permet d'avoir un rapport 2 entre la fréquence de travail de chaque IGBT et la fréquence de découpage du signal de sortie. Ainsi, les pertes sont réduites.

La stratégie de modulation et le choix d'avoir des tensions de bus continus constantes permettent d'avoir des pertes également réparties dans chaque interrupteur d'avoir au sein d'une même structure les mêmes interrupteurs.

L'architecture est très modulaire, cela peut être un point négatif lorsqu'il n'y a qu'une seule source, dans ce cas il faudrait passer par un transformateur avec plusieurs enroulements secondaires. Dans notre cas d'étude, cela ne pose pas de problèmes puisque chaque bus continu est autonome, du point de vue de la conception et de la maintenabilité c'est un point positif. La modularité sera définie par un élément de base qui variera d'un type d'onduleur à l'autre. Dans le cas de la mise en série d'onduleurs en pont, l'onduleur en pont constituera un élément de base.

Cette structure présente les qualités requises pour la conception du DSSSC. La fonctionnalité limitation de courant de court-circuit ayant de plus été validée pour cette structure de référence.

Il peut être remarqué sur la Figure 4-1 l'emploi d'un seul filtre en sortie. D'un point de vue modularité ainsi que de tenue en tension, on peut penser que ce n'est pas intéressant et qu'il serait préférable d'en utiliser un par onduleur en pont. En effet, s'il y a un seul filtre pour l'ensemble alors sa tenue en tension devra être égale à la tension réseau (contrainte de la fonction limitation de courants). Cependant, on ne peut pas faire autrement car cela impliquerait une perte de l'intérêt de la structure qui est une augmentation de la fréquence apparente de découpage du signal de sortie.

4.2.2.2 Structures clampées NPC et MPC (Neutral Point Clamped - Multiple Point Clamped)

Les structures à neutre clampé par diode et clampé à points multiples sont des structures multiniveaux très répandues (Figure 4-2). C'est notamment celle qui est employée par ABB pour la réalisation de leur SVC light [LAR-00].

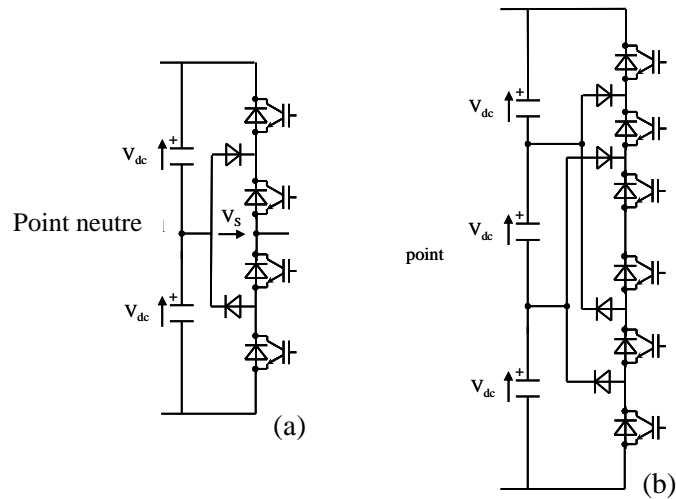


Figure 4-2 : Structures dites clampées – (a) structure à neutre clampé et (b) structure clampé à point multiples

Cette structure a été brevetée dès 1980 [BAK-80] [NAB-81] par Exxon Research & Engineering Co.

La différence entre les deux structures est que la première peut générer un nombre impair de niveaux de tension à partir d'un nombre pair de condensateurs et laisse ainsi le neutre accessible. La seconde structure (MPC) possède un total de niveaux de tension pair et se compose d'un nombre impair de bancs de condensateurs, ce qui rend le neutre inaccessible. Pour une application monophasée cette dernière n'est donc pas intéressante.

Le principal avantage de cette structure est qu'elle ne nécessite qu'une source de tension en entrée. Cependant, la difficulté d'équilibrer les bancs de condensateurs fait que l'on ne peut employer que peu de niveaux de tension.

Concernant son principe de modulation et l'équilibrage des pertes entre chaque interrupteur, le seul principe connu est le principe de modulation par décalage vertical des porteuses appliqué à la modulation de chaque interrupteur. Cela implique des contraintes non égales sur chaque interrupteur.

Une modularité non existante ainsi que des contraintes non égales sur chaque interrupteur fait que cette structure n'apparaît pas comme intéressante. Elle ne sera donc pas retenue.

4.2.2.3 Structure à capacités flottantes

La structure multiniveaux à capacités flottantes (Figure 4-3) est la plus récente de toutes. Elle est apparue en 1991, le cessionnaire du brevet déposé a été Alstom [MEY-92] [MEY-02].

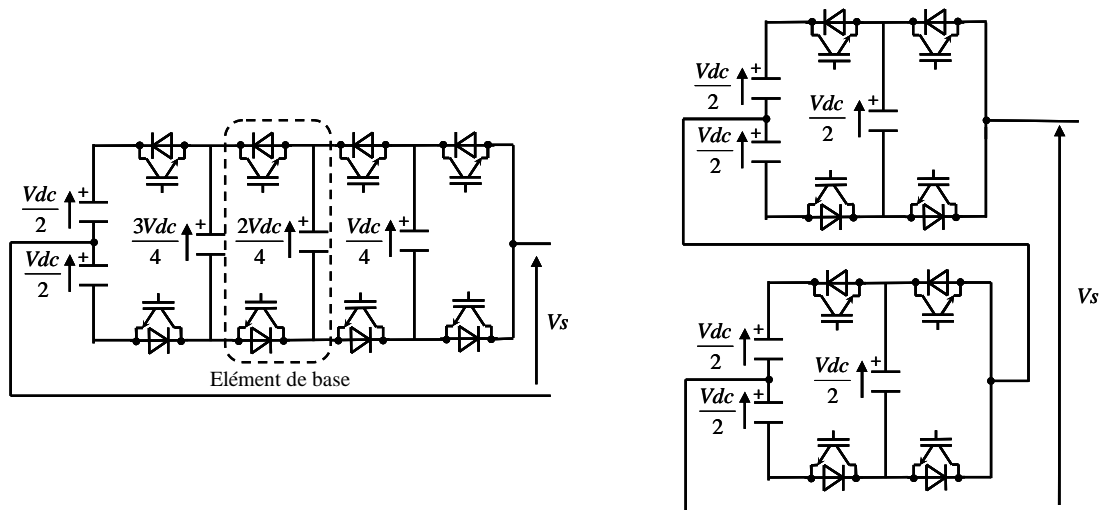


Figure 4-3 : Onduleur à capacités flottantes et sa dérivée à mise en série d'onduleurs à capacités flottantes

La particularité de cette structure repose sur un équilibrage naturel des capacités flottantes lors de la modulation. Selon la position du condensateur, sa tension se placera à $\frac{k \cdot V_{dc}}{N}$ avec k la position du condensateur et N le nombre total de cellule de commutation. La condition d'un tel équilibrage est d'avoir un courant alternatif qui circule dans la structure. L'équilibrage peut être amélioré avec l'utilisation d'une cellule RLC en sortie d'onduleur [CAR-96].

Le nombre de niveau de tension est, contrairement à la structure à mise en série d'onduleurs, toujours pair. Il est proportionnel au nombre de cellules de commutation et suit l'Équation 4-3.

$$nb_{niv_de_tension} = 2 \cdot N \quad \text{Équation 4-3}$$

Le principe de modulation est similaire au principe de modulation par décalage horizontal de la structure à mise en série d'onduleurs en pont. La variante est que la modulante subit également un déphasage qui dépend du nombre de capacités flottantes. La modulation permet d'avoir des pertes équivalentes sur chaque interrupteur et également des tensions égales sur chaque interrupteur $\left(\frac{k_{max} \cdot V_{dc}}{N} \right)$.

En observant la structure à mise en série d'onduleurs, une structure hybride peut être obtenue, il s'agit de la structure à mise en série d'onduleurs à capacités flottantes. Cette structure a l'avantage de présenter une modularité plus importante que la structure de base. En effet, la structure de base présente une modularité faible, d'autant plus que pour sa conception il

faudra avoir des bus continus de tensions différentes. Cependant, en supposant que des améliorations techniques peuvent être apportées, avec un découpage en élément de base (Figure 4-3), la structure pourrait le devenir.

Comme pour la structure à mise en série d'onduleurs, plus le nombre d'éléments de base augmente et plus la fréquence de travail des IGBTs diminue pour une fréquence de découpage apparente en signal de sortie donnée (Équation 4-4).

$$f_{dec_vs} = f_{dec_IGBT} \cdot N \quad \text{Équation 4-4}$$

Outre la fonctionnalité de limitation de courants de courts-circuits qui n'a pas été investiguée avec cette structure, elle semble présenter les qualités requises pour la conception du DSSSC.

Ainsi, il faut étudier les capacités de limitation pour le principe de commutation dure et celui sans commutation.

Dans le cas du principe par commutation dure, il est évident que la structure remplit les conditions de limitation puisque l'architecture interne est transparente. En effet, la commande de l'onduleur est de type MLI. Cependant, l'ensemble des capacités flottantes doit être dimensionné pour que la structure puisse générer une tension sur chaque phase égale à la tension simple du réseau ce qui est très contraignant.

Concernant la méthode de limitation sans commutation, la Figure 4-4 présente le comportement du système sur l'alternance positive de courant en (a) et sur l'alternance négative en (b) lorsque l'arrêt des commutations des IGBTs est appliqué. La conclusion est que cette structure est également capable de limiter les courants de court-circuit dans le cas de ce principe de limitation.

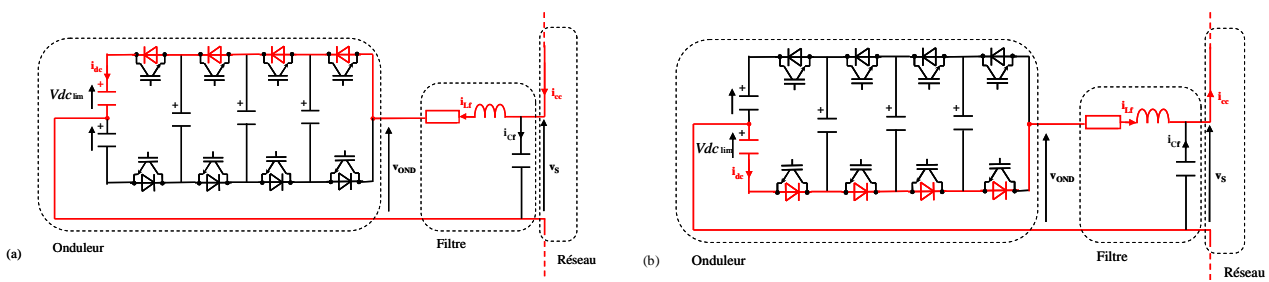


Figure 4-4 : Limitation de courants de court-circuit avec la méthode sans commutations – (a) pour une alternance positive de courant et en (b) pour une alternance négative

Cependant, entre la phase (a) et la phase (b), il apparaît que la limitation s'effectue en deux temps. Le bus continu en bout de structure étant divisé en deux pour laisser apparaître un

point neutre, il se produira d'abord la charge d'un bus puis de l'autre pour chaque signe de courant. Il apparaîtra donc au minimum deux pics de courant.

Concernant les capacités flottantes, elles n'ont pas besoin d'être dimensionnées par rapport à la fonction limitation. Elles seront dimensionnées par rapport à la fonction contrôle de flux de puissance. Cependant, l'ensemble des interrupteurs devra être dimensionné de manière à bloquer deux fois la tension $V_{dc_{lim}}$ soit $2 \cdot 16330V$.

Cette structure semble du point de vue modularité et du point de vue dimensionnement moins intéressante que la structure à mise en série de ponts en H. Concernant le deuxième aspect, il est cependant difficile de répondre sans avoir effectué un dimensionnement plus approfondi.

4.2.3 Critères de choix et de dimensionnement

L'objectif est d'avoir une structure qui soit la moins cher possible, que ce soit à l'achat ou en fonctionnement.

Le coût à l'achat est défini par la somme du prix de l'appareillage en lui-même, des coûts d'études et d'installation. Le coût en exploitation est quant à lui défini par les pertes du système, le coût de la maintenance et la durée de vie de chaque composant.

Les propriétés de la structure optimale seront les suivantes :

- Une structure modulaire pour faciliter le remplacement des pièces défectueuses ;
- Des contraintes égales sur chaque élément pour avoir un vieillissement uniforme dans chaque module ;
- Le plus petit nombre de pièces différentes pour avoir une conception simplifiée et un coût de réalisation bas ;
- Des pertes minimales en exploitation ;
- Une puissance installée la plus petite possible.

Les trois premières propriétés ont permis de retenir deux structures pour la réalisation du dispositif. La première est la structure à mise en série d'onduleurs et la seconde est la structure à capacités flottantes. Cependant, les deux dernières propriétés ne peuvent pas être obtenues avec seulement une analyse de la structure et du principe de modulation. Seule une analyse poussée de la structure avec le calcul de ces grandeurs à partir d'un cahier des charges peut permettre un choix et une configuration.

Deux objectifs principaux doivent être atteints :

- le choix entre les deux structures d'onduleur ;
- le choix de la configuration optimale (nombre d'éléments de base, nombre d'IGBTs mis en série au sein d'un switch, calibre d'IGBT et puissance du système).

Pour remplir ces objectifs, un outil de calcul doit être mis en place, cet outil de calcul doit permettre, à partir d'un cahier des charges précis, de proposer les combinaisons de la structure (nombre d'éléments de base, type d'IGBT et capacité de bus continu) et d'en estimer les pertes et l'énergie réactive installée (dans le cas où le cahier des charges ne le fixe pas).

4.2.4 Conclusion

Il existe plusieurs structures multiniveaux dont certaines peuvent mettre en œuvre différents types de modulation. Cependant, toutes ne sont pas adaptées à notre problématique. Deux remplissent les conditions : la structure à mise en série d'onduleurs en pont et la structure à capacités flottantes. Pour départager ces structures et définir la configuration qui permettra de tendre vers un coût faible, un outil doit être réalisé. Cet outil doit permettre d'estimer les pertes et calculer l'énergie réactive installée à partir d'un cahier des charges défini.

4.3 Recherche de la structure optimale

4.3.1 Introduction

La partie 4.2 a permis de définir deux critères de choix. L'estimation des pertes dans le système et le calcul de l'énergie réactive installée. Le calcul de ces grandeurs se limitera à l'exploitation des données mises à disposition par les fabricants de semi-conducteurs. En effet, les pertes dans les éléments passifs ne sont pas prises en compte car nous ne disposons pas assez d'informations les concernant. Cependant, l'outil mis en place est assez générique pour être enrichi par la suite.

A présent un outil de calcul doit être conçu. Dans un premier temps l'ensemble des formulations seront définies, ensuite des algorithmes seront mis en place selon le cahier des charges et enfin une exploitation des résultats sera réalisée de manière à définir et chiffrer le système.

4.3.2 Estimation des pertes, calcul de l'énergie réactive installée et grandeurs associées

4.3.2.1 Pertes dans les semi-conducteurs

Il existe deux types de pertes dans les semi-conducteurs. On trouve les pertes par commutation et les pertes par conduction. Les pertes par commutation sont le résultat d'un changement d'état de l'interrupteur, lorsque celui-ci commute, le courant ne s'annule pas instantanément, il existe une durée faible durant laquelle de l'énergie sera dissipée. Ces pertes seront d'autant plus grandes que la fréquence de commutation sera élevée d'où l'intérêt des structures multiniveaux retenues. Les pertes par conduction sont par contre permanentes et dues à l'échauffement des éléments au passage du courant. Si le nombre d'éléments augmente, ces pertes augmenteront. Selon la fréquence de fonctionnement, les pertes par commutations peuvent devenir prépondérantes par rapport aux pertes par conduction. Avec un convertisseur multiniveaux plus le nombre d'éléments de base sera augmenté et plus les pertes par commutations diminueront. Ainsi, la première étape de notre algorithme sera de définir les instants de commutation et de conduction.

Les énergies dissipées dans les modules d'IGBT durant les commutations (à l'amorçage et à l'extinction) sont définies dans les documents constructeur par des courbes issues d'essais sous conditions données pour chaque IGBT. La Figure 4-5 présente un exemple de relevé

d'énergies dissipées lors des commutations pour l'IGBT de calibre 3,3kV – 800A de chez DYNEX en fonction du courant commuté. Les conditions d'essais y sont également mentionnées en haut à gauche. Selon que ces paramètres évoluent, les pertes varieront. Dans ce cas bien que la tension de calibre de l'IGBT soit de 3,3kV les essais ont été effectués sous une tension de 1,8kV.

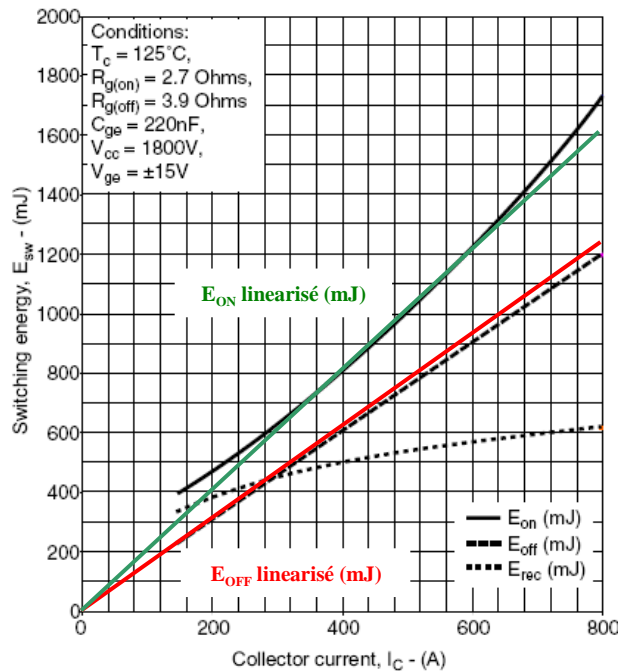


Figure 4-5 : Energies dissipées à l'ouverture, la fermeture et dans la diode pour fonction du courant de collecteur pour l'IGBT DYNEX de calibre 3,3kV – 800A

Les modèles en commutation des IGBTs ne sont pas simples à obtenir. Il dépendent de beaucoup de paramètres et notamment du courant de queue caractéristique de ce composant qui apparaît durant les phases d'extinction. Des modèles simplifiés ont été définis à partir des courbes d'énergies dissipées en fonction du courant de collecteur [MEI-03]. Ils définissent les pertes I_c (Équation 4-5) comme une fonction linéaire de la tension V_{CE} et du courant.

$$E_{on} = \frac{E_{on_{ref}}}{E_{ref} \cdot I_{ref}} \cdot E \cdot I \quad \text{Équation 4-5}$$

$$E_{off} = \frac{E_{off_{ref}}}{E_{ref} \cdot I_{ref}} \cdot E \cdot I$$

Avec :

- E, la tension appliquée entre le collecteur et l'émetteur à l'IGBT lors de la commutation ;

- I, le courant de collecteur lors de la commutation ;
- E_{ref} et I_{ref} , condition d'essais retenue pour fixer E_{onref} et E_{offref} .

Les conditions d'essais retenues sont généralement le point de fonctionnement nominal du système. Ces courbes ainsi obtenues peuvent être superposées à la courbe d'origine (Figure 4-5). L'adéquation entre les courbes montre que cette simplification est correcte notamment pour les énergies dissipées à la fermeture.

Ces pertes dépendent à la fois du courant qui va transiter dans les IGBTs mais aussi de la tension appliquée sur chaque composant. Pour un onduleur en pont avec un seul IGBT par switch la tension supportée par un IGBT sera égale à la tension du bus continu. Cela vient confirmer pour le contrôle de flux de puissance que la méthode de contrôle de la tension du bus continu par déphasage est la plus adaptée.

Ces équations doivent être appliquées pour tous les points de commutation où V_{ce} et I_c prennent des valeurs différentes. Il est considéré un vecteur temps dans lequel figure tous les instants de commutation. Ces instants de commutation sont définis pairs ($t_2, t_4 \dots$) à la fermeture et impairs ($t_1, t_3 \dots$) pour une ouverture. Les sommes cumulées ramenée à une moyenne sur une période réseau permettent d'obtenir les équations suivantes qui seront intégrés sous cette forme dans l'algorithme (Équation 4-6) :

$$P_{ON} = \frac{1}{T_{grid}} \cdot \frac{E_{ON_ref}}{V_{CE_ref} \cdot I_{CE_ref}} \sum_{n=1}^m v_{CE}(t_{(2n)}) \cdot i_{CE}(t_{(2n)}) \cdot \sin(\omega t_{(2n)} - \varphi) \quad \text{Équation 4-6}$$

$$P_{OFF} = \frac{1}{T_{grid}} \cdot \frac{E_{OFF_ref}}{V_{CE_ref} \cdot I_{CE_ref}} \sum_{n=1}^m v_{CE}(t_{(2n-1)}) \cdot i_{CE}(t_{(2n-1)}) \sin(\omega t_{(2n-1)} - \varphi)$$

Le courant est considéré comme sinusoïdal avec un déphasage de φ entre v_s (origine des phases) et le courant de ligne. m représente l'indice de modulation (rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence de la modulante).

L'expression des pertes dans les IGBTs dues aux diodes (phénomène de recouvrement) n'est valable qu'à la fermeture. De la même manière que l'Équation 4-6, elle donne l'Équation 4-7.

$$P_{REC} = \frac{1}{T_{grid}} \cdot \frac{E_{REC_ref}}{V_{CE_ref} \cdot I_{CE_ref}} \sum_{n=1}^m v_{CE}(t_{(2n)}) \cdot i_{CE}(t_{(2n)}) \cdot \sin(\omega t_{(2n)} - \varphi) \quad \text{Équation 4-7}$$

Le modèle de l'IGBT que nous avons choisi pour la conduction est beaucoup plus élémentaire que celui en commutation. Ainsi, l'IGBT est composé d'une résistance interne (R_{INT}) en série avec une source de tension (V_{CEsat}) (Figure 4-6).

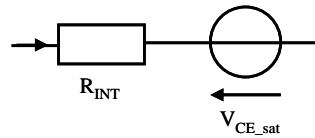


Figure 4-6 : Modèle des IGBTs lors de la conduction

Ces valeurs peuvent être directement obtenues par simple lecture du document spécifiant les caractéristiques techniques de l'IGBT. Elles peuvent être fournies pour différentes conditions de mesure, il faut alors chercher les valeurs données pour les mêmes conditions d'essais que celles utilisées pour la détermination du modèle de pertes en commutation.

Ce type de pertes est uniquement dépendant du niveau de courant. Sachant que le courant en régime de contrôle de flux de puissance est bien inférieur au calibre de l'IGBT dimensionné pour l'amplitude maximale d'un courant de court-circuit, les pertes par conduction seront faibles.

L'expression générale des pertes dans le module est donnée par l'Équation 4-8.

$$P_{\text{état_passant}} = R_{INT} \cdot I_C^2 + V_{CEsat} \cdot I_c \quad \text{Équation 4-8}$$

Pour exprimer les formulations qui seront intégrées dans l'algorithme, les états passants de l'IGBT doivent être défini ainsi, sur les intervalles $t \in [t_2; t_3]$, $[t_4; t_5]$ et ainsi de suite, l'interrupteur sera en conduction jusqu'à la fin de la période réseau. L'Équation 4-8 est intégrée sur tous les états passants ce qui permet d'établir les pertes dans la résistance interne (Équation 4-9) et les pertes issues de la contribution de V_{CEsat} (Équation 4-10).

$$P_{R_{int}} = \frac{4R_{INT}(I_C \cdot \sqrt{2})^2}{T_{grid}} \left[\sum_{n=1}^m \left(\frac{t_{(2n+1)} - t_{(2n)}}{2} + \frac{1}{4 \cdot \omega} \left[(\cos 2\omega t_{(2n)} + \cos 2\omega t_{(2n+1)}) \sin 2\varphi - (\sin 2\omega t_{(2n)} + \sin 2\omega t_{(2n+1)}) \cos 2\varphi \right] \right) \right]$$

Équation 4-9

$$P_{V_{CEsat}} = \frac{V_{CEsat} \cdot I_C}{\pi \sqrt{2}} \cdot \left[\sum_{n=1}^m \left((\cos \omega t_{(2n)} - \cos \omega t_{(2n+1)}) \cdot \cos \varphi + (\sin \omega t_{(2n)} - \sin \omega t_{(2n+1)}) \cdot \sin \varphi \right) \right]$$

Équation 4-10

Quatre formulations pour deux types de pertes ont été établies à partir des modèles en conduction et simplifié en commutation. Ces formulations possèdent plusieurs données

d'entrées qui sont le vecteur temps qui possède les temps de commutation, la tension V_{CE} tension aux bornes de l'IGBT qui fluctue en fonction du temps et le courant transité qui varie sinusoïdalement lors d'une période réseau. Ces grandeurs sont définies comme les grandeurs associées.

4.3.2.2 Grandeurs complémentaires pour le calcul des pertes et de l'énergie réactive installée

Les formulations qui ont été établies pour l'estimation des pertes et pour le calcul de la puissance réactive installée se base sur la connaissance de grandeurs qu'il faut au préalable définir. Ainsi, on va en présenter trois. La première est la valeur des capacités des bus continus. En effet, selon l'architecture sa valeur sera calculée différemment. Ainsi, le détail des calculs sera présenté. La seconde est la tension de blocage que subit chaque interrupteur V_{CE} . Cette grandeur image de la tension du bus continu n'est pas constante dans le cadre des onduleurs monophasés. De plus on souhaite que l'algorithme exploité soit robuste à cet élément qui induira plus de pertes plus sa valeur sera faible. Enfin, la troisième est la recherche des temps de commutation de chaque IGBT. En effet, l'originalité de la solution de l'algorithme est de se baser sur une connaissance des valeurs de courant qui seront commutés. De ce fait cela demande une connaissance des temps de commutation.

Dimensionnement des capacités de bus continu

Le dimensionnement des capacités de bus continu pour la structure à mise en série d'onduleurs en pont dépend directement de la fonction « limitation de court-circuit ». Il a été dit que l'ensemble de la capacité apparente C_{app} du système ne devait pas dépasser $50\mu F$. L'algorithme développé est tel que plus le nombre d'éléments de base sera augmenté et plus il y aura de capacité mises en série lors de la limitation de courants de court-circuit. Le fait de mettre des condensateurs de valeurs égales en série induit au niveau de chaque onduleur un bus continu de capacité (Équation 4-11).

$$C_{dc} = C_{app} \cdot nb_{onduleur} \quad \text{Équation 4-11}$$

avec N nombre d'onduleurs en pont.

Concernant la seconde structure, la structure à capacités flottante, le dimensionnement des condensateurs à l'extrémité de la structure est réalisé par rapport à la fonction limitation. Ainsi, les capacités des deux condensateurs seront définies à $50\mu F$. Les condensateurs des capacités flottantes sont quant à eux définis par l'Équation 4-12 issu de [CAR-96].

$$C_{\text{flot tan } t} = \frac{I_{\text{max}}}{N \cdot \Delta V_{C_{\text{admissible}}} \cdot f_{\text{dec_app}}} \quad \text{Équation 4-12}$$

Avec N le nombre de cellule de commutation. Par la suite $\Delta V_{C_{\text{admissible}}}$ sera défini à 10% de la tension maximale supporté par le condensateur.

Tension du bus continu

Le chapitre concernant le contrôle des flux de puissance a permis de mettre à jour une propriété des onduleurs de tension monophasée connectée en série sur le réseau. La tension du bus continu est sujette à une ondulation dont la fréquence est égale à deux fois celle du réseau. Pour une commande sans contrôle de la tension de sortie, avec un fonctionnement du système de type capacitif, la tension du bus continu devient celle de l'Équation 4-13. Pour un fonctionnement de type inductif l'expression devient celle de l'Équation 4-14.

$$v_{dc} = -\frac{I_{\text{max}} \cdot \beta_{\text{max}}}{4 \cdot C \cdot \omega} \cdot \sin\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + V_{dc} \quad \text{Équation 4-13}$$

$$v_{dc} = -\frac{I_{\text{max}} \cdot \beta_{\text{max}}}{4 \cdot C \cdot \omega} \cdot \sin\left(2\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + V_{dc} \quad \text{Équation 4-14}$$

Une application numérique permet de constater que dans le cas d'un fonctionnement de type inductif quelle est la tension moyenne du bus continu qu'il faut avoir pour qu'il y ait un niveau de tension suffisant pour générer la tension sur le réseau. Les valeurs mentionnées ci-dessous ne correspondent pas à un quelconque dimensionnement qui aurait pu être réalisé. Ils sont uniquement valables pour l'application numérique.

$$V_{dc} = 1200V$$

$$V_{s_max} = 1000V$$

$$I_{\text{max}} = 100A$$

$$C_{dc} = 600\mu F$$

$$\beta_{\text{max}} = 0,95$$

La Figure 4-7 montre c'est le cas du fonctionnement de type inductif qui dimensionne la tension V_{dc} . En effet, le déphasage entre la tension à injecter sur le réseau et la tension du bus continu est tel que le minimum de v_{dc} doit correspondre au maximum de v_s la tension injectée sur le réseau.

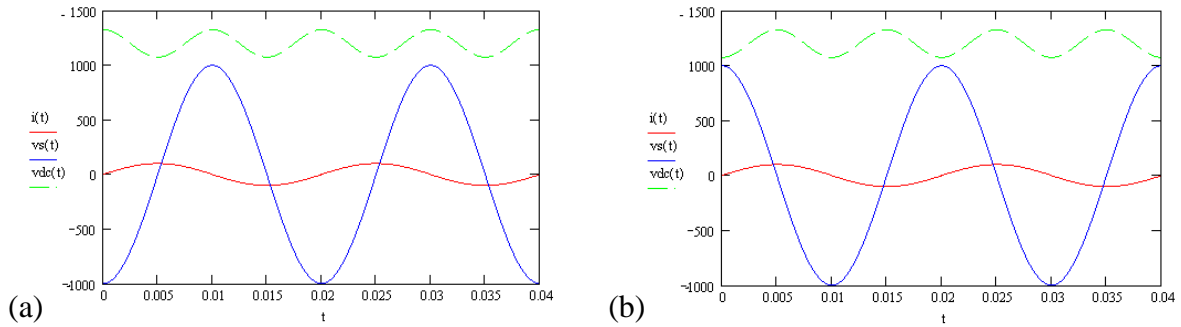


Figure 4-7 : Mise en évidence de l'oscillation au niveau de la tension du bus continu pour un fonctionnement capacitif (a) et inductif (b) – Tension du bus continu en volts (vert), Tension délivrée par l'onduleur en volts (bleu) et Courant de ligne en ampères (rouge)

Plus l'amplitude du courant sera importante, plus la capacité du condensateur sera petite et plus l'ondulation sera grande (Équation 4-15).

$$\Delta v_{dc} = \frac{I_{\max} \cdot \beta_{\max}}{4 \cdot C \cdot \omega} \quad \text{Équation 4-15}$$

Ces éléments permettent d'en déduire la tension appliquée sur un IGBT v_{CE} . La connaissance des temps reste la grandeur manquante qui permet d'avoir toutes les données d'entrées de l'algorithme.

Vecteur temps

Le vecteur temps t_n qui permet de définir les temps de commutation et les intervalles de conduction, est la base de l'algorithme. En effet, celui-ci cherche à définir le plus précisément les pertes et seul une connaissance des intervalles de conduction et temps de transition permet cela. A partir de la connaissance de la forme de la modulante et de la porteuse, les points d'intersection peuvent être obtenues. L'algorithme va à partir du nombre d'élément de base et de la fréquence apparente du signal de sortie f_{dec_Vs} , définir une valeur de rapport de modulation $m = \frac{f_{dec_IGBT}}{f_{mod}}$ qui soit impair pour respecter le principe de modulation synchrone.

A partir de la connaissance de la modulante et de la porteuse (signal de découpage), on cherchera à l'aide d'une boucle et d'un solveur à déterminer l'intersection de chaque segment de la porteuse avec la modulante. Le premier temps correspondra à un t_{off} , le second à un t_{on} et ainsi de suite. La Figure 4-8, présente un exemple pour $m=11$ avec une MLI intersective de type synchrone.

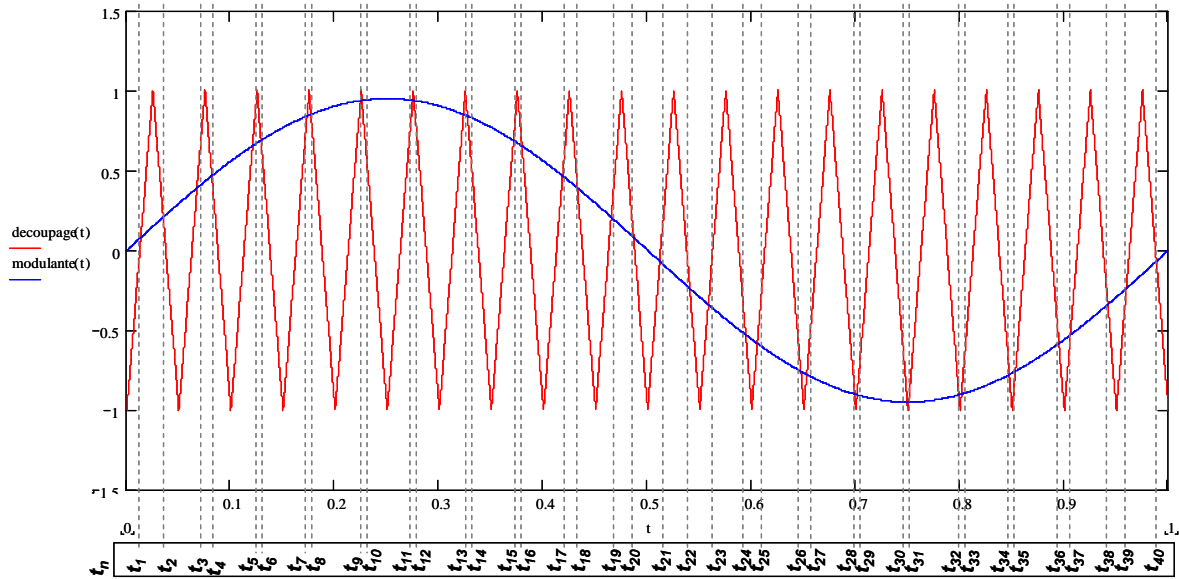


Figure 4-8 : Exemple de détermination du vecteur t_n à partir de la comparaison entre modulante et porteuse pour $m=11$

La connaissance des temps de commutation et du courant (amplitude et phase) ramenés à une période de fonctionnement, permet d'en déduire les pertes par conduction, la connaissance de la tension du bus continu celles par commutations.

Toutes les formulations ainsi que toutes les grandeurs qui y sont associées ont été présentées. A présent, il s'agit de les séquencer à travers l'algorithme employé pour le codage du programme.

4.3.3 Exploitation de l'algorithme pour les deux cas structures

4.3.3.1 Algorithme

L'algorithme de la Figure 4-9 présente la démarche qui va permettre de mettre en place l'estimation des pertes du système ainsi que le calcul de la puissance réactive installée pour les deux structures. Dans l'algorithme, l'élément de base représente soit un onduleur en pont pour le cas de la structure à mise en série d'onduleurs et une cellule de commutation pour la structure à capacités flottantes.

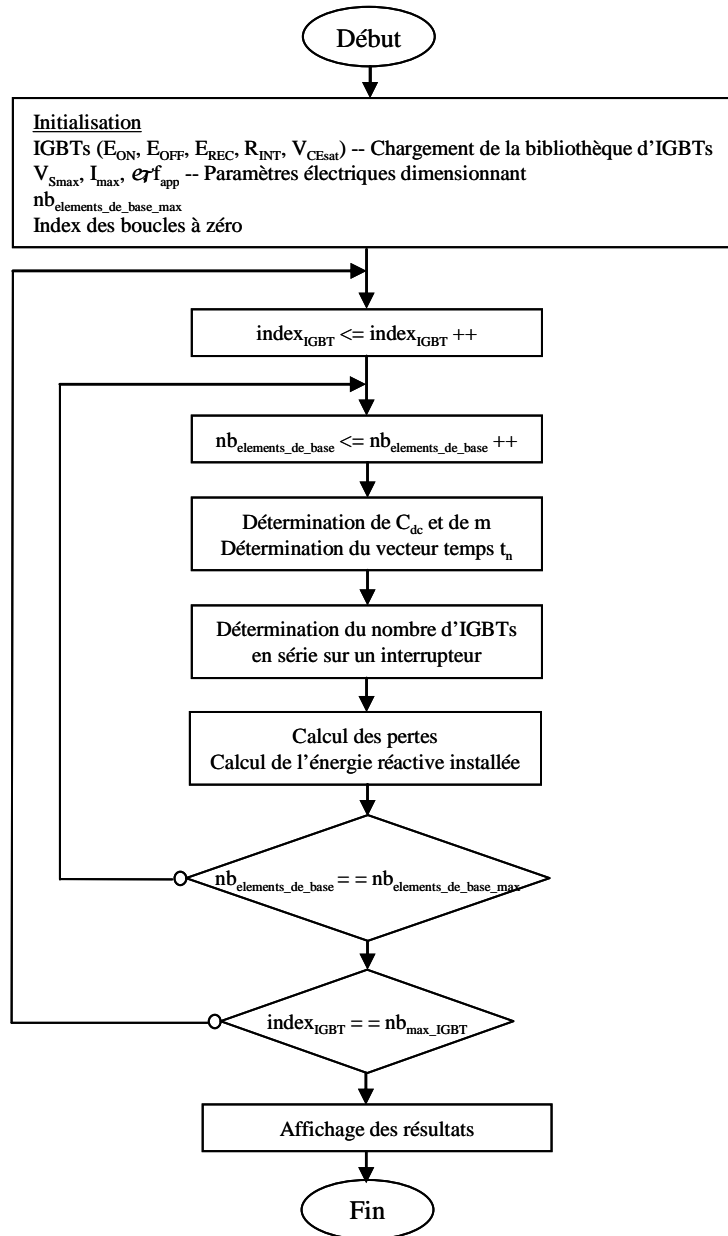


Figure 4-9 : Algorithme d'estimation des pertes et de calcul de la puissance réactive installée pour la structure à mise en série d'onduleurs en pont

Pour les deux structures les paramètres d'entrée de l'algorithme sont les suivants :

$$V_{s_max} = 1000V$$

$$I_{max} = 100A$$

$$\varphi = -\frac{\pi}{2}$$

$$C_{app} = 50\mu F$$

$$f_{app} = 5kHz$$

Ils correspondent au point de fonctionnement d'un onduleur en régime de contrôle des flux de puissance qui a pu être observé lors de nos essais et aux spécifications induites par la fonction limitation de courants de court-circuit.

La bibliothèque de composants correspond à l'ensemble des IGBTs proposés par le manufacturier DYNEX dont les calibres en courant sont de 800A (valeur correspondant à l'amplitude maximale du courant de court-circuit).

4.3.3.2 Exploitation des résultats pour les pertes dans les éléments actifs

L'algorithme permet à partir d'un cahier des charges de faire varier l'architecture de la structure et de voir dans un premier temps le comportement sur les pertes. La Figure 4-10 présente les pertes dans les éléments actifs pour la structure à mise en série d'onduleurs en fonction du nombre d'onduleur en pont pour l'ensemble des IGBT de la gamme DYNEX dont les calibres sont le plus proches de 800A.

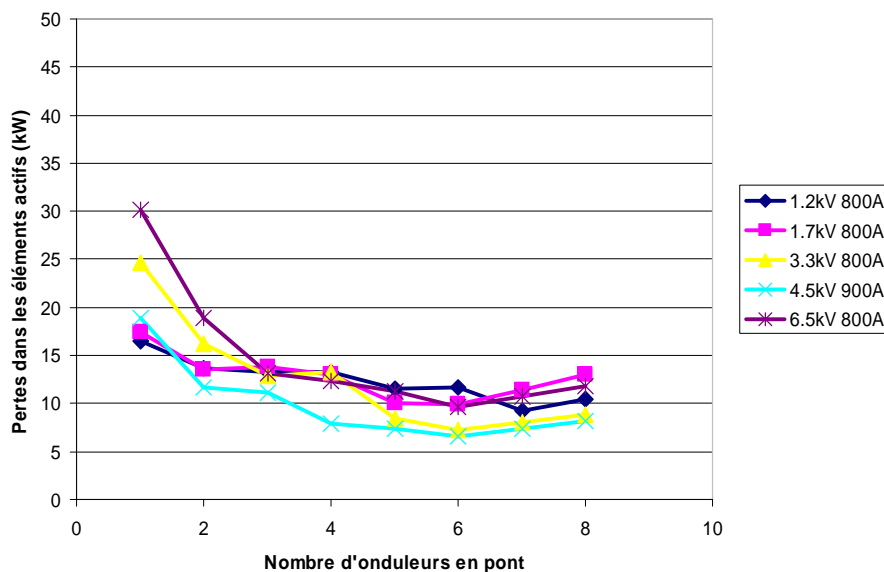


Figure 4-10 : Pertes dans les éléments actifs en kW pour la structure à mise en série d'onduleurs en pont en fonction du nombre d'onduleurs en pont

Plusieurs phénomènes peuvent être observé :

- Plus le nombre d'onduleurs en pont augmente et plus les pertes diminuent ;
- Il apparaît par moment que les courbes ne sont pas monotones ;
- Plus le calibre en tension est élevé et plus les pertes sont faibles (sauf pour le cas de l'IGBT 6,5kV).

Ces phénomènes sont à la fois issus des propriétés de la structure et à la fois issus des critères de dimensionnement utilisé dans l'algorithme. Les explications apportées sont les suivantes :

- Plus le nombre d'onduleurs augmente et plus la fréquence de travail des IGBTs diminue pour une même fréquence de découpage du signal en sortie d'onduleur. Cela induit une diminution des pertes par commutations qui sont les pertes les plus importantes devant les pertes par conduction. De ce fait bien qu'en augmentant les pertes par conduction, l'ensemble des pertes diminue ;

- A partir du cahier des charges et des arrondis de l'application. Il arrive que l'algorithme tombe sur un point non optimal où par rapport au point précédent le rapport « nombre d'interrupteurs sur la somme des contraintes » augmente. Cependant, cette augmentation est négligeable ;

- Les interrupteurs de calibre élevés, sont des interrupteurs dont l'état passant est meilleur par rapport aux interrupteurs de calibre en tension plus faible. Le rapport chute de tension à l'état passant sur le calibre de l'interrupteur permet de s'en rendre compte. Seul un interrupteur ne suit pas cette règle, il s'agit de celui de calibre le plus élevé (6,5kV). Cet interrupteur est proche des limites de conception actuelle. Il n'est pas mûr car ses énergies en commutation sont trop élevées et possède des performances moins bonnes que les autres.

Regardons à présent ce qu'a donné ce même cas d'étude pour la seconde structure (Figure 4-11).

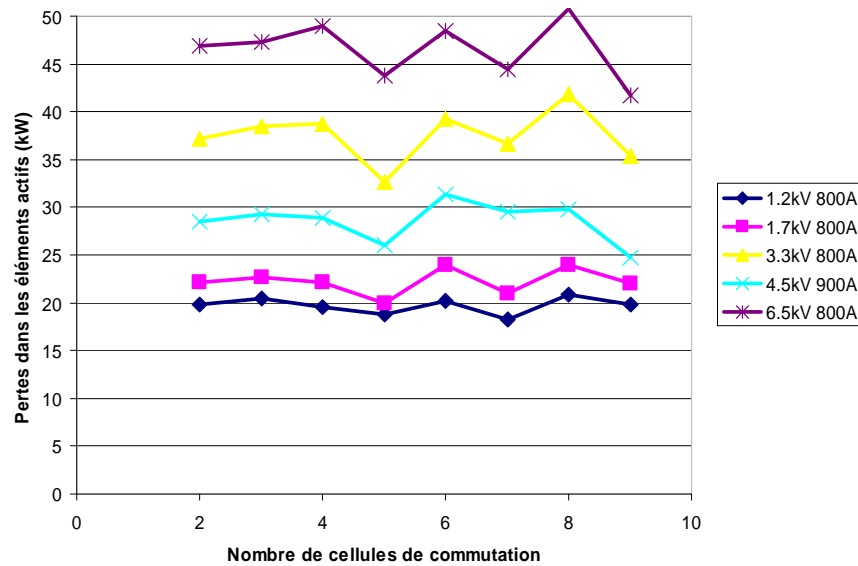


Figure 4-11 : Pertes dans les éléments actifs en kW pour la structure à capacités flottantes en fonction du nombre de cellules de commutation

Comme pour la structure précédente plusieurs observations sont faites :

- Les pertes restent quasiment constantes quelque soit le nombre de cellule utilisée ;
- Il apparaît par moment que les diminutions de pertes soient suivies d'augmentation ;
- Il n'y a pas de liens évidents entre le calibre des IGBTs et le niveau des pertes.

Ces phénomènes trouvent les explications suivantes :

- Plus le nombre de cellules augmente et plus la fréquence de travail de chaque IGBT diminue. Au premier abord, on pourrait s'attendre à avoir des pertes qui diminuent de manière plus importante. Cependant, l'architecture est telle que l'augmentation du nombre de cellule n'a que peu d'influence. En outre, le niveau des pertes est du même ordre de grandeur avec la structure précédente. Pour certain point de configuration, le niveau des pertes est même identique ;

- A la manière de la structure précédente, certaines diminutions de pertes sont suivies d'augmentation. L'explication est la même du fait des arrondis de calcul, la configuration donne des pertes non optimales ;

- Les pertes observées pour les IGBTs de calibre 3,3kV et 6,5kV sont bien plus élevées que pour les autres IGBTs. L'explication pour l'interrupteur 6,5kV a été donnée précédemment. Pour l'interrupteur 3,3kV cela est dû à des pertes par recouvrements importants.

L'algorithme est riche d'enseignement puisqu'il permet de donner une idée sur l'évolution et la valeur des pertes dans la structure selon sa configuration. La structure à mise en série d'onduleurs présente réellement un impact positif sur cette grandeur. Avec la structure à capacités flottantes l'impact est bien moins grand. Il est également préférable d'utiliser des IGBTs de calibre élevés en tension (sauf la technologie 6500V, pour les raisons évoquées). Ces IGBTs présentent des performances à l'état passant plus intéressantes. Au regard des pertes c'est donc la structure à mise en série d'onduleurs qui est la meilleure. Il faut cependant regarder le second critère de comparaison pour réaliser un choix final.

4.3.3.3 Exploitation des résultats pour la puissance réactive installée

L'algorithme a permis le calcul de la puissance réactive installée. Ainsi, la Figure 4-13 présente pour la structure à mise en série d'onduleurs la puissance réactive installée en fonction du nombre d'onduleurs en pont.

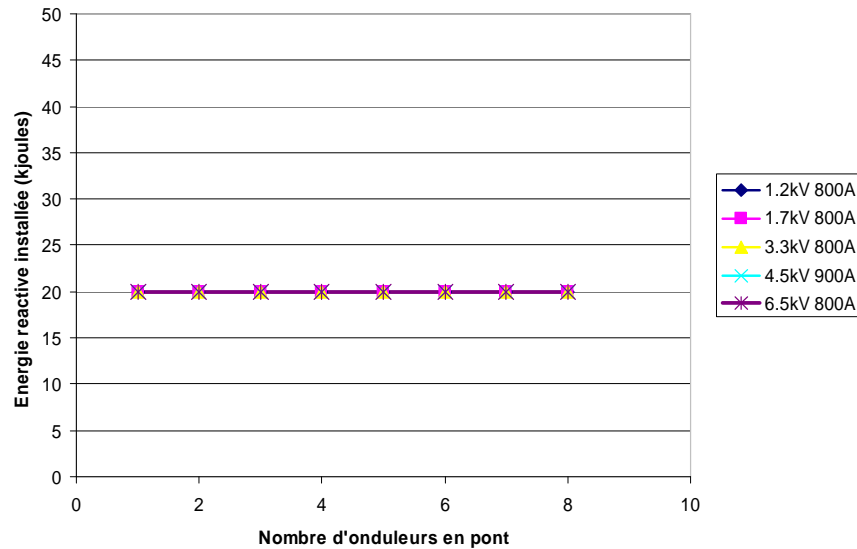


Figure 4-12 : Puissance réactive installée en kJoules pour la structure à mise en série d'onduleurs en pont en fonction du nombre d'onduleurs en pont

Cette valeur est constante et fixée à 20kJoules. En effet, cette grandeur est dimensionnée par rapport à la fonction limitation de courants de court-circuit et n'évolue pas avec l'augmentation du nombre d'onduleur. Ainsi elle suit la loi définie par l'Équation 4-16.

$$\frac{3}{2} (C_{app} \cdot (V_{DC \max})^2) \quad \text{Équation 4-16}$$

Le chiffre 3 de la formule correspond au fait qu'on utilise trois structures monophasées.

La Figure 4-13 présente quant à elle la puissance réactive installée pour la structure dite à capacités flottantes. Il apparaît que la puissance est deux fois plus élevée avec 40kJoules. Contrairement à la structure à mise en série d'onduleurs, l'ajout d'une cellule n'a pas les mêmes effets que l'ajout d'un onduleur pour la structure à capacités flottantes. Avec la structure à capacités flottante, la tension de chaque bus continu outre le fais quelle dépend du nombre de cellule dépend également de sa position (4.2.2.3). C'est cette propriété qui joue négativement sur le dimensionnement.

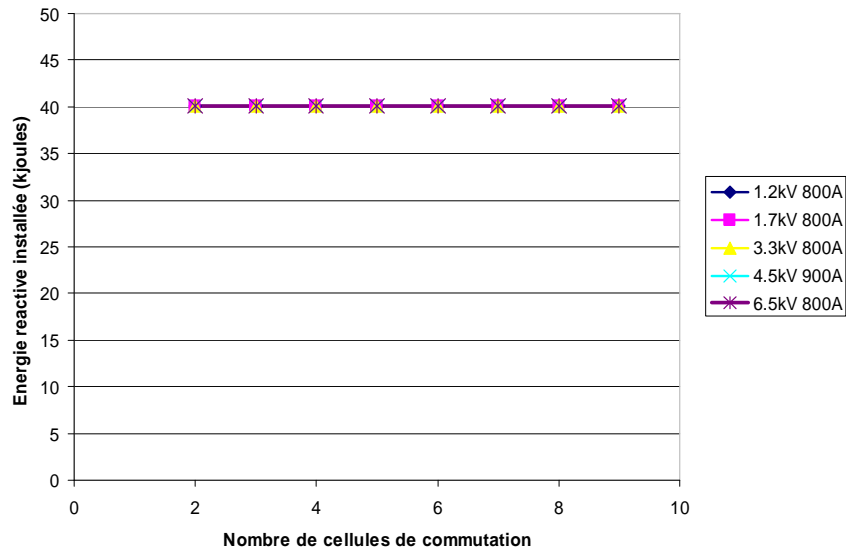


Figure 4-13 : Puissance réactive installée en kJoules pour la structure à capacités flottantes en fonction du nombre de cellules de commutation

Au regard des deux critères de dimensionnement, c'est la structure à mise en série d'onduleurs qui est retenue. Les pertes optimales sont de l'ordre de 6,5kW pour le point de fonctionnement fixé avec une énergie réactive installée de 20kJoules. Ces pertes sont obtenues pour les configurations suivantes :

- IGBT de calibre 3,3kV avec 5, 6 ou 7 onduleurs connectés en série ;
- IGBT de calibre 4,5kV avec 4, 5, 6 onduleurs connectés en série.

4.3.3.4 Exploitation des résultats sur la composition de la structure à mise en série d'onduleurs

Le relevé de la Figure 4-14 présente le nombre d'IGBTs mis en série au sein d'un même interrupteur. Pour les configurations retenues, il peut être observé qu'il faut deux IGBT en série.

Bien que cette valeur soit faible, cela montre le besoin d'avoir une solution technologique fiable qui permette cet assemblage d'interrupteurs.

Ce relevé nous indique également que lorsque le calibre des IGBTs est faible et qu'il y a peu d'onduleurs le nombre d'IGBTs mis en série devient non envisageable.

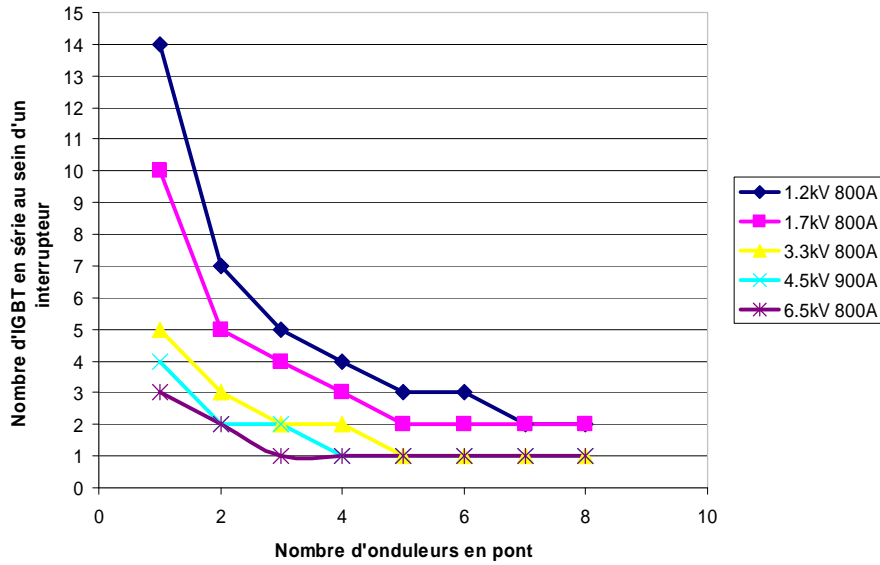


Figure 4-14 : Nombre d'IGBTs mis en série au sein d'un interrupteur en fonction du nombre de cellules de commutation

Le relevé de la Figure 4-15 présente le nombre complet d'IGBTs utilisé pour la réalisation d'une structure triphasée. Pour l'ensemble des configurations qui ont été retenues, il peut être observé que le nombre d'IGBTs augmente avec l'augmentation du nombre d'onduleurs.

La diminution du nombre d'éléments a un lien avec la fiabilité de la structure. A fiabilité de composants égale, moins il y a de composants et plus l'ensemble sera fiable. Ainsi, la structure où il y a moins de composants peut être préférée.

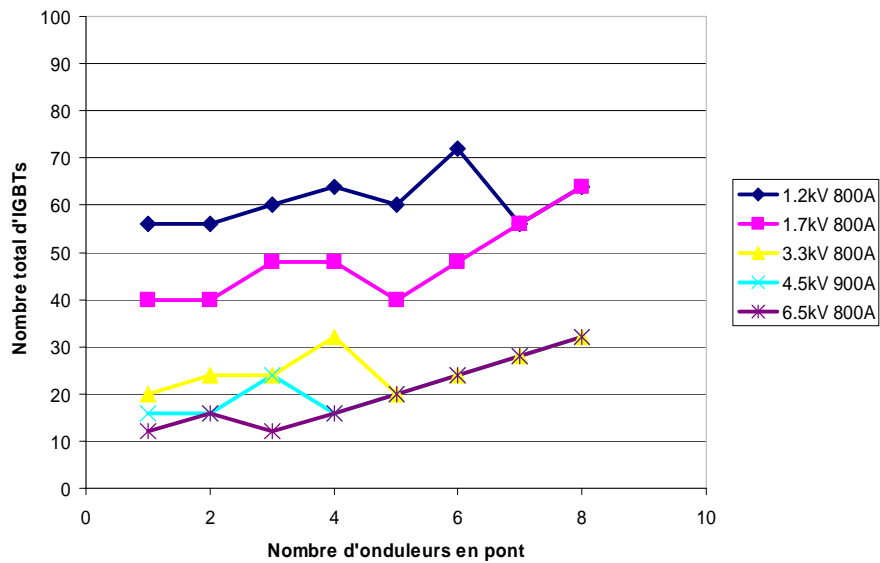


Figure 4-15 : Nombre total d'IGBTs utilisé dans la structure complète en fonction du nombre d'onduleurs en pont

4.3.4 Conclusion

Dans cette partie la présentation de l'algorithme suivi de son exploitation a été réalisée. L'originalité de cet algorithme est de se reposer sur la détermination des commutations de la structure selon la modification de l'architecture du système et sur un modèle de pertes obtenue à partir des données des fabricants.

Il a été montré que la structure à mise en série d'onduleurs présente le plus d'intérêt du point de vue pertes et du point de vue énergie réactive installée, les pertes diminuant avec l'augmentation du nombre d'onduleurs. Les interrupteurs de calibre plus élevés ont montré que leur utilisation permettait d'avoir moins de pertes sauf pour un interrupteur, celui de calibre 6,5kV.

Il a également été vu que chaque interrupteur de l'architecture retenue était composé de deux interrupteurs en série. Le nombre d'IGBT élevé fait qu'il y a un risque de diminution de la fiabilité de l'ensemble. Ainsi, il faut disposer d'un système de supervision des interrupteurs qui pourrait être intégré dans leur driver (organe d'interface de puissance) de telle manière à gérer l'état du système et la mise en série des IGBTs.

Notons cependant qu'une réflexion doit être menée sur les éléments passifs et notamment les batteries de condensateurs. Ces éléments subiront en fonctionnement des contraintes essentiellement électriques et thermiques [HUS-01] qu'il faut prendre en compte. Les condensateurs à base de films métallisés en polypropylène (Metalized Polypropylene Films) sont une technologie de condensateur particulièrement répandue pour les applications mettant en œuvre des tensions élevées et sont sûrement les plus adaptées pour la réalisation de notre DSSSC.

4.4 Contrôle rapproché des interrupteurs

4.4.1 Introduction

La partie précédente a fait apparaître le besoin d'une association série d'interrupteurs du fait de l'impossibilité d'utiliser un seul IGBT avec une structure d'onduleur classique. Une réflexion doit être menée sur les moyens à mettre en oeuvre pour assurer une mise en série de composants efficace et ainsi permettre l'augmentation des tensions de blocage.

Le but de cette partie est de développer une interface de puissance performante pour chaque interrupteur pour aider à la mise en série.

Plusieurs travaux traitant de cette problématique ont donné des systèmes d'équilibrage plus ou moins complexes avec ou sans systèmes d'asservissement.

Dans un premier temps, la problématique de la mise en série sera développée. Une revue des solutions proposées ainsi que la solution adoptée seront présentées. Ensuite, les différentes composantes clef du procédé seront développées. Pour finir les résultats seront détaillés.

4.4.2 Problématique

Comme nous l'avons vu précédemment, le choix des IGBTs se fait par rapport à un calibre en tension et un calibre en courant qui sont définis par rapport à un point de fonctionnement maximal. Actuellement, les calibres en tension des IGBTs ne dépassent pas 6,5kV. L'enjeu de la mise en série est de pouvoir équilibrer les contraintes sur les interrupteurs de telle manière à ne pas dépasser les contraintes maximales admissibles.

Le dépassement des contraintes au niveau de la tension et du courant n'a pas le même effet. Concernant le courant, il s'agit d'une limite principalement thermique, ainsi durant un intervalle de temps très court, le courant peut dépasser le calibre de l'interrupteur. Il faut simplement que le composant soit suffisamment refroidi et que le surcourant soit bref. Concernant la tension, le dépassement de la limite maximale est irréversible, elle aura pour conséquence une destruction du composant par claquage. Cette destruction peut avoir lieu, soit au sein de la puce semi-conductrice, soit de ses protections périphériques ou soit au niveau du boîtier. Fréquemment lors des associations séries d'interrupteurs il apparaît des déséquilibres entre les tensions tenues par les différents interrupteurs, la Figure 4-16 illustre le problème avec le cas d'un hacheur.

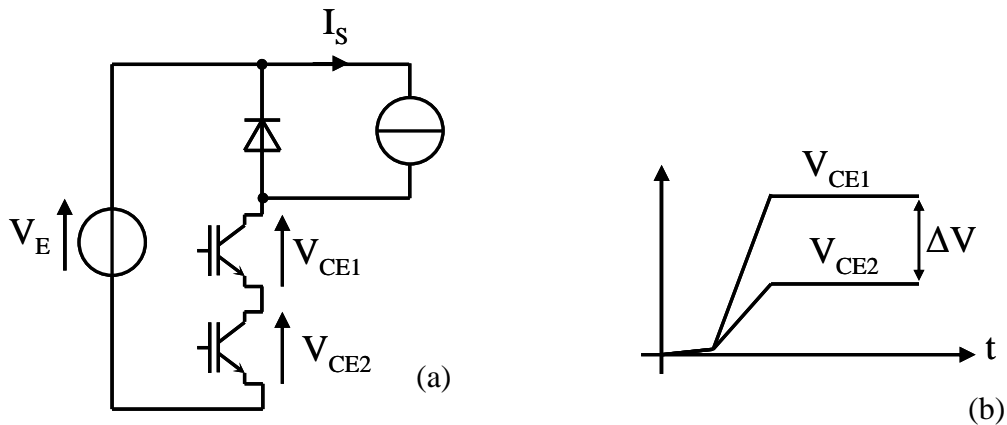


Figure 4-16 : Mise en série de composants au sein d'une structure hacheur – (a) Description de la structure, (b) Tensions aux bornes de chaque interrupteur lors du blocage avec déséquilibre

La durée de la commutation au blocage est très courte (de quelques dizaines de nanosecondes à quelques microsecondes). Durant cette phase, l'interrupteur supérieur et l'interrupteur inférieur vont se partager la tension d'entrée du hacheur. Le risque est alors de voir la tension du composant le plus rapide dépasser le calibre de l'interrupteur, ce qui va provoquer sa destruction puis éventuellement s'il a « cassé » en court-circuit celle de l'autre interrupteur qui se retrouvera à devoir supporter la totalité de la tension.

Dans le cas où chaque interrupteur est suffisamment dimensionné pour tenir la tension, le fait d'avoir une répartition non égale des contraintes sur chaque interrupteur conduira à une durée de vie différente.

Il existe plusieurs causes de déséquilibre. Elles peuvent être induites :

- Par les IGBTs et leurs caractéristiques ;
- Par les circuits de commande ;
- Par des éléments parasites.

Les déséquilibres induits par les IGBTs sont dus à des caractéristiques différentes de chaque composant. En effet, plusieurs IGBTs d'une même série issus d'un même fabricant, avec le même calibre peuvent voir apparaître des dispersions sur leurs caractéristiques.

4.4.2.1 Les interrupteurs IGBTs

Le schéma électrique équivalent simplifié des IGBTs est composé de plusieurs condensateurs et d'une source de courant pilotée par la tension V_{GE} . Les différences de valeur de capacités

font que lors du blocage ou de la saturation, leur charge ou leur décharge se produit plus ou moins rapidement (Figure 4-17).

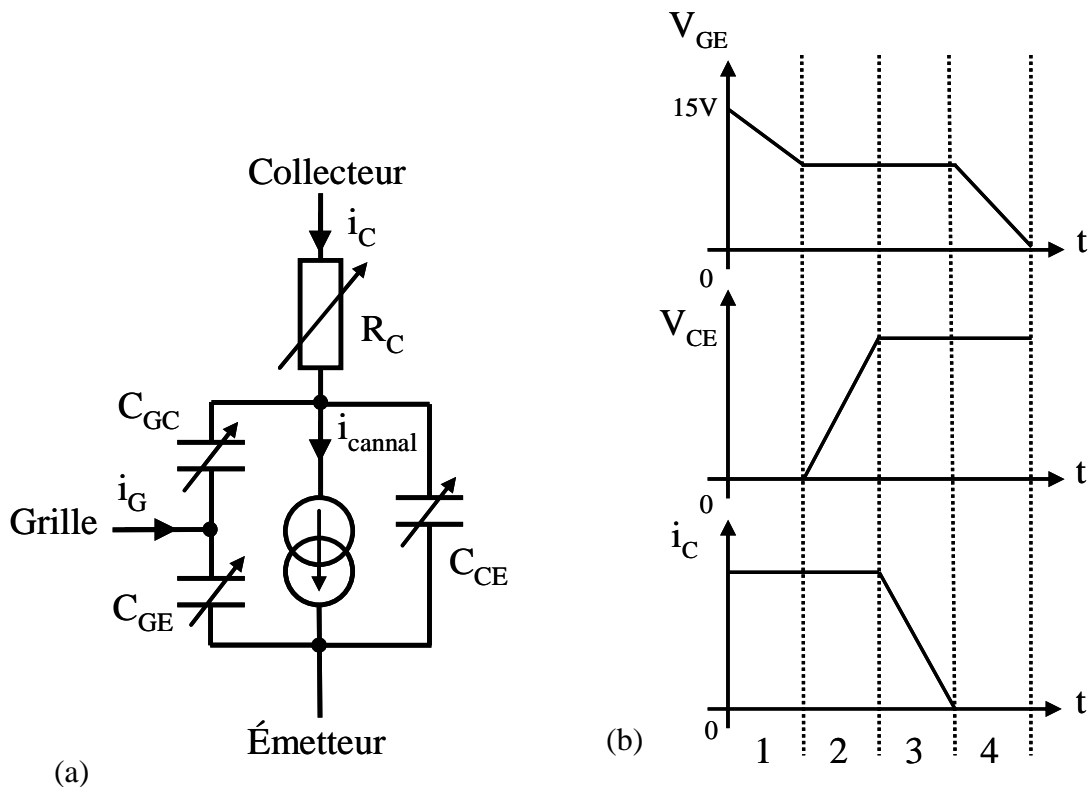


Figure 4-17 : Modèle électrique de l'IGBT (a) et courbes de principe de la commutation au blocage (b)

La commutation de l'IGBT est décomposée en quatre phases :

- Les circuits de grille et de puissance sont indépendants. La tension grille-émetteur décroît jusqu'à une tension imposée par le courant de l'IGBT ;

- L'IGBT passe en régime linéaire, la diode étant toujours bloquée, son modèle est alors un simple condensateur traversé par le courant de charge du montage. La tension grille-émetteur est sensiblement constante et le circuit de grille charge alors le condensateur C_{GC} , ce qui a pour effet de faire évoluer la tension collecteur-émetteur ;

- La diode devient conductrice, le courant de commutation naît. Les circuits de grille et de puissance sont sollicités ensemble ;

- Une fois que le courant dans l'IGBT s'est annulé, les circuits de grille et de puissance sont de nouveaux découplés et la tension V_{GE} évolue vers sa valeur finale.

L'amorçage de l'IGBT s'effectue de la même manière en prenant ces quatre phases dans l'ordre inverse.

4.4.2.2 Rôle des drivers

Les drivers (Figure 4-18) sont des circuits dont le rôle est de permettre la commutation à l'amorçage ou au blocage des IGBTs. Ils reçoivent le signal de commutation d'un circuit de commande basse tension et vont alors piloté les transistors.

Ils ont donc plusieurs fonctions :

- Isolation du signal de commande ;
- Alimentation isolée de la carte ;
- Amplification du signal de commande pour fournir l'énergie nécessaire à la commutation ;
- Surveillance et protection du transistor.

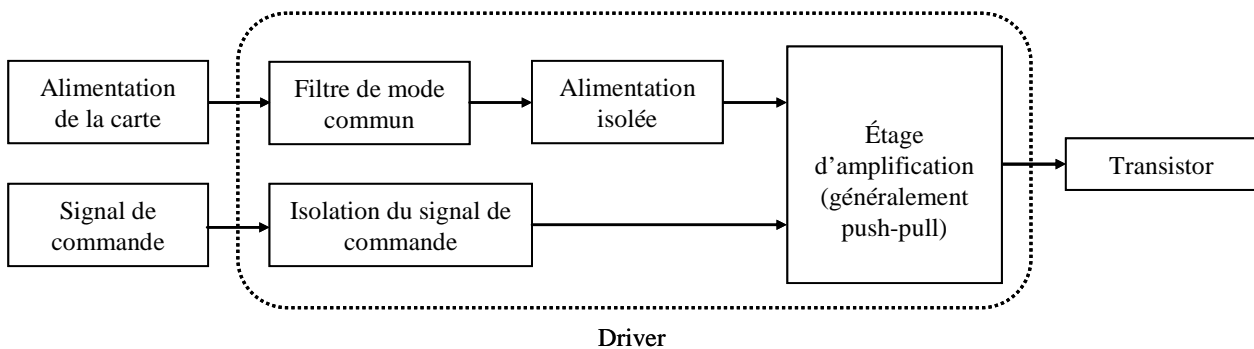


Figure 4-18 : Synoptique d'une carte de commande de transistor

Les causes de déséquilibres induites par les éléments périphériques du composants sont quant à elles plus simples à aborder. Les amplificateurs qui sont appelés plus communément drivers possèdent des temps de propagation différents entre l'ordre d'ouverture / fermeture et le signal amplifié envoyé à l'IGBT. De plus, compte tenu de la complexité des systèmes ainsi que du nombre élevé de composants, il existe des dissymétries entre les drivers des différents IGBTs connectés en série. Ces caractéristiques font qu'il existe des écarts sur les vitesses de commutation et donc sur la tension que tiendra chaque IGBT à la fin du blocage.

4.4.2.3 Influence des éléments parasites

Le dernier point est une cause induite par l'isolation des IGBTs. En effet, l'utilisation de la mise en série, engendre des tensions importantes entre certaines cartes de commande et la masse. Les circuits d'isolation tels que les transformateurs ou les opto-coupleurs présentent des capacités parasites (Figure 4-19).

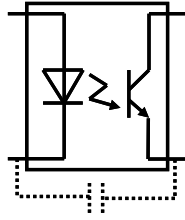


Figure 4-19 : Localisation de la capacité parasite d'un opto-coupleur

Ces capacités, certes de valeurs faibles (typiquement 10 à 100pF), laissent écouler un courant d'autant plus important que les variations de potentiel seront élevées. C'est le cas lors des commutations, le gradient de la tension est de plusieurs milliers de volts par microseconde, ce qui induit un courant très important et génère des déséquilibres. De plus, certaines de ces capacités devient une partie du courant côté puissance (Figure 4-20).

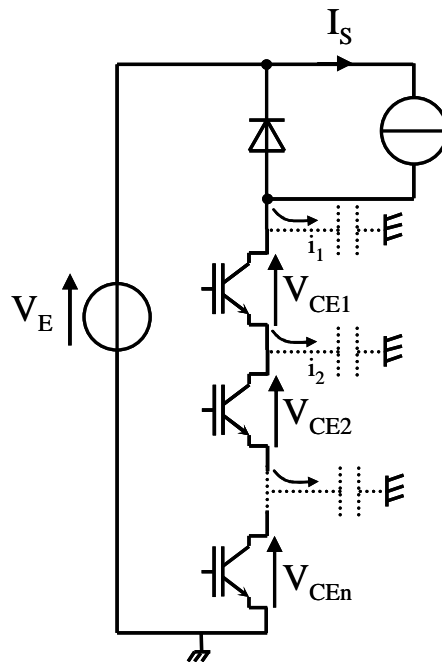


Figure 4-20 : Illustration de la déviation d'une partie du courant du hacheur dans les capacités parasites

Pour compenser ces phénomènes qui ont tous tendance à déséquilibrer la répartition des tensions, de nombreux travaux ont été entrepris. Le paragraphe suivant passe en revue les solutions existantes.

4.4.3 Solutions existantes

Les solutions existantes se concentrent généralement sur un problème en particulier en tentant d'y apporter une solution. Les méthodes vont des solutions les plus basiques aux solutions les plus complexes avec présence de boucles d'asservissements.

4.4.3.1 Solutions passives

Condensateurs en parallèle

La mise en parallèle de condensateurs entre le collecteur et l'émetteur de chaque composant mis en série permet d'équilibrer les caractéristiques des composants. En effet, pour peu que la capacité soit dimensionnée de façon adéquate, cela va permettre un ralentissement des commutations et donc un équilibrage des contraintes. Il ne s'agit ni plus ni moins d'un circuit d'aide à la commutation au blocage. Toutefois ce système présente l'inconvénient d'augmenter les pertes dans le dispositif et d'augmenter son volume par la présence d'éléments capacitifs. La Figure 4-21 issu de [JEA-01] présente le blocage d'une mise en série de MOSFETs sans et avec condensateurs d'équilibrage. On constate que les condensateurs ralentissent la vitesse de commutation et par là même limitent les déséquilibres en tension.

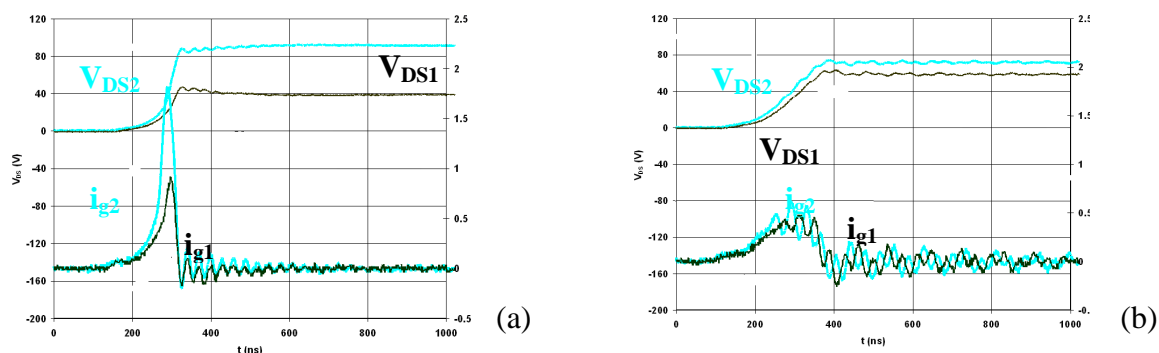


Figure 4-21 : Relevés d'essai du blocage de MOSFETs sans (a) et avec (b) condensateurs d'équilibrage

Contrôle par écrêteur

Ce principe développé dans [FRE-03] est une méthode qui intègre un circuit écrêteur entre le collecteur et la grille est une association de composants passifs (Figure 4-22).

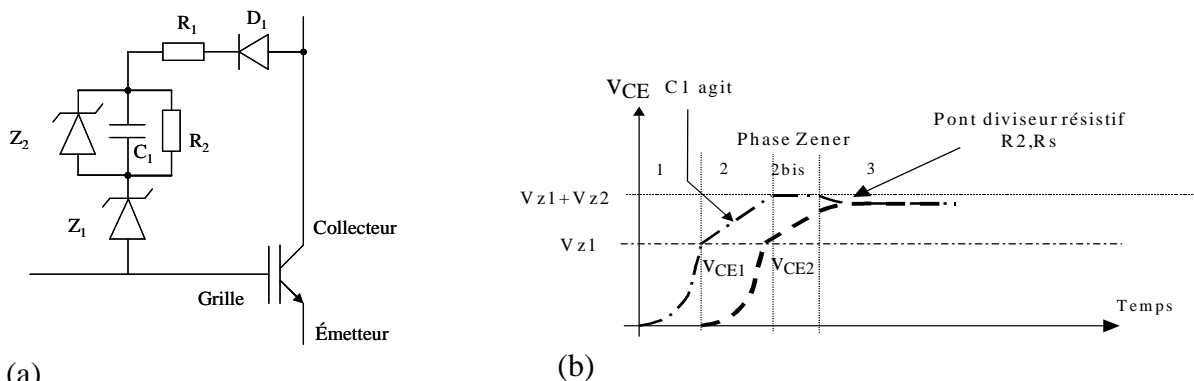


Figure 4-22 : (a) Schéma de principe de l'écrêteur et (b) Relevés de conduction des tensions V_{CE} de deux interrupteurs

Lorsque la tension V_{CG} aura dépassé une certaine valeur fixée par la diode Zener 1 la diode 1 va entrer en conduction et fixer l'évolution de V_{CE} . Une fois que V_{CG} atteint la tension fixée par la somme des tensions de Zener 1 et 2, l'interrupteur entre en conduction pour ne pas dépasser la tension maximale de blocage et permettre à l'autre interrupteur de supporter l'excédent de tension.

Le problème de cette méthode est qu'elle n'est optimale que pour une certaine plage de tension. En effet, l'écrêteur ne fonctionne pas tant que la tension aux bornes du composant n'a pas atteint la tension de la Zener 1 et qu'il fonctionne en linéaire dès que la tension dépasse la somme des tensions des Zeners 1 et 2. Si la tension à bloquer par les IGBTs venait à diminuer, l'équilibrage ne serait plus assuré, de même si un des interrupteurs mis en série venait à casser en court-circuit, chaque transistor devrait tenir plus de tension et verrait donc ses pertes augmenter.

En règle générale, bien que moins performante, l'emploi des solutions passives au détriment des solutions actives est motivé par la proximité des tensions élevés.

4.4.3.2 Solutions actives

Nous venons de voir que si les solutions passives permettent d'assurer un équilibrage des tensions, cela ne peut se faire qu'au prix du ralentissement de la vitesse de commutation et de l'augmentation des pertes. En outre, même optimisées, ces solutions ne sont vraiment efficaces que pour une plage réduite de tension. Si l'on veut améliorer les performances, il est nécessaire de passer à des solutions « actives », mettant en œuvre des mesures de tensions V_{CE} . Le principe de base est de contrôler les grandeurs de commande (grille) de l'IGBT [KER-92], que ce soit le courant injecté, le retard du signal de commande, ou encore le profil de tension injectée.

Contrôle des temps de retard

Cette méthode [GES-94] se base sur le lien qu'il existe entre la différence de la tension que devrait bloquer l'interrupteur et la tension que supporte l'interrupteur et le retard de commutation qu'il existe.

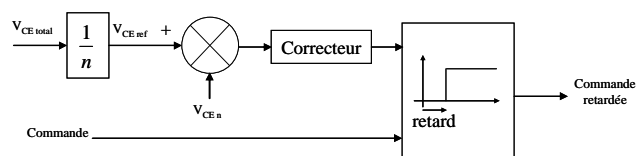


Figure 4-23 : Schéma de principe de la commande par contrôle des temps de retard

L'interrupteur le plus rapide sera alors commandé plus tard ce qui permettra aux autres de le rattraper. De cette manière l'équilibre entre les tensions bloquées par plusieurs IGBTs peut être obtenu après plusieurs commutations.

Cette méthode a l'avantage d'être simple. Cependant elle ne joue pas sur la vitesse de commutation des interrupteurs qui est le principe le plus approprié et surtout ne permet pas au démarrage de la commutation de contrôler la tension.

Variation de la résistance de grille

Le fait d'avoir des condensateurs internes de capacités différentes induit un blocage plus ou moins lent des interrupteurs. La charge des condensateurs se fait à l'aide du driver qui n'est autre qu'une source de tension connectée au composant via une résistance de grille.

La modification de la résistance de grille provoque la modification du temps de charge du condensateur interne du composant. [FRE-03] présente une méthode où la tension collecteur-émetteur est mesurée puis par logique floue la valeur de la résistance de grille est modifiée jusqu'à obtenir des valeurs identiques sur les deux interrupteurs.

Contrôle des commutations par sources de courant commandées

Cette méthode [GRE-99] [GAL-97] [BEL-01] revoit la manière de gérer les commutations des IGBTs. Contrairement aux méthodes précédentes il ne s'agit plus de commander les interrupteurs uniquement par des sources de tension mais en utilisant des sources de courant (Figure 4-24). D'après le schéma électrique équivalent de l'IGBT (Figure 4-17.a), cette solution est pertinente. En effet, le rôle du circuit de commande de l'IGBT est la charge et décharge du condensateur C_{GE} .

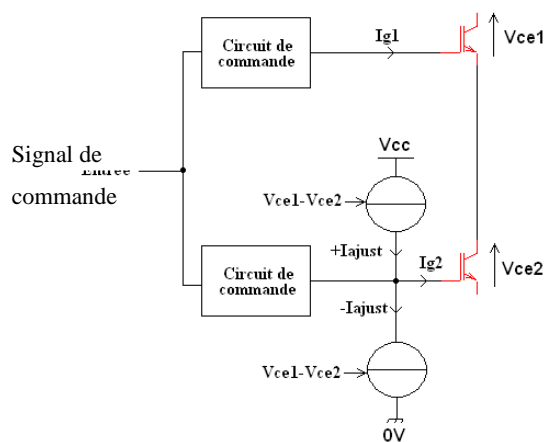


Figure 4-24 : Schéma de principe du contrôle des commutations par sources de courant commandées

Le contrôle de l'interrupteur 1 constitue la référence du système. Lors de la commutation en fonction de l'écart entre les tensions bloquées par les deux interrupteurs, v_{CE1} et v_{CE2} , les sources de courant associées à l'interrupteur 2 vont accélérer ou diminuer la commutation. Ainsi, si $V_{CE1} > V_{CE2}$, la source de courant supérieure vient ajouter un courant I_{ajust} au courant de grille déjà présent. Dans le cas contraire si $v_{CE1} < v_{CE2}$ il faut diminuer la rapidité de la commutation et donc diminuer le courant de grille par la source de courant inférieure.

Cette méthode est la plus performante de toutes. Cependant, dans ce cas là, on considère que c'est le transistor 1 qui fixera la vitesse.

4.4.3.3 Conclusion et choix de la stratégie retenue

A l'issue de la revue des différentes techniques proposées, il apparaît que la dernière méthode est la plus intéressante. En effet, le schéma équivalent et les équations qui régissent la commutation d'un IGBT montrent qu'il est plus naturel de commander les interrupteurs à l'aide de sources de courant. Contrairement à cette méthode, celle sur laquelle le driver de puissance va reposer sera uniquement composée de sources de courants. Une positive pour le blocage et une négative pour l'amorçage. Il sera nécessaire de développer une stratégie d'asservissement efficace pour assurer un équilibrage le plus rapide possible.

Une solution de commande passive telle que celle proposée par [FREY-03] pourra être utilisée de telle manière à assurer la protection de l'IGBT dans le cas d'un dysfonctionnement du système.

Ainsi, ce travail de thèse a permis de dégager le cahier des charges d'un driver « intelligent et communicant » pour les applications réseau. Un stage de master a permis de réaliser ce composant [GUE-06].

4.4.4 Mise en série d'interrupteurs

4.4.4.1 Spécification du driver

Dans le cadre de la mise en série, nous avons choisi de développer un driver le plus modulaire possible. Son rôle sera de commander et surveiller un IGBT tout en étant capable de dialoguer avec les autres interrupteurs et la commande globale du système pour pouvoir agir de façon adéquate et se reconfigurer si nécessaire. Il devra être un système entièrement autonome et capable de réguler la tension aux bornes de chaque IGBT tout en tenant compte de tous ses paramètres ainsi que ceux des autres IGBTs. La stratégie de commande ainsi choisie devra

garantir une grande précision de mesure et une grande rapidité de réjection vis-à-vis des perturbations.

Le cahier des charges qui spécifie l'architecture du driver implique :

- Qu'un driver soit associé à un interrupteur ;
- Qu'un nombre aléatoire d'association driver + interrupteur puisse être utilisé ;
- Que chaque ensemble driver + interrupteur puisse communiquer ensemble pour permettre un fonctionnement coordonné ;
- L'utilisation d'un asservissement de type numérique pour la souplesse de fonctionnement ainsi que pour la rapidité de l'ensemble.

Pour l'amorçage / blocage des IGBTs des sources de courant variables seront utilisées. Elles devront :

- Avoir la possibilité de modifier la valeur de leur courant lors des commutations ;
- Pouvoir générer des courants de 500mA. Compte tenu des puissances mises en œuvre lors des commutations ;
- Être isolées. Pour avoir des masses flottantes;
- Fonctionner sous $\pm 15V$.

Plusieurs mesures devront être disponibles :

- Tension de V_{CE} lors du blocage. Les problèmes de surtensions apparaissent essentiellement au blocage et leur valeur détermine le non-équilibre des tensions v_{CE} . De cette manière, il est important d'avoir une valeur précise ;
- Mesure de la dérivée de V_{CE} lors des phases de commutations. L'équilibre des tensions V_{CE} passera obligatoirement par la régulation de la vitesse de commutation. Ainsi, sa grandeur est déterminante.
- D'autres mesures, telle que la détection de courant de court-circuit ou encore la température du transistor pourront également être envisagées.

Un protocole de communication simple et fiable devra être réalisé. De cette manière, une communication devra être établie entre les drivers et le superviseur qui rendra compte de l'état de chaque composant dans le but d'en assurer la protection et dans la perspective de faire de la maintenance préventive. Une grande rapidité de réaction sera également nécessaire.

Le schéma du driver (Figure 4-25) laisse apparaître l'architecture du système avec l'interrupteur, les sources de courants, le système de commande, l'isolation, l'alimentation, l'entrée de commande ainsi que le dialogue avec le superviseur.

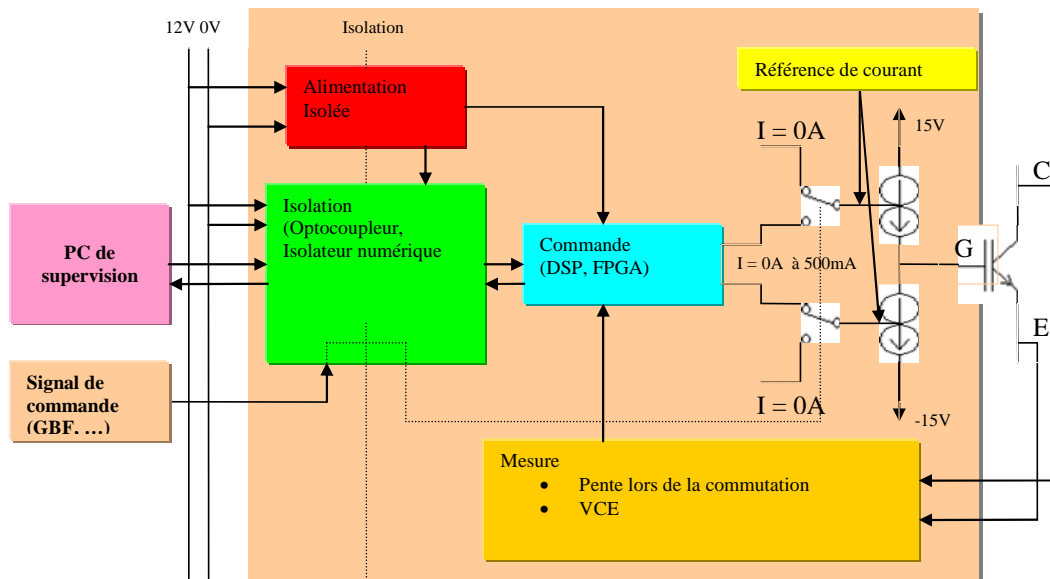


Figure 4-25 : Architecture du driver

L'isolation de la carte est un choix important du système puisque plusieurs solutions peuvent être employées. Ainsi, dans la solution retenue, le maximum de composants du driver est porté au potentiel de l'IGBT, ceci afin de permettre aux composants numériques d'avoir un traitement rapide. En revanche, cette solution nécessite l'utilisation d'une alimentation isolée plus puissante puisqu'un grand nombre de composants sont alimentés.

En conclusion, avec l'architecture adoptée seul le signal de commande ainsi que la communication avec l'extérieur et l'alimentation sont isolés.

4.4.4.2 Réalisation du driver

Ici seront présentés les deux composants principaux du circuit de commande qui sont la source de courant commandée et le bloc de mesure de la dérivé de la tension. Ce second élément est rendu important par le fait que l'on propose une régulation des fronts de commutation au blocage et à l'amorçage de l'IGBT.

Source de courant variable

L'organe de commande du système repose sur deux sources de courants. L'une positive et l'autre négative. Dans l'optique d'une régulation qui soit la plus linéaire possible, cette action

doit être précise. La vitesse de variation de la tension entre collecteur et émetteur est donnée par l'Équation 4-17.

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = -\frac{I_G}{C_{GC}} \quad \text{Équation 4-17}$$

Où I_G est le courant de grille et C_{GC} , la capacité grille-collecteur de l'interrupteur. Le contrôle de la pente de V_{CE} se fait à l'aide du courant de grille I_G .

La réalisation des deux sources est donnée par la Figure 4-26.a et b.

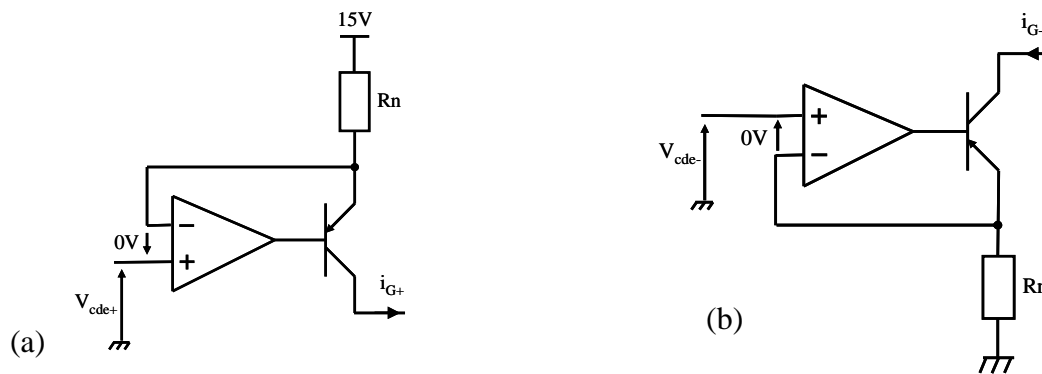


Figure 4-26 : Circuit électrique de la source de courant positive (a) et négative (b)

L'évolution des courants i_{G+} et i_{G-} qui représentent la grandeur de sortie du système varie linéairement avec les signaux de commande V_{cde+} et V_{cde-} (Équation 4-18).

$$i_{G+} = \frac{15 - V_{cde+}}{R_n} \quad \text{Équation 4-18}$$

$$i_{G-} = \frac{V_{cde-}}{R_n}$$

Les consignes en courant (V_{cde+} et V_{cde-}) associées à l'étage de commande, qui est un assemblage des deux sources de courant, est, du fait des limites technologiques du contrôleur numérique, formé par un signal non linéaire. Ainsi le signal est composé de 4 niveaux intermédiaires à l'aide de multiplexeurs analogiques à commutation rapide (Figure 4-27).

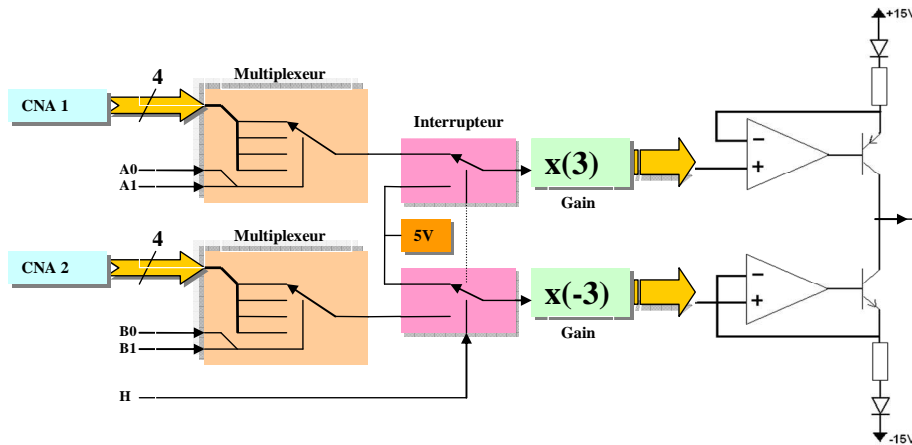


Figure 4-27 : Schéma complet de la source de commande

De brusques variations de courant seront alors appliquées à l'IGBT. Le but est de pouvoir injecter un courant de grille avec un profil déterminé (Figure 4-28).

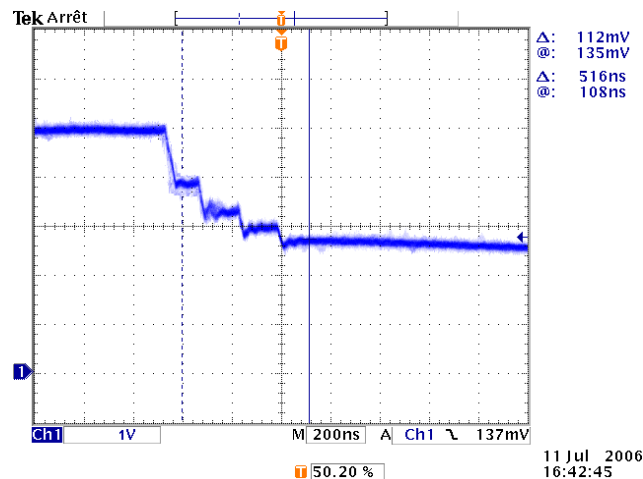


Figure 4-28 : Mesure de la tension en sortie d'un multiplexeur

Mesure de la dérivée de la tension collecteur - émetteur

Pour la réalisation de la régulation de la tension collecteur - émetteur de l'IGBT pendant les phases de blocages et de mise en conduction. Un système de mesure de la pente de V_{CE} a été réalisé (Figure 4-29).

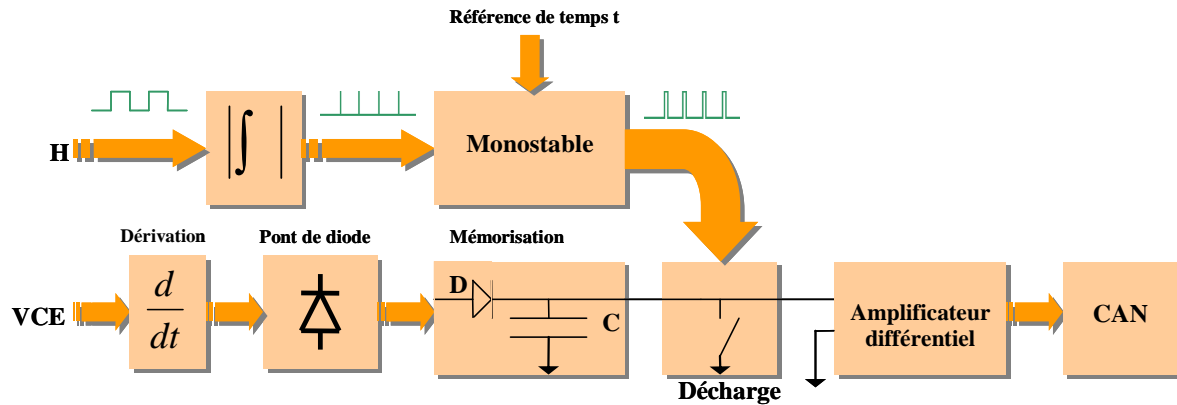


Figure 4-29 : Schéma de principe de la mesure de la pente de V_{CE}

Celui-ci repose sur l'intégrale de la tension V_{CE} au moyen d'un condensateur de valeur très faible (C_{int}) dans le but d'obtenir la dérivée de la tension. La grandeur image de la dérivée de V_{CE} sera un courant (i_C), il va être ensuite injecté dans une résistance (R_{shunt}) dans le but de transformer cette grandeur en tension. Au final, la tension image de la pente sera exprimée par l'Équation 4-19.

$$V_{pente} = i_C \cdot R_{shunt} = C_{int} \cdot \frac{dv_{CE}}{dt} \quad \text{Équation 4-19}$$

4.4.4.3 Programme et Tests

Programme

Le cœur du système repose sur deux composants, un DSP associé à un CPLD. Ces deux composants sont complémentaires dans le traitement des informations. Pour identifier le travail de chacun, il faut définir leurs caractéristiques. Le Figure 4-30 présente le principe de la répartition des tâches entre les deux circuits numériques.

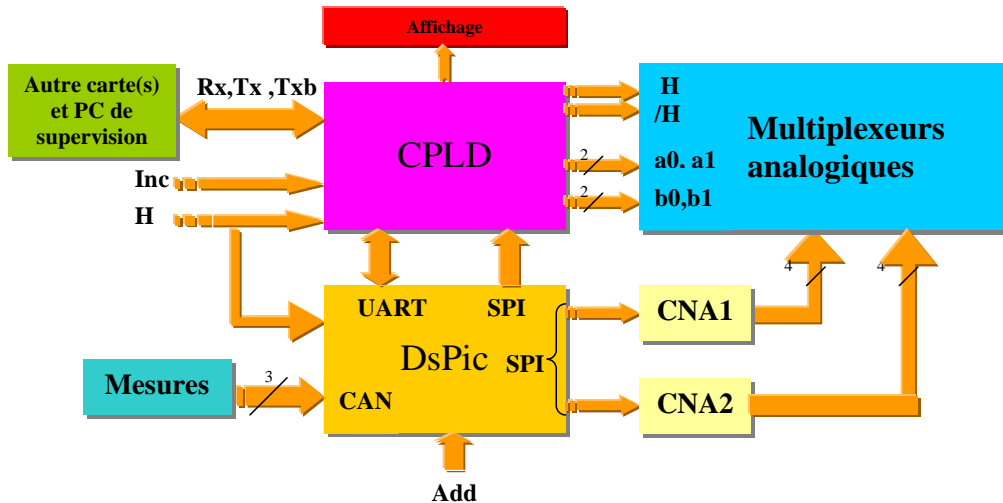


Figure 4-30 : Schéma de principe de la commande

Un CPLD est idéal pour le traitement rapide logique des mots binaires, il ne possède pas de périphériques, uniquement des entrées ou des sorties logiques. Du fait de son architecture interne, plusieurs tâches peuvent être menées en parallèles. Son rôle sera de gérer les signaux numériques de façon rapide.

Le CPLD traite les actions suivantes :

- Génération de la fréquence d'horloge du DsPic. Le DsPic ne travaillant pas à la même fréquence que le quartz du CPLD, un diviseur y a été implanté pour créer une nouvelle horloge ;
- Génération des signaux des rampes en courant. Des compteurs allant jusqu'à trois sont connectés au multiplexeur de telle manière à gérer la génération du signal rampe ;
- Aiguillage des données de l'UART. Il enverra les informations issues du DsPic soit au driver de l'étage supérieur ou soit au superviseur. Etant donnée sa bidirectionnalité, il enverra diverses consignes issues du superviseur au DsPic qui sera l'organe de régulation.

Le rôle du DSP sera de traiter les aspects analogiques grâce à ses convertisseurs numériques-analogiques et d'assurer les asservissements ainsi que la communication avec l'extérieur du driver.

Le DsPic traite des tâches suivantes :

- Acquisition des mesures. A l'aide de ses CAN ;

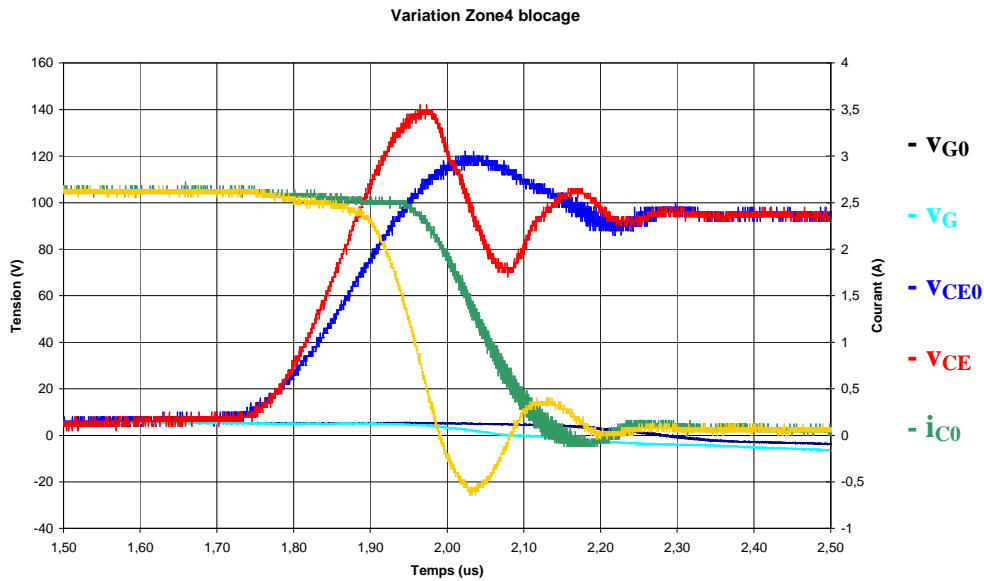


Figure 4-32 : Courant dans l'IGBT, Tension aux bornes de l'IGBT et tension de grille pour une variation de l'amplitude du quatrième palier lors du blocage

Comme pour l'opération d'amorçage, l'augmentation du courant de grille conduit à l'accélération de la commutation.

Ainsi, en fonction de la consigne envoyée au driver l'accélération ou la déclaration de la commutation de l'IGBT pourra être effectuée d'une commutation à l'autre. Le dernier relevé (Figure 4-33) présente l'équilibrage des tensions de blocage de deux IGBTs mis en série par asservissement pour la structure de type hacheur. Le correcteur employé est de type intégrateur. Cependant ses paramètres n'ont pas été optimisés pour aboutir à un temps de réponse de l'ordre de 70ms. La stratégie employée donne de bons résultats. Lorsque la régulation n'est pas en action c'est l'IGBT supérieur qui supporte la tension de blocage des deux interrupteurs (tension de l'alimentation).

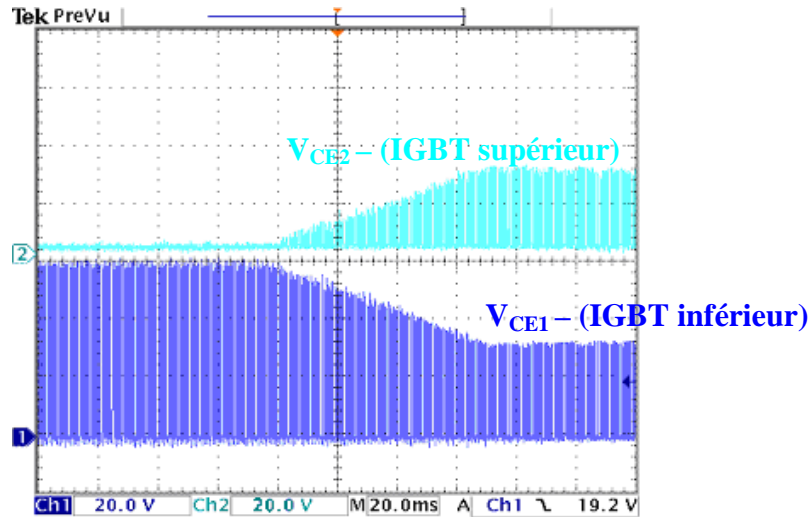


Figure 4-33 : Résultats de la régulation, association en série de deux IGBTs

Le driver utilisé rend compte en permanence au superviseur l'état des interrupteurs. Ceci a été rendu possible à l'aide d'une interface entre le driver et un PC. La Figure 4-34 présente l'IHM réalisée avec la mise en évidence des mesures sur les IGBTs, des paramètres et du paramétrage manuel de l'amplitude des paliers des rampes de courants de grille.

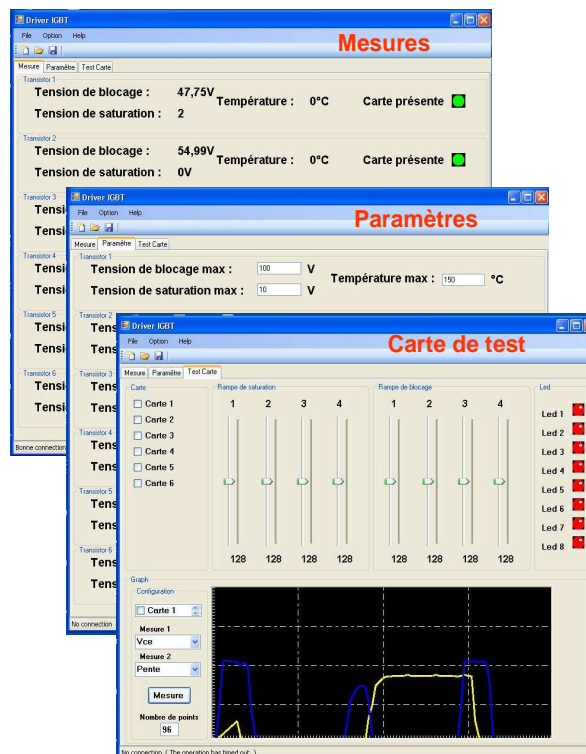


Figure 4-34 : Aperçu de l'IHM du superviseur et du configurateur des drivers

Dans le cas d'un interrupteur défaillant, la technique serait de le mettre en conduction en permanence et de répartir les contraintes sur les autres interrupteurs de manière dynamique. Cela permet à terme d'avoir un système fiable par l'emploi de redondance.

4.4.5 Conclusion

Cette partie a été l'occasion de mettre en œuvre un circuit d'alimentation d'IGBTs qui, à l'aide du contrôle de la vitesse de commutation, va équilibrer les contraintes.

L'originalité de la structure de commande retenue, issue de l'étude de différentes solutions, repose sur une commande utilisant des sources de courants. Le contrôle se fait sur un cœur numérique qui offre beaucoup de souplesse sur la manière d'implémenter la stratégie. Ainsi, dans le futur de nouvelles stratégies pourront être implantées. Le système de communication avec le superviseur permet à la fois de configurer le driver, mais il permet également au driver de rendre compte de l'état des interrupteurs. Ainsi, le driver peut détecter un défaut sur un interrupteur, l'inhiber (par conduction permanente) et répartir les contraintes en tension sur les autres interrupteurs. Cela est rendu indispensable avec la multiplication des interrupteurs des structures d'onduleur de type multiniveaux telle qu'elle a été définie dans la partie précédente.

4.5 Conclusion au chapitre 4

Ce chapitre a été l'occasion de dimensionner l'application en puissance installée ainsi que de proposer une solution de driver qui puisse assurer au dispositif une meilleure fiabilité.

Concernant le dimensionnement, nous avons vu que l'onduleur multiniveaux à mise en série d'onduleurs en pont permettait d'optimiser les pertes dans la structure pour arriver sur un cas d'étude contraignant à 6,5kW (par rapport à une puissance apparente utile de 300kVA). Concernant l'énergie réactive installée, celle-ci atteint 20kJoules, là aussi de ce point de vue c'est la structure à mise en série d'onduleurs qui était moins contraignante devant la structure à capacités flottantes. Au niveau de la puissance dimensionnante, 40MVA, il a été vu que c'est le paramètre le plus contraignant. Cependant, cette contrainte peut être fortement nuancée car la méthode de limitation sans commutations permet aux IGBTs de ne pas voir le courant de court-circuit, seul les diodes sont traversées par un courant élevé. Ainsi, en modifiant ou en adaptant les modules, la puissance dimensionnante pourra être diminuée. Cependant, la méthode retenue pour la limitation sans commutations implique que le courant de court-circuit passe par les diodes et pas par l'IGBT en lui-même. Ainsi, l'IGBT et la diode ne seront pas dimensionnés pour le même courant. La valeur dimensionnante est ainsi plus petite que celle annoncée. La structure optimale emploie beaucoup d'interrupteurs. Ainsi, l'utilisation d'un driver qui assure la mise en série d'IGBTs, qui répartisse les contraintes sur les autres IGBTs lorsqu'il y en a un défaillant ainsi qu'un protocole de communication avec un superviseur est nécessaire dans le but d'accroître la fiabilité et la disponibilité du système. Une méthode originale a été développée et validée expérimentalement.

Seul, le dimensionnement ne peut pas permettre de conclure sur l'intérêt de l'emploi de ce type d'équipement dans le réseau. A présent, nous avons défini son coût. Cependant, il faut mettre ce coût en opposition avec les économies réalisées par son fonctionnement, à la fois sur les pertes, les congestions, l'augmentation de la pénétration des génératrices d'énergies dispersées et d'autres paramètres tel que la fiabilité du réseau. Ainsi, pour définitivement conclure, il faut réaliser la commande de plus haut niveau qui coordonnerait l'utilisation de plusieurs de ces dispositifs réparti dans le réseau et mesurer les économies et les mettre en confrontation avec le prix du système.

Une alternative peut être proposée pour diminuer le courant lors des courts-circuits. Elle consiste à insérer des impédances de limitation en série avec la structure. Cependant, cela s'effectuera au détriment des pertes en régime normal car le système devra en plus de

compenser la chute de tension du réseau, compenser celle induite par l'impédance de limitation. Ainsi, les courants de court-circuit seront moins élevés mais les pertes en fonctionnement plus élevées.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le but des travaux de cette thèse a été d'explorer les possibilités de la compensation série dans les réseaux de distribution. Il a été fait une projection sur des besoins attendus à la fois sur la gestion des flux et sur les plans de protection et de tension. L'intérêt s'est rapidement focalisé sur un outil d'électronique de puissance pour le maillage / bouclage des réseaux de distribution en remplacement des interrupteurs de secours normalement ouvert. Cet outil architecturé autour de l'onduleur de tension est connecté en série sur le réseau et remplit deux fonctions : le contrôle des flux de puissance local (au point de connexion du système) et la limitation des courants de court-circuit (en amont ou en aval de la structure).

Concernant le deuxième chapitre sur le contrôle des flux de puissance, un procédé simple a permis d'élaborer le contrôle souple des puissances transitant sur la ligne. La formalisation d'un tel contrôle n'avait pas été faite jusqu'à présent. Plusieurs architectures de contrôle interne ont été présentées : un contrôle parallèle et un second imbriqué. Les différentes considérations ont permis de définir ce qui apparaissait le plus économique et le plus efficace en terme de pollution harmonique. Les commandes ont été validées à l'aide d'essais expérimentaux.

Nous nous sommes ensuite consacrés à l'étude de la limitation des courants de court-circuit sur la base de l'onduleur de tension connecté en série sur le réseau. Deux principes ont été trouvés, le caractère novateur de cette fonction a été mis en évidence. Le premier principe basé sur une approche contrôle / commande a donné lieu à une solution qui en plus d'être sujet à des pertes lors de la limitation risquait d'être peu fiable du fait des multiples étages de contrôles ainsi que des erreurs de mesures. Le second principe basé sur une approche structurelle a permis de s'affranchir des inconvénients donnés par le premier. Ainsi, la commande minimaliste est plus fiable, le procédé permet d'avoir des pertes dans la structure en limitation minimales. Les principes établis ont été validés à l'aide d'essais expérimentaux. L'issue de cette partie du travail a permis de démontrer le potentiel des FACTS pour le réseau de distribution et plus particulièrement pour le maillage. Cependant, il a été montré que les fonctions recherchées dimensionnent la structure qui doit être capable de supporter des niveaux de tension égaux à ceux mis en jeu dans le réseau (en l'absence de transformateur).

Enfin, nous avons détaillé l'architecture interne du convertisseur qui a été imposé sur la base d'une structure monophasée pour la fonction limitation et sans transformateur pour une

question de coût, ce qui reste néanmoins à démontrer. Ainsi, il est apparu que la structure d'onduleur la plus simple, c'est-à-dire la structure d'onduleur à mise en série d'onduleurs en pont était celle qui présentait le plus d'intérêts d'un point de vue modularité, pertes et puissance réactive disponible. L'emploi d'IGBTs de calibre en tension élevés (3,3kV et 4,5kV) s'est montré comme le choix le plus pertinent. La réalisation d'un circuit de commande adapté à base de source de courant pour le contrôle des répartitions des contraintes sur les interrupteurs et le contrôle de leur état en vue de la surveillance de l'état de la structure a permis de clore ce travail de thèse.

Cette thèse permet de répondre à un certain nombre de questions et d'en éclaircir d'autres. Ainsi :

- Les fonctions au potentiel fort ont été présentées et l'intérêt du maillage / bouclage des réseaux détaillé. Cependant, il n'ait pas exclu que durant des périodes de fonctionnement le système remplisse d'autres fonctions selon les besoins comme par exemple une fonction filtrage de tension et de rejet de creux à l'image du DVR dans la limite de ses possibilités ;

- La possibilité du maillage / bouclage avec cette structure a été démontré. Le fait d'avoir une structure connectée en série sur le réseau a permis la limitation des courants de court-circuit qui est une fonction nouvelle avec ce type de dispositif. Les essais ont permis de valider la théorie ;

- Le coût du système (niveau des pertes, composants installés) a été défini. L'influence du choix du convertisseur, du calibre des composants ainsi que le nombre de modules a pu être apprécié. De plus une méthode pour la réduction des pertes dans l'architecture a été proposée ;

- La possibilité d'avoir une structure fiable a été introduite et une solution proposée.

Les perspectives permettront d'amplifier les résultats obtenus dans ce travail de thèse. Ainsi, il faut à présent :

- Travailler sur le contrôle / commande de haut niveau qui va spécifier en continu la consigne que doit recevoir chaque convertisseur dispersés sur le réseau de manière à minimiser les pertes sur le réseau. Il s'agit d'un problème d'optimisation. Pour réaliser des économies la fonction objectif définie est la minimisation des pertes. Cependant, cette optimisation pourra avoir d'autres objectifs et se faire sous contraintes, c'est-à-dire en définissant au point de connexion du système un niveau de tension compatible avec les normes par exemple ;

Conclusion générale

- Confronter le coût du système défini dans cette thèse aux économies réalisées par la coordination des DFACTS avec pour fonction la diminution des pertes. Ce travail pourra répondre à l'intérêt économique de la solution. De toute manière il est à rappeler qu'elle permettra l'augmentation de la pénétration des GED et permettra une sûreté de fonctionnement plus élevée du fait que les charges auront plusieurs chemins pour l'acheminement de leur énergie ;

- Travailler sur le plan de protection. En effet, le fait d'insérer ce type de système et des GED aura pour effet d'aveugler certaines protections. Un nouveau schéma de protection devra être proposé dans ce nouveau contexte avant d'être capable d'implanter la solution.

Enfin, réaliser ce travail permettra de compléter de manière pertinente la problématique FACTS et plus particulièrement le travail fait autour du dispositif de maillage / bouclage qui offre une opportunité pour l'augmentation de l'insertion de la production décentralisée.

Références

Références

Références

- [AND-06] M. Andreica. « Système aérogénérateur synchrone couplé au réseau – Réalisation d'un banc de test temps-réel ». Rapport de Master de recherche de l'INPG spécialité Génie électrique, juin 2006.
- [BAC-06] S. Bacha, I. Etxeberria. « Eléments de modélisation », Chap.6 dans « L'exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance ». Editions Hermès février 2006. ISBN 2-7462-1118-X, pages 121-139.
- [BAK-80] R.H. Baker. “High-Voltage Converter Circuit”. Brevet d'invention des Etats-Unis n°4 203 151. Mai 1980.
- [BLA-03] F. Blaabjerg, Z. Chen. “Power electronics as an enabling technology for renewable energy integration”. Journal of Power Electronic, vol. 3, no.2, 2003, pages 81 à 89.
- [BOE-07] D. Boëda, A. Teninge, D. Roye, S. Bacha, R. Belhomme. “Contribution of Wind Farms to Frequency Control and network stability”. Conférence EWEC 2007, papier n°0320.
- [BOJ-99] M. Bojrup, P. Karlsson, M. Alakülla, L. Gertmar. “A multiple rotating integrator for active filters”. Conférence EPE'99, Lausanne (Suisse).
- [BOU-06] P. Bousseau, R. Belhomme, N. Laverdure, D. Roye, S. Bacha, E.Monniot, D.Boëda. “Contribution of windfarms to ancillary services”. Conférence CIGRE 2006.
- [CAR-91] P. Carrive. « Réseaux de distribution Structure et planification ». Techniques de l'Ingénieur D4210, décembre 1991.
- [CAR-96] P. Carrère. « Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série. Equilibrage des condensateurs flottants ». Thèse de doctorat de l'INPT, 1996.
- [CRO-91] A. Croguennoc. « Protection des réseaux à moyenne tension de distribution publique ». Techniques de l'Ingénieur D4810, septembre 1991.
- [DIV-07] D. M. Divan, W. E. Brumsickle, R. S. Schneider, B. K. R. W. Gascoigne, D. T. Bradshaw, M. R. Ingram, I. S. Grant. “A Distributed Static Series Compensator for Realizing Active Power Flow Existing Power Lines”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, n°1, Janvier 2007.

- [ETX-03] I. Etxeberria-Otadui. « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – Application à la qualité de l'énergie ». Thèse de doctorat de l'INPG 2003.
- [ETX-06] I. Etxeberria, S. Bacha. « Convertisseurs dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie » Chap.10 dans « L'exploitation des réseaux d'énergie électrique avec l'électronique de puissance ». Editions Hermès fev. 2006. ISBN 2-7462-1118-X, pages 217-243.
- [EUR-03] European Commission. “New ERA for electricity in Europe. Distributed Generation: Key Issues, Challenges and Proposed Solutions”. Rapport EUR 20901, 2003. ISBN 92-894-6262-0.
- [EUR-04] European Photovoltaic Industry Association. “EPIA Roadmap”. Source: <http://www.epia.org/04events/docs/EPIARoadmap.PDF>.
- [EUR-05] European Commission. “Towards Smart Power Networks. Lessons learned from European research FP5 projects”. Rapport EUR 21970, 2005. ISBN 92-79-00554-5.
- [EUR2-05] Photovoltaic Technology Research Advisory Council (PV-TRAC). “A Vision for Photovoltaic Technology”. Rapport EUR 21242, 2004. ISBN 92-894-8004-1.
- [EWEA-06] <http://www.ewea.org/index.php?id=11>.
- [FRE-03] D. Frey. « Convertisseurs haute tension : contribution à l'intégration de la fonction interrupteur ». Thèse de doctorat de l'INPG 2003.
- [GAZ-06] H. Gaztanaga Arantzamendi. « Etude des structures d'intégration des Systèmes de Génération Décentralisée : Application aux Microréseaux ». Thèse de doctorat de l'INPG, décembre 2006.
- [GOM-05] C. Gombert. « Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique ». Thèse de doctorat de l'INPG, septembre 2005.
- [GOT-98] D.J. Gotham, G.T. Heydt. « Power Flow Control and Power Flow Studies with FACTS Devices ». IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 13, No. 1, février 1998.
- [GUE-06] K. Guepratte. « Développement de cartes de commande en courant commandées numériquement, pour la mise en série ou parallèle des transistors IGBT ». Rapport de Stage de Fin d'Etude d'IUP GEII de l'Université Joseph Fourier, juillet 2006.

- [GWE-05] C. Aubrey, C. Kjaer, C. Millais, S. Teske. “Wind Force 12 a blueprint to achieve 12% of the world’s electricity from wind power by 2020”. Rapport du GWEC, juin 2005.
- [HAU-99] J.P. Hautier, X. Guillaud, F. Vandescateele, M. Wulveryck. « Contrôle des grandeurs alternatives par correcteur résonant ». RIGE, vol 2, n°2, pages 163-183, 1999.
- [HIG-00] L. Gyugyi, N. G. Hingorani. “Understanding FACTS Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems”. Edition IEEE Press 2000. ISBN 0-7803-3455-8.
- [HUS-01] M. H. El-Husseini, P. Venet, G. Rojat, A. Al-Majid. “Improving Pulse Handling Capability of Metalized Polypropylene Films Capacitors”. Conference IEEE IAS 2001, 36th annual meeting, papier n°2481.
- [IEA-03] IEA International Energy Agency. “Trends in Photovoltaic Applications. Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2003”. Rapport de l’IEA. Source : http://www.oja-services.nl/ieapvps/products/download/rep1_13.pdf.
- [IOV-07] F. Iov, F. Blaabjerg, R. Bassett. “Advance Power Converter for universal and flexible power management in future electricity network”. Conférence CIRED 2007, papier n°217.
- [JEA-01] P.O. Jeannin. « Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations séries et parallèle de composants à grille isolée ». Thèse de doctorat de l’INPG 2001.
- [KER-92] A. Kervokian, C. Raulet, G. Rojat. “Medium Voltage static switch”. Brevet d’invention des Etats-Unis n°5 148 064. Déposé le 15 sept. 1992.
- [KOB-03] H. Kobayashi. “Development of Operation and Control Method for Autonomous Demand Area Power System - Examination of Transition Period for Distribution Power System Viewed from Effective Voltage Regulation”. Rapport interne annuel de l’EPRI de 2003.
- [LAR-00] T. Larsson, B. Ratering-Schnitzler. “SVC Light: a utility's aid to restructuring its grid”. Conférence IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000. Volume 4, 23-27. Janvier 2000, pages 2577 – 2581.
- [LAV-05] N. Laverdure. « Sur l’intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires ». Thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.

- [LI-00] N. Li, Y. Xu, H. Chen, V. Allegranza, R. Cicoria. “FACTS - Based Power Flow Control in Interconnected Power Systems”. Proceeding of IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 15, No. 1, février 2000.
- [MAC-03] M. Machmoum, M.S. Khor, Y. Abedli, J.C. Le Claire. “Series Active Compensator for Supply Voltage Disturbances”. Conférence EPE, 2003.
- [MAR-01] S. Martino. « Réseau de distribution du GIE-Idea ». Rapport interne du GIE-Idea NTe/IDEA/01/001/A, juillet 2001.
- [MEI-03] R. Meille. Prédimensionnement d'un onduleur triphasé contrôlé par PWM pour des applications automobiles. Rapport de DEA de l'INPG spécialité Génie Electrique, juin 2003.
- [MEY-92] T.A. Meynard, H. Foch. « Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteurs ». Brevet d'invention français 91 09582, européen, japonais, USA et canadien 92 00652, 1991 et 1992.
- [MEY-98] B. Meyer, M. Jerosolimski, M. Stubbe. « Outils de simulation dynamique des réseaux électriques ». Techniques de l'Ingénieur D-4120. Septembre 1998.
- [MEY-02] T. Meynard et al. “Multicell converters: basic concepts and industry applications”. IEEE Transaction Industry Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 955–964, Oct. 2002.
- [MOH-06] M. S. Khor. « Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques ». Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, 20 oct. 2006.
- [NAB-81] A. Nabae, I. Takahashi, H. Agaki. “A new neutral point-clamped PWM inverter”. IEEE Transaction on Industry Applications Society, vol. 17, no 5, 1981.
- [NGU-06] T. T. Nguyen and C.T. Vu. “Complex-Variable Newton-Raphson Load-Flow Analysis with FACTS Devices”. Conférence IEEE PES TD 2005/2006, mai 21-24, 2006 Pages 183 à 190.
- [OCN-05] D. Ocnasu. « Connexion à ARENE Temps-Réel du banc expérimental dédié à la génération éolienne ». Rapport de Master Recherche de l'INPG spécialité Génie électrique 2005.
- [PAL-06] B. Pal, C. Rehtanz, X-P. Zhang. “Flexible Alternating Current Transmission Systems Modelling and Control”. Edition Springer 2006

[PAZ-92] F.P. Flores. « Machine synchrone autopilotée : modélisation pour la simulation et la commande. Eléments d'optimisation du pilotage (Current-fed self synchronous machine : modelisation for simulation and control. Elements for optimal operating mode) ». Thèse de doctorat de l'INPG 1992.

[PAZ-93] F.P. Flores, J.P. Rognon. “Current-fed self-controlled synchronous machine simulation tools and elements for optimal operating conditions Power Electronics Congress”. Proceeding de la conférence IEEE CIEP 93. Août 1993, pages 88 - 94.

[PET-96] P. Petitclair, S. Bacha, J.P. Rognon. “Averaged modelling and nonlinear control of a STATCON”. Proceeding de la conférence IEEE PESC'96. Juin 1996 pages 753-758.

[RAH-02] M. Rahimo, A. Kopta, S. Eicher, N. Kaminski, F. Bauer, U. Schlapbach, S. Linder. “Extending the boundary limits of high voltage IGBTs and diodes to above 8 kV”. Proceeding de la conférence IEEE ISPSD 2002. Pages 41-44.

[RAM-06] G. Rami. « Contrôle de tension auto adaptatif pour des productions décentralisées d'énergies connectées au réseau électrique de distribution ». Thèse de doctorat de l'INPG 2006.

[RIC-06] O. Richardot. « Réglage coordonné de tension dans les réseaux de distribution à l'aide de la production décentralisée ». Thèse de doctorat de l'INPG 2006.

[RID-04] R. Ridell. “Storming ahead. UK wind comes of age”. Renewable Energy World, Editions James & James, Vol. 7, No. 6, November-December 2004, pp. 70-82. ISSN 1462-6381.

[SCH-00] N. Schibli. “Symmetrical multilevel converters with two quadrants DC-DC Feeding”. Thèse de doctorat de l'EPFL, 2000.

[SCH-05] T. Schuetze, H. Berg, O. Schilling. “The new 6.5kV IGBT module: a reliable device for medium voltage applications”. Publication du site Internet d'Infineon.

[SED-01] K. Sedraoui, K. Al-haddad, G. Olivier. “A new approach for the dynamic control of unified power flow controller (UPFC)”. Conférence IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2001, Vancouver, Canada. Juillet 2001.

[SEN-98] K. Sen. « SSSC - Static Synchronous Series Compensator: Theory, Modeling, and Applications ». Proceeding IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 13, n°1, janvier 1998.

[SIE-07] <https://www.energy-portal.siemens.com>

- [SIM-97] O. Simon, H. Spaeth, K.P. Juengst, Komarek. « Experimental setup of a shunt active filters using a superconducting magnetic energy storage device ». Conférence EPE'97, Trondheim (Norvège).
- [SON-99] Y.H. Song, A.T. Johns. « Flexible A.C. Transmission Systems ». Edition IEE, Institution of Engineering and Technology, 1999. ISBN 978-0852967713.
- [SRE-97] K. Sreenivasachar, S. Jayaram, M.M.A. Salama. “Intelligent autonomous control of a unified power flow controller”. Conférence on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, New York, 1997. Pages 862–868.
- [VEN-01] P. Venet, F. Perisse, G. Grellet, G. Rojat. “Method and Device for individually determining the ageing condition of a capacitor”. Brevet d'invention WIPO WO/2001/011377. Déposé le 15 février 2001.
- [WIND-89] <http://www.windatlas.dk/Europe/About.html>
- [YE-05] Y. Ye, M. Kazerani. “Power flow control schemes for series-connected FACTS controllers”. Revue Electric Power Systems Research (EPSR) n° 76, 2006. Pages 824–831.

Annexes

Annexes

A 1 Potentiels des systèmes de production de type énergies renouvelables

Le développement des systèmes de production distribués est fortement lié au développement des systèmes à base d'énergies renouvelables qui ont un grand rôle à jouer. Pour mesurer la marge de progression et le potentiel de développement qu'offrent ces systèmes, les ressources des énergies basées sur l'exploitation du vent et du soleil vont être développées. Il existe d'autres voies pour le développement des moyens de génération décentralisés qui reposent sur la cogénération, les piles à combustible, la biomasse, etc ... Cependant, on se limite ici à présenter ceux qui ont le potentiel le plus important.

A 1.1 Potentiel de l'énergie éolienne

Dans les énergies renouvelables, les systèmes d'énergie basés sur l'éolien présentent le développement le plus rapide. Il est à l'heure actuelle le moyen de générer de l'électricité à partir d'énergie renouvelable le plus économique. Le développement des énergies éoliennes s'est énormément accru durant les dernières décennies. Elles se sont développées avec l'augmentation de la taille des turbines, en passant de vitesses fixes à des vitesses variables et en présentant de plus en plus de souplesse dans leur contrôle. Le prix des systèmes EP a constamment diminué, de plus le développement de stratégies de contrôle moderne [BLA-03], [BOU-06] [LAV-05] [BOE-07] a progressé ce qui a largement contribué au développement des turbines à vitesse variable.

L'Europe a maintenu dans les dernières années sa position de leader mondial de l'énergie éolienne grâce à un excellent potentiel éolien à la fois pour l'éolien terrestre (on-shore) et l'éolien en mer (off-shore). La Figure A. 1 nous présente la carte des vents de l'Europe [WIN-89] et permet de s'en rendre compte.

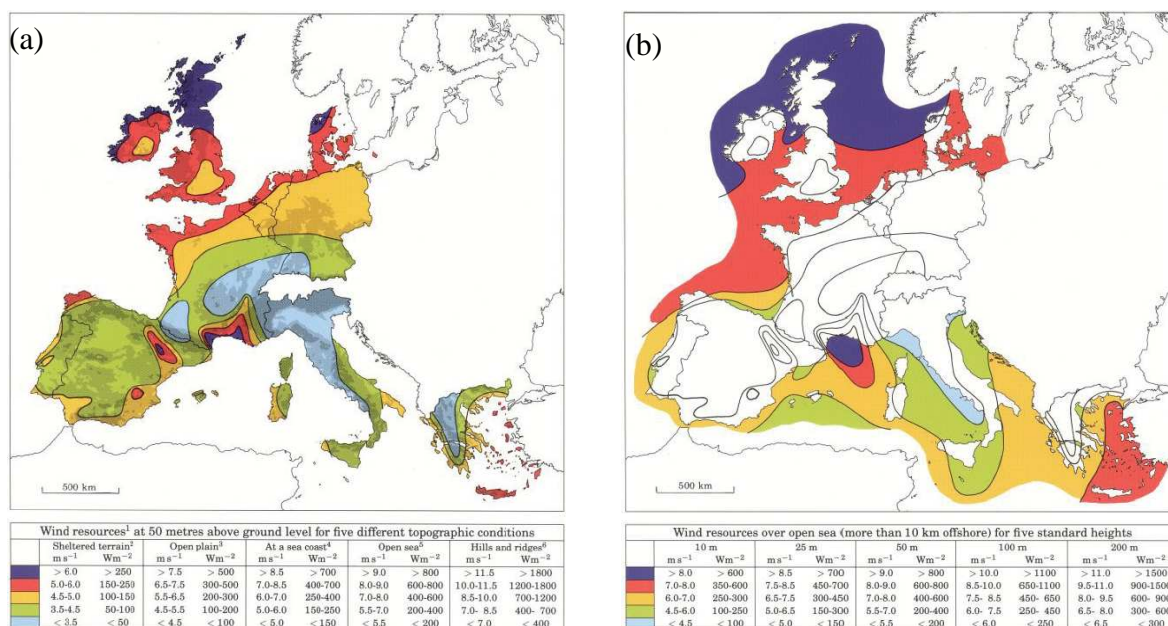


Figure A. 1 : (a) Carte des vents pour l'éolien de type terrestre et (b) en mer en m/s – Extrait de l'European Wind Atlas 1989

D'après [RID-04] le Royaume-Uni est placé au premier rang mondial pour son potentiel en vent suivi de l'Allemagne grâce à son potentiel éolien de type off-shore. Il est également à noter que la France se situe bien grâce à ses côtes de la mer du nord ainsi qu'un bon potentiel dans une partie du sud de la France.

Cependant, l'Allemagne est le pays européen qui trouve la plus grande capacité d'énergie éolienne installée suivi de l'Espagne et du Danemark [GWE-05]. La Figure A. 2 présente la répartition des capacités éoliennes installées en Europe [EWE-06].

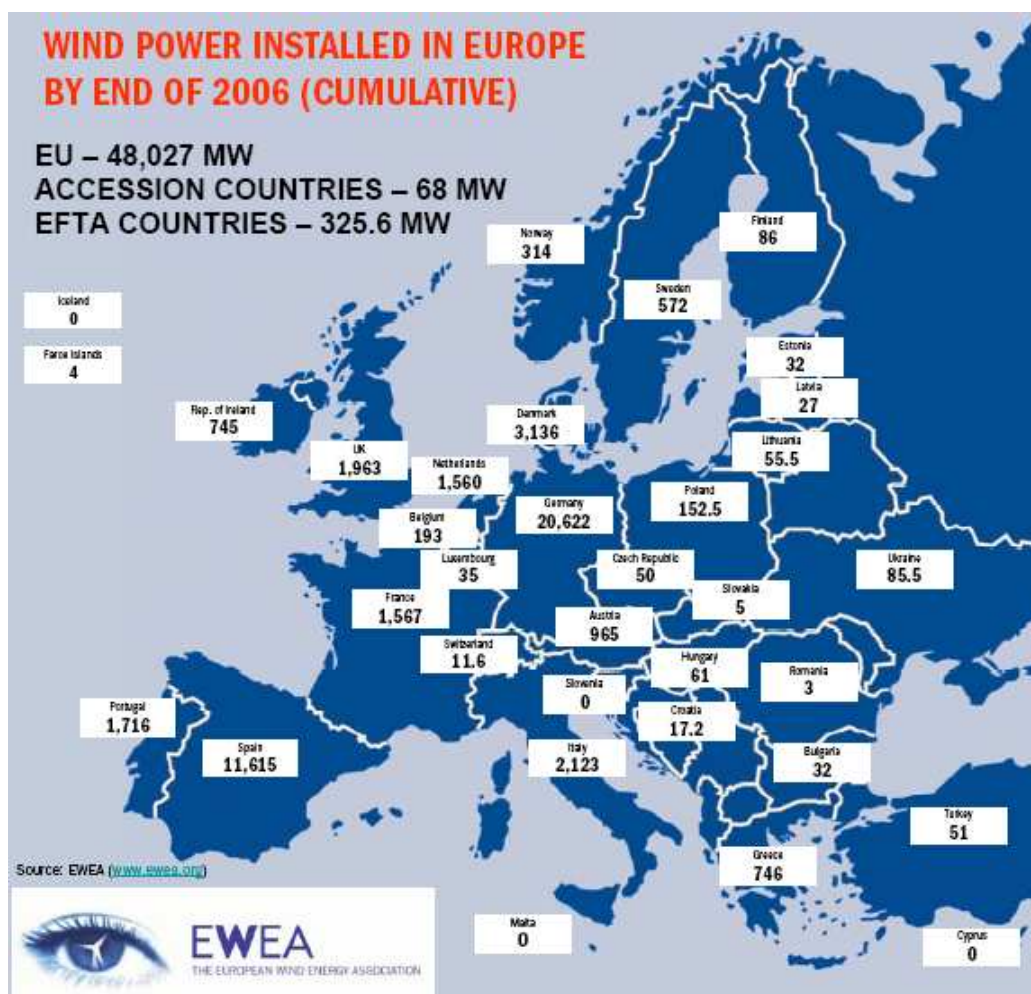


Figure A. 2 : Répartition des capacités éoliennes installées en Europe en MW en 2006– Extrait du site Internet de l'EWEA

Les données collectées montrent que le potentiel européen en matière d'énergie éolienne est important et qu'une grande marge existe avant d'avoir exploité tout ce potentiel. La France ainsi que le Royaume-Uni en sont les meilleurs exemples avec des potentiels supérieurs à tout autre pays européen.

A 1.2 Potentiel de l'énergie solaire

L'énergie solaire est une ressource illimitée disponible partout. L'énergie solaire de type photovoltaïque (PV) associé au solaire thermique est le potentiel en matière d'énergie renouvelable le plus important [EUR-04].

La carte de rayonnement solaire pour 2005 avec et sans optimisation du point d'observation apparaît à la Figure A. 3 [IEA-03]. Avec le réchauffement climatique, elle devrait évoluer de telle manière à dynamiser encore plus l'intérêt pour cette énergie.

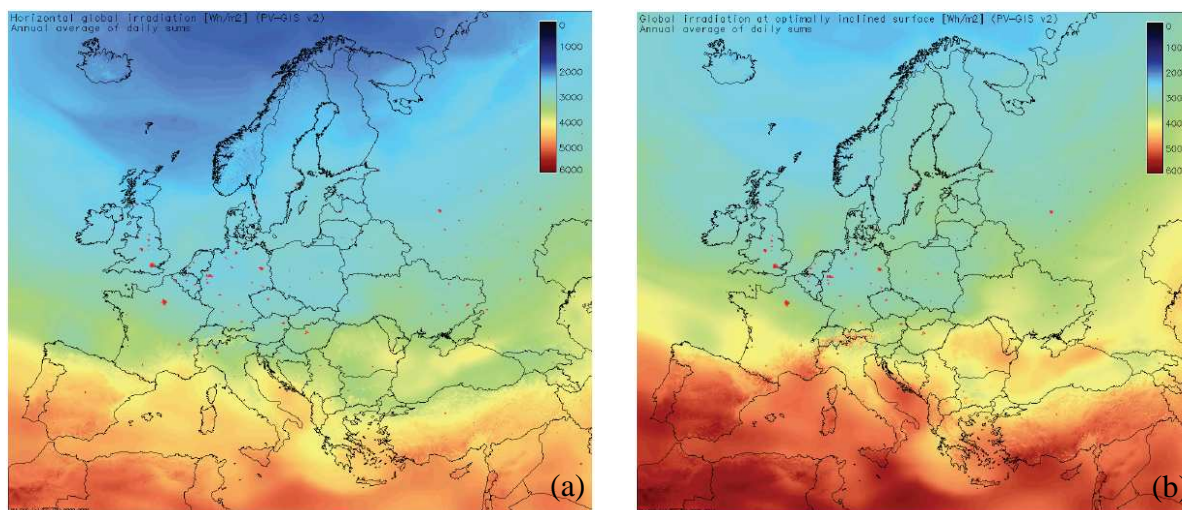


Figure A. 3 : Carte de radiation moyenne sur une année en Wh/m² pour 2005 - (a) par rapport à un point de mesure tangente à la surface de la terre (b) par rapport au point de mesure incliné optimal en terme de radiation – Source de l'European Commission and Institute for Environment and Sustainability (Source Solar Electricity Action)

Les panneaux photovoltaïques sont des systèmes de génération à base de silicium qui ont pour seule énergie primaire le soleil. Leur caractéristique modulaire fait qu'ils peuvent être employés à la fois pour des petites et des grandes unités de production d'énergie.

Connecter 20m² de panneaux photovoltaïques sur le toit de la maison moyenne d'une famille européenne leur permettra de couvrir 50% de leurs besoins électriques moyen sur une année pour une période de 25ans [EUR-04]. Typiquement 1m² de panneaux photovoltaïques représente 120W de puissance installée. Contrairement aux éoliennes, la possibilité de les installer partout, y compris en ville, fait que l'énergie solaire photovoltaïque possède un potentiel pour l'énergie distribuée très important. Durant les dix dernières années, la puissance mondiale installée a augmentée à un rythme de 40% par an pour atteindre 2,5GW en 2004, il est à noter que 80 % des générateurs PV sont connectés au réseau.

Ce type d'énergie est amené à jouer un rôle important en Europe et dans le monde et sera une des clefs du développement énergétique de ce siècle [EUR2-05].

A 2 Robustesse de la commande du bus continu

La conception de la commande est réalisée à partir de la connaissance d'un modèle mathématique qui fait intervenir un certain nombre de paramètres (Équation 4-20). Ces paramètres qui sont dans le cas de l'onduleur connecté en série sur le réseau, la résistance du bus continu R_c , la capacité du bus continu C et l'amplitude du courant de ligne I_{max} admettent des variations plus ou moins importantes dans le temps, ainsi la résistance varie en fonction de sa température, la capacité d'un condensateur va diminuer lors de son vieillissement et l'amplitude du courant va également varier en fonction de l'état de charge du réseau et de la commande du système. Le système qui est commandé est très particulier puisque la grandeur à commander (P, Q ou I) intervient directement dans la fonction de transfert du système. C'est le paramètre qui est le plus sujet à des variations. De ce fait, dans la réalité, le système et sa commande ne répondront pas de la même manière qu'avec les hypothèses où les paramètres étaient considérés comme constants.

$$FTBO(p) = C(p) \cdot T(p) = Kp \cdot \frac{1 + \bar{a} \cdot p}{\bar{a} \cdot p} \cdot \frac{0,95 \cdot I_{max} \cdot Rc}{2} \cdot \frac{1}{1 + Rc \cdot C \cdot p}$$

Équation 4-20

$$\bar{a} = R_{c_estimé} \cdot C_{estimé}$$

$$FTBF(p) = \frac{1 + R_{c_est} \cdot C_{est} \cdot p}{\frac{2 \cdot R_{c_est} \cdot C_{est} \cdot C}{Kp \cdot 0,95 \cdot I_{max}} \cdot p^2 + R_{c_est} \cdot C_{est} \cdot \left(\frac{2}{Kp \cdot 0,95 \cdot I_{max} \cdot Rc} + 1 \right) \cdot p + 1}$$

A 2.1 Variation de l'amplitude du courant

Le paramètre I_{max} intervient dans la fonction de transfert du système à commander sous la forme d'un gain. Ainsi associé à son correcteur la modification de ce paramètre interviendra dans la constante de temps du système (Équation 4-21).

$$\bar{a} = R_{c_estimé} \cdot C_{estimé} = R_c \cdot C$$

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \bar{a}}{Kp \cdot 0,95 \cdot I_{max} \cdot Rc} \cdot p}$$

Équation 4-21

Plus I_{max} sera faible, plus la constante de temps sera grande et plus le temps de réponse sera long (Figure A. 4). Les paramètres utilisés pour les relevés de la tension du bus continu en réponse à un échelon de tension de 1000V sont les suivants :

- $R_c = 44000\Omega$

- $C = 2,2\text{mF}$

- $I_{max} = 100A$

- $K_p = 0,01$

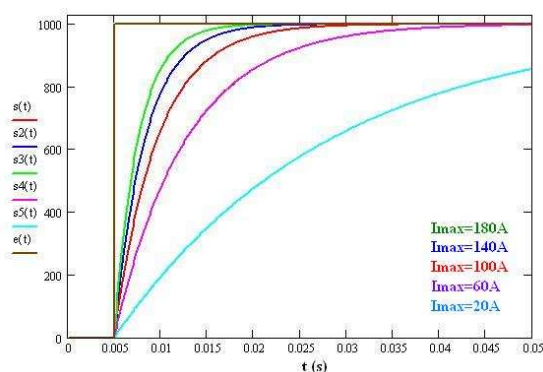


Figure A. 4 : Mise en évidence de la variation de I_{max} sur la charge du bus continu – $V_{dc} (V) = f(t)$

A 2.2 Erreur d'estimation sur l'amplitude de la résistance

La valeur de la résistance intervient doublement dans le modèle du système, à travers sa constante de temps et à travers le gain. Ainsi, une erreur d'estimation sur la valeur de la résistance provoque un écart du comportement du système pour le réglage relatif au gain en basse fréquence du système et un décalage du pôle du système. Concernant le gain en basse fréquence, quelle que soit sa valeur, en boucle fermée il sera unitaire et pour le décalage du pôle qui se caractérise par la modification du système en second ordre avec introduction de zéro, cela n'a pas de grande influence puisque le produit des deux varie faiblement (Figure A. 5).

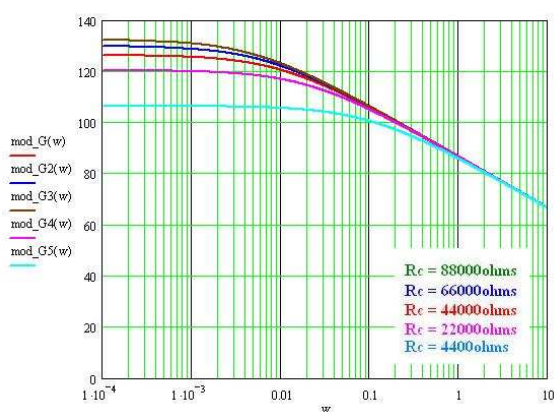


Figure A. 5 : Influence de la variation de la résistance sur les fonctions de transfert du système (dB) en fonction de la pulsation (rad/s)

Ainsi, une variation dans le temps de la résistance ou une mauvaise estimation de cette grandeur n'a pas d'incidence sur la réponse du système en boucle fermée (Figure A. 6).

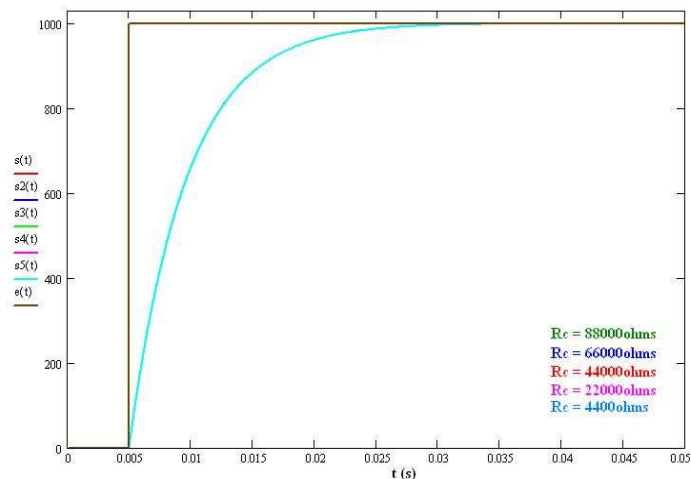


Figure A. 6 : Influence de la variation de la résistance en parallèle avec le bus continu – $V_{dc} = f(t)$

A 2.3 Erreur d'estimation sur la capacité du bus continu

La capacité du bus continu intervient dans le système à travers la constante de temps. Une erreur d'estimation sur la capacité du bus continu n'a une influence qu'en haute fréquence. Si la capacité est sur-estimée le gain et la phase seront supérieurs à ceux prévus et vice-versa. Une erreur sur la phase trop importante à hautes fréquences influe directement la marge de phase, donc la stabilité. Cependant, l'erreur doit être très élevée pour arriver à des valeurs critiques (Figure A. 7 et Figure A. 8).

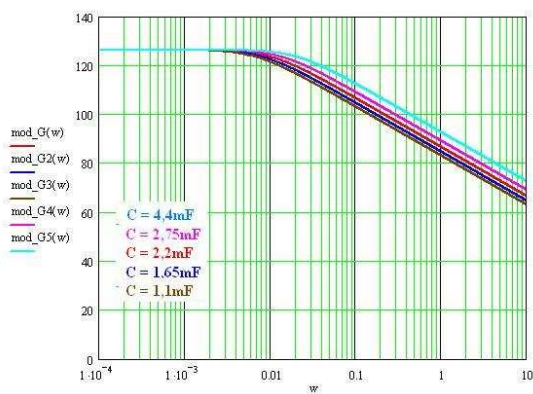


Figure A. 7 : Effet de la variation de C sur le système - Diagramme de Bode du gain (dB) = $fct(\omega)$

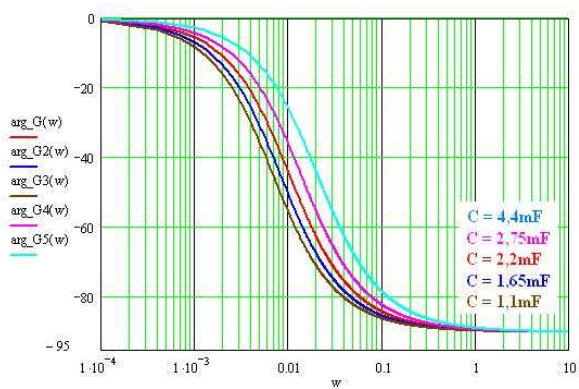


Figure A. 8 : Effet de la variation de C sur le système - Diagramme de Bode de la phase (°) = $fct(\omega)$

A 3 Présentation du démonstrateur et du réseau simulé

Le démonstrateur disponible au laboratoire est architecturé autour d'un simulateur numérique temps réel ARENE URT (URT : Unix Real-Time). Cet équipement développé par EDF R&D permet de tester des équipements physiques électriques en temps réel. Il comprend trois parties principales (Figure A. 9) :

- Une interface graphique optimisée et un code de simulation de réseaux électriques basé sur le simulateur de réseaux ARENE ;
- Une station UNIX installée sur un ordinateur parallèle J-5600 Hewlett-Packard à biprocesseur dont la fréquence d'horloge est de 552 MHz ;
- Des cartes d'acquisition et de restitution pouvant être numériques (CNN) ou respectivement numériques/analogiques (CNA) et analogiques/numériques (CAN). Ces cartes sont installées dans une armoire industrielle appelée « baie VME (Versa Module Eurocard) » du nom du bus sur lequel repose la conception du système.

Cet équipement est venu en support à de nombreux travaux de recherche au laboratoire. Il peut être trouvé des études sur les relais de protection [NM-00], les contrôleurs de machines tournantes, les contrôleurs de systèmes à base d'électronique de puissance [GO-05b], des prototypes de générateur éoliens [AN-06] [LV-05] [OC-05], des études de micro réseaux [GAZ-06] entre autres.

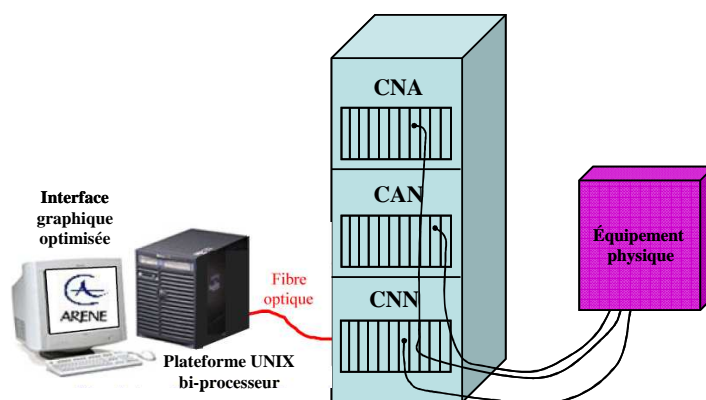


Figure A. 9 : Structure du simulateur ARENE temps réel

L'équipement physique sur lequel repose nos travaux est un dispositif d'électronique de puissance universel qui peut se trouver dans la littérature sous le terme UPFC pour Unified Power Flow Controller. Il s'agit de deux onduleurs connectés côté alternatif distinctement en parallèle et en série et dont le côté continu est mis en commun. Un jeu de contacteurs permet

de configurer l'architecture du dispositif d'électronique de puissance de telle manière à ne retenir qu'un des deux onduleurs ou les deux. Dans notre cas d'étude seul l'onduleur connecté en série sur le réseau sera retenu. Le dispositif d'électronique de puissance qui est un onduleur de type triphasé est connecté à un réseau qui est soit le réseau EDF triphasé 230V lorsque les essais se font découplés du réseau simulé ou soit connecté au réseau simulé à l'aide d'un amplificateur de puissance. Cet amplificateur est commandé par la simulation à travers la baie VME. L'amplificateur reçoit une image du courant simulé par la baie et génère un courant image du courant simulé. La commande du DVR est implantée dans un système dSPACE de type RTI1005, cet outil repose sur le logiciel de simulation générique Matlab / Simulink ce qui permet de ne pas avoir à coder le programme dans un Digital Signal Processor (DSP), il s'en charge en compilant directement la description des schémas réalisés. Le synoptique du système complet apparaît à la Figure A. 10.

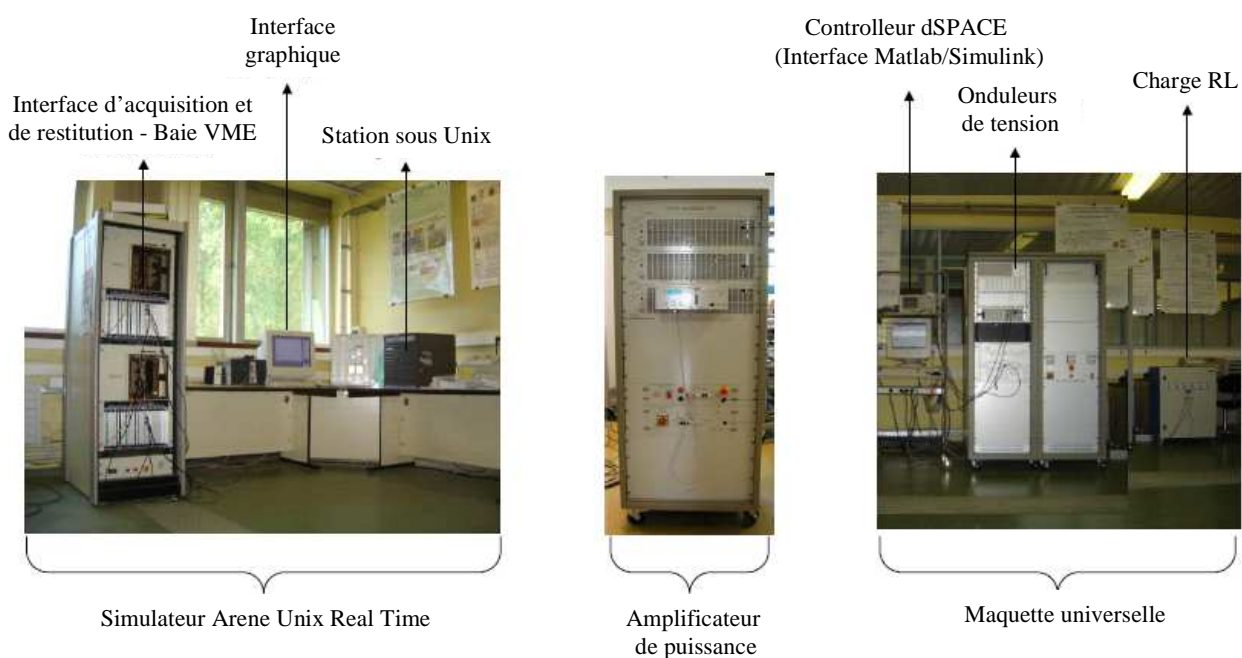


Figure A. 10 : Représentation du banc d'essais complet de l'analyse temps réel hybride

Les paramètres du DSSSC physique sont présentés au Tableau A. 1. La puissance nominale de l'onduleur utilisé est de 10 kVA maximum même si dans l'application retenue, le système demande moitié moins de puissance. Le prototype à échelle réduite du DSSSC émule le fonctionnement d'un DSSSC de 60 kVA (fonctionnement en régime de contrôle des flux de puissance) connecté au réseau de distribution 20 kV.

Paramètres	Abréviation	Valeur
1er jeu de paramètres : - inductance de filtrage - capacité de filtrage	L_{f1} C_{f1}	0,36 mH 100 μ F
1er jeu de paramètres : - inductance de filtrage - capacité de filtrage	L_{f2} C_{f2}	3 mH 100 μ F
Puissance nominale apparente	S_N	10 kVA
Période d'échantillonnage	T_s	100 μ s
Fréquence de commutation	F_c	10 000 Hz
Tension maximale du bus continu	V_{DC}	400 V
Capacité du bus continu	C_{bus}	1100 μ F

Tableau A. 1 : Paramètres du DSSSC

Pour notre application de contrôle de flux de puissance, le schéma de la Figure A. 11 a été mis en place. Il est composé de trois parties distinctes :

- Le simulateur numérique temps réel ARENE URT comporte le réseau maillé. Il est composé d'un ensemble de charge et est alimenté par deux générateurs modélisant des postes sources. Une différence d'amplitude permet de créer un échange de puissance à défaut de pouvoir réaliser une différence de phase ;

- L'interface de simulation hybride comporte l'amplificateur de puissance commandé en courant et les convertisseurs. Ils permettent la commande de l'amplificateur, la mesure des tensions en amonts du système et le bouclage dans la simulation des tensions délivrées par l'onduleur physique ;

- La maquette du DSSSC à échelle réduite avec l'onduleur de tension, un filtre inductif et la commande du système sous dSPACE.

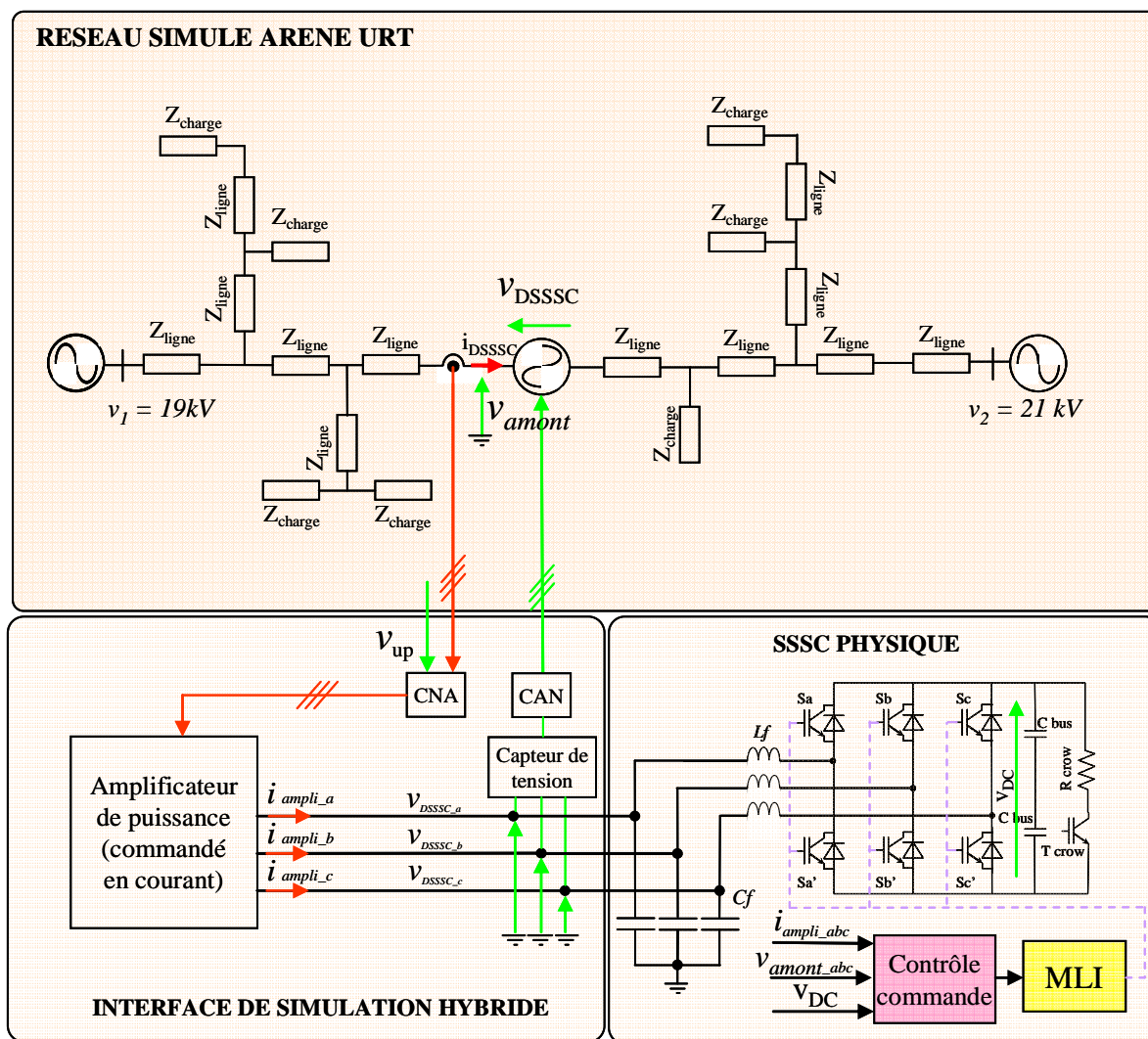


Figure A. 11 : Schéma de connexion hybride temps réel entre le DSSSC et ARENE

Le paramétrage des différents gains est un point important du bon fonctionnement du système. En effet, il faut que les tensions maximales issues de l'onduleur correspondent sur le réseau simulé aux tensions maximales mises en jeux, il faut également faire attention à ne pas avoir des sorties de convertisseurs (CNA, CAN ou CNN) qui soit saturées sous peine d'avoir un fonctionnement non optimal ou voir des défaillances lors des tests. Ci-dessus est présenté les différentes chaînes de mesure avec le détail des gains pour :

- Le courant de ligne. En simulation, il apparaît les courants de lignes dont une image sera envoyée à l'amplificateur de telle manière à générer un courant physique qui sera lui-même une image du courant de la simulation. Le synoptique apparaît ci – dessous (Figure A. 12).

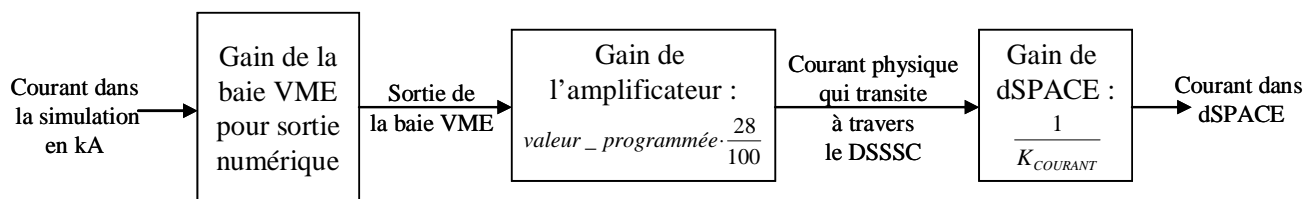


Figure A. 12 : Chaîne de mesure des courants de ligne

- Les tensions en sortie d'onduleur. Ces trois tensions sont mesurées envoyées vers la baie VME qui va numériser ces signaux de telle manière à les réinjecter dans la simulation. Sous le logiciel ARENE, il n'existe pas de source de tension qui ne soit pas référencée à la masse. Cependant, nous souhaitons réaliser l'injection d'une tension sur une ligne. Pour contourner ce problème, on pilote des sources de courant qui vont faire transiter un courant sur une partie de la ligne de telle manière à pouvoir injecter une tension qui sera l'image de la tension en provenance de l'onduleur physique. Le synoptique apparaît ci – dessous (Figure A. 13).

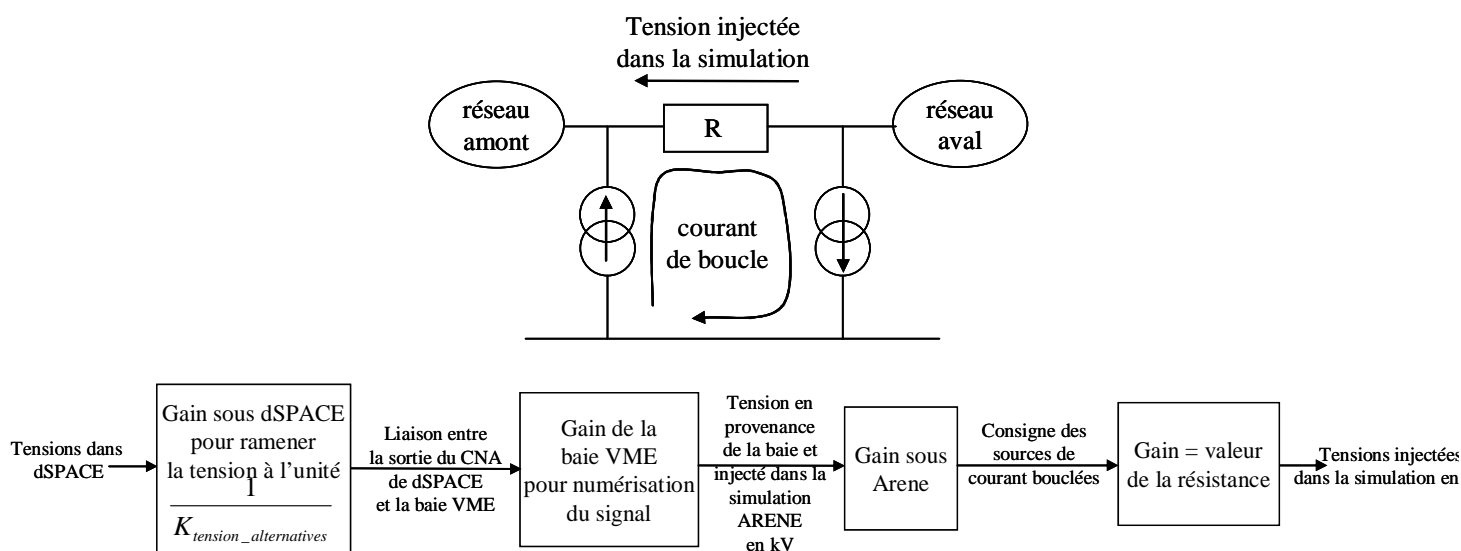


Figure A. 13 : Synoptique du bloc permettant l'injection de la tension sur le réseau et chaîne de mesure des tensions de sortie d'onduleur

- Les tensions mesurées sur le réseau. Pour réaliser le contrôle des flux de puissance il nous faut mesurer des tensions de lignes bien qu'elles pourraient être considérées constantes. Ces tensions sont issues de la simulation et renvoyées vers le contrôleur dSPACE après renumérisation. Le synoptique apparaît ci-dessous (Figure A. 14).

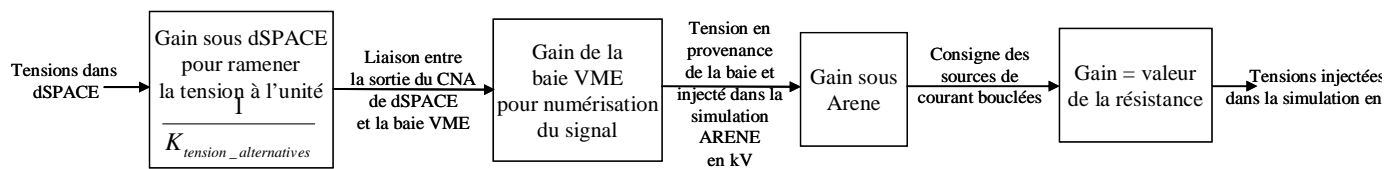


Figure A. 14 : Chaîne de mesure des tensions de ligne

A 4 Caractéristiques du réseau simulé pour les courts-circuits sous ARENE RT

Le synoptique sous le logiciel ARENE du réseau simulé est le suivant (Figure A. 15). Ce schéma fait apparaître le Power Flow. Les deux alimentations débitent à la fois une puissance active et réactive :

- PS en amont : 3MW et 1MVar
- PS en aval : 1,9MW et 1,6MVar

Le système DSSSC apparaît en milieu de ligne. Le court-circuit est implanté pour ce cas d'étude en aval du système par un éclair. Les différents blocs servent aux mesures effectuées sur le réseau (tensions et courants) et à la réinjection des tensions de l'onduleurs réel sur le réseau simulé.

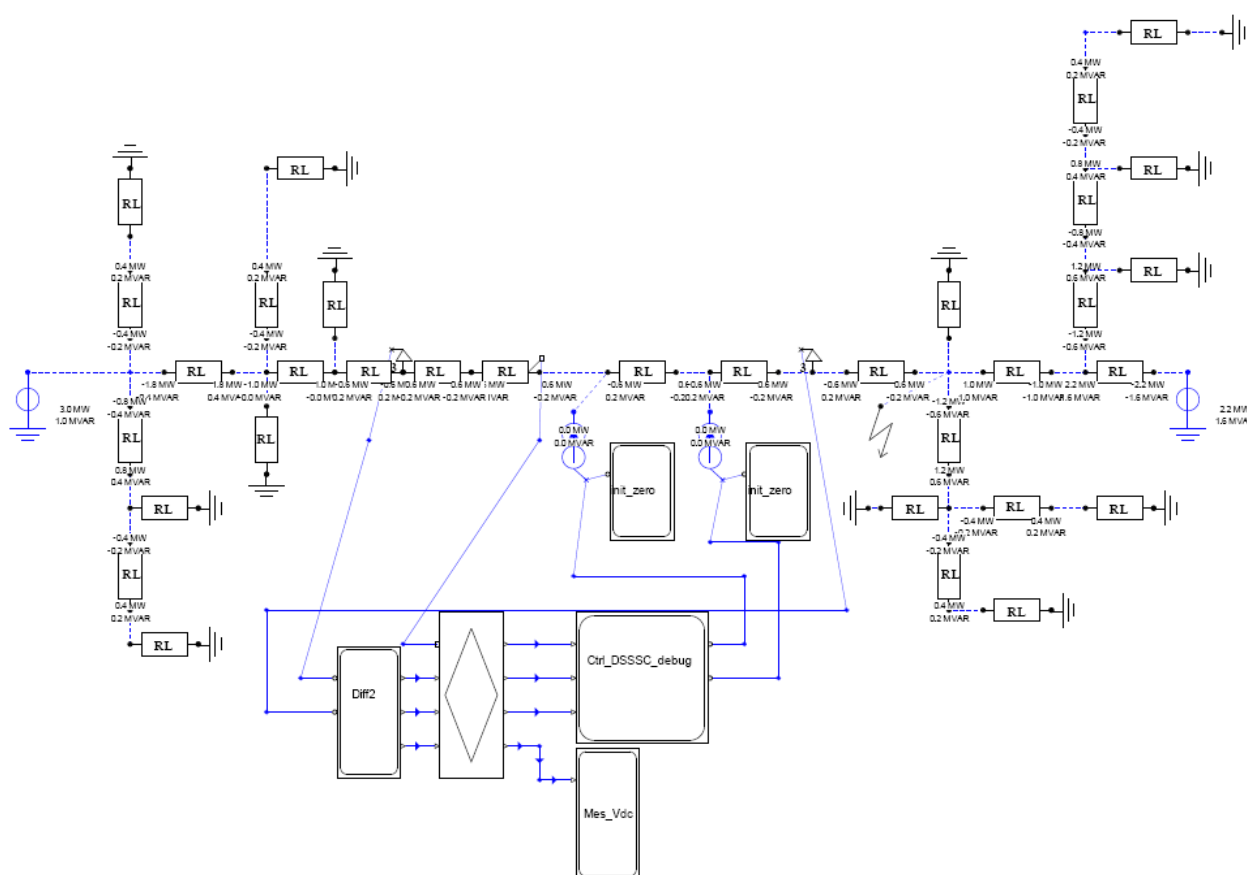


Figure A. 15 : Réseau de distribution simulé sous ARENE avec power flow et court-circuit en aval du système

Les caractéristiques des charges sont 800Ω et $1,274\text{mH}$ et pour celles des lignes $0,4\Omega$ et $1,3\text{mH}$.

A 5 Limitation des courts-circuits situés en amont du système pour le procédé par commutation dure

A 5.1 Court-circuit triphasé

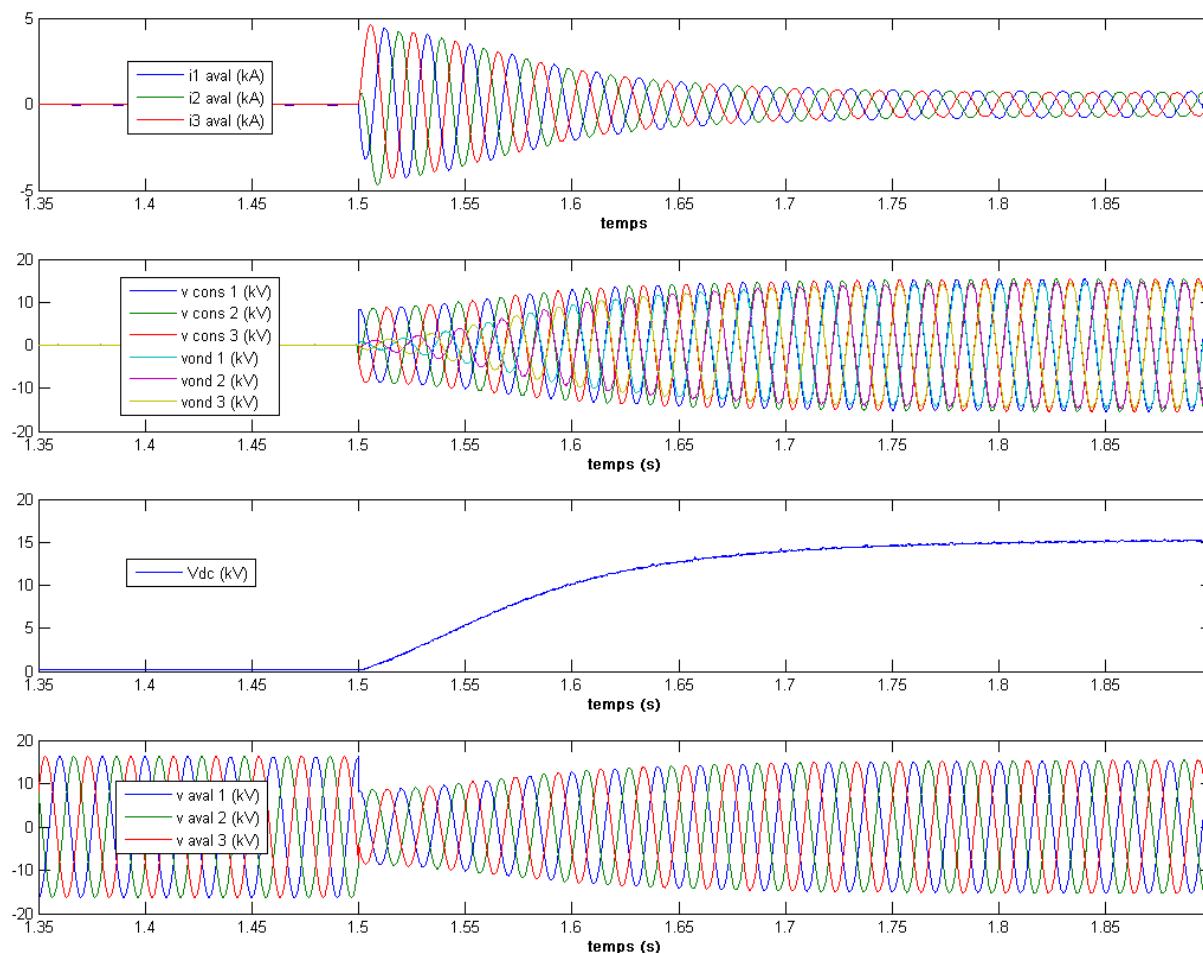


Figure A. 16 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit triphasé en amont du système avec la méthode par commutations dures – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en aval du système

A 5.2 Court-circuit monophasé

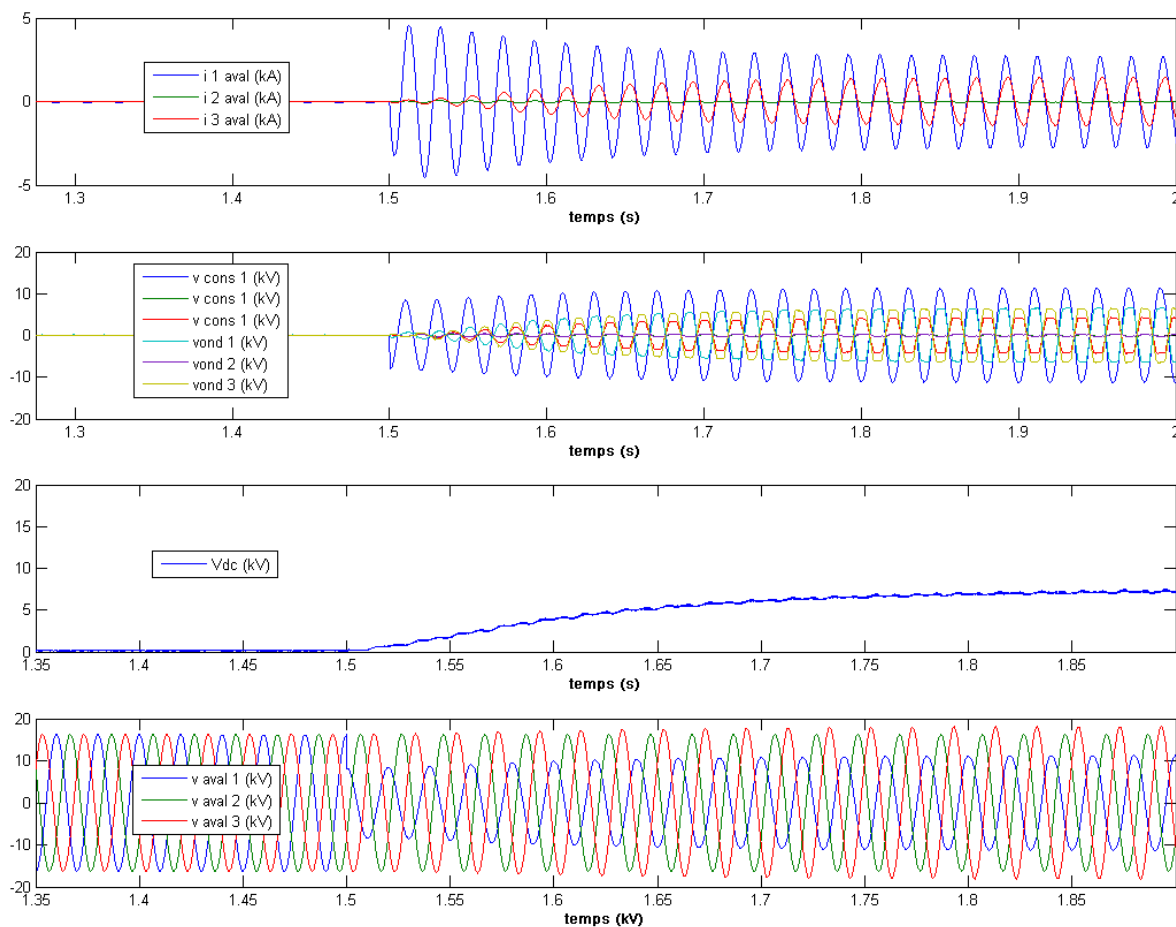


Figure A. 17 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit monophasé en amont du système avec la méthode par commutations dures – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en aval du système

A 6 Limitation des courts-circuits situés en amont du système pour le procédé sans commutations

A 6.1 Court-circuit triphasé

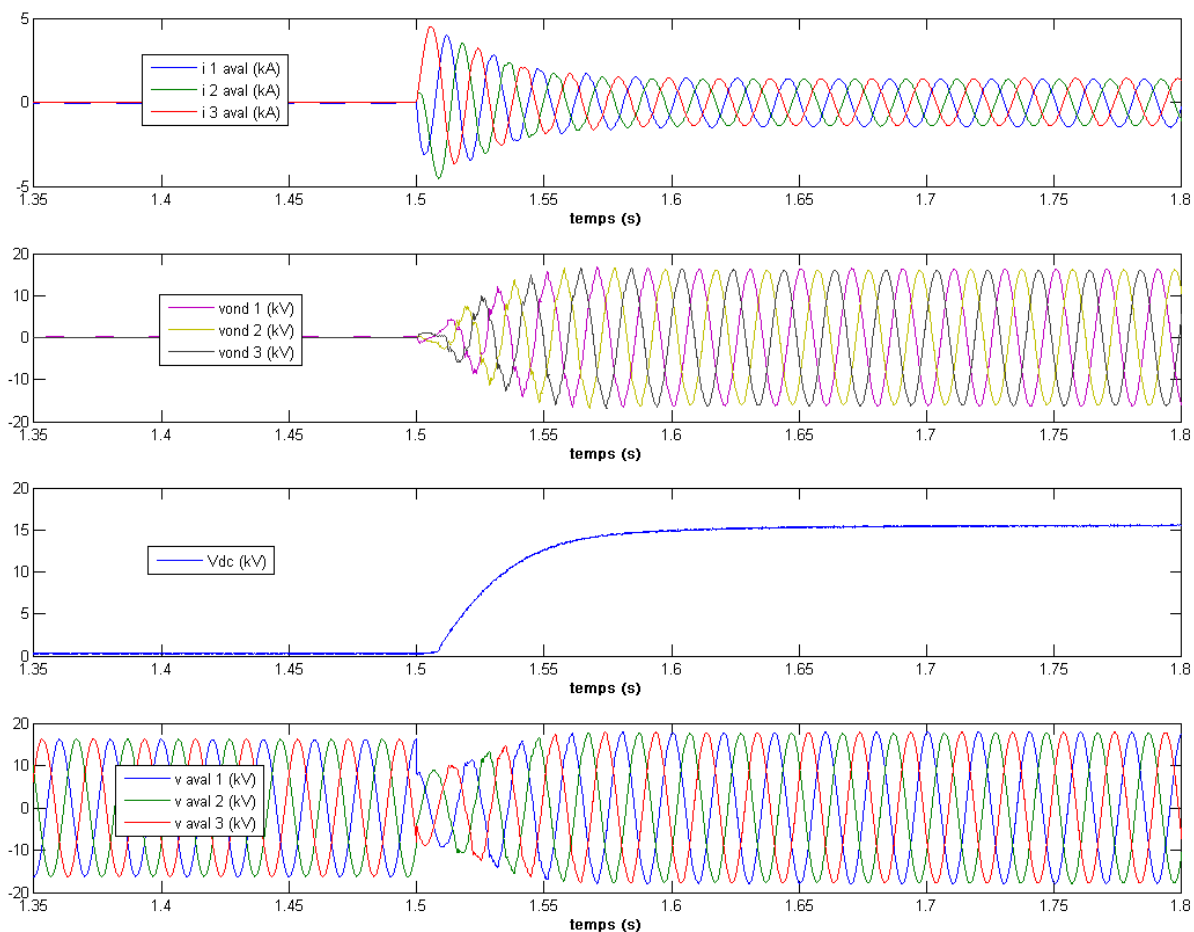


Figure A. 18 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit triphasé en amont du système avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en aval du système

A 6.2 Court-circuit monophasé

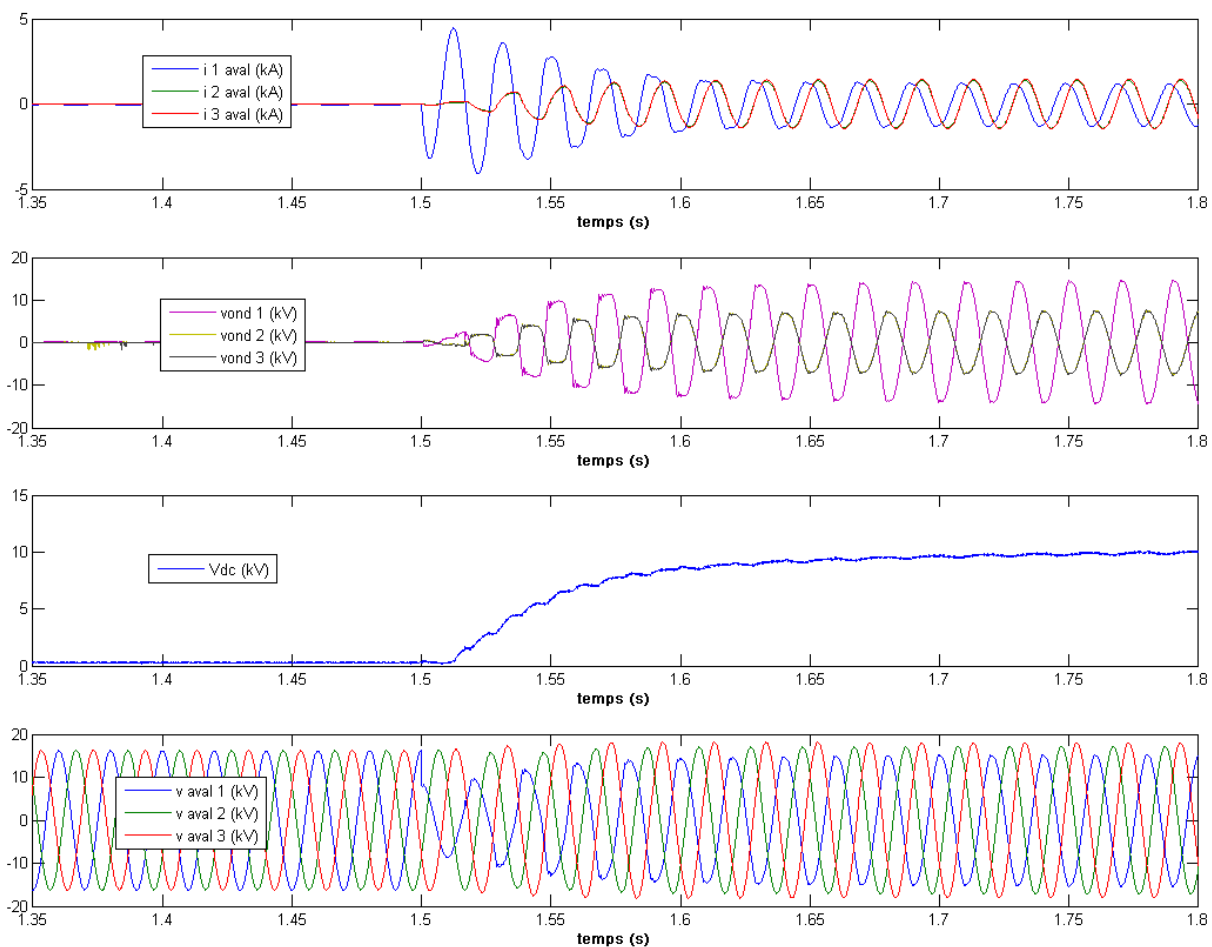


Figure A. 19 : Essai expérimental de limitation pour le cas d'un court-circuit monophasé sur la phase 1 en amont avec la méthode sans commutations – Courants de ligne, Tensions générées par l'onduleur, Tension du bus continu et Tensions du réseau en aval du système

A 7 Formulation pour l'évolution de la tension du bus continu et du courant à travers l'onduleur lors du court-circuit en fonction des éléments de l'onduleur

A 7.1 Expression de la tension du bus continu pour un régime apériodique ($\Delta > 0$)

$$V_{\max} \sin \omega t = L_f C_{dc} \cdot \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + R_f C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}$$

$$v_{dc} = sol_gené + sol_part = v_{dc_1} + v_{dc_2}$$

Solution générale :

$$0 = L_f C_{dc} \cdot \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + R_f C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}$$

$$\Delta = (R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc} > 0$$

$$r_1 = \frac{-R_f C_{dc} - \sqrt{(R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc}}}{2L_f C_{dc}}$$

$$r_2 = \frac{-R_f C_{dc} + \sqrt{(R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc}}}{2L_f C_{dc}}$$

$$v_{dc_1} = Ae^{r_1 t} + Be^{r_2 t}$$

Solution particulière :

$$v_{dc_2} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi)$$

avec

$$\varphi = \arctan\left(\frac{R_f C_{dc} \omega}{1 - L_f C_{dc} \omega^2}\right)$$

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + Ae^{r_1 t} + Be^{r_2 t}$$

Conditions initiales :

$$v_{dc_0} = 0$$

$$u_{L_f_0} = 0$$

$$v_{dc_0} = -V_{\max} \sin \varphi + A + B = 0 \Rightarrow A + B = V_{\max} \sin \varphi$$

$$i_{C_f} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = V_{\max} C_{dc} \omega \cos(\omega t - \varphi) + C_{dc} A r_1 e^{r_1 t} + C_{dc} B r_2 e^{r_2 t}$$

$$u_{L_f} = L_f \frac{di_c}{dt} = -V_{\max} L_f C_{dc} \omega^2 \sin(\omega t - \varphi) + L_f C_{dc} A r_1^2 e^{r_1 t} + L_f C_{dc} B r_2^2 e^{r_2 t}$$

$$u_{L_f_0} = L_f C_{dc} A r_1^2 + L_f C_{dc} B r_2^2 = 0 \Rightarrow A r_1^2 + B r_2^2 = 0$$

$$A = -B + V_{\max} \sin \varphi = \frac{r_2^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_2^2 - r_1^2}$$

$$B = \frac{r_1^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2}$$

L'expression finale donne :

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{r_2^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_2^2 - r_1^2} e^{r_1 t} + \frac{r_1^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} e^{r_2 t}$$

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{V_{\max} \sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} (r_1^2 e^{r_2 t} - r_2^2 e^{r_1 t})$$

A 7.2 Expression du courant à travers le filtre, les diodes et le bus continu pour un régime apériodique ($\Delta > 0$)

$$v_e - v_{dc} = 2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right) - A e^{r_1 t} - B e^{r_2 t} = L_f \cdot \frac{di}{dt} + R_f \cdot i$$

$$v_e - v_{dc} = v_1 - v_2 - v_3$$

$$i = sol_contrib_v_1 + sol_contrib_v_2 + sol_contrib_v_3 = i_1 + i_2 + i_3$$

Solution pour la contribution de v_1 :

$$i_1 = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2\right) + C e^{\frac{-R_f}{L_f} t}$$

avec

$$\varphi_2 = \arctan\left(\frac{L_f \omega}{R_f}\right)$$

$$i_{1_0} = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos\left(-\frac{\varphi}{2} - \varphi_2\right) + C = 0 \Rightarrow C = -\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos\left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2\right)$$

Solution pour la contribution de v_2 :

$$i_2 = -A \left(D e^{r_1 t} + E e^{\frac{-R_f}{L_f} t} \right)$$

$$i_{2_0} = -A(D + E) = 0 \Rightarrow D = -E$$

$$e^{r_1 t_0} = 1 = L_f \left(D r_1 e^{r_1 t_0} - E \frac{R_f}{L_f} e^{\frac{-R_f}{L_f} t_0} \right) + R_f \left(D e^{r_1 t_0} + E e^{\frac{-R_f}{L_f} t_0} \right) = L_f \left(D r_1 - E \frac{R_f}{L_f} \right) + R_f (D + E) \Rightarrow D = \frac{1}{L_f r_1 + R_f}$$

$$i_2 = \frac{r_2^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_2^2 - r_1^2} \cdot \frac{1}{L_f r_1 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f}{L_f} t} - e^{r_1 t} \right)$$

De la même manière, la solution pour la contribution de v_3 est établie :

$$i_3 = -B \left(F e^{r_2 t} + G e^{\frac{-R_f}{L_f} t} \right)$$

$$i_{3_0} = -B(F + G) = 0 \Rightarrow F = -G$$

$$e^{r_2 t_0} = 1 = L_f \left(F r_2 e^{r_2 t_0} - G \frac{R_f}{L_f} e^{\frac{-R_f}{L_f} t_0} \right) + R_f \left(F e^{r_2 t_0} + G e^{\frac{-R_f}{L_f} t_0} \right) = L_f \left(F r_2 - G \frac{R_f}{L_f} \right) + R_f (F + G) \Rightarrow F = \frac{1}{L_f r_2 + R_f}$$

$$i_3 = \frac{r_1^2 V_{\max} \sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} \cdot \frac{1}{L_f r_2 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f}{L_f} t} - e^{r_2 t} \right)$$

L'expression du courant donne :

$$i = V_{\max} \left[\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \left(\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2\right) - \cos\left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2\right) e^{\frac{-R_f}{L_f} t} \right) + \frac{\sin \varphi}{r_1^2 - r_2^2} \cdot \left(\frac{r_1^2}{L_f r_2 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f}{L_f} t} - e^{r_1 t} \right) - \frac{r_2^2}{L_f r_1 + R_f} \left(e^{\frac{-R_f}{L_f} t} - e^{r_2 t} \right) \right) \right]$$

A 8 Limitation des courts-circuits situés en amont du système pour le procédé sans commutations

A 8.1 Expression de la tension du bus continu pour un régime pseudo-périodique ($\Delta < 0$)

$$V_{\max} \sin \omega t = L_f C_{dc} \cdot \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + R_f C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}$$

$$v_{dc} = sol_gené + sol_part = v_{dc_1} + v_{dc_2}$$

La solution est de la forme :

$$0 = L_f C_{dc} \cdot \frac{d^2 v_{dc}}{dt^2} + R_f C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc}$$

$$\Delta = (R_f C_{dc})^2 - 4L_f C_{dc} < 0$$

Admet deux pôles imaginaires de la forme :

$$r_1 = \alpha + j\beta$$

$$r_2 = \alpha - j\beta$$

avec

$$\alpha = -\frac{R_f}{2L_f}$$

$$\beta = \frac{\sqrt{4L_f C_{dc} - R_f^2 C_{dc}^2}}{2L_f C_{dc}}$$

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + (A \cos \beta t + B \sin \beta t) e^{\alpha t}$$

avec

$$\varphi = \arctan\left(\frac{R_f C_{dc} \omega}{1 - L_f C_{dc} \omega^2}\right)$$

$$v_{dc_0} = -V_{\max} \sin(\varphi) + A \Rightarrow A = V_{\max} \sin \varphi$$

$$i_{C_{dc}} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = (C_{dc} A \alpha + C_{dc} B \beta) \cdot \cos \beta t \cdot e^{\alpha t} + (-C_{dc} A \beta + C_{dc} B \alpha) \cdot \sin \beta t \cdot e^{\alpha t} + V_{\max} \cdot C_{dc} \omega \cdot \cos(\omega t - \varphi)$$

$$i_{C_{dc}_0} = C_{dc} A \alpha + C_{dc} B \beta + V_{\max} \cdot C_{dc} \omega \cdot \cos \varphi = 0 \Rightarrow B = \frac{-V_{\max} (\omega \cdot \cos \varphi + \alpha \cdot \sin \varphi)}{\beta}$$

L'expression de la tension du bus continu donne :

$$v_{dc} = V_{\max} \sin(\omega t - \varphi) + \left(V_{\max} \sin \varphi \cdot \cos \beta t + \frac{-V_{\max} (\omega \cdot \cos \varphi + \alpha \cdot \sin \varphi)}{\beta} \sin \beta t \right) e^{\alpha}$$

A 8.2 Expression du courant à travers le filtre, les diodes et le bus continu pour un régime pseudo-périodique ($\Delta < 0$)

$$v_e - v_{dc} = 2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) - (A \cos \beta t + B \sin \beta t) e^{\alpha} = L_f \cdot \frac{di}{dt} + R_f \cdot i$$

$$v_e - v_{dc} = v_1 - v_2$$

$$i = sol_contrib_v_1 - sol_contrib_v_2 = i_1 - i_2$$

Solution pour la contribution de v_1 :

$$i_1 = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2 \right) + C e^{\frac{-R_f t}{L_f}}$$

$$\varphi_2 = \arctan \left(\frac{L_f \omega}{R_f} \right)$$

$$i_{1_0} = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(-\frac{\varphi}{2} - \varphi_2 \right) + C = 0 \Rightarrow C = -\frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\frac{\varphi}{2} + \varphi_2 \right)$$

Solution pour la contribution de v_2 :

$$i_2 = D e^{\frac{-R_f t}{L_f}} + (E \cos \beta t + F \sin \beta t) e^{\alpha}$$

$$i_{2_0} = D + E = 0 \Rightarrow D = -E$$

$$u = L_f \frac{di}{dt} + R_f \cdot i = (L_f E \alpha + L_f F \beta + R_f E) \cdot \cos \beta t \cdot e^{\alpha} + (-\beta E + F \alpha + F R_f) \cdot \sin \beta t \cdot e^{\alpha}$$

$$u_0 = L_f E \alpha + L_f F \beta + R_f F = A \Rightarrow E = \frac{A - L_f \beta F}{L_f \alpha + R_f}$$

$$\frac{du}{dt} = L_f \frac{d^2 i}{dt^2} + R_f \frac{di}{dt} = (L_f D \alpha + L_f E \beta + R_f D) (-\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t) e^{\alpha} + (R_f E + L_f E \alpha - L_f D \beta) (\beta \cos \beta t + \alpha \sin \beta t) e^{\alpha}$$

$$\frac{du}{dt_0} = \alpha (L_f E \alpha + L_f F \beta + R_f E) + \beta (R_f F + L_f F \alpha - L_f E \beta) = A \alpha + B \beta \Rightarrow F = \frac{B L_f \alpha + R_f B + A L_f \beta}{L_f^2 \alpha^2 + 2 R_f L_f \alpha + R_f^2 + L_f^2 \beta^2}$$

L'expression du courant est la suivante :

$$i = \frac{2 \sin \frac{\varphi}{2} V_{\max}}{\sqrt{R_f^2 + L_f \omega^2}} \cos \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} - \varphi_2 \right) + (C - D) e^{\frac{-R_f t}{L_f}} - (E \cos \beta t + F \sin \beta t) e^{\alpha}$$

Outil d'électronique de puissance pour le maillage / bouclage des réseaux de distribution : Application au contrôle des flux de puissance et la limitation des courants de court-circuit

L'augmentation envisagée de la pénétration des unités de production d'énergies décentralisées raccordées au réseau de distribution amène à revoir l'architecture physique et algorithmique de ce dernier. En effet, une insertion massive avec le schéma de réseau tel qu'il apparaît aujourd'hui, impliquera des problèmes au niveau du plan de tension, du schéma de protection, voire de la stabilité. L'électronique de puissance trouve là un champ fertile d'applications notamment pour tout ce qui est de la régulation de la circulation des flux énergétiques et du réglage du plan de tension.

Les travaux menés dans cette thèse ont trait à une solution d'électronique de puissance de type série qui est à même de régler les transits de puissances active et réactive. Ce système permet également, sans modification de son architecture, de limiter les courants de court circuit. Le réseau envisagé pour l'étude est de type bouclé ou maillé ce qui préfigure la tendance des réseaux du futur.

Les travaux théoriques relatifs aux différents niveaux de contrôle-commande ont été confrontés à l'expérimental avec succès. Le plan d'expérimentation consiste en une simulation temps réel hybride avec le compensateur réel et le réseau émulé et interfacé par de la puissance.

Mots clefs : Contrôle-commande, Contrôle des flux de puissance, Electronique de puissance, FACTS, Limitation des courants de court-circuit, Maillage-bouclage, Production décentralisée, Réseaux de distribution.

Power electronics tool for meshed / interconnected distribution grids: Application to power flows control and short-circuit limitation

The predicted increase of distributed generation units in medium voltage grids will induce a change in their physic and algorithmic architecture. Indeed, a massive insertion of distributed generation into actual grids could lead to voltage profile, protection scheme and perhaps stability problems. So, power electronics devices can find a large field of applications and especially for power flow control and voltage profile regulation.

Works lead in this Phd concern a series connected power electronics device, which controls active and reactive power flow through the grid. This system also limits shorts-circuits with the same inner architecture. The grid topology used relies on a meshed / interconnected architecture. This prefigures the tendency of the future.

Works concerning control strategies have been successfully conducted with experimentation. The experimental bench-mark consists of a real-time emulated software which models grid connected to a real power inverter.

Keywords: Control, Distributed generation, Distribution networks, FACTS, Meshed / interconnected grids, Power flows control, Power electronics, Short-circuit limitation.