

Principe d'alimentation par convertisseurs multiniveaux à stockage intégré - Application aux accélérateurs de particules

THÈSE N° 4034 (2008)

PRÉSENTÉE LE 30 MAI 2008

À LA FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR
LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
PROGRAMME DOCTORAL EN ENERGIE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

Claude FAHRNI

ingénieur électricien diplômé EPF
de nationalité suisse et originaire de Eriz (BE)

acceptée sur proposition du jury:

Prof. J. R. Thome, président du jury
Prof. A. Rufer, directeur de thèse
Dr F. Bordry, rapporteur
Prof. H. B. Püttgen, rapporteur
Prof. J.-L. Thomas, rapporteur



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Suisse
2008

Résumé

Les installations ayant un fonctionnement par cycle nécessitent un apport de puissance pulsée, comme par exemple les accélérateurs de particules. Cette puissance pulsée est en général difficilement acceptable du point de vue du réseau. Il s'avère par conséquent utile de stocker l'énergie localement.

Dans ce travail de thèse, une alimentation de puissance est proposée dans le but de permettre le fonctionnement pulsé d'un synchrotron à protons sans solliciter le réseau primaire avec des variations de puissance active importantes. Le contexte de cette étude est la recherche d'une solution afin de remplacer un équipement existant utilisant un stockage par volant d'inertie par une solution purement statique. Il s'agit plus particulièrement du synchrotron à protons du CERN.

Les différentes possibilités en vue de stocker l'énergie nécessaire au fonctionnement du synchrotron sont étudiées, telles que le stockage par volant d'inertie, le stockage capacitif et le stockage magnétique. Sur cette base, une solution à stockage capacitif sera retenue avec un montage à convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée. Le fonctionnement particulier de l'alimentation permet de concevoir un convertisseur comprenant des cellules à circuit capacitif non-alimentées, dont l'état de charge devra être contrôlé activement.

Le dimensionnement des éléments de stockage ainsi que du filtre de sortie est effectué. Les concepts et stratégies de réglage et

commande spécifiques sont établis et dimensionnés. Une stratégie de réglage particulière est étudiée. Il s'agit d'un réglage d'équilibrage de courant pour des convertisseurs connectés en parallèle ainsi que l'équilibrage des tensions des circuits intermédiaires pour les convertisseurs en série. Cette dernière fonction permet d'obtenir un transfert automatique d'énergie à partir des cellules possédant un circuit de réalimentation en direction des cellules n'ayant qu'un condensateur non-alimenté à leur circuit continu.

Sur la base de travaux très reconnus sur la modélisation et le dimensionnement de régulateurs dans le domaine pseudo-continu, un développement avancé pour les convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée est effectué. On propose un modèle fin de l'organe de commande qui permet de mieux définir la réponse indicielle du système à convertisseurs entrelacés et il est ensuite possible d'utiliser un régulateur PID en lieu et place d'un régulateur PI. On obtient ainsi une réponse indicielle plus précise.

Des études par simulation numérique sont menées afin de vérifier les concepts énoncés. Un système d'alimentation à convertisseur multiniveaux-série est simulé avec toutes ses lois de commande ainsi que des stratégies permettant la compensation active des pertes du système.

Finalement, un système à faible puissance est construit en laboratoire pour étudier et valider en temps réel les lois et stratégies de commande du système d'alimentation.

Mots-clefs : Stockage d'énergie, accélérateur de particules, convertisseurs pour puissance pulsée, convertisseurs multiniveaux-série, puissance cyclique.

Summary

Facilities operating in cycles, such as particles accelerators, require pulsed power. Directly drawing this pulsed power from the industrial network is generally not acceptable. A system with a local energy storage system lessens the impact on the network..

In this work, a power supply is proposed that allows pulsed operation of a proton synchrotron without disturbing the industrial network with large variations of active power. The context of this study is the search of a completely static replacement of an existing inertial energy storage device. The application is the proton synchrotron of the CERN.

Several solutions to store the energy needed by the proton synchrotron are studied, they include inertial energy storage, capacitive energy storage and magnetic energy storage. On this basis, the solution based on capacitive energy storage with interleaved multilevel converters is retained. The sizing of the storage elements and the filter is carried out. The control strategies are studied and designed. They are composed of a current balancing control for the parallel connected converters and a voltage balance techniques for the DC buses of the series connected converters.

Based on the pseudo-continuous modeling and controller sizing techniques, an advanced model for interleaved multilevel converters is established. It allows to have a better definition of the step response of the system. It is possible to use a PID controller instead

of a PI controller to obtain of better step response.

Numerical simulations are carried out to verify the control strategies of the system. A system with a multilevel converter is simulated with all control strategies and with the losses compensation rules. A low power system is built to study and verify the control algorithms of the power supply.

Keywords : Energy storage, particle accelerator, power cycling, pulsed power converter, cascaded multilevel converters.

Table des matières

Résumé	iii
Summary	v
Notations	xi
Remerciements	xv
Introduction générale	1
1 Introduction	7
1.1 Contexte	8
1.2 Cycle énergétique du synchrotron à protons du CERN	8
1.3 Système actuel utilisant le stockage cinétique.	11
1.4 Sources d'alimentation pour le synchrotron à protons .	13
1.4.1 Généralités	13
1.4.2 Alimentation connectée au réseau public	13
1.4.3 Systèmes d'alimentation à partir de stockage local d'énergie	16
2 Stockages inertiels, inductifs et capacitifs	19
2.1 Généralités	20
2.2 Contraintes	20
2.3 Stockage à volant d'inertie	21
2.3.1 Stockage élémentaire à volant d'inertie	21

2.3.2	Utilisation du stockage par volant d'inertie . . .	22
2.4	Stockage capacitif	23
2.4.1	Schéma élémentaire pour les condensateurs . . .	23
2.4.2	Convertisseurs élémentaires	24
2.4.3	Interface pour le stockage	25
2.4.4	Stockage intégré au circuit continu	26
2.4.5	Convertisseurs multiniveaux	27
2.4.6	Décalage de pulsation	28
2.4.7	Condensateurs flottants, réalimentation	28
2.4.8	Concept retenu	30
2.5	Stockage inductif	32
2.5.1	Schéma élémentaire d'un accumulateur inductif	32
2.5.2	SMES ajouté au système existant	35
2.5.3	SMES connecté au bus continu	35
2.5.4	SMES et convertisseurs répartis	36
2.6	Conclusion	37
3	Dimensionnement du concept proposé	39
3.1	Généralités	40
3.2	Éléments de stockage	40
3.3	Filtre	45
3.4	Conclusion	49
4	Réglage du système de stockage capacitif	51
4.1	Généralités	52
4.2	Structure du réglage	52
4.3	Schéma du modèle d'état	57
4.4	Dimensionnement du réglage d'état	58
4.5	Linéarisation de la commande	61
4.5.1	Commande linéaire du convertisseur	62
4.5.2	Principe de linéarisation	63
4.5.3	Vérification par simulation	63
4.6	Équilibrage	66
4.6.1	Structure globale du réglage	66
4.6.2	Équilibrage des tensions	66

4.6.3	Équilibrage des courants	68
4.6.4	Modélisation des réglages d'équilibrage	70
4.7	Alimentation par le réseau	78
4.7.1	Généralités	78
4.7.2	Alimentation par redresseur à diodes	78
4.7.3	Alimentation par redresseur commandé	79
4.8	Conclusion	79
5	Convertisseurs multiniveaux, propriétés dynamiques	81
5.1	Généralités	82
5.2	Propriétés des convertisseurs en boucle fermée	82
5.2.1	Dimensionnement classique du régulateur	82
5.2.2	Modélisation de l'organe de commande	84
5.2.3	Détermination des paramètres	86
5.2.4	Réponses dynamiques idéale et réelle	88
5.3	Propriétés des convertisseurs à pulsation décalée	92
5.3.1	Modèle global de l'organe de commande	92
5.3.2	Détermination des paramètres	96
5.3.3	Réponses dynamiques améliorées	97
5.4	Convertisseurs entrelacés-parallèles	102
5.5	Conclusion	102
6	Validation par simulation	103
6.1	Généralités	104
6.2	Dimensionnement des régulateurs	104
6.2.1	Régulateur de courant	104
6.2.2	Régulateur d'équilibrage de tension	104
6.2.3	Régulateur d'équilibrage de courant	105
6.3	Schémas	106
6.3.1	Cas simple à trois cellules	106
6.3.2	Cas à six cellules	106
6.4	Résultats	109
6.4.1	Cas simple à trois cellules	109
6.4.2	Cas à six cellules	116
6.4.3	Redresseur commandé	117

6.4.4	Redresseur à diodes	120
6.5	Étude des chargeurs actifs	122
6.5.1	Généralités	122
6.5.2	Redresseur à thyristors	122
6.5.3	Redresseur à pulsation	130
6.6	Conclusion	135
7	Validation expérimentale	137
7.1	Généralités	138
7.2	Choix du modèle expérimental	138
7.3	Simulation	142
7.4	Réalisation	145
7.4.1	Généralités	145
7.4.2	Mise sous tension	150
7.4.3	Estimation des pertes	150
7.5	Mesures et analyses	150
7.5.1	Réalimentation en puissance	150
7.5.2	Réalimentation par redresseur à diodes	154
7.6	Conclusion	157
8	Conclusion et perspectives	159
8.1	Travail effectué	160
8.2	Perspectives	163
	Table des figures	167
	Liste des tableaux	175
	Bibliographie	177
	Curriculum Vitae	181

Notations

Abréviations

<i>CERN</i>	Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire
<i>EPFL</i>	École Polytechnique Fédérale de Lausanne
<i>LEI</i>	Laboratoire d'Électronique Industrielle
<i>LHC</i>	Large Hadron Collider
<i>PS</i>	Synchrotron à Protons
<i>SMES</i>	Superconducting Magnetic Energy Storage

Symboles

C_i	Condensateur de stockage ($i=1,\dots,6$)	[—]
C_{fi}	Condensateur de filtrage ($i=1,2$)	[—]
CH_i	Chargeur ($i=1,2$)	[—]
D	Rapport cyclique	[—]
DC_i	Convertisseur DC/DC ($i=1,\dots,6$)	[—]
e	Signal d'erreur	[—]
f_p	Fréquence de pulsation	[Hz]
G_b	Fonction de transfert d'établissement	[—]
G_{cm}	Fonction de transfert de l'organe de commande	[—]
G_{mes}	Fonction de transfert de l'organe de mesure	[—]
G_o	Fonction de transfert en boucle ouverte	[—]

G_R	Fonction de transfert du régulateur	[—]
G_s	Fonction de transfert du système	[—]
I_c	Courant de consigne	[A]
I_L	Courant dans la charge	[A]
I_{L_f}	Courant dans l'inductance de filtrage	[A]
I_{L_r}	Courant dans l'inductance de connexion au réseau	[A]
I_m	Courant mesuré	[A]
I^{moy}	Courant moyen	[A]
I_n	Courant nominal	[A]
I_s	Courant de sortie	[A]
I^{th}	Courant théorique	[A]
\mathbf{K}	Matrice des gains de contre-réaction d'états	[—]
K_{cm}	Gain statique de l'organe de commande	[—]
K_d	Gain dérivateur	[—]
K_i	Gain intégral	[—]
K_p	Gain proportionnel	[—]
K_s	Gain statique du système	[—]
K_U	Gain d'équilibrage des tensions	[—]
L_a	Inductance équivalente des aimants	[H]
L_f	Inductance de filtrage	[H]
L_{ri}	Inductance de connexion au réseau (i=1,...3)	[H]
M	Couple mécanique	[Nm]
P_a	Puissance active	[W]
P_c	Puissance de consigne	[W]
P_{ch}	Puissance du chargeur	[W]
P_m	Puissance mesurée	[W]
P_n	Puissance prélevée au réseau	[W]
P_r	Puissance réactive	[VA _r]
PT_i	Pont de thyristors (i=1,2)	[—]
R_a	Résistance équivalente des aimants	[Ω]
R_{ei}	Régulateur d'équilibrage de courant	[—]
R_{eu}	Régulateur d'équilibrage de tension	[—]
R_f	Résistance de filtrage	[Ω]

R_i	Régulateur de courant	[—]
T_a	Constante de temps du système	[s]
T_b	Constante de temps d'établissement	[s]
T_{cm}	Constante de temps de l'organe de commande	[s]
T_{cm}^3	Constante de temps de l'organe de commande entrelacé	[s]
t_d	Temps de déclenchement	[s]
t_E	Période d'échantillonnage	[s]
t_e	Temps d'enclenchement	[s]
T_{eq}	Constante de temps équivalente	[s]
T_i	Constante de temps d'intégration du régulateur	[s]
T_{mes}	Constante de temps de mesure	[s]
T_n	Constante de temps de la corrélation intégrale	[s]
T_p	Période de pulsation	[s]
T_{pE}	Petite constante de temps	[s]
T_r	Temps de retard	[s]
T'_r	Temps de retard moyen	[s]
T_r^{moy}	Moyenne de T'_r	[s]
T_v	Constante de temps de la corrélation dérivée	[s]
U_c	Tension de commande	[V]
U_{capa}	Tension du condensateur de stockage	[V]
U_{dc}	Tension du bus continu	[V]
U_{di}	Tension de sortie idéale	[V]
U_e	Tension d'entrée continue	[V]
U_h	Signal auxiliaire (porteuse)	[—]
U_n	Tension nominale	[V]
U_s	Tension de sortie	[V]
U_{sap}	Tension approchée	[V]
U_{sc}	Tension de sortie d'un convertisseur DC/DC	[V]
U^{tot}	Tension totale	[V]
U_x	Tension auxiliaire	[V]
y_R	Signal de sortie	[—]

α	Angle de retard à l'amorçage	$[\circ]$
Δ_c	Saut de consigne	$[pu]$
$\Delta\gamma'_{max}$	Dépassement maximum	$[-]$

Remerciements

Ce travail de thèse touchant à sa fin, je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont apporté aide et soutien.

En premier lieu, mes remerciements vont au Prof. Rufer qui m'a accueilli au sein de son laboratoire et qui m'a fait confiance pour ce travail. Je remercie également le Dr. Bordry qui m'a permis de réaliser une partie de ce travail dans son groupe au CERN. Je remercie le Dr. Bordry, le Prof. Thomas, le Prof. Püttgen ainsi que le Prof. Thome d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse et également pour leurs commentaires en vue de l'amélioration de ce document.

Je remercie Jean-Paul Burnet pour m'avoir très bien intégré dans son équipe et pour son suivi lors de mon passage au CERN.

Je remercie tous mes collègues du LEI et plus particulièrement Philippe Barrade pour ses commentaires et pour avoir partagé son bureau, Yves Birbaum qui m'a toujours apporté ses lumières pour les réalisations techniques, Fabienne Vionnet pour son soutien pour les affaires administratives et Roberto Zoia pour la qualité des infrastructures informatiques mises à disposition.

Finalement, je tiens à remercier mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mes études, mes amis, en particulier Pascal pour son soutien et nos nombreuses discussions et finalement mon épouse, Nathalie, qui m'a offert un foyer et son soutien inconditionnel.

Introduction générale

Les installations qui nécessitent un apport important de puissance active pulsée présentent des contraintes souvent difficilement tolérables pour le réseau industriel. Dans ce sens, il s'avère utile de recourir à un stockage local de l'énergie. Celui-ci fonctionne comme tampon afin de lisser et diminuer les variations de puissance prélevées au réseau.

Par ailleurs, certaines applications, telles que les accélérateurs de particules, requièrent des niveaux de tension élevés, de l'ordre de la dizaine de kV, ainsi qu'une très haute qualité de celle-ci. Pour cela, les convertisseurs multiniveaux peuvent présenter un intérêt certain. De plus, par cette topologie fractionnée, il est envisageable d'inclure de la redondance afin d'augmenter la disponibilité du système d'alimentation. Les stratégies de réglage et de commande de convertisseurs multiniveaux à stockage intégré peuvent être complexes à établir et nécessitent des modèles spécifiques.

Objectifs du travail

Les buts poursuivis par le présent travail de thèse sont d'étudier les topologies à mettre en oeuvre pour interfacer une charge inductive avec des éléments de stockage d'énergie électrique direct, sans conversion de celle-ci sous une autre forme telle qu'énergie mécanique par exemple. On définit aussi une configuration d'alimentation permettant d'obtenir un fonctionnement stabilisé,

c'est-à-dire que les pertes du système sont compensées par un apport énergétique provenant du réseau. Cette étude trouve son intérêt particulièrement lors de régimes pulsés. Dans ce travail, on s'intéressera spécifiquement à la gestion d'une solution à stockage par condensateurs. Concernant la définition de la topologie des circuits d'électronique de puissance, ce travail de thèse s'inscrit dans un contexte plus large d'études des convertisseurs multiniveaux au LEI (Laboratoire d'Électronique Industrielle) pour en élargir le champ d'applications et également pour définir et exploiter des propriétés encore non utilisées. Le présent travail étudie également des stratégies de commande et de réglage associées.

Parmi les tâches principales de réglage indispensables au bon fonctionnement du système proposé, à savoir un convertisseur multiniveaux à stockage intégré, on trouvera tout d'abord l'imposition d'un profil de courant pour la charge. Ensuite, et conditionné par la nature du stockage capacitif utilisé, on propose une méthode de maintien du niveau moyen de l'état de charge du stockage proprement dit. En fonction de la structure à niveaux multiples, on propose également une solution permettant d'équilibrer les niveaux de tension des différentes cellules capacitives qui sont interconnectées. Un autre volet important de l'étude sera de définir la nature des circuits auxiliaires nécessaires au maintien de l'état de charge moyen des stockeurs de manière à garantir une compensation des pertes.

On étudie les propriétés dynamiques des convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée. Pour le dimensionnement des régulateurs, on propose une modélisation de l'organe de commande de tels convertisseurs et on montre l'avantage d'une telle approche par rapport au modèle classique basé sur la valeur moyenne du retard à la commande. Cette théorie s'appuie sur les modèles et dimensionnements pseudo-continus pour des réglages échantillonnés.

Ce travail présente l'étude d'une application précise qui est le synchrotron à protons du CERN. Les dimensionnements ainsi que les vérifications par simulation sont effectués pour cette application. De plus, afin de valider les concepts énoncés, une vérification expérimentale est réalisée. Il s'agit d'un modèle à échelle réduite permettant d'attester la faisabilité d'un tel système.

Organisation des chapitres

Le premier chapitre d'introduction décrit le contexte d'application d'une installation de physique nucléaire et des hautes énergies. Il s'agit du synchrotron à protons du CERN (Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire). Dans ce chapitre le fonctionnement d'une telle machine est décrit avec ses besoins en énergie. La source d'alimentation existante est décrite ainsi que les possibilités de sources d'alimentation pouvant remplacer avantageusement celle existante.

Dans le deuxième chapitre les considérations de base sur les systèmes à stockage d'énergie sont introduites. Notamment les relations pour les systèmes à stockage par volant d'inertie et à stockage capacitif et inductif. Puis, partant du schéma élémentaire d'un système à stockage capacitif, le cheminement complet qui mène à une nouvelle topologie d'alimentation est détaillé. En effet, un convertisseur statique conventionnel ne peut pas être utilisé comme interface entre des condensateurs de stockage et une application caractérisée par un niveau de tension de l'ordre d'une dizaine de kilovolts. Pour ce type de spécification, une structure originale de convertisseur multiniveaux est proposée, dans laquelle la liaison avec le réseau primaire est fortement simplifiée. Un parallèle est également fait pour le stockage inductif en se basant sur le SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage).

Le troisième chapitre traite du dimensionnement des éléments de l'alimentation proposée, en particulier des bancs de stockage d'énergie. Une topologie pour le filtre de sortie est proposée et ses éléments sont dimensionnés.

Le quatrième chapitre décrit les concepts et stratégies de réglage et de commande du système d'alimentation à stockage capacitif. Le réglage se compose de quatre unités. La première est le réglage principal du courant dans la charge. Ensuite deux stratégies d'équilibrage de tension et de courant sont développées. On étudiera le comportement de ces réglages en régime permanent ainsi que leur impact sur la boucle principale. Enfin, les modes d'alimentation par le réseau sont décrits avec leurs boucles de réglage spécifiques.

Dans le cinquième chapitre, des propriétés spécifiques des structures de convertisseurs multiniveaux sont analysées et décrites au niveau des performances dynamiques en fonctionnement en boucle fermée. En effet, les méthodes de réglage classiques par régulateur proportionnel-intégral (PI) présentent une réponse indicielle aléatoire à cause d'un dimensionnement des paramètres en tenant compte d'une valeur moyenne des temps de retard à la commande. Dans ce même contexte du choix et dimensionnement des paramètres du régulateur de courant, une approche différente est proposée et représente un des aspects originaux de ce travail. Basée sur une meilleure définition de l'imposition de tension de par la technique de commande entrelacée, une modélisation plus réelle du temps de retard démunie de son caractère stochastique habituel, permet de choisir un régulateur PID en lieu et place du régulateur PI classique et de compenser la constante de temps de l'organe de commande.

Le sixième chapitre illustre par la voie de la simulation numérique le comportement en boucle fermée du système total. Des correcteurs spécifiques sont décrits, permettant d'équilibrer les tensions des cellules connectées en série ainsi que d'égaliser les apports

de courant de modules connectés en parallèle. On décrit également le fonctionnement et les propriétés de différents convertisseurs utilisés pour compenser les pertes énergétiques occasionnées par les résistances internes des aimants.

Le septième chapitre est dédié aux résultats expérimentaux. Des mesures ont été réalisées sur un système à faible puissance permettant de valider les principes et stratégies de réglage.

Le huitième chapitre conclut ce travail par une synthèse globale et donne quelques perspectives de développements et de recherches futurs.

CHAPITRE 1

Introduction

1.1 Contexte

Le synchrotron à protons (PS) du CERN (Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire) s'inscrit dans la ligne d'alimentation en particules des grands accélérateurs et particulièrement du LHC (Large Hadron Collider) comme illustré à la figure 1.1. L'alimentation du synchrotron à protons du CERN, rénovée dans les années 70 devient vétuste et fragile. Le système de stockage local de l'énergie nécessaire au fonctionnement de cet accélérateur va arriver en fin de vie dans les prochaines années. Afin de garantir, dans le futur, un fonctionnement optimal et robuste, des études sont conduites pour établir des solutions de remplacement de l'alimentation actuelle. Ces études sont basées sur trois solutions envisageables, à savoir, la connexion directe de l'alimentation sur le réseau 400 kV et l'alimentation par convertisseurs avec stockage intégré de nature capacitive ou inductive (SMES).

1.2 Cycle énergétique du synchrotron à protons du CERN

Un synchrotron à protons est un dispositif expérimental servant à accélérer des particules et est essentiellement composé d'un ensemble d'aimants disposés sur un cercle. Les aimants permettent de maintenir les particules sur une trajectoire circulaire. Le synchrotron du CERN à Genève mesure 600 m de circonférence et se compose de 100 aimants de guidage et d'un aimant de référence. Le synchrotron à protons fonctionne de manière cyclique ; les cycles les plus hauts en énergie (26 GeV) se répètent toutes les 2.4 secondes. Nous prenons en considération ici uniquement le cycle le plus haut en énergie de 26 GeV. Dans ce cas, les profils de tension et courant appliqués sur les aimants du synchrotron à protons sont représentés à la figure 1.2. La tension maximale appliquée à l'ensemble des aimants connectés en série est de l'ordre de 9 kV. Le courant des aimants croît jusqu'à une

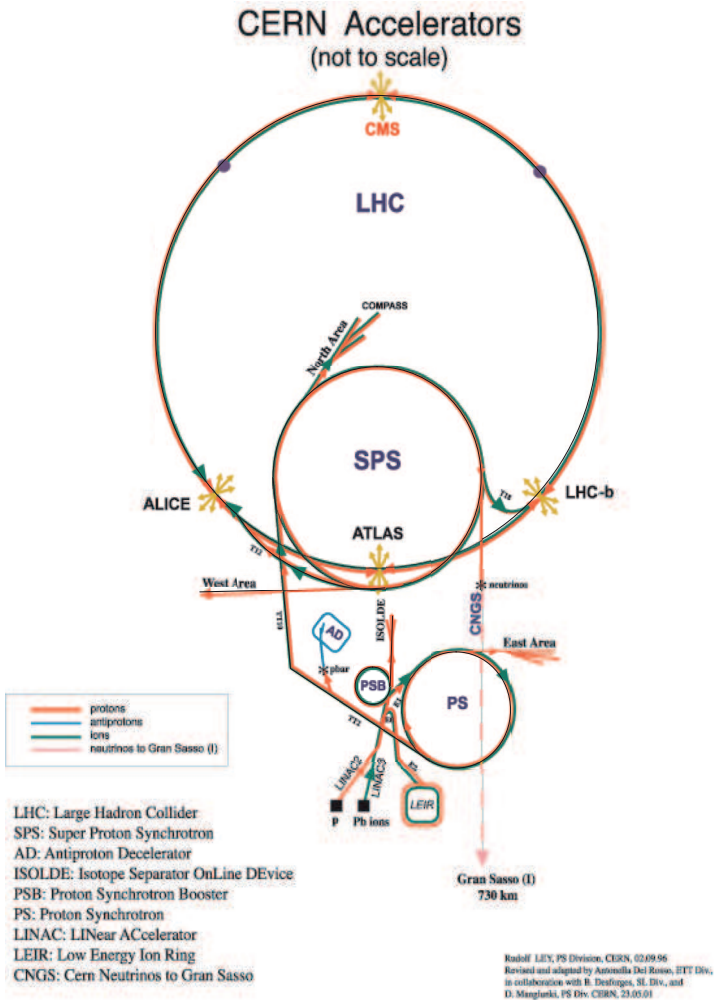


FIG. 1.1: Plan des accélérateurs du CERN, tiré de [1]

valeur de plateau ("flat-top") de 5.5 kA pour être ensuite ramené à zéro lors de l'application d'une tension négative. Le temps pour parvenir au palier est de 0.65 s. Le palier est maintenu pendant environ 0.2 s puis on ramène le courant à zéro. La période entre chaque cycle est d'environ 2.4 secondes. La puissance active demandée aux bornes des aimants varie de +40 MW à -40 MW. L'énergie transférée aux aimants est de 12 MJ sans compter les pertes. Cette énergie est transmise aux aimants lors de la croissance du courant puis récupérée dans la phase de décroissance du courant. En regard de ces valeurs, une alimentation directe des aimants à partir du réseau s'avère délicate. C'est pour cela que différentes solutions de stockage d'énergie ont été considérées par le passé et le sont encore aujourd'hui comme nous le verrons dans les chapitres et paragraphes de cette thèse. La précision du courant lors du flat-top doit être très élevée (<10 ppm) pour garantir un guidage suffisamment précis du faisceau de particules. La valeur de l'inductance équivalente des 101 aimants est de 0.909 H et leur résistance totale est de 0.3232 Ω . Le schéma équivalent d'un aimant est donné à la figure 1.3.

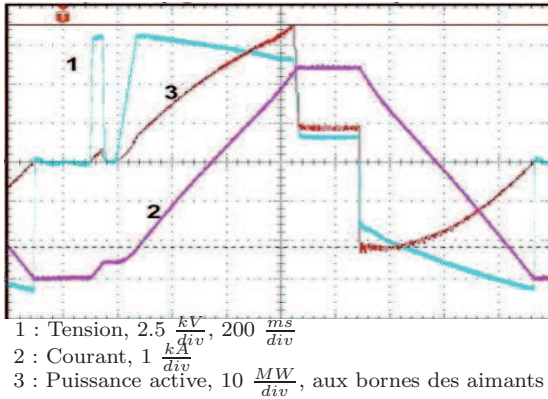


FIG. 1.2: Tension, courant et puissance lors d'un cycle, tiré de [1]

A cause de la dérive en fréquence du réseau généré par la machine synchrone, le filtre est compliqué à dimensionner et à réaliser car les fréquences des harmoniques ne sont pas constantes sur un cycle. La machine synchrone a déjà 35 ans de fonctionnement et son terme de vie est attendu dans une dizaine d'années. Il est donc intéressant de mener des études sur d'autres modes d'alimentation en vue d'un remplacement futur.

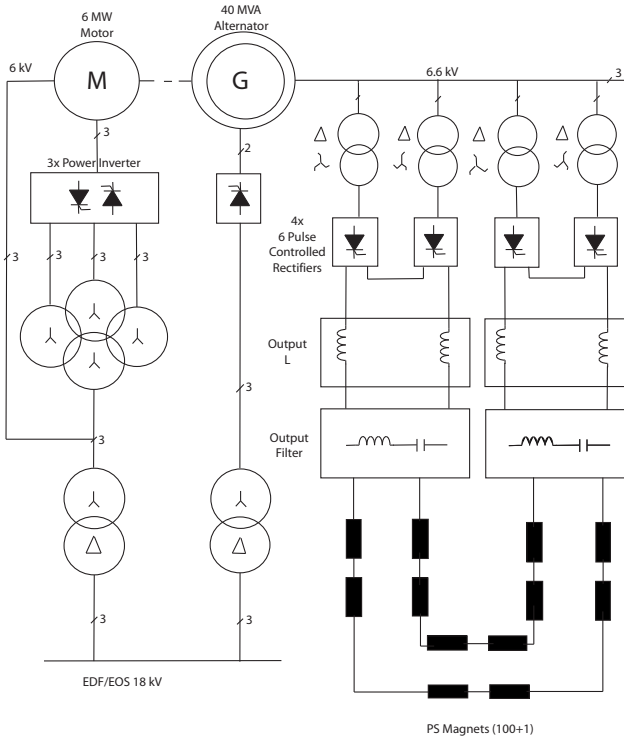


FIG. 1.4: Alimentation actuelle du PS utilisant des convertisseurs à thyristors et un groupe tournant pour le stockage

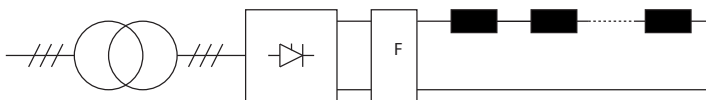
1.4 Sources d'alimentation pour le synchrotron à protons

1.4.1 Généralités

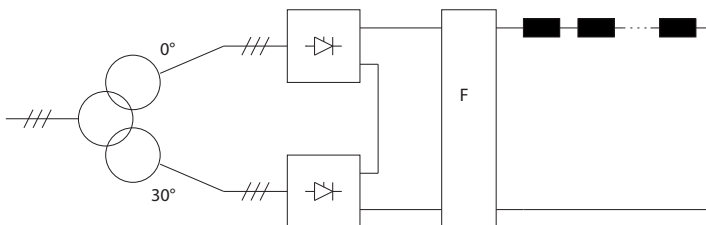
Dans cette introduction, les différentes solutions possibles pour alimenter les aimants d'un synchrotron à protons sont passées en revue, en partant d'une alimentation connectée directement au réseau public. On fera ensuite une liste de solutions utilisant un stockage d'énergie local, dont le but principal est la réduction ou l'élimination des pointes de puissance positives et négatives échangées avec le réseau public.

1.4.2 Alimentation connectée au réseau public

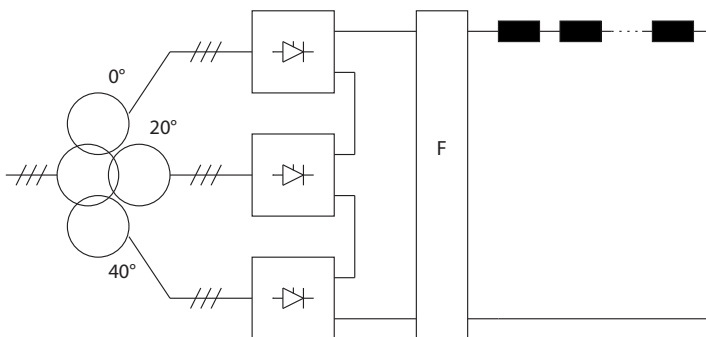
En principe, il existe la possibilité d'alimenter les aimants d'un synchrotron directement à partir du réseau public, en utilisant un équipement d'électronique de puissance, à savoir un redresseur contrôlé, réversible en tension, [3]. En effet, pour augmenter le courant de l'inductance équivalente formée par les aimants, il faut l'alimenter avec une source de tension positive. Pour la diminution de courant, une tension négative est nécessaire. Si l'augmentation du courant correspond à un transfert d'énergie allant du réseau à l'aimant, la diminution du courant correspond à un transfert inverse, c'est-à-dire allant de l'aimant au réseau. Le convertisseur statique à utiliser peut être défini comme un montage de convertisseur de courant à thyristors, dont le schéma-bloc équivalent est représenté à la figure 1.5a. Afin de réduire simultanément les harmoniques de courant du côté alternatif et l'ondulation de la tension continue appliquée aux aimants, on peut recourir à un montage présentant un indice de pulsation égal à 12, voire 18, permettant d'éliminer naturellement les rangs respectivement 5 et 7, voire 5,7, 11, et 13, [4]. Les schémas correspondants sont représentés sur les figures 1.5b et 1.5c.



(a) montage à convertisseur de courant



(b) montage à convertisseur de courant 12 pulsations



(c) montage à convertisseur de courant 18 pulsations

FIG. 1.5: Montages d'alimentation possibles avec une connexion directe au réseau 400 kV

La solution du redresseur contrôlé à thyristors représente certainement, au premier abord, la solution la plus économique, de par sa simplicité, et présente des propriétés de rendement énergétique excellentes, grâce à la simple conversion. A ce niveau, les aspects de la qualité de la tension appliquée à l'aimant, à savoir son ondulation, ne seront pas discutés, mais cette thématique a également son importance comme indiqué plus loin dans l'étude.

Un aspect négatif important de la solution d'alimentation directe à partir du réseau par convertisseur de courant est la consommation importante de puissance réactive, plus particulièrement pour un courant maintenu constant (flat-top). Avec une tension appliquée relativement basse, l'angle d'allumage voisin de 90 degrés impose un décalage du courant alternatif important par rapport à la tension. Une structure d'installation dans laquelle on a prévu un compensateur statique de puissance réactive est donnée à la figure 1.6.

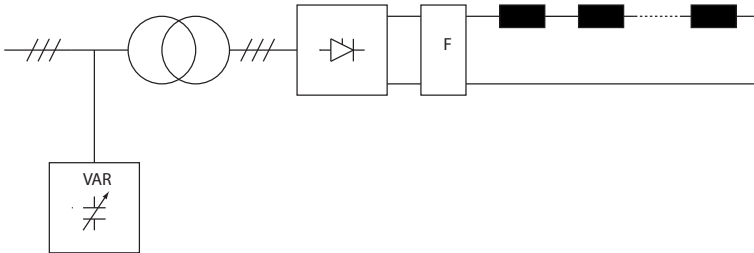


FIG. 1.6: Montage avec compensateur de puissance réactive

Au paragraphe suivant, nous aborderons des solutions basées sur le stockage local d'énergie, qui évite les fluctuations de puissances actives et réactives sur le réseau qui sont les principaux inconvénients de la solution directe.

1.4.3 Systèmes d'alimentation à partir de stockage local d'énergie

Parmi les solutions d'alimentation des aimants à partir d'un stockage local de l'énergie nécessaire à l'établissement et à la diminution du courant, on trouve la solution utilisée jusqu'à présent pour l'installation du CERN, à savoir l'utilisation d'une machine tournante qui permet de stocker sous forme cinétique la quantité d'énergie nécessaire à l'aimant. Cette solution très performante a été présentée à la section 1.3. Du point de vue énergétique et du point de vue de la puissance qu'il est possible de fournir et de récupérer, la solution du stockage cinétique est très intéressante et a fait ses preuves durant de nombreuses années dans beaucoup d'installations et d'expérimentations en physique [1], [5], [6]. Cependant, cette solution présente des inconvénients liés principalement aux composantes mécaniques, à savoir le guidage des axes (paliers) avec la lubrification, et à des aspects de vieillissement. On considère a priori qu'il est plus intéressant d'utiliser des composants dits statiques, c'est-à-dire de nature électrique ou magnétique uniquement.

Parmi les possibilités qui sont offertes, on retiendra principalement les solutions utilisant le stockage d'énergie sous forme capacitive ou sous forme magnétique, à savoir l'utilisation d'une inductance. Bien qu'ayant fait des progrès considérables durant les années récentes, la technologie des batteries électrochimiques sera écartée d'entrée en raison des faibles durées de vie ou du nombre de cycles fortement limité qui les caractérisent, [7].

A la figure 1.7, les diverses solutions potentielles pour un stockage d'énergie local sont représentées. A l'aide de ce diagramme appelé diagramme de Ragone, [8], il est possible de comparer les différentes solutions du point de vue de leurs densités énergétiques et de leurs densités de puissance. Pour une application à un accélérateur de particules, on est en présence d'exigences élevées

tant en termes de quantité d'énergie que de puissance. Le stockage étant stationnaire, il n'existe a priori pas de contraintes spécifiques sur la masse des équipements, mais il paraît judicieux de bénéficier simultanément d'une densité d'énergie et d'une densité de puissance optimales. Dans le diagramme de Ragone de la figure 1.7, le stockage supraconducteur (SMES) semble le plus adapté, car il occupe une place privilégiée dans le diagramme, où la surface équivalente du produit de la densité d'énergie avec la densité de puissance est la plus significative. Les supercondensateurs sont écartés en raison de leur durée de vie en vue du nombre de cycles limité, environ 1 mio, qui représente quelques mois de fonctionnement dans l'installation du CERN. Le choix de la solution à base de condensateurs qui est fait pour le remplacement de l'équipement du CERN prend tout son sens par la simplicité d'exécution et d'exploitation. De plus, si l'on tient compte des contraintes maximales imputables aux éléments supra-conducteurs d'un SMES en terme de variation de champ magnétique, il faut un SMES avec une énergie totale 7 à 8 fois plus importante que l'énergie utile échangée pour le niveau d'énergie considéré. En revanche, pour des installations bénéficiant déjà d'une infrastructure cryogénique et lorsque l'expérience du SMES sera acquise, ce stockeur peut représenter une solution intéressante, d'autant plus que l'énergie à stocker est importante.

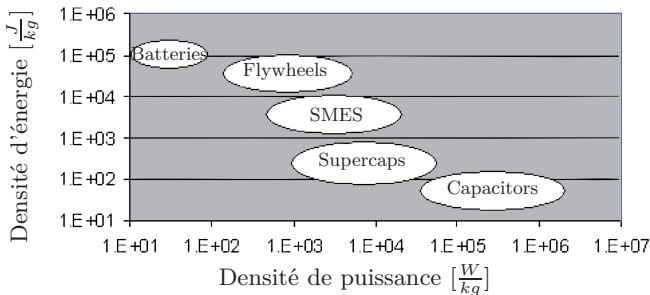


FIG. 1.7: Densités d'énergie et de puissance de différents stockeurs d'énergie, tiré de [9]

CHAPITRE 2

**Topologies et convertisseurs
pour des systèmes à stockage
par composants inertiels,
inductifs et capacitifs**

2.1 Généralités

Dans ce chapitre, trois types de stockage seront passés en revue, à savoir le stockage par volant d'inertie, par condensateurs et par éléments inductifs. L'accent sera mis sur le stockage capacitif et on évoquera le cheminement qui conduit à la solution d'alimentation qui est présentée au paragraphe 2.4.8. On présentera également quelles sont les contraintes en tension et courant pour cette alimentation et quels sont les types de convertisseurs statiques qui conviennent. Enfin, le stockage inductif sera abordé comme réalisation duale au stockage capacitif.

2.2 Contraintes

La charge de l'alimentation est donnée par les aimants de guidage du PS. L'équivalent électrique de ces aimants est une inductance et une résistance de 0.909 H et de 0.3232 Ω respectivement, comme donné à la figure 1.3. Le profil du courant est imposé par les expériences de la physique. Ce profil est cyclique, comme décrit à la section 1.2, et peut varier en amplitude d'un cycle à l'autre. Pour notre étude, nous prendrons en compte uniquement le cycle le plus gourmand en énergie. Ce cycle a été illustré à la figure 1.2. Nous rappellerons simplement que le palier à courant constant est de 5500 A avec un temps de montée de 0.65 s. Pour cela, une tension allant jusqu'à 9 kV est nécessaire.

2.3 Stockage à volant d'inertie

2.3.1 Schéma élémentaire du stockage par volant d'inertie

Le stockage d'énergie dans une masse tournante demande l'entraînement de cette masse à vitesse de rotation variable. L'entraînement électrique ou plus particulièrement le système d'alimentation de celui-ci imposera à la masse tournante un couple électro-magnétique commandable. De l'intégrale du couple imposé résultera une vitesse de rotation selon la relation (2.1).

$$\Omega = \frac{M_n}{J \cdot \Omega_n} \cdot \int M_a(t) \cdot dt \quad (2.1)$$

L'énergie cinétique de rotation accumulée dans la masse tournante est donnée pour une vitesse établie par la relation (2.2).

$$E_g = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2 \quad (2.2)$$

Dans le domaine de puissance intéressant pour le stockage d'énergie, on utilisera de préférence une machine à champ tournant comme machine d'entraînement. Le système d'alimentation de la machine sera un système d'électronique de puissance tel qu'un convertisseur de fréquence. L'entraînement électrique doit être un entraînement à deux quadrants, permettant le fonctionnement à couple positif et négatif, correspondant au fonctionnement en moteur et en génératrice. Il n'est pas utile de pouvoir inverser le sens de rotation (figure 2.1b). L'évolution des grandeurs caractéristiques est donnée de manière simplifiée à la figure 2.1a pour la charge et la décharge de l'accumulateur à volant d'inertie, [10], [6].

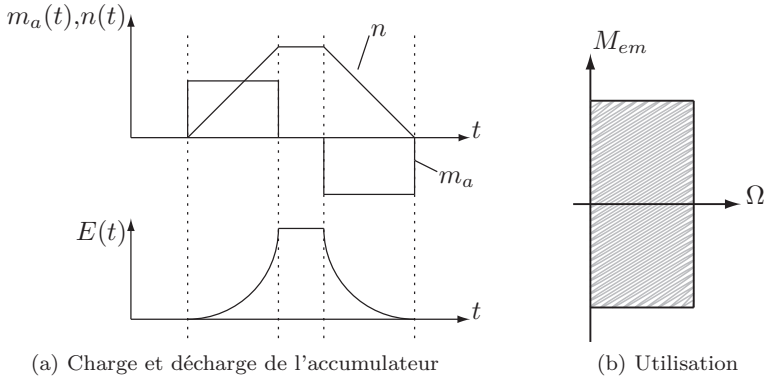


FIG. 2.1: Fonctionnement de l'accumulateur à volant d'inertie

2.3.2 Utilisation du stockage par volant d'inertie

Dans le cas de l'alimentation du PS avec un stockage d'énergie par volant d'inertie, deux solutions sont possibles, [3]. La première, tout comme l'alimentation actuelle, est composée d'une machine de grande taille tournant à moyenne vitesse. Pour réaliser une telle machine, une étude spéciale devrait être menée par les constructeurs. Le coût engendré par un tel équipement est un désavantage majeur de cette solution. La deuxième solution est d'avoir recours à des machines tournant à haute vitesse (flywheel), [11]. Les constructeurs n'ont actuellement aucune expérience de ces machines sur des charges pulsées. Il est fort difficile de prédire la fiabilité d'une telle installation, ce qui représente un désavantage considérable. Le stockage par volant d'inertie présente des désavantages importants pour l'application au synchrotron à protons et n'entrera par conséquent pas en ligne de compte dans cette étude.

2.4 Stockage capacitif

2.4.1 Schéma élémentaire pour les condensateurs

L'énergie stockée dans un condensateur correspond à l'intégrale de la puissance instantanée échangée avec ce dernier. En régime stationnaire l'énergie accumulée est donnée par la relation (2.3).

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad (2.3)$$

La charge et la décharge d'un système de stockage capacitif sont réalisées en utilisant une source de courant commandable. Le schéma équivalent d'un tel système est donné à la figure 2.2.

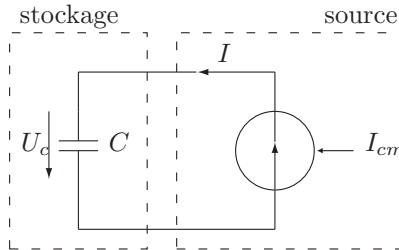


FIG. 2.2: Alimentation d'un condensateur

Dans le but de pouvoir comparer aisément les différentes solutions et structures élémentaires en liaison avec l'application considérée, on choisit de représenter les éléments de stockage "à gauche" de leur circuit d'interface. On placera ensuite les éléments de charge ou d'application "à droite" des convertisseurs utilisés. Cette façon de procéder correspond à respecter la convention de flux d'énergie positif allant de gauche à droite au sens de l'application. La source de courant commandable doit pouvoir fonctionner à deux quadrants. Le courant sera soit positif pour la charge du condensateur, soit négatif

pour sa décharge. La tension de sortie de la source ne doit être que positive. L'allure des grandeurs du système est représentée par les courbes de la figure 2.3, [10].

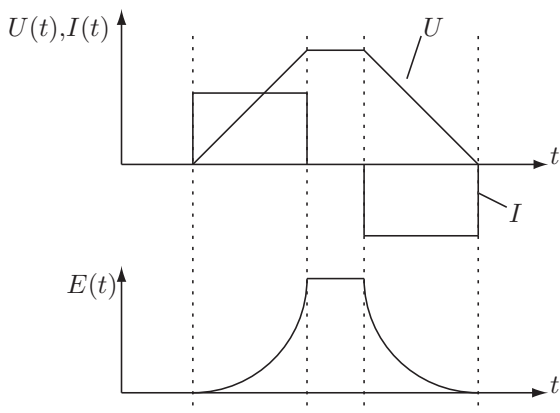


FIG. 2.3: Charge et décharge de l'accumulateur capacitif

2.4.2 Convertisseurs élémentaires

Selon la théorie et les postulats fondamentaux de l'électrotechnique et de l'électronique de puissance, un élément source de tension comme un condensateur ne peut être connecté via un convertisseur uniquement à un élément source de courant, comme une inductance, [12]. Le schéma du convertisseur élémentaire pour l'utilisation du stockage capacitif est représenté à la figure 2.4a. L'élément de stockage est un condensateur et la source de courant utilisée pour faire varier son état de charge est composée d'une source de tension, d'un convertisseur et d'une inductance en série. Pour alimenter une charge inductive avec un courant toujours positif, il faut une source de tension bidirectionnelle commandable. Le convertisseur élémentaire afin de réaliser cette fonction est illustré à la figure 2.4b.

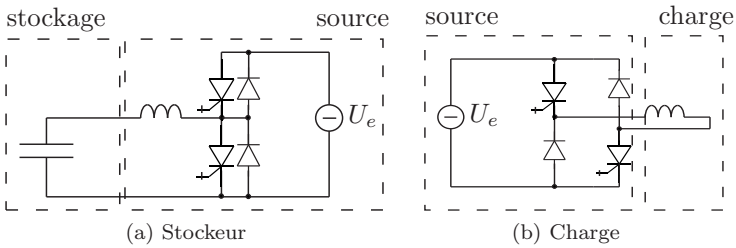


FIG. 2.4: Convertisseurs élémentaires

2.4.3 Interface pour le stockage

En général, un convertisseur tel que représenté à la figure 2.4b est conçu pour fonctionner à partir d'un bus continu à tension constante. Il faut ainsi définir un circuit d'interface permettant de relier le condensateur de stockage au bus continu décrit précédemment. Dans cette optique, on a recours à un convertisseur statique permettant d'adapter la tension variable du condensateur à la tension fixe du bus continu selon le schéma de la figure 2.4a. En comparant la figure 2.4b et la figure 2.4a, on s'aperçoit de la corrélation entre ces deux figures. Il est aisément possible de les assembler afin d'obtenir la chaîne de conversion complète allant du stockage à la charge. Ceci est représenté à la figure 2.5.

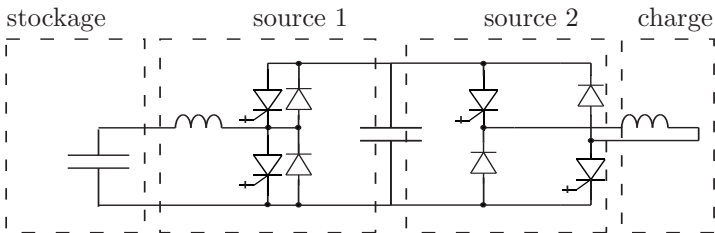


FIG. 2.5: Chaîne de conversion élémentaire complète

2.4.4 Condensateurs de stockage intégrés au circuit intermédiaire

Le montage présenté à la figure 2.5 présente plusieurs désavantages. Le premier réside dans le nombre important de composants utilisés et des coûts qui en résultent. Deuxièmement, le montage présente des pertes énergétiques importantes dues principalement à la double conversion. En effet, on part d'un stockage capacitif pour élever la tension jusqu'au circuit intermédiaire puis on abaisse la tension de ce circuit continu pour alimenter la charge. Pour un cycle complet comprenant charge et décharge d'énergie, la puissance traverse 4 étages de conversion. Il serait plus judicieux de n'utiliser qu'un seul étage de conversion en remplaçant les condensateurs du circuit intermédiaire par les condensateurs de stockage. Il n'y a alors plus qu'un seul étage de conversion, ce qui est avantageux en matière de rendement ainsi que de fiabilité. Partant de ce principe, on peut utiliser le schéma de la figure 2.5 en enlevant toute la partie gauche et en ne gardant que la partie située à droite du circuit intermédiaire à tension constante. On obtient ainsi une alimentation à partir d'une tension continue variable selon le schéma de la figure 2.6. La taille de la capacité du circuit intermédiaire va considérablement augmenter, car c'est maintenant le stockage.

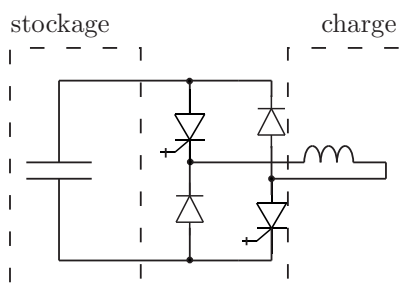


FIG. 2.6: Convertisseur élémentaire avec stockage au circuit intermédiaire

2.4.5 Convertisseurs multiniveaux

Lors d'un stockage d'énergie par des condensateurs, il est judicieux d'avoir une grande différence de tension entre l'état chargé et l'état déchargé du condensateur. En effet, plus cette différence est grande, plus la capacité peut être réduite pour une même énergie stockée. Pour l'alimentation d'une charge inductive requérant une tension U_{out} élevée, la mise en série d'éléments peut s'avérer nécessaire. Dans ce contexte, les convertisseurs multiniveaux apportent un avantage très intéressant, [13], [14], [15]. Il est possible de scinder l'alimentation en n convertisseurs connectés en série tel que représenté à la figure 2.7. Cela permet d'avoir une tension aux bornes des condensateurs à l'état déchargé de valeur relativement faible, par exemple 30% de la tension à l'état chargé. Il suffit ensuite de connecter autant de convertisseurs que nécessaire pour obtenir la tension U_{out} voulue. Grâce à ce fractionnement, le système est alors modulaire, c'est-à-dire que chaque convertisseur représente une brique du montage et peut être remplacé très facilement en cas d'avarie. Il est aussi possible d'inclure un convertisseur supplémentaire de manière à avoir un système redondant ou pour répondre à un changement de contraintes.

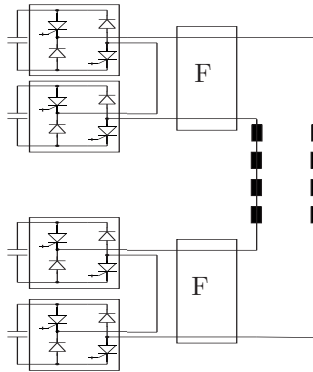


FIG. 2.7: Alimentation avec stockage au circuit intermédiaire

2.4.6 Décalage de pulsation et fréquence de pulsation résultante

Dès lors que l'on utilise des convertisseurs multiniveaux comme décrits précédemment, on peut les faire fonctionner de manière décalée. Il n'est pas nécessaire qu'ils fournissent tous la même tension au même instant. Les convertisseurs seront tous déphasés entre eux. Cela présente plusieurs avantages. Le premier est la réduction de l'amplitude des créneaux de tension, ce qui améliore la stabilité de la tension après filtrage. Un deuxième avantage est l'augmentation de la fréquence résultante à la somme des fréquences des convertisseurs. Par exemple, si l'on a 3 convertisseurs à pulsations décalées fonctionnant chacun à 500 Hz, la fréquence de la tension totale de sortie sera de 1500 Hz. Cette tension doit ensuite passer par un filtre. Cette augmentation de fréquence représente un avantage certain pour le filtrage, car l'atténuation du filtre sera plus grande pour une fréquence plus élevée.

2.4.7 Convertisseurs multiniveaux à condensateurs flottants, concept de la réalimentation

Tout système physique comporte des pertes, il est donc nécessaire de réalimenter les condensateurs de stockage. Pour réaliser cette tâche, il est possible de connecter en amont des condensateurs des convertisseurs qui fourniront l'énergie perdue dans un cycle. Ce convertisseur peut être un redresseur à diodes ou un redresseur commandé. Les deux cas seront traités dans cette étude. Selon la figure 2.8, on peut imaginer mettre un redresseur par banc de condensateurs de stockage. Malheureusement, cela augmente considérablement la complexité physique de l'installation ainsi que le nombre de composants de puissance et de contrôle. Il est envisageable de ne réalimenter qu'une partie de ces condensateurs de stockage en laissant les autres flottants comme illustré à la figure 2.9, [16], [14]. Ce système pose le problème de la symétrie des tensions des condensateurs flottants. Si

les éléments parasites des condensateurs sont différents, ces derniers ne vont pas tous se décharger de la même manière. Pour cela, il est nécessaire d'inclure des algorithmes de symétrisation dans le réglage. De plus, ce réglage permettra de transférer également la puissance provenant du réseau.

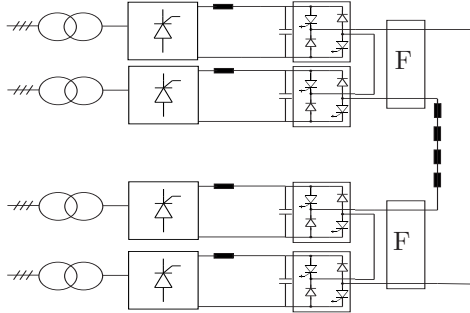


FIG. 2.8: Alimentation à circuit intermédiaire à tension constante

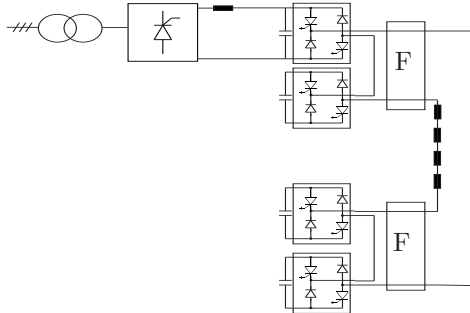


FIG. 2.9: Alimentation à circuits intermédiaires flottants et un banc alimenté

2.4.8 Concept retenu

Pour satisfaire la demande en tension (10 kV), on propose une solution qui consiste à mettre en série plusieurs convertisseurs élémentaires, selon un concept de convertisseurs multiniveaux cascades [17], [18], [3], [19].

Il en résulte ainsi le concept global d'alimentation retenu qui est représenté à la figure 2.10. On y distingue premièrement l'ensemble des 101 aimants représentés par (11). L'alimentation en courant des aimants est assurée par les convertisseurs DC/DC (3) qui puisent leur énergie dans les condensateurs flottants de stockage C_1 à C_n . Ces convertisseurs sont commandés par un réglage qui impose le courant dans les aimants. Les convertisseurs DC/DC (2) sont commandés par un réglage de puissance. Cela permet de fournir en tout temps la puissance équivalente aux pertes globales du système, les pertes ohmiques et les pertes dans les semi-conducteurs. Ces convertisseurs sont alimentés par le réseau (10) via un transformateur (9) et un redresseur (1).

Les commandes des divers convertisseurs sont transmises à travers des modulateurs (4). Ces derniers reçoivent des commandes sous forme de rapports cycliques provenant des régulateurs respectifs. Les régulateurs d'équilibrage (6) servent à équilibrer les tensions des condensateurs flottants C_1 à C_n afin de garantir que ces tensions soient en tout temps au même niveau. Ces régulateurs reçoivent une consigne du régulateur de courant global (7).

Les régulateurs de puissance (5) servent à commander les convertisseurs de compensation de pertes (2) afin de garantir qu'ils fournissent la puissance voulue. Cette puissance de consigne est délivrée par un bloc de génération de consigne (8) qui élabore la consigne de puissance à chaque cycle afin d'éviter une dérive des tensions des condensateurs flottants. L'avantage de cette solution réside dans le fait que la taille de chaque banc est plus petite que pour un banc unique, la protection en est par conséquent plus facile. De manière plus générale, l'utilisation de la technique des convertisseurs à pulsa-

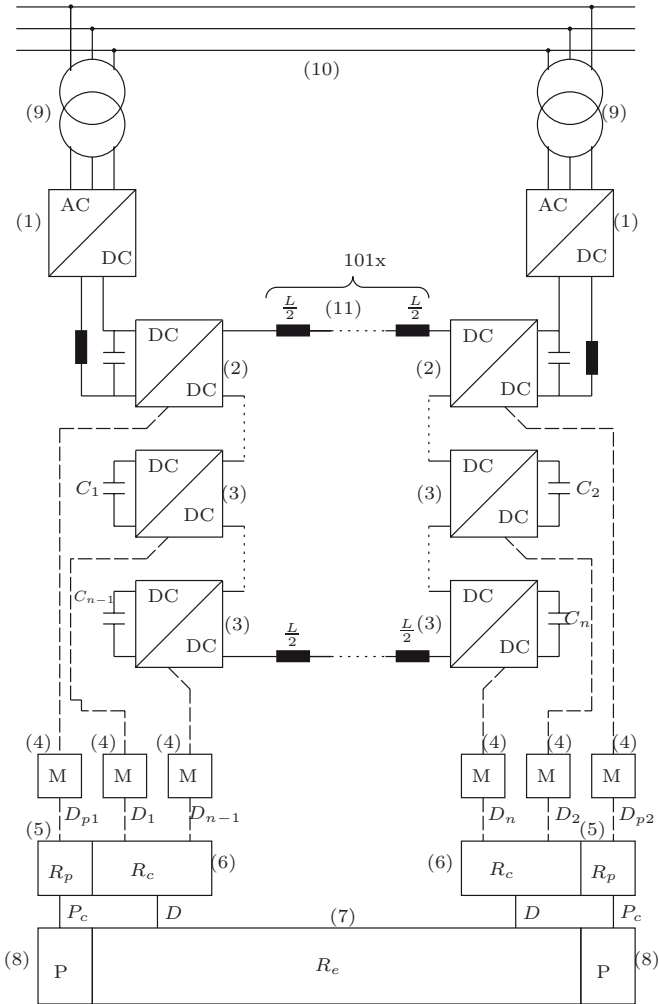


FIG. 2.10: Schéma du système d'alimentation proposé

tion a un avantage certain sur la technique des convertisseurs utilisés actuellement pour le PS, car la fréquence de pulsation fixe permet de réduire la complexité du filtre de sortie. Ce dernier pourra de plus être encore réduit par l'utilisation de commandes des cellules décalées entre elles, amenant à une ondulation de la tension de sortie fortement réduite et de fréquence résultante bien plus élevée.

Un autre avantage est la modularité du système. En effet, les blocs de convertisseurs sont standard et en cas de panne le remplacement d'un bloc sera rapide. Il est également envisageable de prévoir une certaine redondance, il serait possible de mettre plus de cellules que nécessaires et en cas de panne d'un convertisseur, la charge se décalerait sur les autres.

On ajoute encore un certain nombre de cellules de convertisseurs, ici 2, qui ont leur bus DC alimenté par le réseau. Ces cellules serviront à fournir les pertes du système. Il est également possible de connecter l'alimentation du réseau sur un condensateur de stockage, par exemple C_1 , si le redresseur (1) est commandable. Cette solution sera également démontrée plus loin. Pour satisfaire la demande en courant qui est de l'ordre de 5.5 kA, on aura recours à la mise en parallèle de convertisseurs, problème qui peut être résolu aisément.

2.5 Stockage inductif

2.5.1 Schéma élémentaire d'un accumulateur inductif

Le SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) est un stockage inductif. Il s'agit d'une inductance en matériaux supraconducteurs, [20], [21]. Pour garder les propriétés de supraconductivité, il est nécessaire de maintenir le SMES à une température très basse, entre 4.2 K et 77 K suivant les matériaux utilisés. L'avantage des matériaux supraconducteurs est l'absence de résistance interne et par conséquent l'absence d'échauffement, donc de pertes. Cela per-

met d'avoir des densités de courant très élevées et en conséquence, des énergies stockées importantes. Dans un tel système de stockage, la quantité d'énergie stockée s'exprime en régime établi par l'équation 2.4.

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (2.4)$$

Le régime stationnaire sans transfert d'énergie est caractérisé par une tension nulle appliquée aux bornes de la bobine. Un système de stockage utilisant une bobine d'induction à supraconducteur devra comprendre, en plus de la bobine et de son système de refroidissement, une source d'alimentation pour la charge et la décharge. Cette source de tension commandable devra être capable de fonctionner dans deux quadrants du plan de phase, c'est-à-dire à tension de sortie positive et négative, en fournissant un courant positif uniquement. La source devra également pouvoir supporter le passage du courant maximal de la bobine, cela également dans le cas de fonctionnement où aucun transfert d'énergie n'a lieu. Un tel système est représenté schématiquement à la figure 2.11.

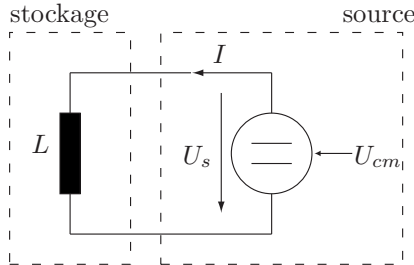


FIG. 2.11: Alimentation d'une bobine

La réalisation physique d'une telle source de tension se fait à l'aide du schéma élémentaire représenté à la figure 2.12. Lorsque l'on ferme les 2 interrupteurs T1 et T2, l'inductance est alimentée par une ten-

sion de valeur $+U_e$. Lorsque l'on ouvre simultanément T1 et T2, la circulation du courant se fait à travers les deux diodes D1 et D2. La tension aux bornes de l'inductance (U_L) est alors de valeur $-U_e$. En fermant un seul des interrupteurs T1 ou T2, la circulation du courant dans l'inductance se fait alors soit par D1 et T2, soit par D2 et T1. La tension U_L est alors nulle si les éléments D et T sont idéaux. Le principe de fonctionnement en régime de charge et décharge est illustré par les diagrammes temporels de la figure 2.13, [10].

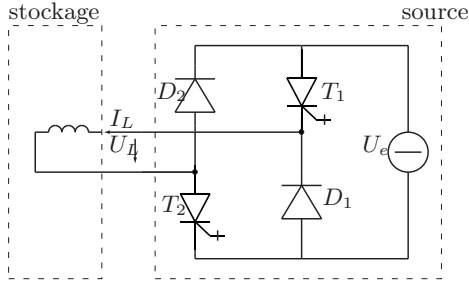


FIG. 2.12: Structure d'alimentation d'un accumulateur inductif

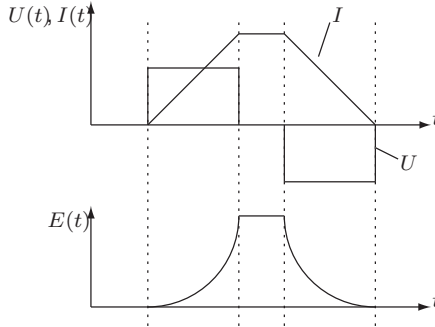


FIG. 2.13: Charge et décharge de l'accumulateur inductif

2.5.2 SMES ajouté au système existant

Afin de remplacer le groupe tournant de l'alimentation actuelle du PS, il est envisageable d'utiliser un SMES pour le stockage de l'énergie, [3], [22]. Une des réalisations possibles est de garder l'alimentation à thyristors actuelle et de connecter le SMES sur le réseau d'alimentation des thyristors comme l'illustre la figure 2.14. Cette solution présente deux désavantages, premièrement les convertisseurs à thyristors restent "anciens", donc fragiles et deuxièmement, un compensateur d'énergie réactive doit être ajouté.

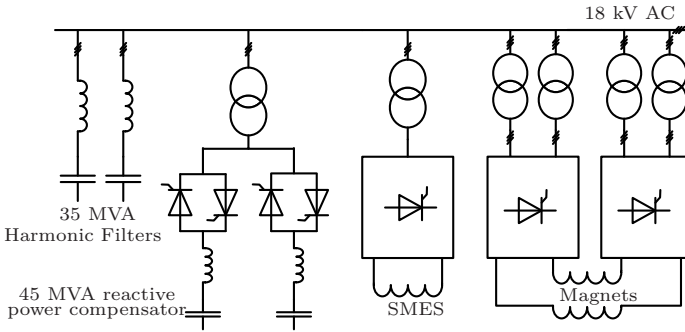


FIG. 2.14: SMES ajouté à l'installation actuelle

2.5.3 SMES connecté au bus continu

On peut également remplacer les convertisseurs à thyristors par des convertisseurs DC/DC. De cette manière, l'alimentation actuelle serait complètement rénovée. Dans ce cas, il serait parfaitement envisageable de connecter le SMES sur le bus DC du convertisseur selon la figure 2.15. Cette topologie découle du développement fait pour le stockage capacitif. Le compensateur d'énergie réactive n'est alors plus utile ici. L'inconvénient de cette solution est la complexité des

convertisseurs. En effet, toute la puissance doit traverser deux convertisseurs statiques. Ceux-ci seront complexes à réaliser en regard de la puissance à transiter.

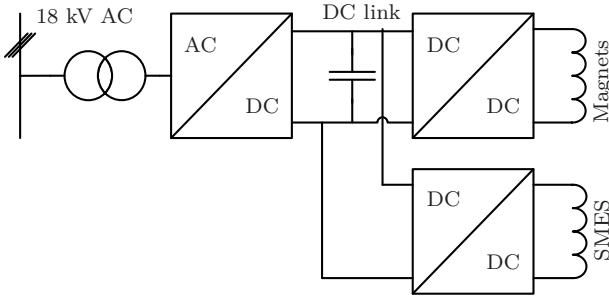


FIG. 2.15: SMES connecté au bus continu

2.5.4 SMES et convertisseurs répartis

Cette solution consiste à diviser l'énergie à stocker dans plusieurs SMES et d'avoir plusieurs convertisseurs pour alimenter le PS comme cela a été établi pour le stockage capacitif. Cette topologie découle également des considérations établies pour le stockage capacitif. Les avantages de cette solution sont la modularité, le dimensionnement plus aisé des convertisseurs et l'énergie stockée répartie dans plusieurs stockeurs ce qui est un gage de sécurité dans le cas où l'on doit les décharger rapidement. Le désavantage de cette solution utilisant le SMES, c'est qu'aucune solution industrielle existe à l'heure actuelle pour un tel niveau d'énergie.

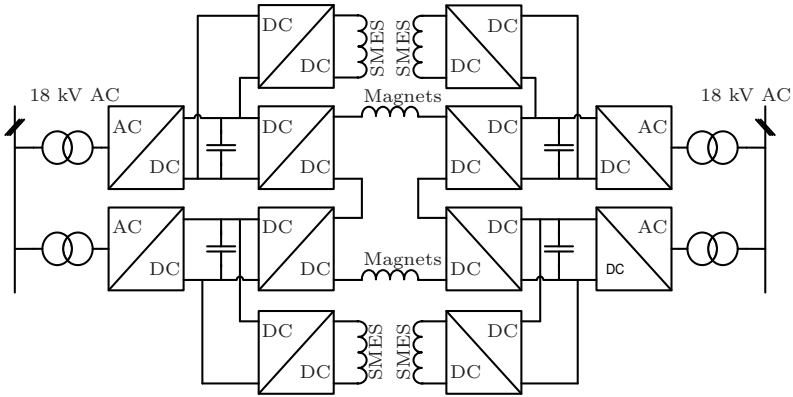


FIG. 2.16: SMES et convertisseurs répartis

2.6 Conclusion

Les trois types de stockage envisageables pour réaliser le stockage local d'énergie pour le niveau d'énergie et de puissance du synchrotron à protons ont été passés en revue dans ce chapitre. Le stockage inertiel a été écarté en raison de son coût, de la difficulté à trouver actuellement une machine tournante supportant une charge pulsée et en raison du manque d'expérience avec les machines tournant à haute vitesse. Une étude sur le stockage capacitif a été suivie pas à pas, de la première idée au concept finalement retenu se basant sur un stockage à condensateurs flottants. Le stockage supraconducteur (SMES) a été énoncé selon des schémas qui représentent la forme duale de la proposition pour le stockage capacitif. La solution à base de SMES n'est finalement pas retenue pour des raisons de complexité (double conversion) et de manque d'expérience à ces niveaux d'énergie. Finalement, la solution à stockage capacitif est retenue. Il s'agit maintenant de procéder au dimensionnement des éléments et des stratégies de réglage.

CHAPITRE 3

**Dimensionnement du
concept proposé**

3.1 Généralités

La figure 3.1 illustre pour rappel le schéma du concept d'alimentation proposé. Le descriptif détaillé a été présenté au paragraphe 2.4.8. Dans ce chapitre, les divers éléments de cette alimentation sont dimensionnés. Le dimensionnement se limite à deux aspects; le dimensionnement des bancs de condensateurs de stockage intégrés et la qualité de la tension de sortie en tenant compte du décalage de pulsation. Dans le chapitre 4, les aspects de dimensionnement des systèmes de réglage seront détaillés et les propriétés des systèmes à convertisseurs multiniveaux-série seront étudiées au chapitre 5.

3.2 Eléments de stockage

Pour les analyses qui suivent, un exemple d'un système avec 6 modules en série de 3 convertisseurs en parallèle est utilisé. Des condensateurs type Vishay GMKPg de 4400 μF et 2600 V sont utilisés comme références. La tension minimale que l'on doit avoir aux bornes de la cellule de condensateurs est d'un sixième de la tension d'alimentation des aimants, c'est-à-dire de $\frac{9\text{ kV}}{6} = 1.5\text{ kV}$.

Les calculs pour un cas de figure sont donnés :

Il faut spécifier la tension totale d'alimentation, ici 9 kV, le courant du flat-top, ici 5.5 kA, ainsi que la tension à l'état chargé des condensateurs, ici 2.5 kV et à l'état déchargé, ici 1.5 kV.

Les paramètres des aimants sont connus. Il est donc possible de calculer la chute de tension maximale et l'énergie emmagasinée dans l'inductance des aimants. Cette inductance subit un effet de saturation qui réduit sa valeur moyenne à 0.8 H.

$$RI_{max} = R \cdot I_{max} = 0.3232 \cdot 5500 = 1777\text{ V}$$
$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{max}^2 = 0.5 \cdot 0.8 \cdot 5500^2 = 12.10\text{ MJ}$$

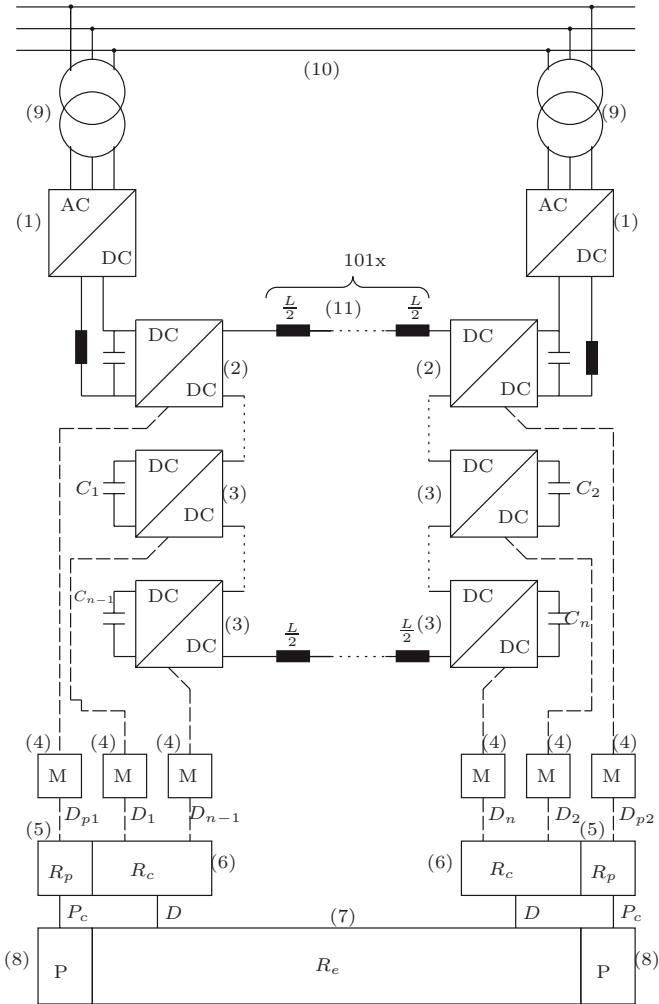


FIG. 3.1: Schéma de l'alimentation

L'énergie à stocker dépend du nombre de convertisseurs. Ici il y a 6 cellules en série.

$$E_c = \frac{E}{6} = \frac{12.10 \cdot 10^6}{6} = 2.02 \text{ MJ}$$

La valeur de la capacité équivalente d'un banc de condensateurs de stockage pour le bus DC d'un convertisseur se déduit :

$$C = 2 \cdot \frac{E_c}{U_{charge}^2 - U_{decharge}^2} = 2 \cdot \frac{2.02 \cdot 10^6}{2500^2 - 1500^2} = 1.01 \text{ F}$$

Il n'y a besoin que d'une capacité en série pour tenir les 2500 V.

Il faut alors $nb_c = \frac{C}{(4.4 \cdot 10^{-3})} = 230$ condensateurs de 4.4 mF par convertisseur.

Le nombre total de condensateurs est de $nb = nb_c \cdot 6 = 1380$.

Le volume v et le poids p d'un condensateur sont connus ainsi que le nombre nécessaire. Il est donc possible de calculer le volume et le poids total.

$$V_{tot} = v \cdot nb = 82 \text{ m}^3$$

$$P_{tot} = p \cdot nb = 100 \text{ t}$$

Le courant maximum fourni par les condensateurs lors de l'alimentation des aimants en tenant compte du fait que le taux de modulation des convertisseurs soit maximal :

$$I_c = \frac{I_{max}}{nb_c} = \frac{5500}{230} \simeq 24 \text{ A}$$

Il est possible de faire un raisonnement analogue pour une tension de 5 kV :

$$C = 2 \cdot \frac{E_c}{U_{charge}^2 - U_{decharge}^2} = 2 \cdot \frac{2.02 \cdot 10^6}{5000^2 - 1500^2} = 0.178 \text{ F}$$

Deux capacités en série sont nécessaires pour tenir les 5000 V qui ont une capacité équivalente de 2.2 mF.

Le nombre de condensateurs de 4.4 mF par convertisseur est : $nb = 2 \cdot \frac{C}{(2.2 \cdot 10^{-3})} = 162$.

Le nombre total de condensateurs est de $nb = nb \cdot 6 = 972$.

$$V_{tot} = v \cdot nb = 58 \text{ m}^3$$

$$P_{tot} = p \cdot nb = 70 \text{ t}$$

Le courant prélevé par condensateurs :

$$I_c = \frac{2I_{max}}{nb} = \frac{5500}{81} \simeq 68 \text{ A}$$

Le tableau 3.1 résume les grandeurs dans le cas où il n'y a qu'un condensateur en série par cellule supportant une tension maximale de 2.5 kV. Le volume de condensateurs est de 82 m³, ce qui représente environ une boîte de 6 m de long, 6 m de large et 2.3 m de haut. Le tableau 3.2 résume les grandeurs dans le cas de la mise en série de deux condensateurs par cellule supportant une tension maximale de 5 kV. Le volume de condensateurs est de 58 m³, ce qui représente environ un volume de 5 m de long, 4 m de large et 3 m de haut. Dans les deux cas, cela paraît raisonnable par rapport à la taille actuelle du stockeur d'énergie (machine tournante).

Tension d'alimentation de l'inductance :	9'000 V
Courant max :	5'500 A
Tension déchargée pour 1 cellule :	1'500 V
Tension chargée pour 1 cellule :	2'500 V
R*I max :	1'777 V
Inductance :	0.8 H
Résistance :	0.32 Ω
Énergie :	12.10 MJ
Nombre de cellules :	6
Capacité par cellule :	1.01 F
Nb de condos par cellule :	230
Nb de condos total :	1'380
Courant par condo :	24 A
Volume de condos total :	82 m3
Poids de condos total :	100 t

TAB. 3.1: Dimensionnement avec une seule capacité en série

Tension d'alimentation de l'inductance :	9'000 V
Courant max :	5'500 A
Tension déchargée pour 1 cellule :	1'500 V
Tension chargée pour 1 cellule :	5'000 V
R*I max :	1'777 V
Inductance :	0.8 H
Résistance :	0.32 Ω
Énergie :	12.10 MJ
Nombre de cellules :	6
Capacité par cellule :	178 mF
Nb de condos par cellule :	162
Nb de condos total :	972
Courant par condo :	68 A
Volume de condos total :	58 m3
Poids de condos total :	70 t

TAB. 3.2: Dimensionnement avec 2 capacités en série

3.3 Filtre

Le filtre utilisé est un filtre de type RLC série selon le schéma 3.2. La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation 3.1. Cette fonction de transfert sera utilisée pour calculer le gain du filtre. En revanche, pour son dimensionnement, on utilisera la fonction de transfert donnée par la relation 3.2, car elle permet d'exprimer une fréquence de coupure et un facteur d'amortissement. Il y a deux paramètres du filtre à donner afin de pouvoir calculer les composants RLC. La pulsation de coupure (ω_0) donnée par 3.3 et la constante de temps d'amortissement ($\frac{1}{\lambda}$) donnée par 3.4.

Élément	Valeur	Élément	Valeur
U_{in}	= 4000 V	R_f	= 1 Ω
C_{f1}	= 1 mF	L_a	= 0.909 H
C_{f2}	= 4 mF	R_a	= 0.3232 Ω
L_f	= 1 mH	F_p	= 3 kHz

TAB. 3.3: Valeurs pour la simulation du filtre

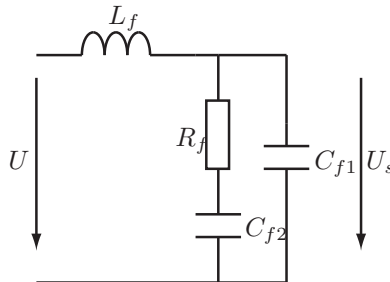


FIG. 3.2: Schéma du filtre

$$H_f = \frac{1 + sR_f C_{f2}}{s^3 R_f L_f C_{f1} C_{f2} + s^2 L_f (C_{f1} + C_{f2}) + sR_f C_{f2} + 1} \quad (3.1)$$

$$H = \frac{1 + sR_f C_{f2}}{1 + sR_f C_{f2} + s^2 L_f C_{f2}} \quad (3.2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_f C_{f2}} \quad (3.3)$$

$$\lambda = \frac{R_f}{2L_f} \quad (3.4)$$

La fréquence de coupure du filtre est définie à 80 Hz et la constante de temps d'amortissement à 2 ms. Les valeurs suivantes sont utilisées : $L_f = 1$ mH, $C_{f2} = 4$ mF et $R = 1 \Omega$.

Par une règle empirique : $C_{f1} = 1$ mF.

Il est possible de calculer le gain de la fonction de transfert à la fréquence de commutation pour déterminer l'ondulation résiduelle. Sachant que les 6 convertisseurs ont une modulation déphasée, la fréquence vue par le filtre est 6 fois la fréquence de commutation, donc $6 \cdot 500 = 3$ kHz, le gain de la fonction de transfert à cette fréquence est de -51 dB. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert 3.1 est illustré à la figure 3.3. Pour une tension de décharge de 2 kV environ sur les condensateurs de stockage et grâce au déphasage des modulations, il n'y aura toujours que deux convertisseurs donnant leur tension maximale en même temps. L'amplitude des créneaux appliqués au filtre est de + ou - 4 kV. L'ondulation de tension en sortie du filtre est alors d'environ 11 V.

Connaissant l'ondulation de tension et l'impédance des aimants, on peut déterminer l'ondulation de courant. Cela est donné par 3.5. Ce qui correspond environ à 0.2 ppm. Une vérification par simulation est réalisée selon le schéma de la figure 3.4.

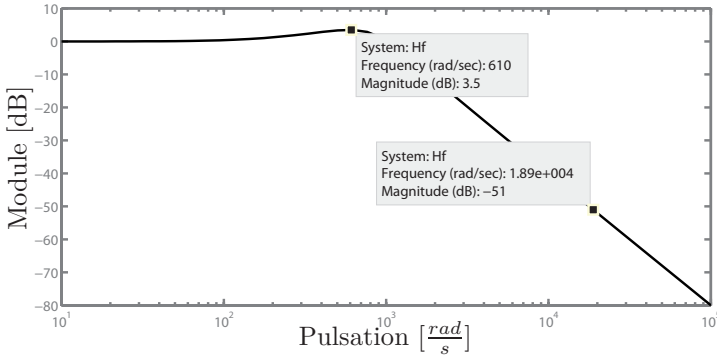


FIG. 3.3: Diagramme de Bode du filtre complet

$$\Delta I = \frac{\Delta U}{Z} = \frac{2 \cdot 11.26}{2\pi \cdot 500 \cdot 6 \cdot L + R} \simeq 1.3 \text{ mA} \quad (3.5)$$

La figure 3.5 illustre l'ondulation de tension et la figure 3.6 l'ondulation de courant. En réalité, il ne s'agira pas d'une ondulation sinusoïdale, comme simulé ici, mais bien de créneaux de tension rectangulaires. L'ondulation en sortie du filtre sera donc plus grande à celle énoncée ici (environ 30%), mais reste néanmoins parfaitement dans les spécifications (<1ppm).

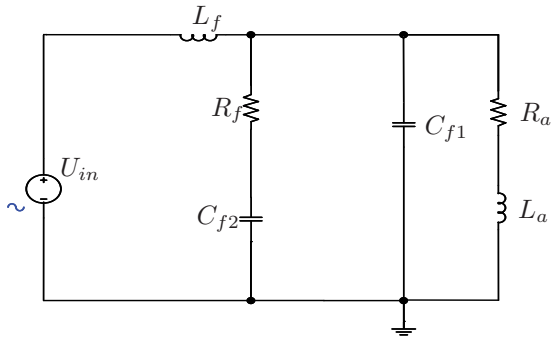


FIG. 3.4: Schéma de simulation du filtre

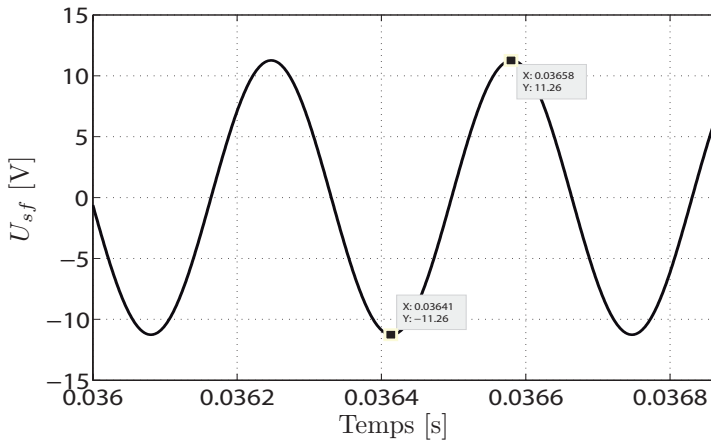


FIG. 3.5: Ondulation de tension

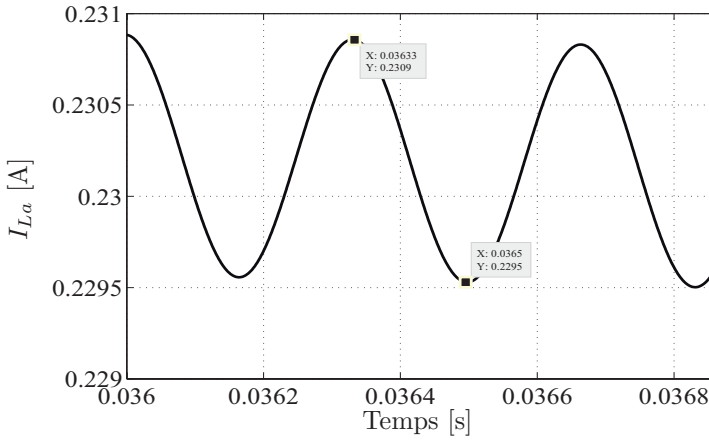


FIG. 3.6: Ondulation de courant

3.4 Conclusion

Le prédimensionnement des éléments de stockage ainsi que du filtre de sortie a été établi. Il s'agit d'un stockage de l'ordre de 1 F sous 5 kV réparti sur six cellules de condensateurs avec convertisseurs associés. Les bancs de condensateurs pour le stockage représente un volume et un poids importants de $58 m^3$ et 80 t. Le filtre établi est du type RLC-série. Il permet d'atteindre une performance en terme d'ondulation de courant résultante ($<1\text{ppm}$) parfaitement acceptable dans le cadre de l'application du synchrotron. Le chapitre suivant s'intéresse à l'établissement et au dimensionnement des stratégies de réglage et de commande.

CHAPITRE 4

**Stratégie de commande
et de réglage du système
à stockage capacitif**

4.1 Généralités

Le système de contrôle et commande doit être capable de régler le courant circulant dans les aimants en commandant les convertisseurs. Dans le système de contrôle, il s'agira également de gérer les grandeurs du système afin de garantir la sécurité de fonctionnement. Pour éviter des dérives dans les tensions des condensateurs flottants, il est nécessaire d'avoir une fonction d'équilibrage de ces tensions. Lors de la mise en parallèle de convertisseurs, il est également nécessaire de prévoir un équilibrage des courants circulant dans les inductances de mise en parallèle. Dans ce chapitre, on étudie le comportement en régime permanent de ces régulateurs ainsi que leur impact sur le réglage principal du courant de la charge.

4.2 Structure du réglage

Pour l'application de l'alimentation des aimants d'un synchrotron, plusieurs fonctions de réglage sont nécessaires. On définit dans ce paragraphe deux niveaux de réglage différents. Un réglage principal R_i est utilisé pour le courant dans la charge. Ce réglage doit être précis, il s'agira ici d'un réglage d'état. La seconde partie du réglage est un asservissement dont la fonction principale tend à minimiser l'écart des tensions de chaque condensateur de stockage. Un réglage proportionnel R_{eu} assure cette fonction. Il doit être assez fort pour agir sur le système, mais assez peu pour que le courant soit toujours réglé. Autrement dit, la bande passante du régulateur d'équilibrage de tension doit être suffisamment inférieure à celle du régulateur de courant afin de ne pas le perturber. De même un réglage R_{ei} permettant d'équilibrer les courants dans le cas de l'utilisation de convertisseurs en parallèle est incorporé. La structure du réglage est présentée à la figure 4.1.

Dans le cas où l'un des convertisseurs est alimenté directement par un redresseur à diodes, il sera réglé en puissance, afin de fournir la

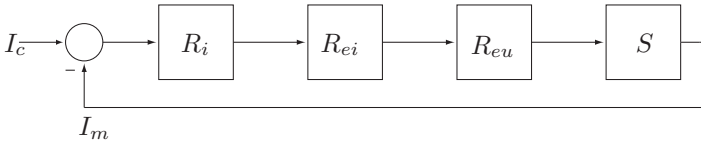


FIG. 4.1: Schéma de réglage comprenant : régulateur de courant principal R_i , régulateur d'équilibrage de courant R_{ei} et de tension R_{eu} pour le système S

puissance équivalente aux pertes du système. La consigne de puissance P_c est déterminée à chaque instant en fonction du courant circulant dans la charge. Le courant durant un cycle est représenté à la figure 4.3a et la puissance des pertes servant de consigne à la figure 4.3b. La tension moyenne des condensateurs de stockage (U_c) avant le cycle est comparée à sa valeur après le cycle. Si une différence subsiste, la puissance P_Δ est ajoutée à la consigne qui sera comparée à la mesure P_m . La structure du réglage pour ce convertisseur est illustrée à la figure 4.2.

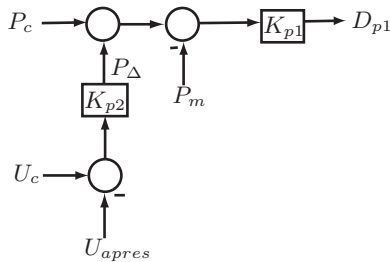


FIG. 4.2: Réglage de puissance

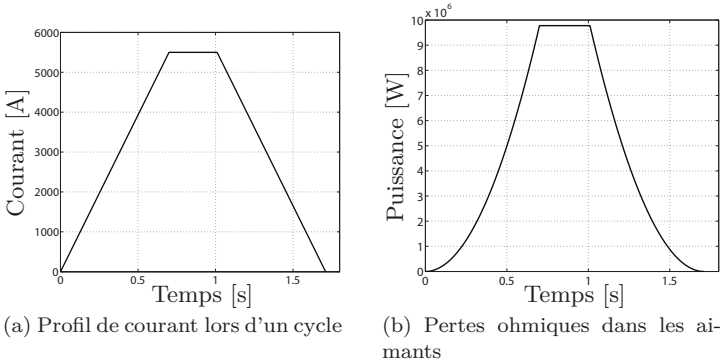


FIG. 4.3: Courant et pertes ohmiques durant un cycle de fonctionnement du synchrotron

Le régulateur principal doit asservir le courant dans les aimants afin de suivre une consigne voulue. Ce régulateur doit présenter de bonnes performances et une certaine robustesse. Nous opterons ici pour un régulateur d'état. Il est alors possible de procéder à son dimensionnement automatique une fois les matrices d'état établies. Cela présente l'avantage de pouvoir changer des éléments dans la simulation et de recalculer les gains rapidement. En plus de ce réglage, il faut s'assurer de garder les tensions des condensateurs à des niveaux égaux. Un algorithme de symétrisation superposé est utilisé pour cela. Ce dernier sera décrit plus loin.

Un schéma de réglage détaillé est donné à la figure 4.4 où l'on trouve les parties (5), (6), (7) et (8) de la figure 2.10 en détail. La partie (7) est un régulateur d'état. Il permet de régler le courant qui circule dans les aimants afin de suivre la consigne voulue.

La partie (6) correspond à la partie du réglage qui s'occupe de l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants, C_1 à C_n . Ces tensions U_{C_1} , ..., U_{C_n} sont comparées à la valeur moyenne de ces tensions calculée par le bloc (12). Puis via un correcteur, on vient ad-

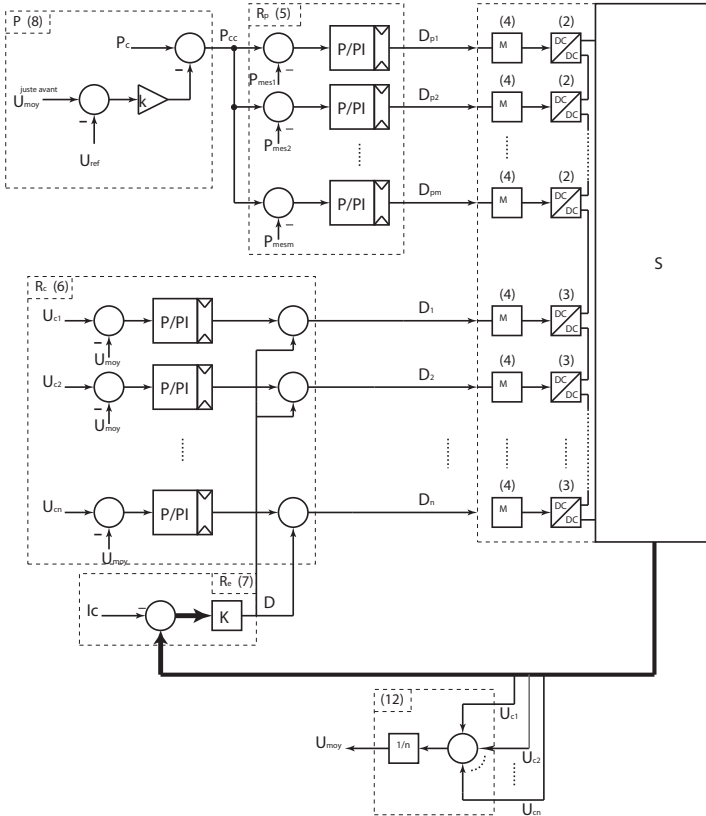


FIG. 4.4: Schéma global du réglage

ditionner, respectivement soustraire une portion de rapport cyclique au rapport cyclique principal imposé par le régulateur d'état. Par exemple, si la tension U_{C1} est plus grande que la valeur moyenne, on ajoute une portion de rapport cyclique à D . Le rapport cyclique final D_1 qui commande le convertisseur DC/DC correspondant sera donc plus grand que D . De ce fait, ce convertisseur va fournir plus de puissance et va donc décharger plus rapidement le condensateur C_1 , jusqu'à ce que la tension U_{C1} redevienne égale à la valeur moyenne. Si par exemple la tension U_{C1} est plus petite que la valeur moyenne, il suffit de procéder au raisonnement inverse. La correction de ces tensions est symétrique, car les tensions sont comparées à la valeur moyenne. En conséquence, si une (ou plusieurs) tension est supérieure à la moyenne alors une (ou plusieurs) tension est inférieure de la même valeur à la moyenne. Pour la charge, cette action est complètement transparente. Cela permet de garantir que le courant sera toujours réglé correctement. De plus, on placera des limiteurs afin de restreindre l'action de ces régulateurs d'équilibrage. De cette manière on est certain de ne pas perturber le réglage de courant.

La partie (5) contient les régulateurs de puissance qui vont s'assurer que les convertisseurs (2) fournissent bien la puissance demandée en consigne par la partie (8). Il s'agit ici du cas où l'on utilise des redresseurs à diodes pour alimenter le montage depuis le réseau. Il y a ensuite des convertisseurs DC/DC avec des bus continus ne participant pas au stockage qui fournissent l'énergie équivalente aux pertes. Dans le cas de l'utilisation de redresseurs commandés, le réglage en puissance est identique, mais les sorties des régulateurs sont appliquées aux redresseurs et non plus à des convertisseurs DC/DC. La partie (8) génère la consigne de puissance que l'on veut que les convertisseurs (2) fournissent. Il y a deux parties utilisées pour cela. La première, nommée P_c , est la consigne de puissance idéale. Elle est calculée à partir d'un modèle du système qui permet de déterminer la puissance de perte à chaque instant en fonction de la valeur du courant circulant dans les aimants (11).

La deuxième partie est une correction de la puissance de consigne idéale P_c évaluée à partir de la valeur moyenne des tensions des condensateurs flottants juste avant chaque cycle. Si l'on compense exactement les pertes, ni plus ni moins, alors cette valeur juste avant le cycle est la même que la valeur de référence où l'on considère les condensateurs comme pleinement chargés. De ce fait, la puissance P_Δ est nulle et aucun apport supplémentaire n'est nécessaire. Le modèle des pertes est parfait. En revanche, si ces deux valeurs sont différentes, on introduit une correction. Par exemple, si la valeur juste avant le cycle est supérieure à la valeur de référence, on va soustraire une partie de puissance à P_c . De cette manière les tensions des condensateurs flottants vont revenir au niveau de référence.

4.3 Schéma du modèle d'état

Le schéma du modèle d'état est illustré à la figue 4.5. Les éléments dénommés avec un indice f appartiennent au filtre et ceux avec un indice a représente la charge équivalente des aimants.

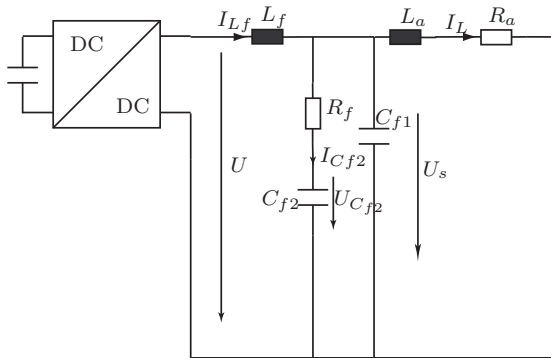


FIG. 4.5: Modèle du système utilisé pour le dimensionnement du réglage d'état

4.4 Dimensionnement du réglage d'état

Le modèle d'état du système est déterminé à partir des équations électriques qui sont données par les relations (4.1) à (4.5). On assimile la tension de sortie des convertisseurs à une source de tension U . Le condensateur C_{f1} ne sera pas pris en compte dans le dimensionnement pour des questions de complexité sans faire d'erreur significative.

$$U - U_s = L_a \frac{dI_{Lf}}{dt} \quad (4.1)$$

$$I_{cf2} = C_{f2} \frac{dU_{cf2}}{dt} \quad (4.2)$$

$$I_{cf2} = I_{Lf} - I_L \quad (4.3)$$

$$U_s = R_a \cdot I_L + L_a \frac{dI_L}{dt} \quad (4.4)$$

$$U_s = U_{cf2} + R_f I_{cf2} \quad (4.5)$$

Des équations (4.1) à (4.5), on déduit les grandeurs d'état comme étant I_{Lf} , U_{cf2} , I_L . On obtient les équations d'états (4.6) à (4.8) et le modèle sous forme matricielle est donné par (4.9) et (4.10).

$$\frac{dU_{cf2}}{dt} = \frac{1}{C_{f2}} I_{Lf} - \frac{1}{C_{f2}} I_L \quad (4.6)$$

$$\frac{dI_{Lf}}{dt} = \frac{1}{L_f} U - \frac{1}{L_f} U_{cf2} - \frac{R_f}{L_f} I_{Lf} + \frac{R_f}{L_f} I_L \quad (4.7)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L_a} U_{cf2} + \frac{R_f}{L_a} I_{Lf} - \frac{R_a + R_f}{L_a} I_L \quad (4.8)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{Lf}}{dt} \\ \frac{dU_{cf2}}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \frac{-1}{L_f} & \frac{R_f}{L_f} \\ \frac{1}{C_{f2}} & 0 & \frac{-1}{C_{f2}} \\ \frac{R_f}{L_a} & \frac{1}{L_a} & \frac{-R_a - R_f}{L_a} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} U \quad (4.9)$$

$$I_L = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{Lf} \\ U_{cf2} \\ I_L \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

La matrice \mathbf{A} du système est donnée par (4.11) et la matrice \mathbf{b} par (4.12).

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{-R_f}{L_f} & \frac{-1}{L_f} & \frac{R_f}{L_f} \\ \frac{1}{C_{f2}} & 0 & \frac{-1}{C_{f2}} \\ \frac{R_f}{L_a} & \frac{1}{L_a} & \frac{-R_a - R_f}{L_a} \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Selon la méthode pseudo-continue décrite en détail dans [23], §2.4, on calcule la matrice augmentée du système.

Tout d'abord, calculons la petite constante de temps équivalente T_{pE} . Dans le cas présent, nous l'exprimerons par :

$$T_{pE} = \frac{T_E}{2} + \frac{T_p}{2} \quad (4.13)$$

avec T_E la période d'échantillonnage et T_p la période de commutation.

Il faut également définir le facteur de transfert. Nous avons une valeur de rapport cyclique en sortie du régulateur et l'application au système est une tension. Ce facteur sera donc pris comme la valeur moyenne constante des tensions des condensateurs de stockage. Ce facteur sera défini par : $K_{cm} = U_{capa}^{moyen}$

Les matrices du système deviennent (4.14) et (4.15).

$$\mathbf{A}_e = \begin{pmatrix} \frac{-1}{T_{pE}} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{b} & \mathbf{A} & 0 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{b}_e = \begin{pmatrix} \frac{K_{cm}}{T_E} \\ \mathbf{0} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

La détermination des gains de contre-réaction d'état se fait selon l'équation (4.16).

$$k_e^t = \alpha_0 \mathbf{e}^t + \alpha_1 \mathbf{e}^t \mathbf{A} + \dots + \mathbf{e}^t \mathbf{A}^{n+1} \quad (4.16)$$

Avec n , l'ordre du système.

Le vecteur e^t se détermine par l'équation (4.17).

$$\mathbf{e}^t \mathbf{Q}_c = (0 \quad \dots \quad 1) \quad (4.17)$$

avec \mathbf{Q}_c , la matrice de commandabilité donnée par (4.18).

$$\mathbf{Q}_c = (\mathbf{b}_e \quad \mathbf{A}_e \mathbf{b}_e \quad \dots \quad \mathbf{A}_e^n \mathbf{b}_e) \quad (4.18)$$

Les coefficients α_i sont déduits de l'équation caractéristique (4.19).

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_{n+1}) = s^{n+1} + \alpha_n s^n + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (4.19)$$

Il ne reste plus qu'à définir les pôles à imposer. Pour cela, on utilise l'équation (4.20).

$$\rho = \frac{1}{n} \left(\frac{1}{T_{pE}} - \text{tr} \mathbf{A} \right) \quad (4.20)$$

Nous prendrons 3 pôles alignés : $p_{1,2} = -\rho \pm j \cdot \rho$ et $p_3 = -\rho$.

Pour le pôle supplémentaire, il y a l'équation (4.21).

$$p_{n+1} = k \sum \frac{p_i}{n} \quad (4.21)$$

avec k donné par (4.22).

$$k = n \frac{\text{tr} \mathbf{A} - \frac{2}{T_{pE}}}{\sum p_i} - n \quad (4.22)$$

4.5 Linéarisation de la commande

Lorsque le bus continu qui alimente le convertisseur est à tension variable, il est intéressant d'observer l'effet d'une linéarisation de la commande. Cette linéarisation intervient juste avant le modulateur de chaque convertisseur. Grâce à ce procédé, la sortie d'un convertisseur est fidèle à sa consigne. Cela est démontré dans ce qui suit.

4.5.1 Commande linéaire du convertisseur

La linéarité de la commande d'un convertisseur à pulsation est démontrée dans [24], §2.6. Pour un tel convertisseur, on utilise traditionnellement un dispositif de contrôle fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM). Une représentation schématique est donnée à la figure 4.6.

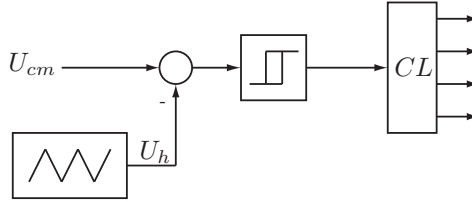


FIG. 4.6: Diagramme structurel du dispositif de commande

En utilisant une tension auxiliaire U_h soit de forme triangulaire, soit en dent de scie, on obtient la relation (4.23) pour le temps d'enclenchement t_e des dispositifs du convertisseur.

$$t_e = \frac{U_{cm} + \hat{U}_h}{2\hat{U}_h} T_p \quad (4.23)$$

Si pour un convertisseur bidirectionnel on calcule la tension de sortie idéale (4.24) en introduisant (4.23), on obtient la loi de commande linéaire (4.25).

$$U_{di} = \frac{2t_e - T_p}{T_p} U_e \quad (4.24)$$

$$U_{di} = \frac{U_{cm}}{\hat{U}_h} U_e \quad (4.25)$$

4.5.2 Principe de linéarisation

Pour un fonctionnement à tension continue U_e variable, on obtient une tension de sortie constante indépendante des fluctuations de U_e si l'on divise le signal de commande U_{cm} par la valeur de U_e selon 4.26.

$$U_{di} = U_e \frac{U_{cm}}{\hat{U}_h} = \frac{U_{cm}}{\hat{U}_h} \quad (4.26)$$

Le diagramme structurel de la figure 4.7 montre l'implémentation de la commande linéarisée.

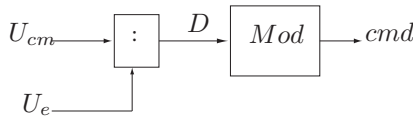


FIG. 4.7: Diagramme structurel de la commande linéarisée

4.5.3 Vérification par simulation

La figure 4.8 illustre le schéma de simulation utilisé afin de démontrer l'effet de la linéarisation. La figure 4.9 représente le diagramme structurel de la commande utilisé pour la simulation. Deux simulations ont été réalisées, une sans linéarisation et une avec.

Sur la figure 4.10a, on distingue la tension du bus continu ainsi que le courant dans l'inductance et le rapport d'enclenchement de l'interrupteur S1 est donné à la figure 4.10c. Sans linéarisation, le rapport cyclique est constant et comme la tension du condensateur diminue, la tension en sortie du convertisseur et par conséquent le courant dans l'inductance diminue également au cours du temps. En revanche, avec la linéarisation, le rapport cyclique n'est plus constant, il est le résultat de la division de la tension de commande

par la tension du condensateur. Grâce à cela, le rapport cyclique varie comme l'illustre la figure 4.10d. Le courant de l'inductance est par conséquent constant jusqu'à ce que le condensateur soit déchargé, comme illustré à la figure 4.10b.

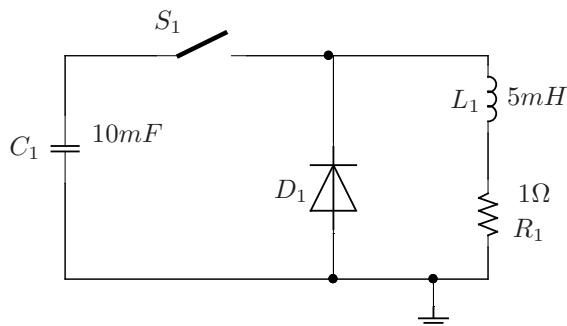


FIG. 4.8: Schéma de simulation

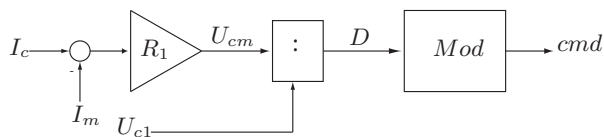
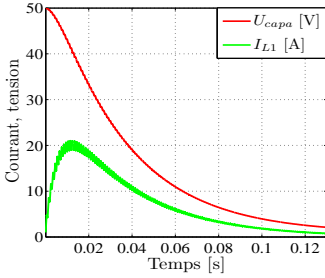
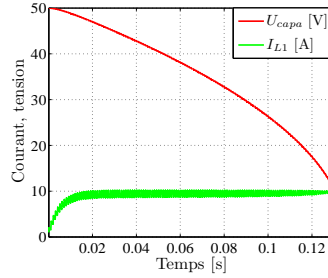


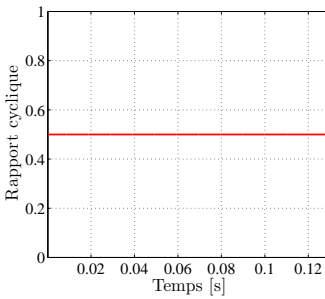
FIG. 4.9: Diagramme structurel de la commande linéarisée



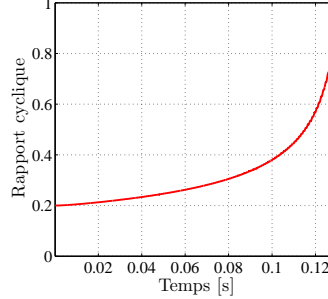
(a) Tension et courant de sortie sans linéarisation



(b) Tension et courant de sortie avec linéarisation



(c) Rapport d'enclenchement sans linéarisation



(d) Rapport d'enclenchement avec linéarisation

FIG. 4.10: Illustration de l'effet d'une linéarisation de commande sur le courant de sortie et le rapport cyclique

4.6 Équilibrage

4.6.1 Structure globale du réglage

Le système d'alimentation se compose de plusieurs cellules connectées en série de convertisseurs montés en parallèle. Le schéma global du système avec son réglage associé est donné à la figure 4.11. Ici, la cellule k est représentée. Il y a trois convertisseurs montés en parallèle via des inductances. A chaque sortie de convertisseur, le courant traversant l'inductance est mesuré. Il est ensuite comparé au courant moyen pour réaliser un équilibrage des courants des trois convertisseurs. Le courant moyen est propre à chaque cellule. Les convertisseurs sont commandés chacun par un modulateur (M) propre.

La tension aux bornes des condensateurs du bus DC est mesurée par l'organe V. Cette tension est ensuite comparée à la tension moyenne pour équilibrer les tensions de chaque cellule via un régulateur P. La tension moyenne est calculée pour tout le système à partir des tensions de bus DC de chaque cellule.

Il reste la boucle de réglage du courant de sortie. La consigne est comparée à la mesure et un régulateur d'état (R_I) est utilisé pour imposer le courant dans la charge. Le signal de sortie de ce régulateur est ensuite utilisé dans chaque cellule. A ce signal s'ajoute la partie d'équilibrage de tension inter-cellules puis l'équilibrage de courant intra-cellules. Les régulateurs d'équilibrage sont détaillés dans les paragraphes suivants.

4.6.2 Équilibrage des tensions

Comme nous l'avons vu, il est nécessaire d'avoir un algorithme d'équilibrage des tensions des différents condensateurs de stockage. Pour cela nous avons autant de régulateurs que de cellules de convertisseurs en série. Le schéma de l'un de ces régulateurs est donné à la figure 4.12. Il s'agit de comparer la tension du condensateur nu-

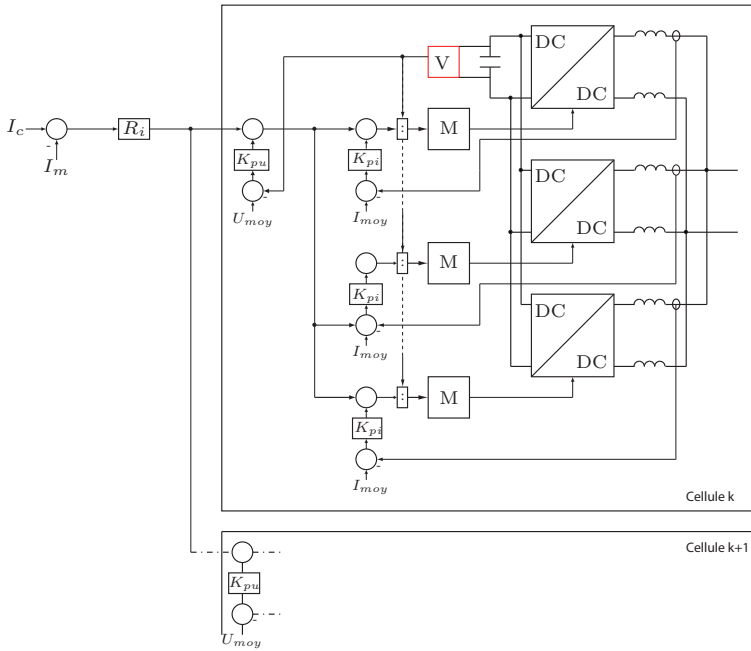


FIG. 4.11: Schéma du système de réglage par cellule

méro i avec la valeur moyenne des tensions de tous les condensateurs. Ensuite on ajoute ou on enlève une portion de rapport cyclique D imposé à la commande du convertisseur par le régulateur de courant superposé, ou plus précisément, à la commande des convertisseurs en parallèle qui forment la cellule associée à ce condensateur. De cette manière on prélèvera plus de puissance si le condensateur a une tension plus élevée que la moyenne ou moins de puissance dans le cas contraire. Avec cette action, on s'assure que la tension de chaque condensateur sera proche de la tension moyenne.

En utilisant un régulateur proportionnel et la valeur moyenne des tensions, on est certain que la somme de toutes les contributions des

équilibrages est nulle. Le régulateur de courant ne verra donc pas l'effet de ce réglage.

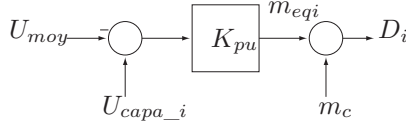


FIG. 4.12: Equilibrage des tensions

Le dimensionnement du régulateur P d'équilibrage peut se faire dans le diagramme de Bode. On peut considérer le système à régler comme étant le banc de condensateurs. On va chercher à lui imposer une tension. Afin de ne pas perturber le régulateur de courant de sortie, on choisira une bande passante inférieure d'au moins une décade. La fonction de transfert du système à régler est donnée par (4.27).

$$G_s = \frac{1}{sC} \quad (4.27)$$

La représentation dans le diagramme de Bode de la fonction de transfert du système est une droite de -20 dB par décade illustrée par la courbe H de la figure 4.13. On détermine le gain K_p en fonction de la bande passante que l'on désire selon l'équation (4.28). Le facteur $10^{\frac{-3}{20}}$ intervient si l'on prend la fréquence de coupure à -3 dB.

$$K_p = 10^{\frac{-3}{20}} \cdot \frac{\omega_c}{\frac{1}{C}} \quad (4.28)$$

4.6.3 Équilibrage des courants

Afin de garantir la sécurité de fonctionnement des convertisseurs montés en parallèle, lesquels forment une cellule (fig. 4.11), il faut s'assurer que les courants qui circulent dans les inductances de couplage sont maîtrisés. En effet, il peut facilement s'établir un courant

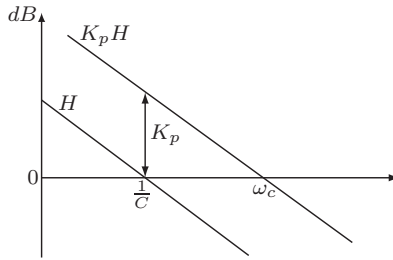


FIG. 4.13: Synthèse du régulateur dans le diagramme de Bode

de circulation entre les convertisseurs dû aux différences physiques des composants. Cela peut provoquer une surintensité dans ces inductances et simultanément surcharger une des branches de convertisseur.

Pour garantir une répartition égale des courants dans les inductances et éviter les courants de circulation, on installe un régulateur de même type qu'au cas 4.6.2 pour chaque cellule. Il s'agit de comparer les courants des inductances de couplage avec la valeur moyenne de ces trois courants. Ensuite, on intervient sur le rapport cyclique en conséquence. Par exemple, si un courant est supérieur à la valeur moyenne, on va diminuer son rapport cyclique pour le ramener à une valeur convenable et inversement dans le cas contraire. La structure de ces régulateurs est présentée à la figure 4.14. Le dimensionnement de ce régulateur proportionnel se fait de la même manière que le régulateur d'équilibrage de tension avec la fonction de transfert (4.29) ; L étant l'inductance de mise en parallèle d'un convertisseur.

$$G_s = \frac{1}{sL} \quad (4.29)$$

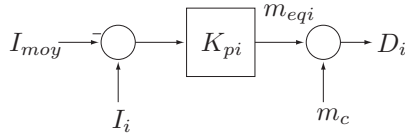


FIG. 4.14: Structure du réglage d'équilibrage des courants des convertisseurs d'une cellule

4.6.4 Modélisation des réglages d'équilibrage

Équilibrage des tensions

Pour le concept développé dans cette thèse, une fonction importante est intégrée dans le système de réglage des tensions continues apparaissant aux bornes des condensateurs des convertisseurs montés en série. Nous avons vu au paragraphe 2.4.8 que tous les condensateurs ne sont pas alimentés alors que d'autres le sont (chargeurs). La fonction d'équilibrage gère ainsi le transfert énergétique entre les convertisseurs alimentés et les convertisseurs non-alimentés.

On cherche à modéliser le système de réglage d'équilibrage des tensions des condensateurs de stockage afin d'évaluer sa performance en régime stationnaire. Le résultat doit permettre d'évaluer l'effet d'une charge dissymétrique des circuits continus sur l'équilibre des tensions lorsque la charge dissymétrique est provoquée par des comportements différents des convertisseurs dont l'origine se situe à des niveaux différents allant des phénomènes de commutation non-identiques à des pertes en conduction différentes d'un convertisseur à l'autre.

Pour la modélisation, on a recours au schéma-bloc de la figure 4.15, qui modélise le système muni de régulateurs d'équilibrage. On y fait les hypothèses suivantes :

- le courant des aimants i_L est une grandeur commune à la sortie de chaque convertisseur.

- le courant de chaque condensateur est égal au courant de sortie i_L multiplié par le taux de modulation D_i du convertisseur correspondant.
- le taux de modulation de chaque convertisseur D_i est égal à la somme d'un terme de commande (m_c) du fonctionnement nominal d'alimentation en tension des aimants et d'un terme d'équilibrage (m_{eqi}).

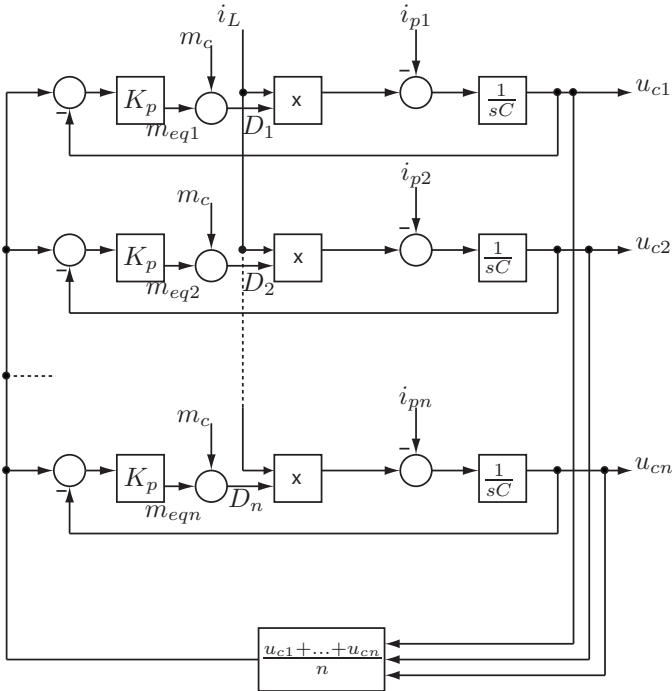


FIG. 4.15: Schéma structurel du réglage d'équilibrage des tensions

Comme cause possible d'un phénomène de déséquilibre, on considère une grandeur de perturbation i_{pi} intervenant comme grandeur

fictive additionnelle à l'entrée des condensateurs et qui modélise un ensemble de phénomènes, comme les différences entre les éléments parasites d'un convertisseur à l'autre ou des différences au niveau du câblage. Dans ces différents cas les pertes d'un banc à l'autre sont différentes. Le cas le plus important de déséquilibre est provoqué par la fonction de réalimentation par le réseau. En effet, seuls deux bancs de condensateurs sont alimentés par le réseau et fournissent l'équivalent des pertes du système. Le transfert de cette puissance est assuré par le réglage d'équilibrage.

Sur le diagramme de la figure 4.15, on a représenté n condensateurs par des fonctions intégrales, n convertisseurs par des blocs de multiplication (courant de sortie i_L multiplié par le taux de modulation D_i), ainsi que n régulateurs proportionnels à gains égaux à K_p . La grandeur de consigne u_{moy} est commune à tous les régulateurs d'équilibrage et est égale à la valeur moyenne calculée sur tous les condensateurs.

Afin de simplifier l'étude, on s'intéresse à l'effet d'une perturbation sur un seul des n convertisseurs. On calcule l'effet de celle-ci aussi bien sur le convertisseur perturbé que sur les convertisseurs apparemment non-perturbés. Un schéma simplifié est donné à la figure 4.16. On ne considère pour cette partie de l'étude que le terme d'équilibrage m_{eqi} , en faisant l'hypothèse que les termes de commande m_c sont tous identiques et ne participent pas au déséquilibre des tensions des condensateurs. La partie relative au point de fonctionnement (m_c) peut être omise en vertu du théorème de superposition. Sur ce diagramme, u_{cp} représente la tension continue d'un convertisseur qui subit une perturbation, alors que u_{cnp} représente la tension continue d'un convertisseur qui ne subit pas de perturbation propre.

Pour établir le diagramme structurel de la figure 4.16, on a fait l'hypothèse que tous les convertisseurs qui ne subissent pas de perturbation directe ont aux bornes de leurs condensateurs des tensions identiques.

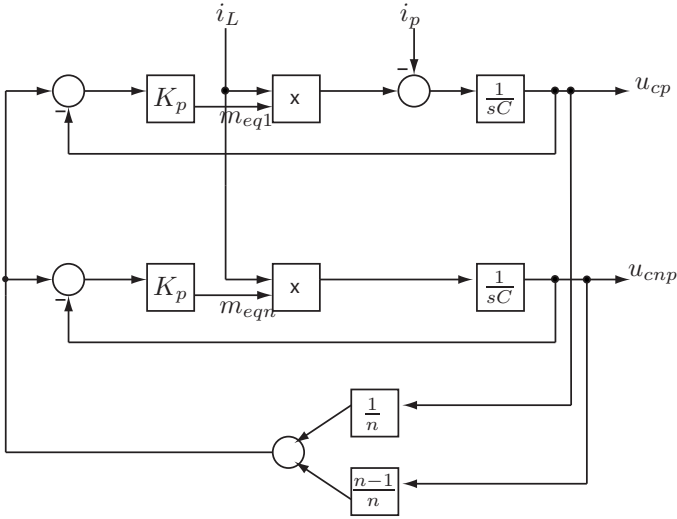


FIG. 4.16: Schéma structurel en régime perturbé

A partir de la figure 4.16, on peut écrire la relation (4.30), pour le convertisseur qui subit une perturbation i_p . Pour la partie du diagramme représentant l'ensemble des convertisseurs non-perturbés, on peut écrire la relation (4.31). Pour le signal de consigne u_{moy} des régulateurs d'équilibrage on a utilisé la relation (4.32).

$$sC u_{cp} = (u_{moy} - u_{cp}) K_p i_L - i_p \quad (4.30)$$

$$u_{cnp} = (u_{moy} - u_{cnp}) K_p i_L \frac{1}{sC} \quad (4.31)$$

$$u_{moy} = \frac{u_{cp}}{n} + \frac{(n-1)u_{cnp}}{n} \quad (4.32)$$

La résolution de l'équation (4.31) avec (4.32) donne l'expression (4.33). L'équation (4.34) est obtenue en insérant (4.32)

dans (4.30).

$$u_{cnp} = \frac{K_p i_L}{n s C + K_P i_L} = \frac{1}{1 + s \frac{n C}{K_p i_L}} u_{cp} \quad (4.33)$$

$$s C u_{cp} = \left(\frac{u_{cp}}{n} + \frac{(n-1) u_{cnp}}{n} - u_{cp} \right) K_p i_L - i_p \quad (4.34)$$

On calcule ensuite la valeur de la déviation de tension du convertisseur perturbé en dépendance de la perturbation i_p elle-même. La déviation est calculée à partir d'un état d'équilibre où intervient une perturbation i_p . Pour cela, on remplace u_{cnp} dans la relation (4.34) par l'expression (4.33). Les grandeurs sont données en valeurs relatives (pu). La résolution du système d'équations (4.33) et (4.34) donne la solution de l'équation (4.35) pour u_{cp} et donne la solution (4.36) pour u_{cnp} .

$$u_{cp} = \frac{i_L K_p + s C n}{s C n (i_L K_p + s C)} (-i_p) \quad (4.35)$$

$$u_{cnp} = \frac{i_L K_p}{s C n (i_L K_p + s C)} (-i_p) \quad (4.36)$$

On cherche à déterminer l'écart permanent qui subsiste entre la valeur moyenne u_{moy} et les valeurs u_{cp} et u_{cnp} lors d'une perturbation en forme de saut. Cette perturbation s'exprime dans le domaine de Laplace comme $i_p = \frac{|i_p|}{s}$. Il s'agit donc de calculer les solutions des équations (4.37) et (4.38) quand t tend vers l'infini, ce qui revient à faire tendre s vers 0. Ceci est donné par les équations (4.39) et (4.40).

$$u_{cp} - u_{moy} = \frac{1-n}{n(i_L K_p + s C)} i_p \quad (4.37)$$

$$u_{cnp} - u_{moy} = \frac{i_p}{n(i_L K_p + s C)} \quad (4.38)$$

$$\Delta u_{cp} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{(1-n)}{n(i_L K_p + sC)} \frac{|i_p|}{s} = \frac{(1-n)}{n i_L K_p} |i_p| \quad (4.39)$$

$$\Delta u_{cnp} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{n(i_L K_p + sC)} \frac{|i_p|}{s} = \frac{1}{n i_L K_p} |i_p| \quad (4.40)$$

Ces résultats montrent que l'écart permanent est inversement proportionnel au gain K_p et au courant i_L . Cela est parfaitement cohérent, car plus le courant i_L est important plus le transfert de puissance d'un condensateur à l'autre est important pour un même rapport d'enclenchement. De même, pour K_p , plus celui-ci est grand, plus le rapport d'enclenchement m_{eq} est grand et par conséquent la puissance transitée augmente. Cela est valable aussi bien pour u_{cp} que pour u_{cnp} . En revanche, la dépendance au nombre de convertisseurs n est différente pour les deux grandeurs. La valeur de l'écart Δu_{cp} augmente avec n pour tendre vers une valeur asymptotique donnée par la relation (4.41). En revanche Δu_{cnp} est inversement proportionnel à n . Cela s'explique intuitivement, car si n est infiniment grand, u_{cnp} est égal à u_{moy} et par conséquent, tout l'écart est répercuté sur u_{cp} .

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta u_{cp} = \frac{-i_p}{i_L K_p} \quad (4.41)$$

Le réglage d'équilibrage à gain proportionnel présente une propriété très intéressante envers le réglage principal de courant. En effet, la somme de tous les écarts est nulle à la sortie selon la relation (4.42). En d'autres termes, ce réglage est totalement transparent pour le réglage principal de courant et de ce fait, ne le perturbe pas.

$$\Delta u_{cp} + (n-1) \cdot \Delta u_{cnp} = 0 \quad (4.42)$$

À titre d'illustration, il est maintenant possible de calculer la déviation de tension dans le cas où l'on se trouve sur le plateau à 5500 A

(courant nominal) et où l'un des convertisseurs est alimenté en puissance par le réseau. Le régulateur d'équilibrage va transmettre cette puissance au système. La puissance à fournir est de 10 MW, sachant que la tension du banc de condensateurs est de 2200 V, cela induit un courant de perturbation de 4500 A. Le valeur du gain K_p du régulateur est égal à 9. La déviation de tension du banc de condensateurs qui subit cette perturbation est de 7.6% selon la relation (4.43) et celle des autres bancs est de 1.5% selon les expressions (4.43) et (4.44). Ces valeurs sont parfaitement acceptables a priori.

$$\Delta u_{cp} = \frac{4500(-5)}{5500 \cdot 9 \cdot 6} = -7.6\% = -167V \quad (4.43)$$

$$\Delta u_{cnp} = \frac{4500}{5500 \cdot 9 \cdot 6} = 1.5\% = 33V \quad (4.44)$$

Équilibrage des courants

Afin d'étudier le comportement du réglage d'équilibrage de courant face à une perturbation, il est possible de procéder de la même manière que pour l'équilibrage des tensions. Pour cela, on utilise le diagramme structurel donné à la figure 4.17 et qui représente la fonction duale de l'équilibrage de tension. En effet, la grandeur commune à tous n'est plus un courant, mais une tension. Il s'agit de la tension u_C du banc de condensateurs associé aux convertisseurs montés en parallèle. De même, la grandeur perturbante est une tension u_{pi} appliquée aux bornes d'une des inductances de mise en parallèle. La grandeur de sortie i_{Li} est le courant qui circule dans une de ces inductances.

On obtient pour les écarts respectifs des courants en fonction d'une erreur de tension (perturbation) les expressions (4.45) et (4.46). Les mêmes observations que pour le cas précédent peuvent être faites.

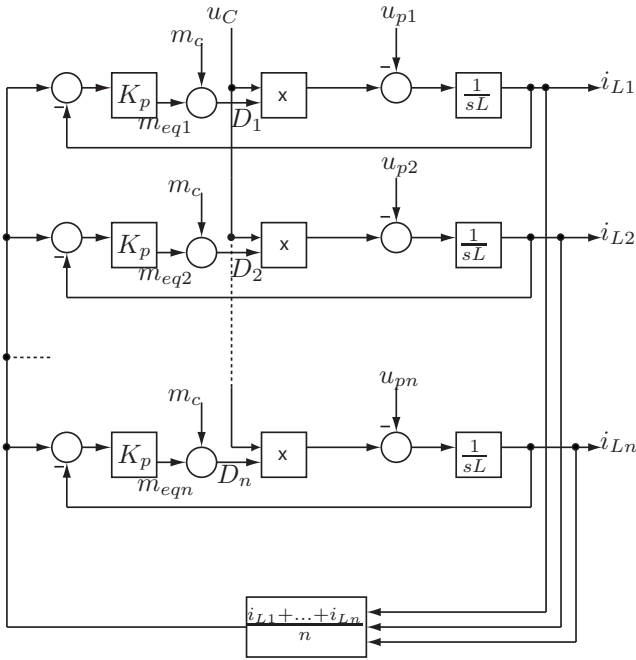


FIG. 4.17: Diagramme structurel du réglage d'équilibrage des courants

$$\Delta i_{cp} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{(1-n)}{n(u_C K_p + sL)} \frac{|u_p|}{s} = \frac{(1-n)}{n u_C K_p} |u_p| \quad (4.45)$$

$$\Delta i_{cnp} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{n(u_C K_p + sL)} \frac{|u_p|}{s} = \frac{1}{n u_C K_p} |u_p| \quad (4.46)$$

4.7 Alimentation par le réseau

4.7.1 Généralités

Selon le schéma de la figure 2.10 deux des condensateurs sont alimentés par le réseau. Nous avons vu qu'il est indispensable d'avoir un système d'alimentation des condensateurs qui permette de compenser les pertes du système afin de garantir un fonctionnement de longue durée. Pour cela, il y a deux sortes d'alimentation possibles, la première sur une base de redresseurs à diodes et la seconde sur une base de redresseurs commandés.

4.7.2 Alimentation par redresseur à diodes

Il est possible d'utiliser des redresseurs à diodes qui alimentent certains condensateurs de stockage. Il est clair que leurs tensions seront alors constantes. De ce fait la capacité de ces condensateurs peut être diminuée, car ils ne jouent plus le rôle de stockeurs d'énergie, mais simplement de condensateurs de filtrage. Ce sera alors aux convertisseurs liés à ces condensateurs de limiter la puissance prélevée sur le réseau. Pour cela, un algorithme estime les pertes du système en temps réel et donne cette puissance estimée comme consigne à un régulateur de puissance qui commande le convertisseur dont le schéma se présente sous la forme 4.18. Il faut encore ajouter un petit algorithme qui compense les erreurs de modélisation du système de manière à avoir assez de puissance fournie pour compenser les pertes réelles. Si ce n'est pas le cas, il y a alors une décharge (ou une charge) progressive des condensateurs de stockage et cela conduit à l'impossibilité de faire fonctionner le système pour une longue durée.

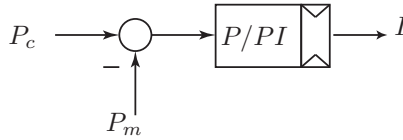


FIG. 4.18: Schéma de réglage de l'alimentation du réseau

4.7.3 Alimentation par redresseur commandé

Il est possible d'utiliser des redresseurs commandés pour fournir les pertes du système. Pour cela, le schéma de réglage de la figure 4.18 est utilisé pour commander les redresseurs. Le réglage pour la réalimentation est parfaitement semblable au réglage décrit au paragraphe précédent. Simplement, ce n'est plus des convertisseurs DC/DC qui sont commandés en puissance, mais les redresseurs. La consigne de puissance (P_c) est calculée à chaque instant en tenant compte du courant circulant dans les aimants. Les convertisseurs DC/DC en aval de ces redresseurs transfèrent cette puissance grâce à l'algorithme d'équilibrage des tensions. Une étude détaillée des redresseurs commandés est faite à la section 6.5.

4.8 Conclusion

Les différentes boucles de réglage ont été étudiées et dimensionnées dans ce chapitre. Le réglage se compose d'une boucle principale de réglage du courant de sortie, d'une boucle d'équilibrage de tension entre les cellules de condensateurs et d'un équilibrage de courant lors de la mise en parallèle de convertisseurs. Ces différents réglages ont été dimensionnés dans ce chapitre. Les propriétés de la linéarisation de la commande ont été énoncées. De plus les stratégies de réalimentation du système par le réseau ainsi que leurs stratégies de réglage associées ont été passées en revue. Il s'agit principalement du

cas utilisant un redresseur à diodes et celui utilisant un redresseur commandé. Tout cela sera vérifié en simulation au chapitre 6 et sur un modèle expérimental au chapitre 7. La structure de cette alimentation repose sur l'utilisation de convertisseurs multiniveaux-série. Le prochain chapitre traitera des propriétés de réglage inhérentes à l'utilisation d'une telle structure.

CHAPITRE 5

**Propriétés dynamiques
des convertisseurs
multiniveaux-série
à pulsation décalée**

5.1 Généralités

Dans ce travail, la proposition d'alimentation se base sur une mise en série de convertisseurs DC/DC entrelacés. Comme dans la plupart des applications de convertisseurs statiques, le circuit d'alimentation proposé est soumis à des spécifications de performance, notamment en ce qui concerne la rapidité de la réponse en boucle fermée. Le présent chapitre traite ainsi un aspect théorique du réglage d'un système de convertisseurs entrelacés se basant sur la théorie du réglage développée dans [25] et [26]. Les modèles et le dimensionnement pseudo-continus présentent l'avantage de garder une expression du système sous forme de fonction de transfert permettant de garder une interprétation physique par rapport au traitement échantillonné utilisant la forme en Z qui ne permet plus une interprétation immédiate dans le domaine physique. L'étude réalisée permettra de montrer que les convertisseurs à pulsation décalée peuvent être modélisés de la même manière que des convertisseurs classiques, mais avec une meilleure correspondance entre l'objet modélisé et le modèle. Cette caractéristique permettra d'adopter une stratégie légèrement différente pour le dimensionnement des paramètres du régulateur associé, voire de choisir un type de régulateur différent.

5.2 Propriétés des convertisseurs à pulsation en boucle fermée

5.2.1 Dimensionnement classique du régulateur

Pour un système à régler composé d'une constante de temps dominante, c'est-à-dire que sa fonction de transfert est exprimée selon la relation (5.1), il est possible de recourir à un régulateur PI. On représente usuellement un tel système de réglage par le diagramme structurel de la figure 5.1. La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par la relation (5.3). La fonction de transfert du sys-

tème ainsi que celle du régulateur étant définies, il reste à établir la fonction de transfert liée au convertisseur, modulateur compris. Ce sous-système peut être correctement modélisé par la fonction de transfert donnée par la relation (5.2).

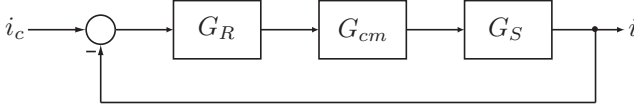


FIG. 5.1: Diagramme structurel du système de réglage complet avec le régulateur G_R , l'organe de commande G_{cm} et le système G_S

$$G_s = \frac{K_s}{1 + sT_a} \quad (5.1)$$

$$G_{cm} = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \quad (5.2)$$

$$G_R = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \quad (5.3)$$

A partir du diagramme de la figure 5.1, on établit la fonction de transfert en boucle ouverte du système selon la relation (5.4). La réponse harmonique de G_o est représentée pour rappel à la figure 5.2.

$$G_o = G_R \cdot G_{cm} \cdot G_s = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \cdot \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \cdot \frac{K_s}{1 + sT_a} \quad (5.4)$$

La méthode de dimensionnement par critère sur l'amortissement correspond premièrement à compenser la constante de temps dominante du système T_a par la constante de temps de corrélation T_n du régulateur. Deuxièmement, on choisit la constante de temps T_i de façon à obtenir un gain de boucle maximal, tout en respectant une marge de phase minimale.

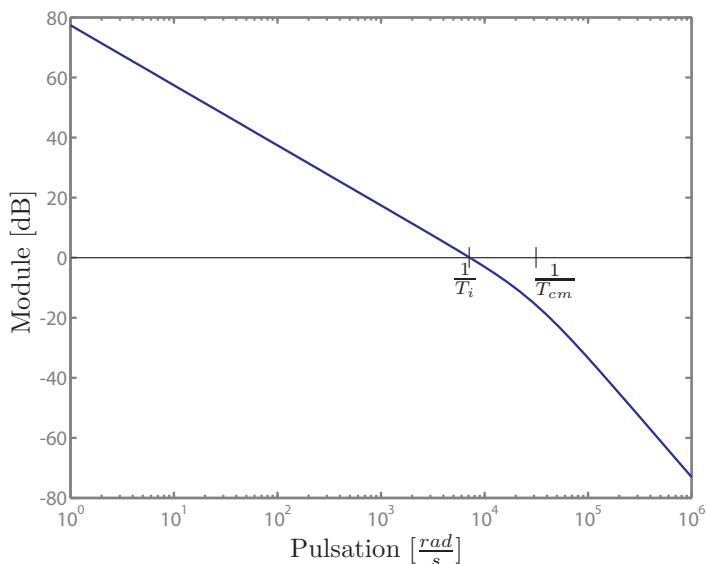


FIG. 5.2: Diagramme de Bode du système en boucle ouverte

5.2.2 Modélisation de l'organe de commande

Signal auxiliaire en dent de scie

Lorsque le signal auxiliaire (porteuse) est en forme de dent de scie, le retard observé pour une petite variation de la grandeur de consigne peut varier entre 0 et T_p . L'instant d'enclenchement étant toujours le même à chaque période, seul l'instant de déclenchement varie. Le retard peut varier uniformément entre 0 et T_p et par conséquent, le temps de retard moyen est $\frac{T_p}{2}$.

Signal auxiliaire de forme triangulaire

Dans le cas où l'organe de commande est un convertisseur en pont en H commandé par un modulateur avec une porteuse en triangle, le retard observé pour une petite variation de la grandeur de commande peut varier entre 0 et t_e ou entre 0 et t_d . Le retard moyen en fonction du temps d'enclenchement t_e est donné par l'équation (5.5). En admettant que la distribution de t_e est uniforme entre 0 et T_p , le retard moyen peut se calculer selon l'équation (5.6). Cela est illustré à la figure 5.3.

$$T_r' = \frac{t_e^2 + t_d^2}{2T_p} = \frac{t_e^2 + (T_p - t_e)^2}{2T_p} \quad (5.5)$$

$$T_r^{moy} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \frac{t_e^2 + (T_p - t_e)^2}{2T_p} dt_e = \frac{T_p}{3} \quad (5.6)$$

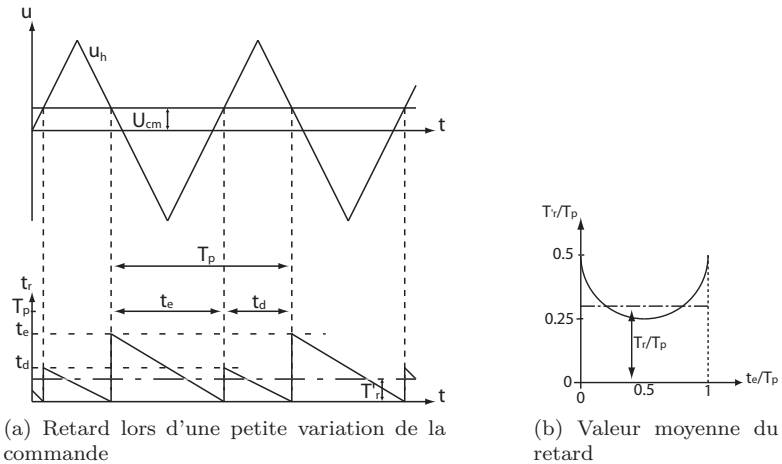


FIG. 5.3: Temps de retard à la commande

Ce retard T_r est la constante de temps T_{cm} de l'organe de commande. Cette constante de temps n'étant pas parfaitement connue, elle ne peut pas être compensée par le régulateur. Elle déterminera ensuite la constante de temps dominante du système en boucle fermée selon (5.7) avec $T_{eq} = 2T_{cm}$ d'après [26] et [25].

$$G_f = \frac{G_o}{1 + G_o} = \frac{1}{1 + sT_{eq}} \quad (5.7)$$

Un système équipé d'un organe de commande utilisant un signal auxiliaire de forme triangulaire sera théoriquement plus rapide qu'un système utilisant un signal en dent de scie. En effet, la constante de temps T_{cm} étant plus faible si l'on utilise un signal triangulaire, la fonction de transfert en boucle fermée aura également une constante de temps plus faible. Cela est valable uniquement pour de petites variations de la grandeur de commande n'induisant pas la saturation de l'organe de commande.

5.2.3 Détermination des paramètres

En compensant la constante de temps dominante du système, on obtient $T_n = T_a$. A partir de la relation (5.4), la fonction de transfert G_o prend la forme simplifiée (5.8). La constante de temps T_i est dimensionnée selon l'approximation de la constante de temps de l'organe de commande. La constante T_{cm} en revanche reflète le retard réel.

$$G_o(s) = \frac{K_{cm}K_s}{sT_i(1 + sT_{cm})} \quad (5.8)$$

La constante T_{cm} varie donc dans le temps et par la même occasion le rapport $\frac{T_{cm}}{T_i}$ également. Les propriétés du réglage en seront affectées. Le dépassement, par exemple, sera différent si le changement de consigne intervient avec un retard faible ou élevé. Le dépasse-

ment est régi par la relation (5.9) et est illustré à la figure 5.4. Ce comportement est décrit dans [25], §7.3.

$$\Delta\gamma'_{max} = e^{\left(\frac{-\pi}{\sqrt{4\frac{T_{cm}}{T_i}} - 1}}\right)} \quad (5.9)$$

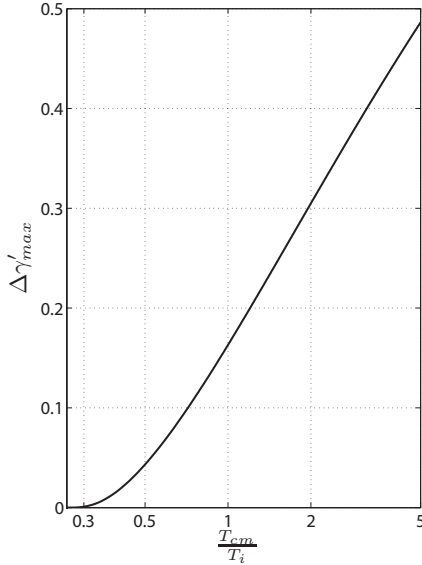


FIG. 5.4: Dépassement maximum en fonction de $\frac{T_{cm}}{T_i}$

Lorsque le régulateur de courant est réalisé à l'aide d'un circuit programmable, l'application du critère sur l'amortissement est toujours valable. Cette théorie est décrite et démontrée dans [26], §5.3. On a alors recours à un régulateur fictif dont les paramètres T_n et T_i sont dimensionnés selon les relations (5.10) et (5.11) où l'on tient compte des temps d'échantillonnage T_E , du temps de retard introduit par le calcul T_r , ainsi que d'un éventuel temps de retard introduit par un organe de mesure T_{mes} .

$$T_n = T_a \quad (5.10)$$

$$T_i = 2K_s K_{cm} T_{pE} \quad (5.11)$$

$$T_{pE} = 0.5T_E + T_{cm} + T_r + T_{mes} \quad (5.12)$$

On constate que seule T_i dépend de T_{pE} et donc de la variation du retard. Les facteurs proportionnel et intégral, K_p et K_i , liés à l'implémentation discrète de l'algorithme de réglage équivalent, se calculent selon les équations (5.13) et (5.14).

$$K_p = \frac{T_n - \frac{T_E}{2}}{T_i} \quad (5.13)$$

$$K_i = \frac{T_E}{T_i} \quad (5.14)$$

Pour rappel, le signal de sortie du régulateur PI discret est calculé selon la relation (5.15).

$$y_R[k] = K_p e[k] + K_i \sum_{i=0}^k e(i) \quad (5.15)$$

5.2.4 Réponses dynamiques idéale et réelle

Si l'on considère la réponse dynamique idéale obtenue à partir du modèle théorique selon la fonction de transfert de l'équation (5.4), on obtient la courbe de la figure 5.5. Cependant, pour un système réel, selon l'instant où le saut de consigne intervient, la réponse du système est différente.

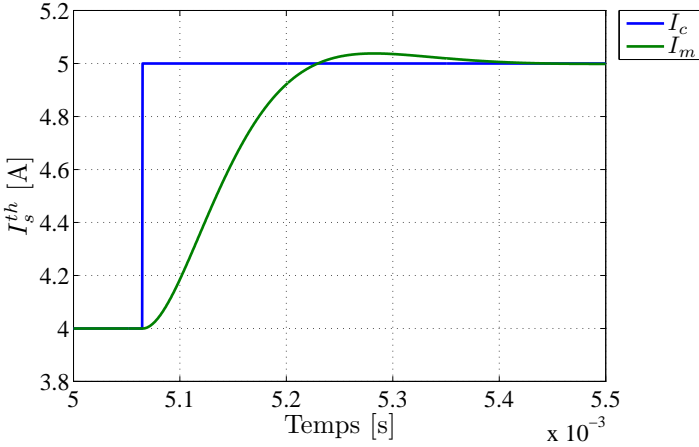


FIG. 5.5: Réponse théorique

Un exemple par simulation a été réalisé selon le schéma de la figure 5.6. On y trouve un convertisseur de type pont en H alimenté par une source de tension U_{dc} . La charge est de type R-L. Le convertisseur est commandé par un modulateur M avec une porteuse triangulaire. Le signal de rapport cyclique transmis au modulateur provient d'un régulateur PI dimensionné selon le critère méplat. Afin que l'ondulation de courant due à la pulsation du convertisseur ne perturbe pas la réponse, une fonction de transfert de filtrage de la grandeur de sortie a été insérée (G_{mes}) et prise en compte dans le dimensionnement. Cette fonction de transfert G_{mes} s'écrit sous la forme (5.16). Les valeurs des différents éléments de simulation sont données au tableau 5.1. Les différents éléments du dimensionnement du régulateur sont donnés dans les expressions (5.17) à (5.21). Une tension auxiliaire U_x est utilisée pour mettre le système dans un point de fonctionnement avec un rapport cyclique élevé, de manière à pouvoir générer deux sauts de consigne induisant une différence de retard importante.

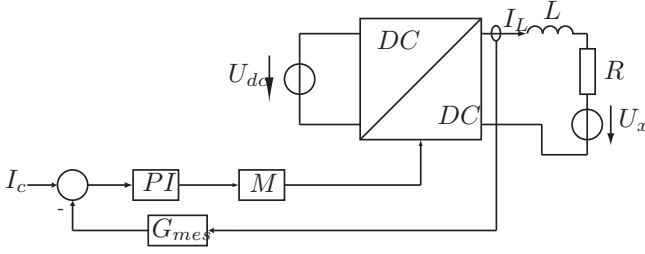


FIG. 5.6: Schéma de simulation pour un seul convertisseur

Élément	Valeur	Élément	Valeur
L	$= 3\text{mH}$	U_{dc}	$= 150\text{V}$
R	$= 5 \Omega$	T_{mes}	$= \frac{4}{f_p}$
f_p	$= 10\text{kHz}$	I_n	$= 10\text{A}$
U_x	$= 100\text{V}$	K_s	$= 1$
T_a	$= \frac{L}{R}$	T_E	$= \frac{1}{40f_p}$
K_{cm}	$= \frac{U_{dc}}{I_n \cdot R}$	T_{cm}	$= \frac{1}{3f_p}$

TAB. 5.1: Valeurs utilisées pour le système à un convertisseur

$$G_{mes} = \frac{1}{1 + sT_{mes}} \quad (5.16)$$

$$T_n = T_a \quad (5.17)$$

$$T_{pE} = T_E + T_{cm} + T_{mes} \quad (5.18)$$

$$T_i = 0.3 \cdot 2K_{cm}K_sT_{pE} \quad (5.19)$$

$$K_i = \frac{T_E}{T_i} \quad (5.20)$$

$$K_p = \frac{T_n - 0.5T_E}{T_i} \quad (5.21)$$

Le résultat de la simulation est donné à la figure 5.7. Dans ce cas, le premier saut (Δ_{c1}) intervient juste après un instant de commutation et induit un retard important alors que le deuxième saut (Δ_{c2}) induit un retard très petit. Les courants de sortie en réponse à ces sauts (I_{s1} et I_{s2}) ainsi que leurs valeurs moyennes (I_{s1}^{moy} et I_{s2}^{moy}) y sont représentés. La figure 5.8 illustre la porteuse (U_h), les sauts de consigne (Δ_{c1} et Δ_{c2}) et les rapports cycliques (D_1 et D_2). Le signal D_1 change juste après une commutation alors que le signal D_2 change juste avant. Les temps de retard d'intervention sont alors très différents. Une différence de dépassement entre les courants de sortie peut être constatée.

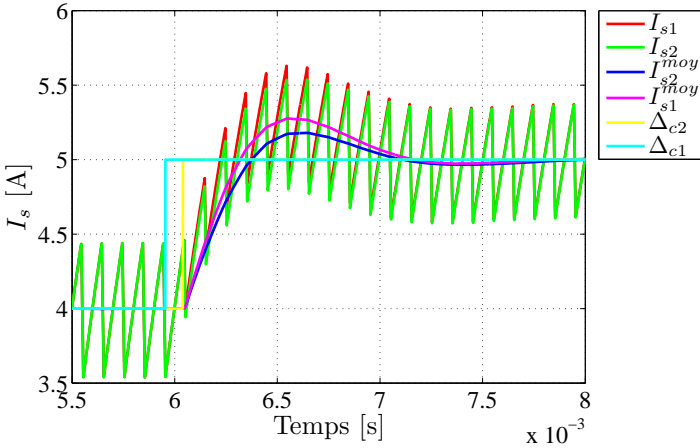


FIG. 5.7: Réponses aux sauts de consigne

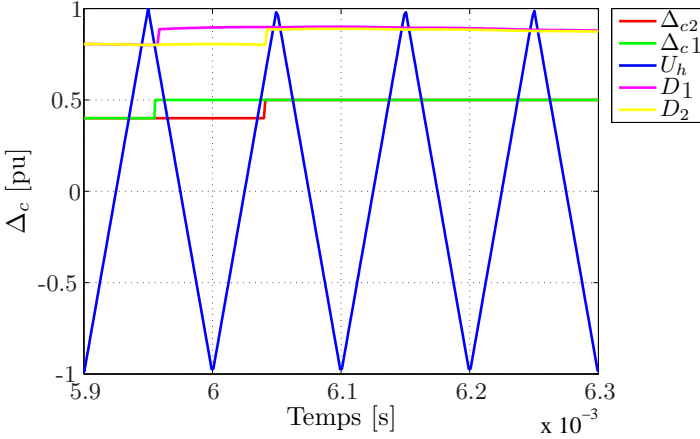


FIG. 5.8: Sauts de consigne décalés

5.3 Propriétés des convertisseurs à pulsation décalée

5.3.1 Modèle global de l'organe de commande

Il est possible d'utiliser n convertisseurs à pulsation décalée ayant chacun une tension au circuit intermédiaire n fois plus petite que dans le cas du système à un seul convertisseur. Dans ce cas, pour une charge R-L, la dynamique du courant ne sera pas plus importante, car la tension à disposition est identique. En revanche, la prédiction de la réponse indicielle pourra être modélisée plus finement. Au lieu d'avoir toute la réponse qui peut varier selon le retard de l'organe de commande, seulement la n -ième partie de cette réponse peut varier comme le montre la figure 5.9.

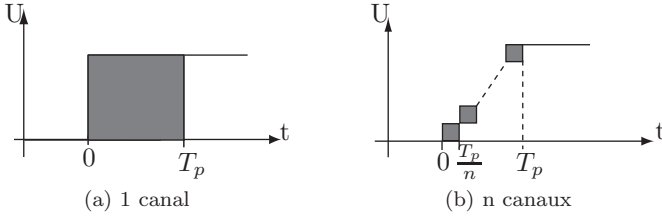


FIG. 5.9: Réponse indicielle

Pour un système avec n convertisseurs entrelacés, le retard à une petite variation de la grandeur de commande s'exprime selon l'équation (5.22). Si l'on considère également une distribution uniforme de t_e , le temps de retard moyen est donné par l'équation (5.23).

$$T_r' = \frac{t_e^2 + t_d^2}{2 \cdot \frac{T_p}{n}} = \frac{t_e^2 + \left(\frac{T_p}{n} - t_e\right)^2}{2 \cdot \frac{T_p}{n}} \quad (5.22)$$

$$T_r^{moy} = \frac{n}{T_p} \int_0^{\frac{T_p}{n}} \frac{t_e^2 + \left(\frac{T_p}{n} - t_e\right)^2}{2 \cdot \frac{T_p}{n}} dt_e = \frac{T_p}{3n} \quad (5.23)$$

La constante de temps de l'organe de commande du cas à un seul convertisseur est réduite d'un facteur $\frac{1}{n}$ dans le cas d'un système à n convertisseurs. A cela s'ajoute une constante de temps T_b qui correspond au temps d'établissement de la tension en sortie des convertisseurs. Ce temps est donné par la rampe formée de sauts successifs dus à l'entrelacement des convertisseurs comme illustré par la figure 5.9b. Afin d'obtenir une approximation raisonnable de cette rampe, il est possible de se baser sur la représentation de la figure 5.10. Suite au saut de la grandeur de commande U_c , la tension de sortie U_s varie en escaliers, car il faut que chaque convertisseur établisse sa tension. Le temps nécessaire à l'établissement de la tension totale est défini par T_p dès que le premier convertisseur réagit, donc après un temps de retard T_r' qui a été défini précédemment. La rampe formée

de sauts successifs peut être correctement estimée par une rampe simple comme illustrée par le signal U_{sap} de manière à obtenir son modèle sous forme de fonction de transfert. Cette rampe finie peut être décomposée en la différence de deux rampes U_{s1} et U_{s2} et de cette manière, il est possible de calculer la fonction de transfert associée à la rampe U_{sap} par la relation (5.24) qui conduit à la fonction de transfert (5.26). Dans le dimensionnement du régulateur, il est possible d'introduire un terme dérivateur afin de compenser cette constante de temps T_b . Le modèle de l'organe de commande pour un système à convertisseurs entrelacés est donné à la figure 5.11 avec les expressions (5.25) et (5.26).

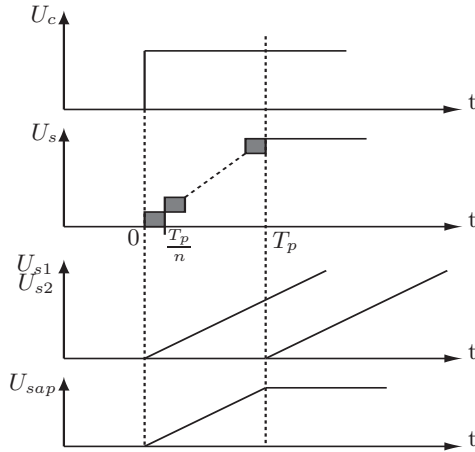


FIG. 5.10: Tension de consigne, tension de sortie en rampe et modèle de l'approximation de la tension de sortie

$$\begin{aligned}
 U_s(s) &= \frac{1}{T_p s^2} - \frac{1}{T_p s^2} \cdot e^{-sT_p} \\
 &\simeq \frac{1}{T_p s^2} - \frac{1}{T_p s^2} \cdot \frac{1}{1 + sT_p} \\
 &= \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + sT_p}
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

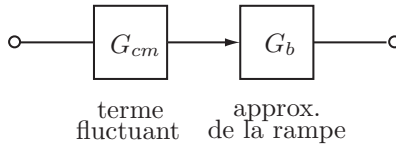


FIG. 5.11: Nouveau modèle de l'organe de commande

$$G_{cm} = \frac{K_{cm}}{1 + s \frac{T_p}{3n}} = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}^{pn}} \tag{5.25}$$

$$G_b = \frac{1}{1 + sT_b} = \frac{1}{1 + sT_p} \tag{5.26}$$

L'avantage de l'utilisation d'un système de convertisseurs entrelacés est la décomposition en deux termes de l'organe de commande. Un terme qui fixe G_b et un terme fluctuant G_{cm} , mais fortement réduit par rapport au cas à un seul convertisseur. Le désavantage réside également dans le terme constant G_b , car le temps d'établissement de la tension de sortie est plus long que pour le cas monocanal. En effet, il faut toujours attendre un temps d'établissement de la tension totale de sortie de T_p . En revanche, grâce à l'ajout d'un terme dérivateur au régulateur qui permet de compenser la constante de temps T_p de la fonction de transfert G_b , la dynamique du système en boucle fermée sera théoriquement meilleure que pour le cas à une

seul convertisseur. En effet, la constante de temps T_{eq} de la fonction de transfert en boucle fermée, donnée par la relation (5.7), est plus petite dans le cas de l'utilisation de convertisseurs entrelacés. Dans la pratique, en réponse à un saut de la grandeur de commande, le terme dérivateur va très vite saturer le modulateur à cause de la pente infinie du saut. Cela peut également poser des problèmes de stabilité. Pour éviter cela, il est nécessaire de filtrer légèrement la grandeur passant par le terme dérivateur. De plus, si l'organe de commande est saturable, comme cela est le cas pour les systèmes à convertisseurs tels que présentés dans ce chapitre, cela peut également s'avérer faux si saturation il y a.

5.3.2 Détermination des paramètres

Dans le cas d'un système à convertisseurs multiniveaux à pulsation décalée, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée selon (5.27). La différence avec le cas à un seul convertisseur se remarque par l'ajout de la fonction de transfert G_b , venant du nouveau modèle de l'organe de commande, ainsi que par la fonction de transfert du régulateur G_R qui est maintenant un PID. La fonction de transfert en boucle ouverte a la même forme (5.28) que précédemment, mais la constante de temps T_{cm} est plus petite et se nomme ici T_{cm}^{pn} . Les constantes de temps du régulateur PID sont exprimées par les relations (5.29) à (5.32). Les gains du régulateur pour son implantation numérique sont donnés par les expressions (5.33) à (5.35). Pour rappel, l'équation du PID discret est donnée par la relation (5.36).

$$\begin{aligned} G_o &= G_R \cdot G_{cm} \cdot G_b \cdot G_s \\ &= \frac{(1 + sT_n)(1 + sT_v)}{sT_i} \cdot \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}^{pn}} \cdot \frac{1}{1 + sT_b} \cdot \frac{K_s}{1 + sT_a} \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$G_o(s) = \frac{K_{cm}K_s}{sT_i(1 + sT_{cm}^{pn})} = \frac{K_{cm}K_s}{sT_i(1 + s\frac{T_{cm}}{n})} \quad (5.28)$$

$$T_n = T_a \quad (5.29)$$

$$T_v = T_b \quad (5.30)$$

$$T_i = 2K_s K_{cm} T_{pE} \quad (5.31)$$

$$T_{pE} = T_E + T_{cm}^{pn} + T_r + T_{Mes} \quad (5.32)$$

$$K_p = \frac{T_n - \frac{T_E}{2}}{T_i} \quad (5.33)$$

$$K_i = \frac{T_E}{T_i} \quad (5.34)$$

$$K_d = \frac{(T_n - \frac{T_E}{2})(T_v - \frac{T_E}{2})}{T_i T_E} \quad (5.35)$$

$$y_R[k] = K_p e[k] + K_i \sum_{i=0}^k e(i) + K_d \frac{e[k] - e[k-1]}{h} \quad (5.36)$$

5.3.3 Réponses dynamiques améliorées

Le dimensionnement se fait selon les relations (5.37) à (5.43). La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par la relation (5.8) identique au cas à un seul convertisseur, mais la variation de T_{cm} est réduite. Par conséquent, le rapport $\frac{T_{cm}}{T_i}$ varie moins et la variation de la réponse en fonction du retard effectif sera moins importante.

$$T_n = T_a \quad (5.37)$$

$$T_{pE} = 0.5T_E + T_{cm} + T_{mes} \quad (5.38)$$

$$T_i = 0.5 \cdot 2K_{cm} K_s T_{pE} \quad (5.39)$$

$$T_v = T_b \quad (5.40)$$

$$K_i = \frac{T_E}{T_i} \quad (5.41)$$

$$K_p = \frac{T_n - 0.5T_E}{T_i} \quad (5.42)$$

$$K_d = \frac{(T_n - \frac{T_E}{2})(T_v - \frac{T_E}{2})}{T_i \cdot T_E} \quad (5.43)$$

Les valeurs des éléments de simulation sont données au tableau 5.2. Le schéma de simulation est donné à la figure 5.12. Il y a 3 convertisseurs identiques à ceux du cas monocanal connectés en série. Ils sont alimentés par des sources de tension $\frac{U_{dc}}{3}$ et commandés par des modulateurs spécifiques (M_i). Chaque modulateur a une porteuse triangulaire déphasée de $\frac{2\pi}{3}$ par rapport aux autres modulateurs. Le courant I_L est réglé par un régulateur PID dimensionné selon le critère méplat. De même que pour le cas monocanal, une fonction de transfert de filtrage G_{mes} est utilisée afin que les ondulations de courant soient réduites. Une tension auxiliaire U_x est utilisée pour mettre le système dans un point de fonctionnement avec un rapport cyclique élevé, de manière à pouvoir générer deux sauts de consigne induisant une différence de retard importante.

Élément	Valeur	Élément	Valeur
L	$= 3\text{mH}$	U_{dc}	$= 150\text{V}$
R	$= 5 \Omega$	T_{mes}	$= \frac{4}{f_p}$
f_p	$= 10\text{kHz}$	I_n	$= 10\text{A}$
U_n	$= I_n \cdot R$	K_s	$= 1$
T_a	$= \frac{L}{R}$	T_E	$= \frac{1}{40f_p}$
K_{cm}	$= \frac{U_{dc}}{U_n}$	T_{cm}	$= \frac{1}{9f_p}$
T_b	$= \frac{1}{f_p}$	U_x	$= 100\text{V}$

TAB. 5.2: Tableau des valeurs pour le système à 3 convertisseurs

Dans le cas théorique, la réponse du système à trois convertisseurs entrelacés est plus rapide que celle du cas à un seul convertisseur.

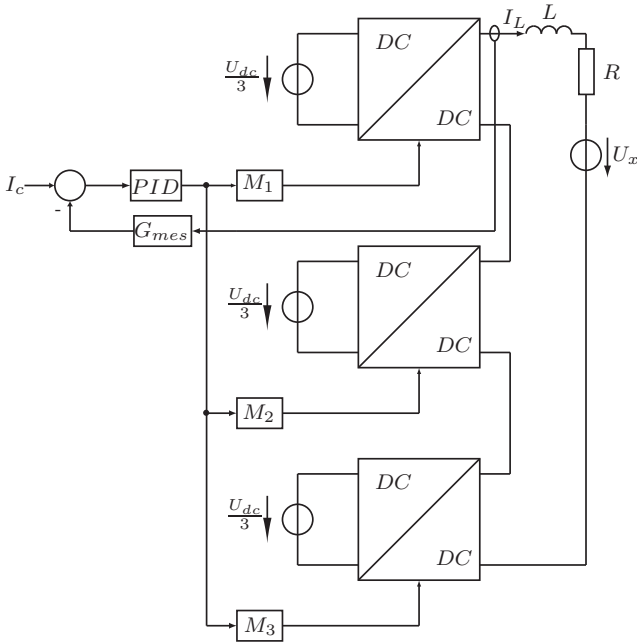


FIG. 5.12: Schéma de simulation pour 3 convertisseurs

Ces réponses sont présentées à la figure 5.13. Cela est valable seulement si l'organe de commande est non saturable. Cependant, dans le cas réel, l'organe de commande est saturable et de plus, l'implémentation d'un PID peut poser des problèmes, notamment le terme dérivateur. Dans ce cas, la différence de rapidité ne peut pas être atteinte. En revanche, la réponse du système étant définie de manière plus précise par rapport au cas à un seul convertisseur, la réponse sera moins sensible au temps de retard variable.

La figure 5.14 illustre les courants de sortie (I_{s1} et I_{s2}) ainsi que leurs valeurs moyennes (I_{s1}^{moy} et I_{s2}^{moy}) en réponse aux sauts de consigne (Δ_{c1} et Δ_{c2}) décalés. Les sauts de consigne décalés sont représentés à la figure 5.15, où l'un des sauts de la grandeur de commande (D_1) intervient juste après un instant de commutation et l'autre (D_2) juste avant.

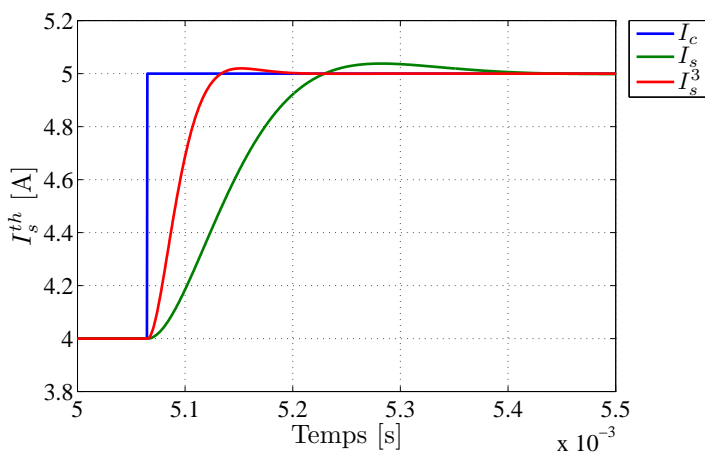


FIG. 5.13: Réponses théoriques pour le cas avec 1 convertisseur et le cas à 3 convertisseurs entrelacés

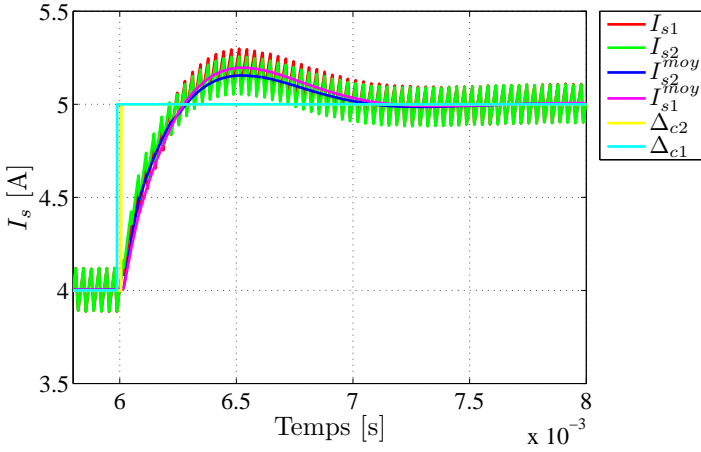


FIG. 5.14: Réponses réelles (organe de commande saturable) avec 3 convertisseurs entrelacés et des sauts de consigne décalés

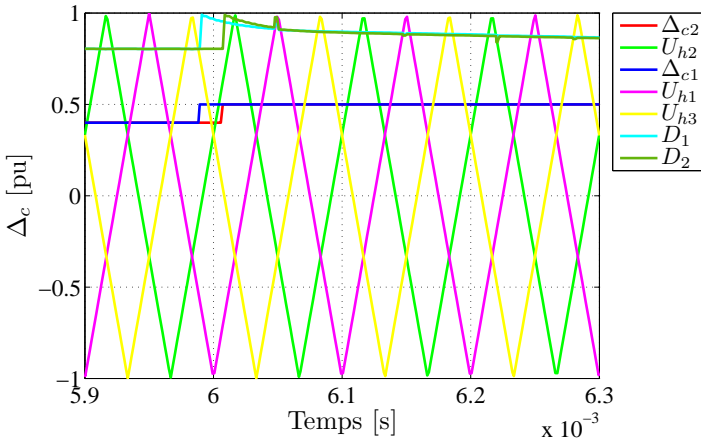


FIG. 5.15: Sauts de consigne décalés

5.4 Convertisseurs entrelacés-parallèles

Les paragraphes précédents ont décrit le comportement dynamique d'un ensemble de convertisseurs à pulsation décalée et connectés en série. Il est également intéressant dans cette étude de considérer une structure de convertisseurs connectés en parallèle, comme décrit dans [27] et [28]. La réponse indicielle d'un tel montage diffère du modèle série. Lors d'un changement de la consigne, il suffit que l'un des convertisseurs change pour que la tension de sortie soit établie. Le retard à la sortie sera donc toujours plus petit ou égal à $\frac{T_p}{n}$. En boucle fermée avec un régulateur PI, la dynamique obtenue est identique à celle du montage en série avec un PID. Ceci dans le cas théorique d'un organe de commande non saturable.

5.5 Conclusion

Le modèle équivalent de l'organe de commande que représente le convertisseur avec son modulateur peut être défini plus finement si l'on utilise des convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée. Grâce à ce modèle, une meilleure dynamique peut être obtenue théoriquement. En pratique, il est très difficile d'obtenir de telles performances pour des raisons de mise en oeuvre d'un terme dérivatif. En revanche, grâce au modèle plus fin, la fluctuation de la réponse indicielle en fonction de la variation du retard d'intervention de la consigne est très réduite comparée au modèle à un seul convertisseur.

CHAPITRE 6

Validation par simulation

6.1 Généralités

Des considérations sur la topologie de l'alimentation proposée ont été discutées aux chapitres 2 et 3 et ses dispositifs de réglage et commande associés ont été établis au chapitre 4. Dans ce chapitre ces considérations vont être vérifiées par la voie de la simulation numérique. Les résultats permettront de valider les principes énoncés.

6.2 Dimensionnement des régulateurs

6.2.1 Régulateur de courant

Le dimensionnement du régulateur de la boucle principale de réglage du courant est fait selon le paragraphe 4.3 de matière automatique par un script Matlab.

6.2.2 Régulateur d'équilibrage de tension

Ce régulateur est un régulateur proportionnel de manière à assurer une contribution globale transparente pour le régulateur de courant. Le dimensionnement se fait dans le diagramme de Bode comme décrit à la section 4.6. La valeur de la capacité du banc de condensateur est $C = 192$ mF. La fréquence de coupure cherchée doit être suffisamment petite face à la boucle de réglage de courant. Dans ce cas, si l'on prend 10 Hz, cela convient parfaitement. La synthèse dans le diagramme de Bode est alors illustrée par la figure 6.1. Le K_p déterminé par l'expression (4.28) est de 8.9.

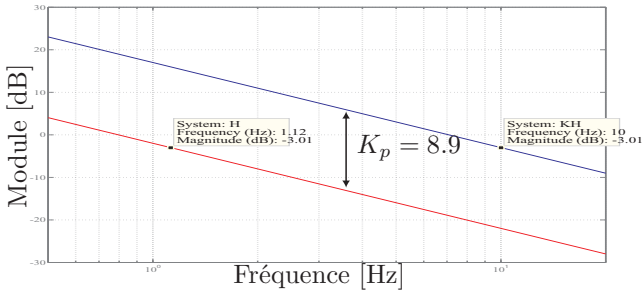


FIG. 6.1: Diagramme de Bode pour l'équilibrage de tension

6.2.3 Régulateur d'équilibrage de courant

Le dimensionnement du gain du régulateur d'équilibrage de courant, dans le cas d'une mise en parallèle de convertisseurs, s'effectue comme décrit à la section 4.6. La valeur de l'inductance de mise en parallèle est de 1 mH. Le calcul du gain est identique à celui du gain du régulateur d'équilibrage de tension et la synthèse dans le diagramme de Bode est illustrée à la figure 6.2 où le gain vaut 0.045.

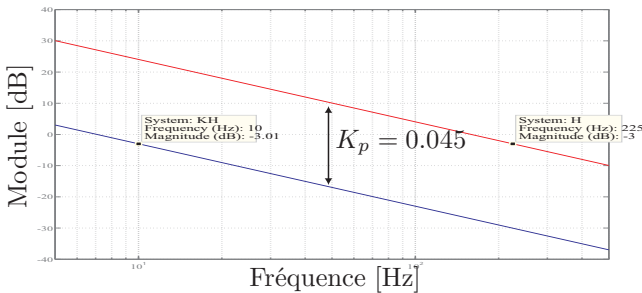


FIG. 6.2: Diagramme de Bode pour l'équilibrage de courant

6.3 Schémas

6.3.1 Cas simple à trois cellules

Un système simple à trois cellules en série et sans réalimentation est simulé selon le schéma 6.3. Les valeurs des éléments sont données dans le tableau 6.1. La simulation est faite uniquement sur un cycle.

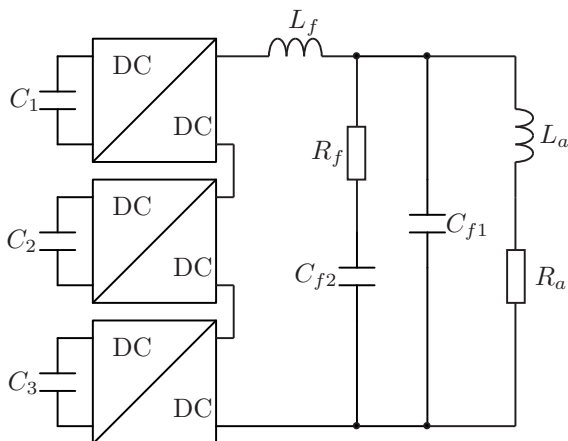


FIG. 6.3: Schéma de simulation à 3 cellules

6.3.2 Cas à six cellules

Les simulations ont été faites avec 6 convertisseurs selon le schéma 6.4. Les valeurs des éléments sont données au tableau 6.2. Il y a deux redresseurs commandés qui fournissent les pertes à chaque instant.

Élément	Valeur	Élément	Valeur
L_a	$= \frac{0.909}{2} \text{H}$	R_f	$= \frac{0.3232}{2} \Omega$
C_1	$= 336 \text{mF}$	C_{f1}	$= \frac{C_{f2}}{4}$
C_2	$= 0.8 C_1$	K_U	$= 9$
C_3	$= 1.1 C_1$	$\mathbf{K}[1]$	$= 98$
L_f	$= 1 \text{mH}$	$\mathbf{K}[2]$	$= 0.13$
R_f	$= 1 \Omega$	$\mathbf{K}[3]$	$= -0.055$
C_{f2}	$= 4 \text{mF}$	$\mathbf{K}[4]$	$= 98$
f_p	$= 1 \text{kHz}$		

TAB. 6.1: Valeurs pour la simulation à 3 cellules

Élément	Valeur	Élément	Valeur
L_a	$= 0.8 \text{H}$	C_{f2}	$= 4 \text{mF}$
C_1	$= 200 \text{mF}$	R_a	$= 0.3232 \Omega$
C_2	$= 0.95 C_1$	C_{f1}	$= \frac{C_{f2}}{4}$
C_3	$= 1.05 C_1$	K_U	$= 9$
C_4	$= 0.9 C_1$	$\mathbf{K}[1]$	$= 55$
C_5	$= 1.02 C_1$	$\mathbf{K}[2]$	$= 0.05$
C_6	$= 1.1 C_1$	$\mathbf{K}[3]$	$= -0.05$
L_f	$= 1 \text{mH}$	$\mathbf{K}[4]$	$= 55$
R_f	$= 1 \Omega$	f_p	$= 1 \text{kHz}$

TAB. 6.2: Valeurs pour la simulation à 6 cellules

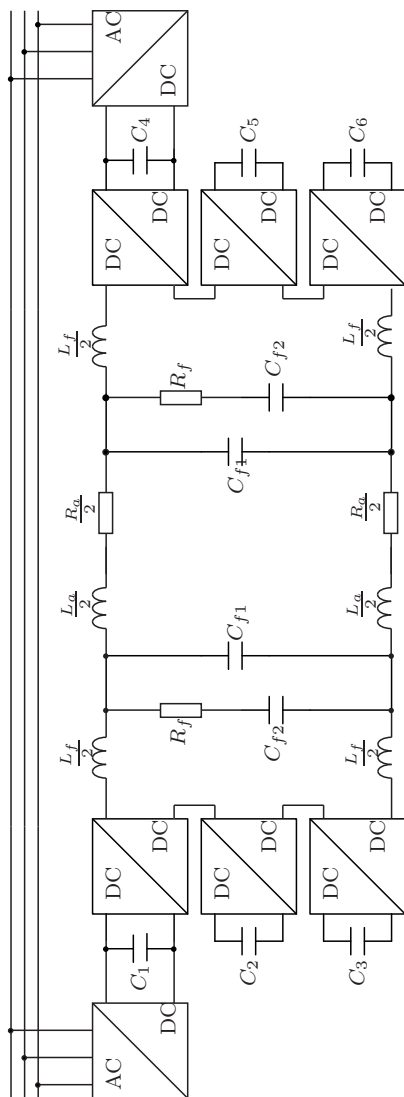


FIG. 6.4: Schéma du système à 6 convertisseurs

6.4 Résultats

6.4.1 Cas simple à trois cellules

Pour ce cas simple, les résultats sont présentés aux figures 6.5 à 6.10 pour un fonctionnement des convertisseurs en phase et aux figures 6.12 et 6.15 pour un fonctionnement avec les convertisseurs entrelacés.

Convertisseurs en phase

Le courant de sortie (I_L) est réglé correctement par rapport à la consigne (I_c), avec une erreur statique de 0.2% et une ondulation de 0.03% et est représenté avec la tension de sortie filtrée (U_s) à la figure 6.5. Cette précision du réglage est suffisante pour les analyses de ce travail.

Les tensions des condensateurs de stockage, figure 6.6, présentent trois zones, une zone de décharge pendant la montée du courant, puis une zone à décharge lente pendant le flat top, où les condensateurs ne fournissent plus que les pertes et enfin une zone de recharge lors de la décroissance du courant. Le niveau de tension à la fin du cycle est inférieur à celui du début du cycle, car les pertes ont été puisées dans les condensateurs.

Les tensions en sortie des convertisseurs représentées aux figures 6.7 et 6.8 varient entre plus et moins la tension du condensateur associé. Les trois tensions sont en phase. La tension à l'entrée du filtre est la somme des trois tensions de sortie des convertisseurs. Ces tensions étant en phase, la tension totale varie entre plus et moins trois fois la tension de sortie d'un condensateur selon les figures 6.9 et 6.10.

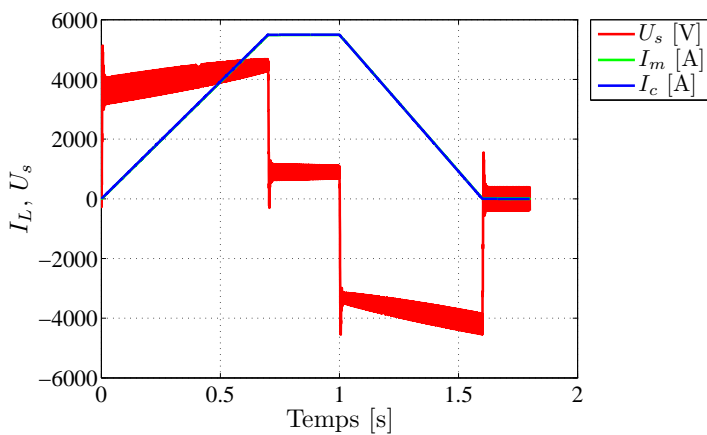


FIG. 6.5: Tension, courant de sortie et courant mesuré pour un système à 3 convertisseurs en phase

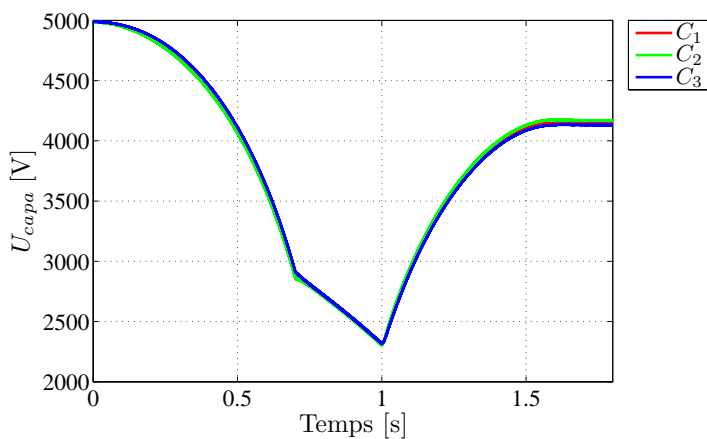


FIG. 6.6: Tensions des condensateurs pour un système à 3 convertisseurs en phase

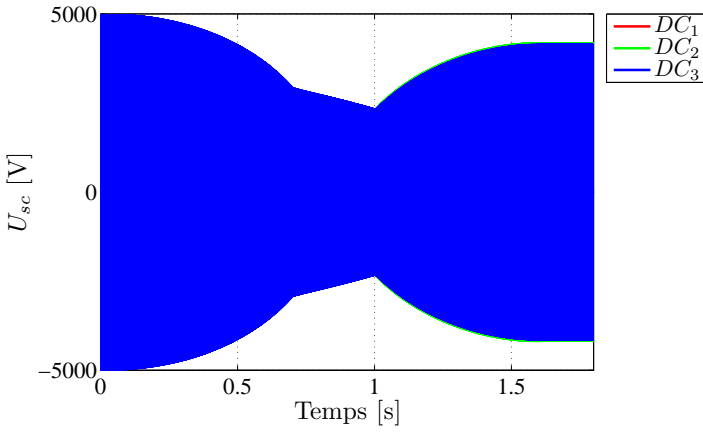


FIG. 6.7: Tensions de sortie des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase

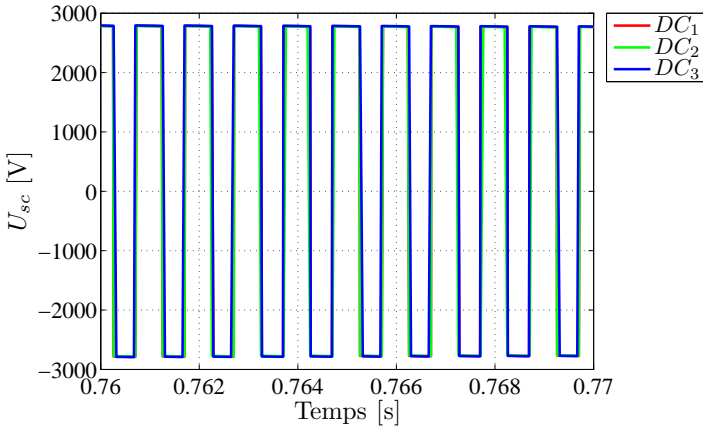


FIG. 6.8: Tensions de sortie (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase

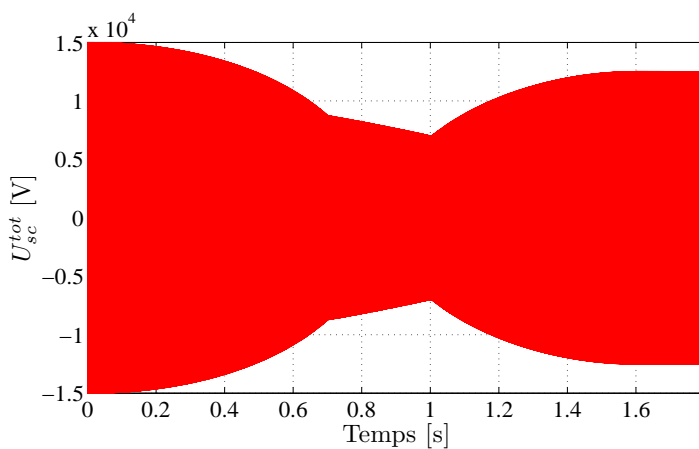


FIG. 6.9: Tension de sortie totale des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase

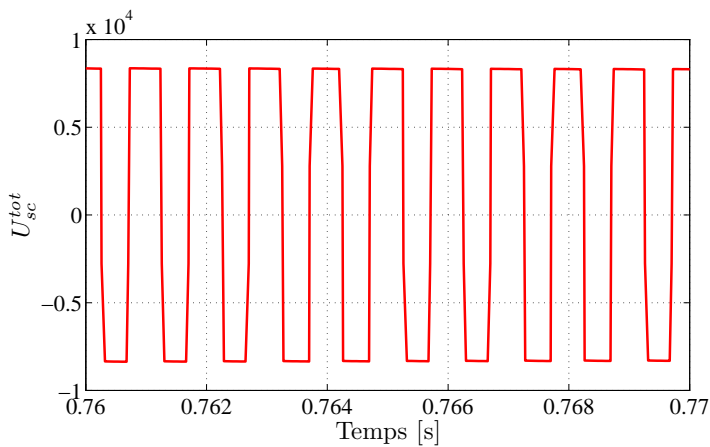


FIG. 6.10: Tension de sortie totale (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase

Convertisseurs entrelacés

Dans ce cas, la simulation est réalisée pour des convertisseurs entrelacés et déphasés de 120° . Le courant de sortie représenté à la figure 6.11 est identique à celui de la figure 6.5 du cas précédent. En revanche, la tension de sortie filtrée, représentée à la figure 6.11, présente une plus faible ondulation (20 V) que pour le cas en phase (500 V), car l'amplitude des créneaux de tension est réduite et la fréquence de pulsation résultante en sortie des convertisseurs est triple. Les tensions de sortie des convertisseurs sont entrelacées comme illustré à la figure 6.12. L'amplitude des créneaux de tension est inférieure à celle du cas avec les convertisseurs en phase et varie entre plus et moins la tension d'un condensateur selon les figures 6.13 et 6.14. Cependant, dû au régulateur d'équilibrage de tension, dans certains cas, les rapports cycliques des convertisseurs ne sont pas identiques, c'est la raison pour laquelle on observe une excursion de tension plus importante de deux fois la tension d'un condensateur sur la figure 6.13 au lieu d'une fois. La tension sans équilibrage est illustrée à la figure 6.15.

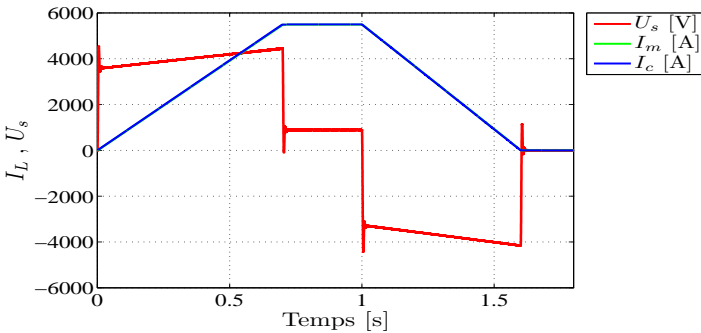


FIG. 6.11: Tension, courant de sortie et courant mesuré pour un système à 3 convertisseurs entrelacés

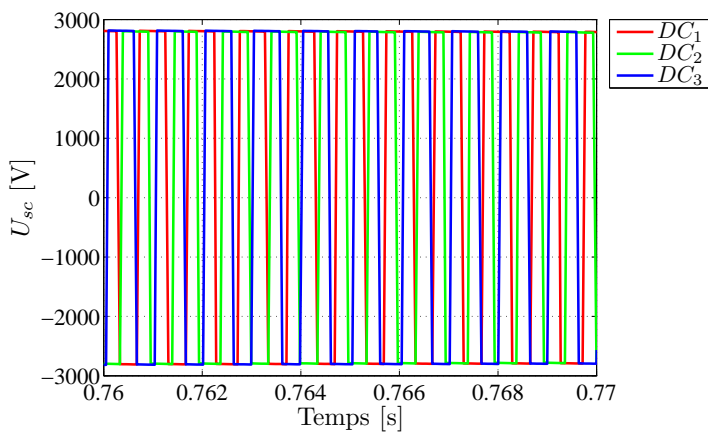


FIG. 6.12: Tensions de sortie des convertisseurs (zoom) pour un système à 3 convertisseurs entrelacés

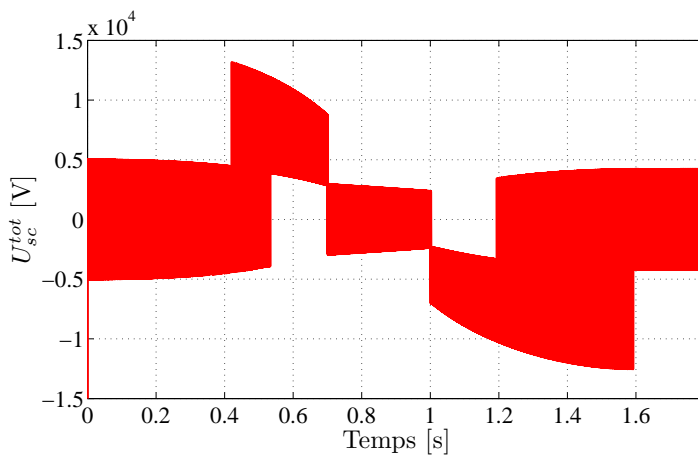


FIG. 6.13: Tension de sortie totale des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs entrelacés

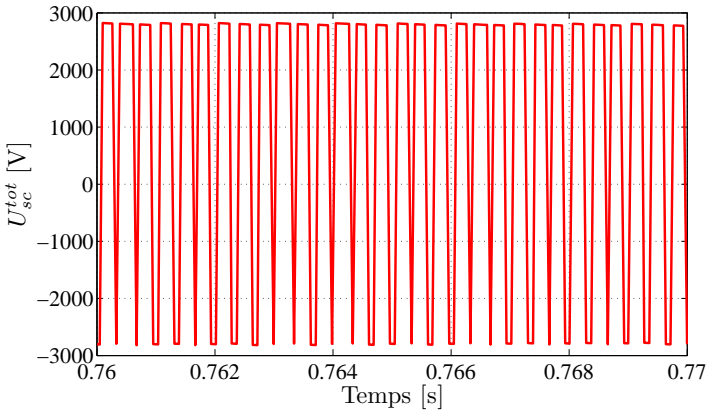


FIG. 6.14: Tension de sortie totale (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs entrelacés

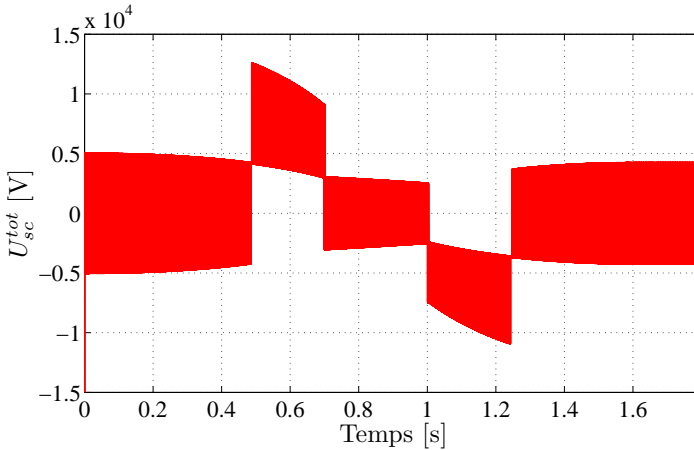


FIG. 6.15: Tension de sortie totale des convertisseurs sans équilibrage pour un système à 3 convertisseurs entrelacés

6.4.2 Cas à six cellules

Un cas de fonctionnement à six cellules est présenté ici. Le schéma de simulation est identique à celui de la figure 6.4, mais sans les convertisseurs AC/DC. De plus, la valeur de C_1 passe à 300 mF. Il n'y a donc pas de puissance fournie par le réseau. On désire démontrer ici le fonctionnement de l'alimentation avec six convertisseurs en série. Il est intéressant de constater sur la figure 6.16 que le courant est réglé correctement (courbes I_c et I_m superposées). Les tensions des condensateurs sur la figure 6.17 restent très proche grâce au système d'équilibrage des tensions. Le système fonctionne donc comme souhaité.

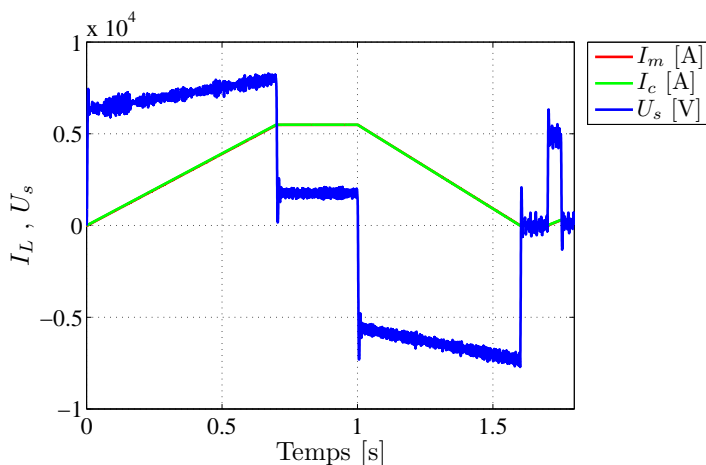


FIG. 6.16: Tension, courant de sortie et courant mesuré pour le cas à 6 cellules sans réalimentation

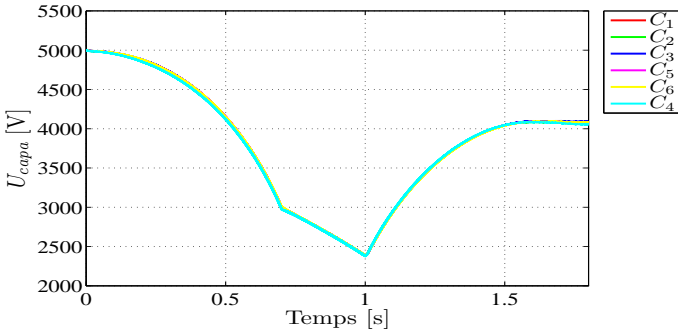


FIG. 6.17: Tensions des condensateurs de stockage pour le cas à 6 cellules sans réalimentation

6.4.3 Redresseur commandé

Des cycles de 5.5 kA sur une période de 2.4 s sont simulés. Il y a une phase d'attente avec un courant de repos de 300 A afin de garder la charge des condensateurs. Le courant de consigne (I_c), le courant des aimants (I_L) et la tension totale aux bornes des aimants (U_s) sont illustrés à la figure 6.18. Les courbes I_c et I_m sont superposées. Les tensions des condensateurs de stockage sont données à la figure 6.19. Il est intéressant d'observer l'allure idéale des tensions des condensateurs. Les chargeurs fournissant les pertes à chaque instant, les tensions des condensateurs sont identiques à celles obtenues si l'inductance était idéale, sans partie résistive. Les pertes ont principalement une allure de pertes ohmiques comme représenté à la figure 6.20. La figure 6.21 représente un zoom sur un cycle des rapports cycliques des convertisseurs. Les rapports cycliques D_1 et D_4 des convertisseurs alimentés par les chargeurs sont plus élevés que les autres. Cela démontre qu'il y a un transfert de puissance supplémentaire venant de ces deux convertisseurs. Les rapports cycliques des convertisseurs sont légèrement différents entre eux grâce à l'équilibrage qui compense les différences de valeurs des condensateurs.

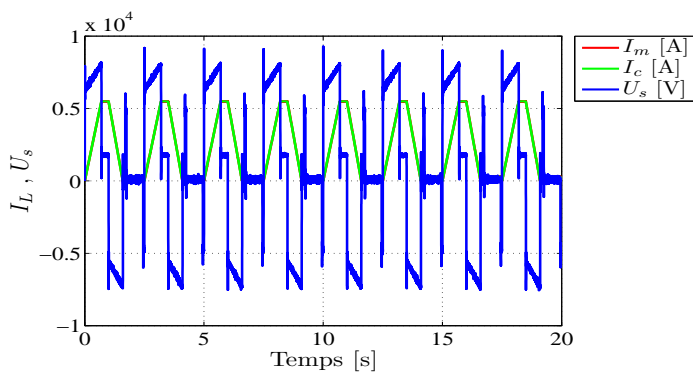


FIG. 6.18: Courant de sortie, courant mesuré et tension de sortie pour le système à 6 convertisseurs

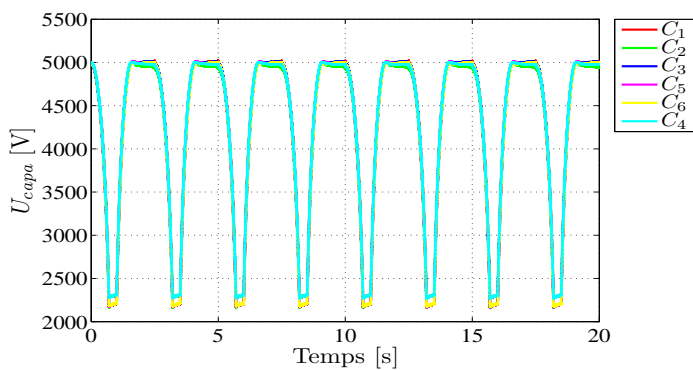


FIG. 6.19: Tensions des condensateurs pour le système à 6 convertisseurs

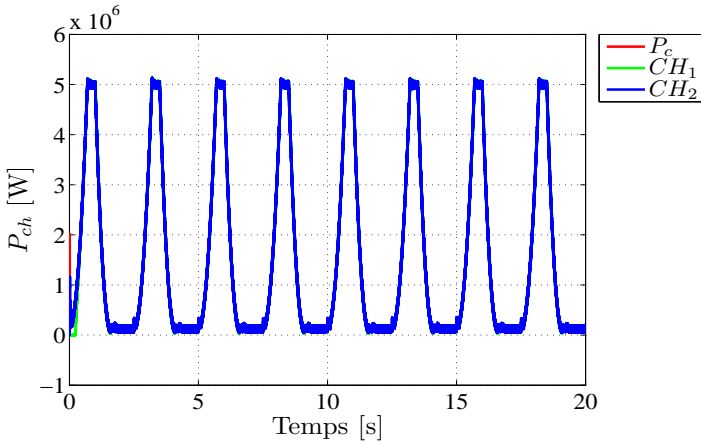


FIG. 6.20: Puissance de consigne et puissance prélevée du réseau pour le système à 6 convertisseurs

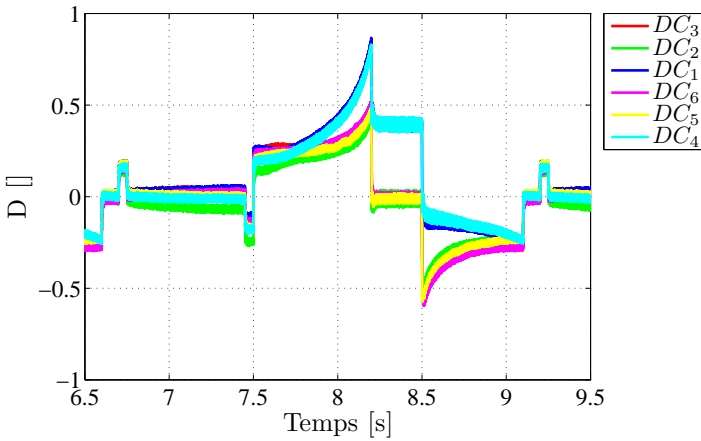


FIG. 6.21: Rapports cycliques des convertisseurs (zoom) pour le système à 6 convertisseurs

6.4.4 Redresseur à diodes

Cette configuration se base sur une alimentation à tension constante du condensateur C_1 . Le convertisseur associé est commandé en puissance afin de fournir à tout instant la puissance équivalente aux pertes du système. Les mêmes cycles en courant que précédemment sont utilisés.

Le courant de consigne, le courant mesuré dans les aimants ainsi que la tension de sortie sont donnés à la figure 6.22. Le réglage fonctionne correctement. Les tensions des condensateurs sont données à la figure 6.23. Les tensions remontent à leurs états chargés à chaque fin de cycle et les tensions des condensateurs 1 et 4 sont constantes. Les pertes sont correctement compensées par le convertisseur dédié. Les puissances fournies par les convertisseurs 1 et 4 ainsi que la puissance de consigne sont superposées et sont représentées à la figure 6.24.

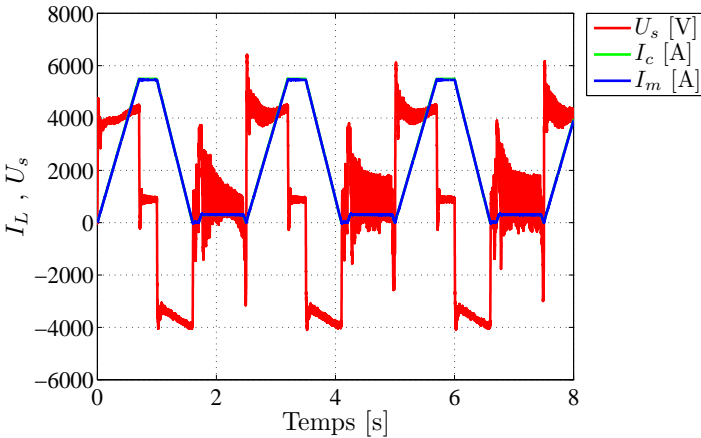


FIG. 6.22: Courant, tension de sortie et courant mesuré

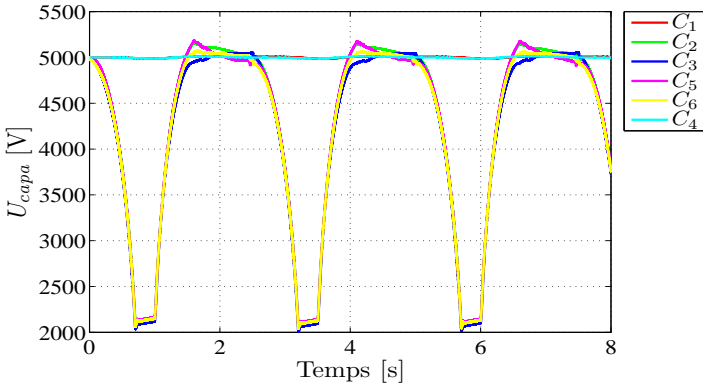
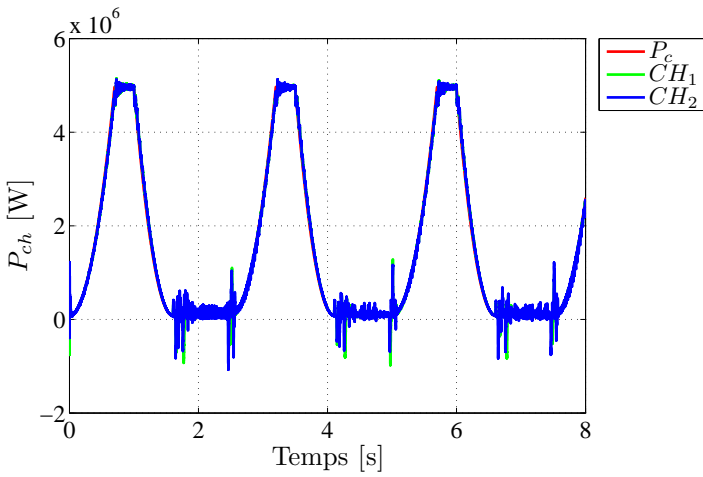


FIG. 6.23: Tensions des condensateurs

FIG. 6.24: Puissance de consigne et puissances fournies par les convertisseurs 1 et 4 (CH_1 et CH_4)

6.5 Étude des chargeurs actifs

6.5.1 Généralités

Dans les chapitres et paragraphes précédents, une solution d'alimentation avec stockage capacitif a été proposée. Dans cette solution, il est nécessaire d'amener de l'énergie du réseau pour compenser les pertes du système. Deux solutions pour réaliser cet apport sont étudiées et mettent en jeu des redresseurs commandés. Une première solution utilise des redresseurs à thyristors reliés à deux des bancs de condensateurs de stockage. La deuxième solution utilise des redresseurs à pulsation qui nécessitent des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. Le fonctionnement des redresseurs est examiné ici. En particulier, des structures de réglage originales sont proposées pour chacune des deux solutions et sont basées sur un contrôle de la puissance d'apport.

6.5.2 Redresseur à thyristors

Afin d'évaluer le fonctionnement et les différentes grandeurs qui entrent en jeu pour le circuit de recharge à ponts de thyristors une simulation à l'aide du schéma de la figure 6.25 a été réalisée.

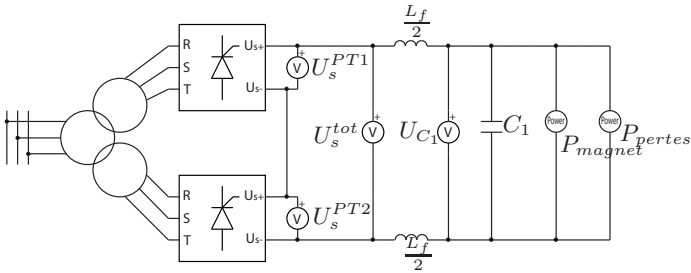


FIG. 6.25: Schéma de simulation pour le montage à redresseurs à thyristors

Les valeurs des éléments sont données dans le tableau 6.3. La partie relative aux aimants a été modélisée par deux sources de puissance. Une de ces sources génère la puissance magnétique des aimants alors que l'autre prélève les pertes Joule. Le diagramme structurel de la figure 6.26 illustre le fonctionnement symbolique des simulations.

L_f :	2x 5mH
C_1 :	192mF
Tension de ligne du réseau :	2000V

TAB. 6.3: Valeurs des éléments de simulation

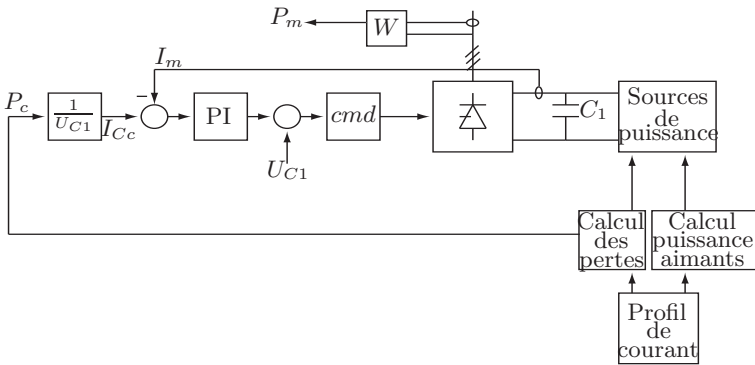


FIG. 6.26: Diagramme structurel de réglage pour l'étude des chargeurs

A partir du profil de courant circulant dans les aimants, le profil de puissance magnétique ainsi que celui des pertes résistives dans les aimants sont calculés selon les relations 6.1 et 6.2 et envoyés en commandes à deux sources de puissance connectées sur le condensateur de stockage. Le profil du courant circulant dans les aimants étant trapézoïdal, la dérivée du courant est connue d'avance dans chaque phase du cycle. Il est utile de préciser qu'il s'agit bien du sixième du montage total au niveau du condensateur de stockage et de la moitié

du montage au niveau des cellules fonctionnant comme chargeurs. Le principe de réglage proposé ici repose sur l'utilisation du calcul du profil des pertes (P_{pertes}) pour déterminer la consigne de courant (I_{Cc}) pour un régulateur de courant. La valeur de I_{Cc} est obtenue par la relation (6.3) qui tient compte de l'état de charge du condensateur C_1 . Le bloc *cmd* symbolise le calcul de l'angle de retard à l'enclenchement α selon la relation (6.4) avec U_{ll} étant la tension de ligne du réseau. L'élément W symbolise une mesure de puissance.

$$P_{magnet} = \frac{1}{6} L_a \frac{dI_L}{dt} I_L \quad (6.1)$$

$$P_{pertes} = P_c = R_a I_L^2 \quad (6.2)$$

$$I_{Cc} = \frac{P_c}{U_{C1}} \quad (6.3)$$

$$\alpha = \arccos\left(\frac{U_{sc}}{2 \cdot 1.35 U_{ll}}\right) \quad (6.4)$$

Pour établir le diagramme structurel global de la figure 6.27, on retient l'hypothèse suivante :

- En régime stationnaire, la tension U_s^{tot} en sortie des ponts est égale à la tension U_{C1} aux bornes du condensateur.

Dès lors, il est possible d'utiliser le diagramme 6.27 pour représenter le fonctionnement global du système et dimensionner les paramètres du régulateur. La fonction de transfert G_S représente la fonction de transfert du système à régler, donnée selon l'équation (6.5), c'est-à-dire le courant dans l'inductance de filtrage L_f en fonction de la tension à ses bornes (U_{L_f}). On tient compte de la tension des condensateurs de stockage en soustrayant le terme U_{C1} de la tension produite par les convertisseurs U_s^{tot} . Afin d'améliorer le comportement dynamique de ce réglage, on compense l'effet de la perturbation (U_{C1}) en faisant une anticipation à la sortie du régulateur PI. La fonction de transfert G_{cm} de l'organe de commande,

donnée par la relation (6.6), symbolise le fonctionnement des ponts de thyristors. La fonction de transfert G_R du régulateur PI de courant est donnée selon l'expression (6.8). Le dimensionnement des éléments du régulateur se fait selon les équations (6.9) à (6.13) avec T_E , la période d'échantillonnage (ici 1 ms); T , la période du réseau (ici 20 ms) et p , l'indice de pulsation (ici 12). Finalement, la fonction de transfert G_{cw} est une fonction de filtrage de la grandeur de consigne qui vient de la méthode de dimensionnement selon le critère symétrique, [26].

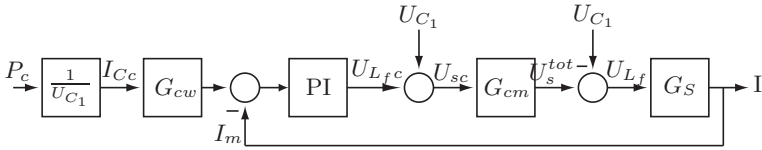


FIG. 6.27: Diagramme structurel du système de chargeur avec sa commande associée

$$G_S = \frac{1}{sL_f} \quad (6.5)$$

$$G_{cm} = \frac{1}{1 + sT_{cm}} \quad (6.6)$$

$$G_{cw} = \frac{1}{1 + sT_{cw}} \quad (6.7)$$

$$G_R = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \quad (6.8)$$

$$T_n = 4T_{pE} \quad (6.9)$$

$$T_i = 8 \frac{T_{pE}^2}{L_f} \quad (6.10)$$

$$T_{cw} = T_n \quad (6.11)$$

$$T_{pE} = 0.5T_E + T_{cm} \quad (6.12)$$

$$T_{cm} = \frac{T}{2p} \quad (6.13)$$

Les deux ponts de thyristors sont en série et forment un ensemble "12 pulses" comme l'illustrent les tensions des ponts (U_s^{PT1} et U_s^{PT2}) et la tension totale de sortie (U_s^{tot}) selon la figure 6.28.

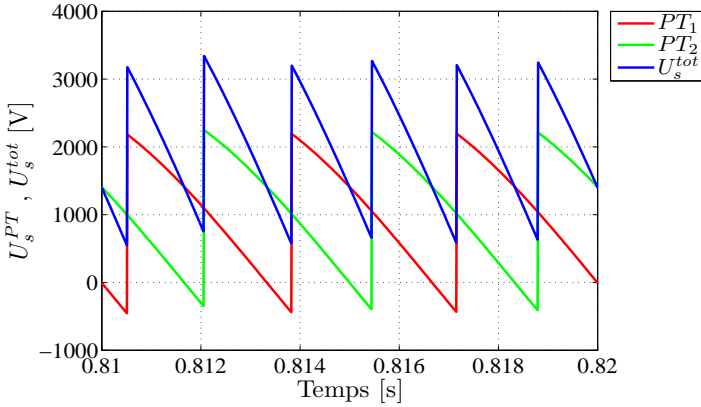


FIG. 6.28: Tension en sortie des ponts

La sortie des ponts de thyristors se fait sur un filtre où le condensateur est le condensateur de stockage d'un convertisseur. La tension à ses bornes (U_{C1}) varie selon la loi de l'énergie du condensateur comme l'indique la figure 6.29. Le courant circulant dans l'inductance L_f (I_{L_f}) est également illustré sur cette figure. La figure 6.30 représente l'angle de retard à l'amorçage des ponts. Les ponts sont commandés en puissance, c'est-à-dire qu'ils doivent en tout temps délivrer la puissance égale aux pertes Joule dans les aimants. La consigne de puissance (P_c) ainsi que la puissance mesurée (P_m) sont données à la figure 6.31.

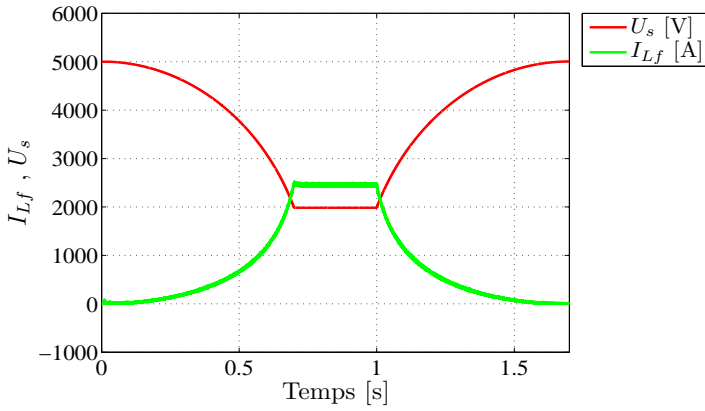


FIG. 6.29: Tension et courant de sortie des ponts de thyristors

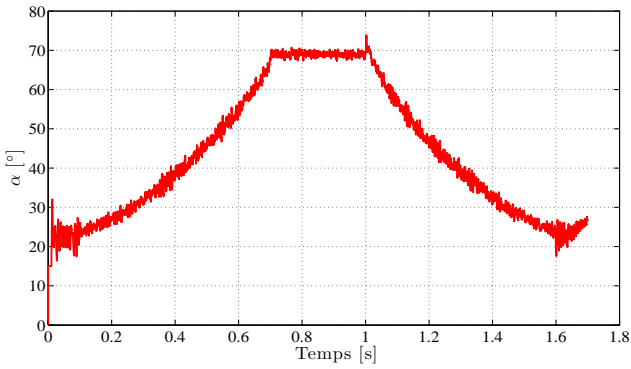


FIG. 6.30: Angle de retard à l'amorçage

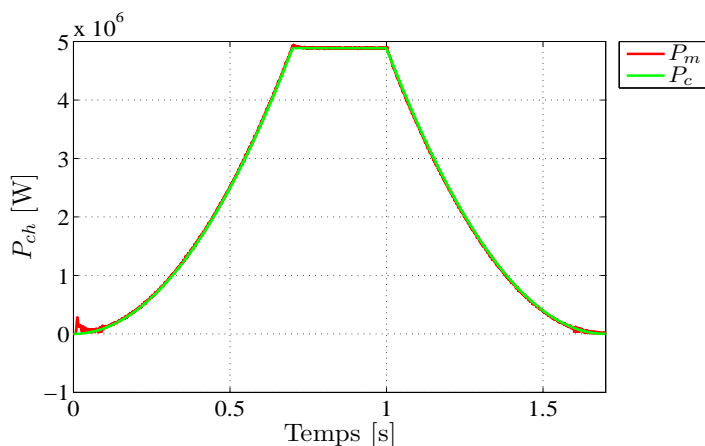


FIG. 6.31: Puissance demandée au chargeur

Pour évaluer les conséquences d'un tel montage en terme de sollicitation du réseau d'alimentation, la puissance active (P_a) et la puissance réactive (P_r) sont calculées côté réseau; elles sont représentées à la figure 6.32. Il est important de noter qu'il s'agit ici d'un seul des deux chargeurs. La puissance réellement prélevée au réseau sera donc double.

Par la forme d'onde du courant des aimants (trapézoïdale), le maximum de pertes se situe sur le flat-top, lorsque la tension aux bornes du condensateur de stockage est la plus faible. C'est également à ce moment que l'angle de retard à l'amorçage des ponts est le plus grand, car les ponts à thyristors doivent fournir la tension la plus faible. Cela s'observe sur la figure 6.30 qui représente l'angle de retard à l'amorçage. Malheureusement, la conséquence d'un angle relativement proche de 90° est une puissance réactive importante comparée à la puissance active, comme le montre la figure 6.32.

En effet, la puissance active dépend du cosinus de l'angle de retard à l'amorçage alors que la puissance réactive dépend de son sinus. La puissance réactive est plus de deux fois supérieure à la puissance active. Cela est inacceptable, car les transformateurs devront être dimensionnés pour la puissance apparente et de plus, le réactif devra être compensé sur le site, ce qui demande un surcoût important.

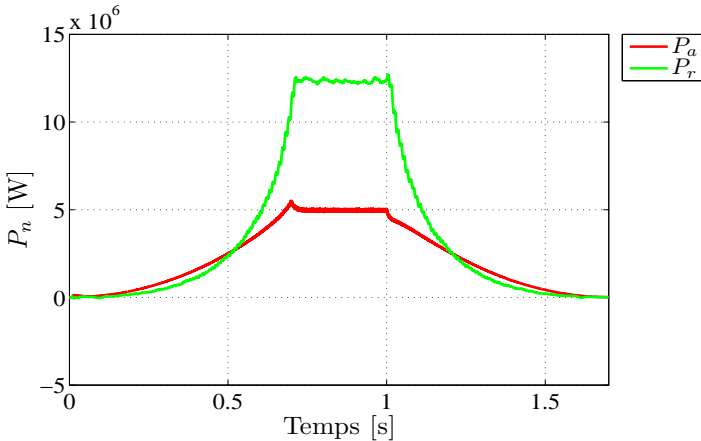


FIG. 6.32: Puissances active et réactive du réseau prélevées par les ponts de thyristors

Conclusion

Un concept pour le réglage d'un système d'alimentation par redresseurs à thyristors a été validé et donne des résultats satisfaisants. Cependant, pour limiter la consommation de puissance réactive, il n'y a que deux solutions. Premièrement, s'il on veut utiliser des ponts de thyristors, on obtient un résultat bien plus satisfaisant en renonçant à alimenter le banc de condensateurs de stockage concerné à

tension variable. En effet, utiliser un banc de condensateur à tension constante, servant uniquement au filtrage, permettrait de faire fonctionner le convertisseur dans une plage de variation d'angle d'allumage limitée. Il serait alors possible de dimensionner le transformateur de manière à avoir un angle de retard à l'amorçage relativement faible pour absorber peu de puissance réactive. Deuxièmement, il est envisageable d'utiliser un onduleur à pulsation actif équipé de transistors IGBT ou IGCT comme redresseur. Ceci permet de contrôler le facteur de puissance et de ne pas absorber de puissance réactive du réseau. Un tel système est étudié à la section suivante.

6.5.3 Redresseur à pulsation

Une possibilité pour réaliser l'apport d'énergie depuis le réseau est la connexion d'un redresseur actif directement aux bancs de condensateurs de stockage. Cette solution permet d'éviter un prélèvement de puissance réactive élevée. Un schéma de principe de cette solution est donné à la figure 6.33. Les valeurs des éléments sont données dans le tableau 6.4. Le schéma du redresseur en lui-même est donné à la figure 6.34. Le mode de commande de ce redresseur est identique à celui présenté précédemment pour le redresseur à thyristors, c'est-à-dire qu'il est commandé en puissance. La valeur des inductances L_r se justifie de manière à obtenir une bande passante inférieure (ici, environ 2 fois) à la fréquence de découpage. Le choix de la tension de ligne du réseau se justifie par la relation (6.14) avec une tension du condensateur à l'état déchargé de 2 kV.

$$U_U = \frac{2\sqrt{3}U_{C1}^{dech}}{\sqrt{2}\pi} \quad (6.14)$$

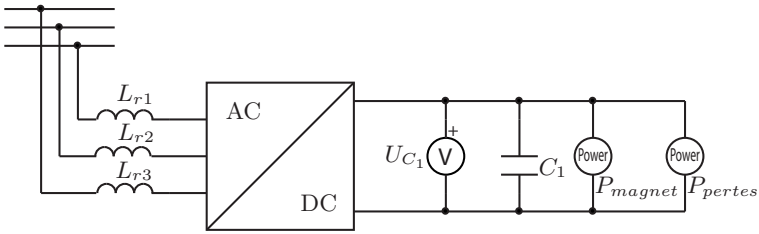


FIG. 6.33: Schéma du redresseur actif

L_{r1}	: 0.3mH
L_{r2}	: 0.3mH
L_{r3}	: 0.3mH
C_1	: 192mF
Tension de ligne du réseau U_{ll}	: 1400V
Fréquence de découpage	: 1kHz

TAB. 6.4: Valeurs des éléments de simulation

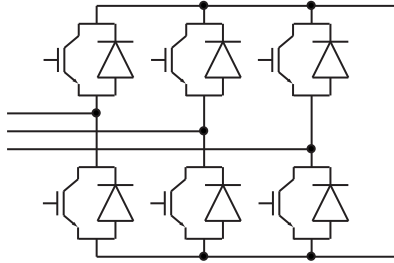


FIG. 6.34: Schéma du redresseur actif

Le schéma structurel du réglage est illustré à la figure 6.35. La puissance de consigne P_c est exprimée par la relation (6.2) et est utilisée pour calculer l'amplitude de consigne I_c des courants des inductances du réseau L_r selon l'équation (6.15). Ensuite trois régulateurs de

type PI assurent des courants sinusoïdaux avec l'amplitude donnée dans les trois inductances des phases du réseau. Chaque courant est en phase avec la tension de la phase correspondante, ce qui permet de ne pas consommer de puissance réactive et présente un avantage très important sur le redresseur à thyristors. Le diagramme structurel du système de réglage des courants de phase est représenté à la figure 6.36. Il est utilisé comme modèle pour déterminer les paramètres du régulateur. Les fonctions de transfert G_R , G_{cm} et G_{cw} sont données par les expressions (6.6) à (6.8) et G_S est donnée par la relation (6.16). Il est à préciser que la fonction de transfert G_{cw} s'applique sur le signal de consigne I_c .

$$I_c = \frac{P_c}{\sqrt{3}U_{ll}} \quad (6.15)$$

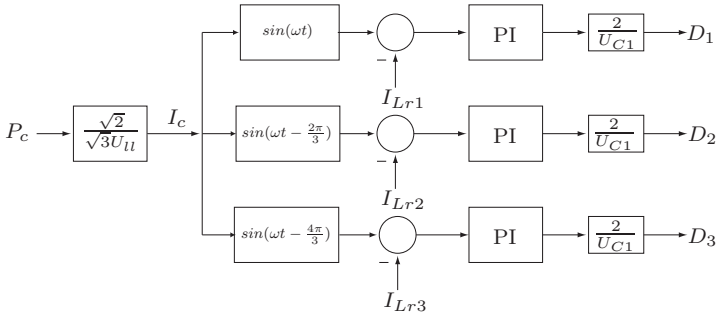


FIG. 6.35: Schéma de régulation en puissance du redresseur actif

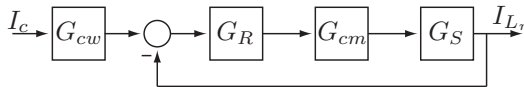


FIG. 6.36: Diagramme structurel du système de réglage du courant dans les inductances du réseau

$$G_S = \frac{1}{sL_r} \quad (6.16)$$

Le dimensionnement des paramètres du régulateur se fait de la même manière que pour le cas du redresseur à thyristors selon les équations (6.9) à (6.12), mais avec une période d'échantillonnage différente (ici $50\mu\text{s}$). La constante de temps de l'organe de commande s'exprime par la relation (6.17) où T_p est égale à la fréquence de pulsation du convertisseur (ici 1kHz).

$$T_{cm} = \frac{T_p}{3} \quad (6.17)$$

Le cycle de fonctionnement est illustré sur la figure 6.37, avec la tension au bornes du condensateur de stockage (U_{C1}), le courant dans les aimants (I_L) et la consigne d'amplitude de courant dans les inductances du réseau (I_c). Cette consigne est établie par le régulateur de puissance et va ensuite être transmise au régulateur de courant. Les courants des inductances du réseau sont illustrés à la figure 6.38. Grâce à l'emploi de ce redresseur actif, il est possible de ne plus prélever de puissance réactive sur le réseau comme l'illustre la figure 6.39. La supériorité de la solution à redresseur actif par rapport au redresseur à thyristors est ainsi démontrée.

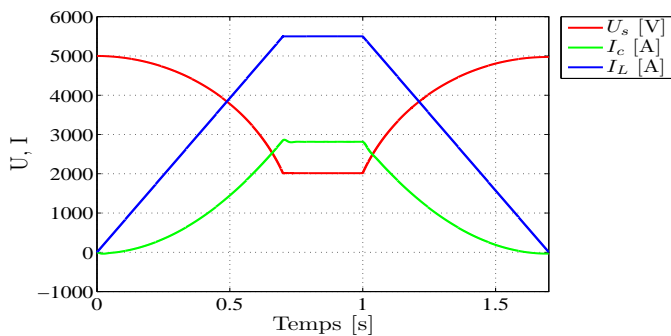


FIG. 6.37: Tension et courant du condensateur de stockage et courant des aimants

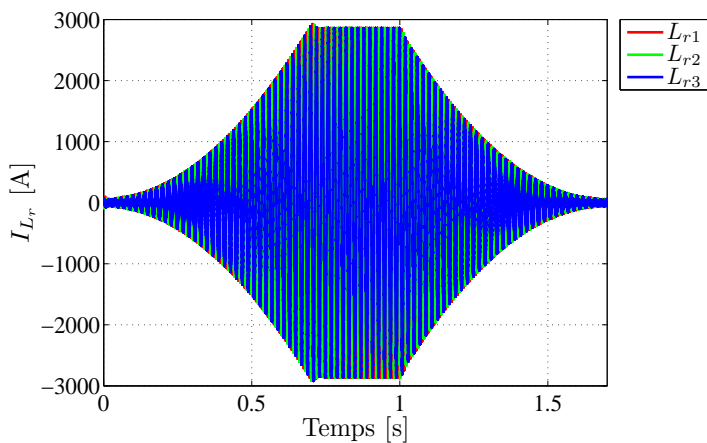


FIG. 6.38: Courants des inductances du réseau

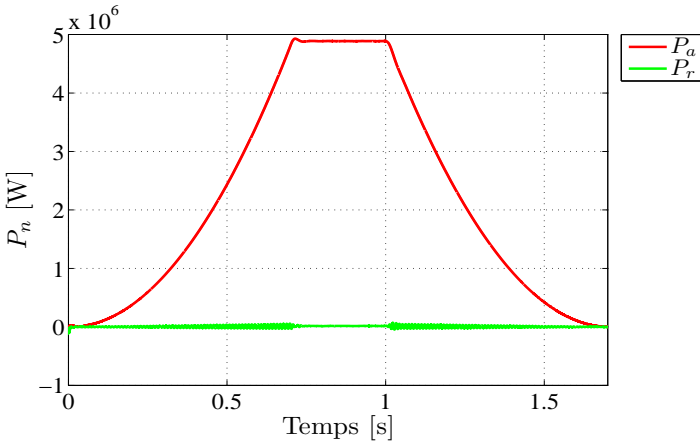


FIG. 6.39: Puissances active et réactive prélevées au réseau

6.6 Conclusion

Les études par simulation numérique ont permis de démontrer la validité des concepts et dimensionnements faits dans les chapitres précédents. Le système présenté au paragraphe 2.4.8 est parfaitement réalisable selon les résultats obtenus dans ce chapitre. Les possibilités de réalimentation ont également été étudiées. Deux types de chargeurs ont été considérés et leurs comportements respectifs ont été analysés et vérifiés par simulation. Il a été démontré que l'utilisation d'un redresseur à thyristors amène à prélever une puissance réactive environ deux fois plus importante que la puissance active prélevée au réseau. La solution pour éviter ce problème de consommation excessive de puissance réactive consiste en l'utilisation d'un redresseur actif. La puissance réactive prélevée au réseau reste alors quasiment nulle sur tout le cycle de fonctionnement.

Le chapitre suivant sera consacré à une vérification expérimentale qui permettra de confirmer les résultats de simulation.

CHAPITRE 7

Validation expérimentale

7.1 Généralités

Afin de valider les résultats obtenus par simulation, un modèle de convertisseur multiniveaux-série a été réalisé à échelle réduite. Il permet de vérifier la cohérence des simulations avec la réalité, mais également de démontrer la validité du principe de fonctionnement d'un tel système. Il sera ainsi prouvé que les stratégies de contrôle et de commande sont réalisables.

7.2 Choix du modèle expérimental

Objectif

Les constantes de temps et l'échelle de temps seront gardées identiques au système réel de manière à réaliser toutes les fonctions de contrôle et commande dans le temps imparti en réalité.

Valeurs réelles

Les électro-aimants du synchrotron à protons sont au nombre de 101. Chacun a une inductance de 9.09 mH et une résistance de 32 m Ω , ce qui représente une inductance totale de 0.909 H et une résistance de 0.3232 Ω . On applique à ces aimants un profil de courant prédéterminé illustré à la figure 2.10. Le temps de montée du courant est de 0.7 s. La tension d'alimentation totale est de l'ordre de 9 kV, le courant de plateau est d'environ 6 kA et la tension d'alimentation sur le plateau est d'environ 2 kV.

Analyse préliminaire

Une solution serait de réduire le courant et la tension d'un facteur 1000, mais la tension totale de 9 V serait beaucoup trop faible pour

faire fonctionner correctement le montage, surtout en regard des chutes de tension dans les éléments de puissance. Il serait possible de réduire d'un facteur 100 la tension et le courant. Cette méthode ne présente pas d'inconvénient a priori, elle sera donc étudiée comme première variante. Une autre variante crédible est la variante 2 qui utilise un rapport d'échelle 1/100 sur la tension et un facteur de 1/1000 sur le courant qui permet d'être à 6 A. Cette variante est étudiée plus loin.

Variante 1

Le courant et la tension sont réduits d'un facteur d'échelle de 1/100. Ce qui donne une tension totale de 90 V, un courant de 60 A et une chute de tension ohmique dans "les aimants" de 20 V. Cette chute de tension représente la chute maximum dans le système réel mise à l'échelle. Nous obtenons les résultats présentés au tableau 7.1. Il y a deux inconvénients à cette solution. Tout d'abord, un courant de 60 A nécessite un câblage relativement important et il est difficile de placer les éléments de puissance sur une carte imprimée. L'énergie à fournir à l'inductance est relativement élevée, ce qui se traduit par un nombre de condensateurs important. Cette solution ne sera pas retenue.

Variante 2

Variante 2a

On utilise une tension de 90 V et un courant de 6 A. Cela donne les résultats présentés dans le tableau 7.2. Cette solution présente l'avantage d'être dans une gamme de tension et de courant très facilement réalisable sur des circuits imprimés avec des éléments standard. De plus le nombre de condensateurs électrolytiques est très réduit. En revanche la valeur élevée de l'inductance présente un certain désavantage en terme de fabrication et de coût.

Tension d'alimentation de l'inductance :	90 V
Courant max :	60 A
Tension déchargée pour 1 cellule :	15 V
Tension chargée pour 1 cellule :	50 V
$R \cdot I$ max :	20 V
Inductance :	0.82 H
Résistance :	0.29 Ω
Énergie :	1'470 J
Capacité par cellule :	215'385 μF
Nb de condos électro par cellule :	4
Nb de condos électro total :	24

TAB. 7.1: Variante 1

Tension d'alimentation de l'inductance :	90 V
Courant max :	6 A
Tension déchargée pour 1 cellule :	15 V
Tension chargée pour 1 cellule :	50 V
$R \cdot I$ max :	20 V
Inductance :	8.17 H
Résistance :	2.90 Ω
Énergie :	147 J
Capacité par cellule :	21'538 μF
Nb de condos électro par cellule :	1
Nb de condos électro total :	6

TAB. 7.2: Variante 2a

Tension d'alimentation de l'inductance :	90 V
Courant max :	20 A
Tension déchargée pour 1 cellule :	15 V
Tension chargée pour 1 cellule :	50 V
$R \cdot I$ max :	20 V
Inductance :	2.45 H
Résistance :	0.87 Ω
Énergie :	490 J
Capacité par cellule :	71'795 μF
Nb de condos électro total :	2
Nb de condos électro par cellule :	12

TAB. 7.3: Variante 2b

Variante 2b

Cette variante diffère de la 2a par la valeur du courant, prise ici à 20 A, ce qui permet de diminuer la valeur de l'inductance. Les résultats obtenus sont présentés au tableau 7.3. On observe que l'inductance semble dans des limites réalisables surtout si on fait deux demi-inductances. Deux désavantages de cette variante sont le courant de 20 A qui demande une section de cuivre plus importante que pour 6 A et le nombre de condensateurs qui double par rapport à 2a.

Conclusion

Finalement, la variante 2a sera retenue, car les demies inductances de 4.3 H sont réalisables sans trop de problèmes. Elle présente l'avantage d'utiliser un courant assez faible. Il sera possible d'utiliser des composants montés sur un circuit imprimé déjà disponible.

7.3 Simulation

Avant de procéder à la réalisation et aux tests expérimentaux, une simulation de l'installation est effectuée. Le schéma de simulation est donné à la figure 7.1 et les valeurs des éléments au tableau 7.4.

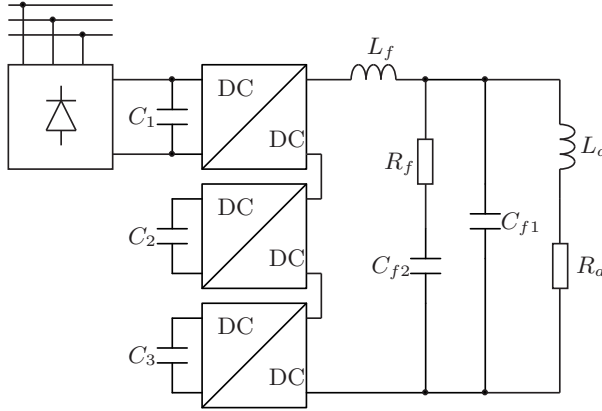


FIG. 7.1: Schéma de simulation

Élément	Valeur	Élément	Valeur
L_a	= 4.5 H	R_a	= 1.6 Ω
C_1	= 68 mF	C_{f1}	= $\frac{C_{f2}}{4}$
C_2	= 0.98 C_1	K_U	= 30
C_3	= 1.03 C_1	$K[1]$	= 400
L_f	= 4.8 mH	$K[2]$	= 0.1
R_f	= 10 Ω	$K[3]$	= -0.16
C_{f2}	= 282 μ F	$K[4]$	= 400
f_c	= 5 kHz		

TAB. 7.4: Valeurs des éléments

Les figures qui suivent illustrent les résultats de simulation. La figure 7.2 représente la consigne de courant ainsi que la valeur mesurée (simulée). La mesure suit la consigne fidèlement, ce qui permet de valider les performances du régulateur de courant. La tension de sortie est représentée à la figure 7.3. Les tensions des condensateurs sont illustrées à la figure 7.4. Il est surtout intéressant de constater la bonne cohésion des tensions des condensateurs flottants, sachant qu'une dissymétrie les affecte. Cela valide le procédé de balance des tensions. Les courbes de la figure 7.5 donnent l'allure de la puissance relative aux pertes. La courbe de la puissance est utilisée pour commander le premier convertisseur afin de fournir les pertes pour que les autres convertisseurs travaillent dans un environnement idéal.

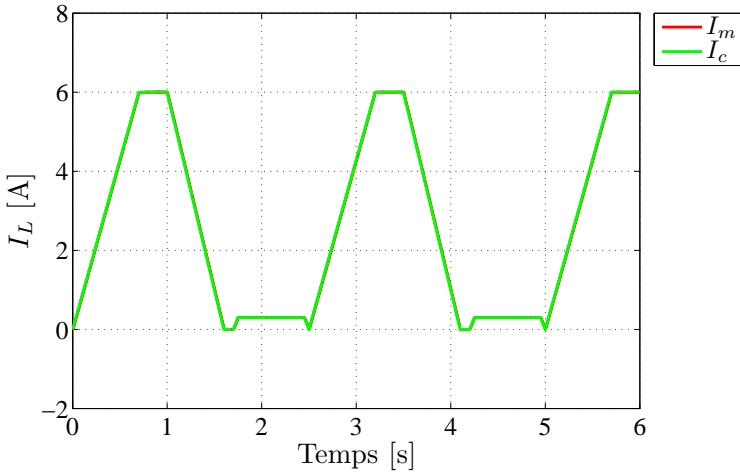


FIG. 7.2: Courant de consigne et courant mesuré

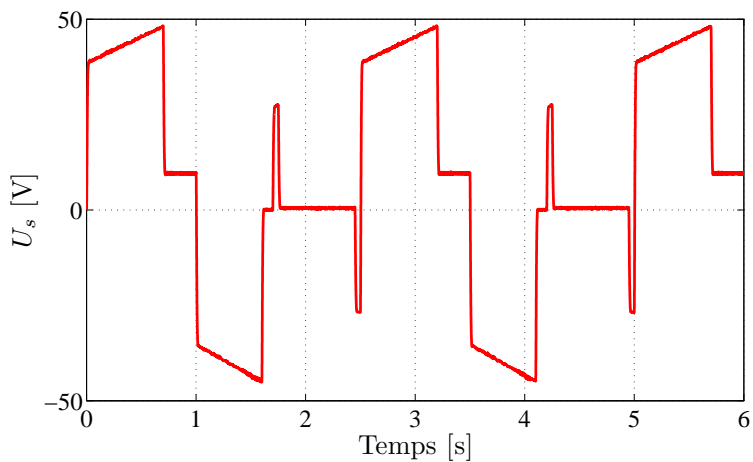


FIG. 7.3: Tension de sortie

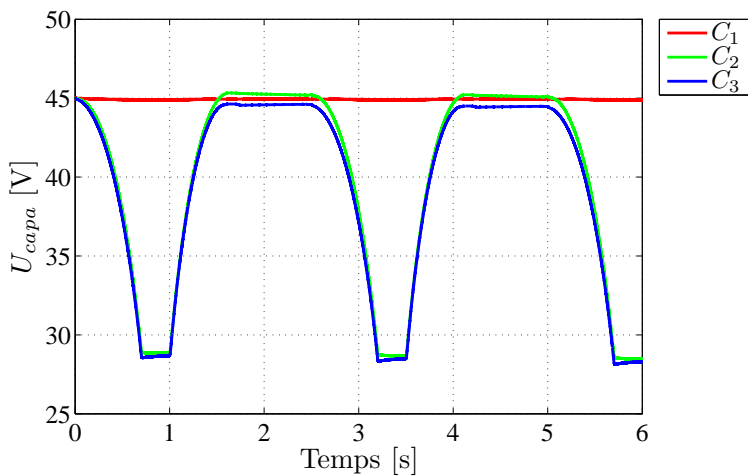


FIG. 7.4: Tensions des condensateurs

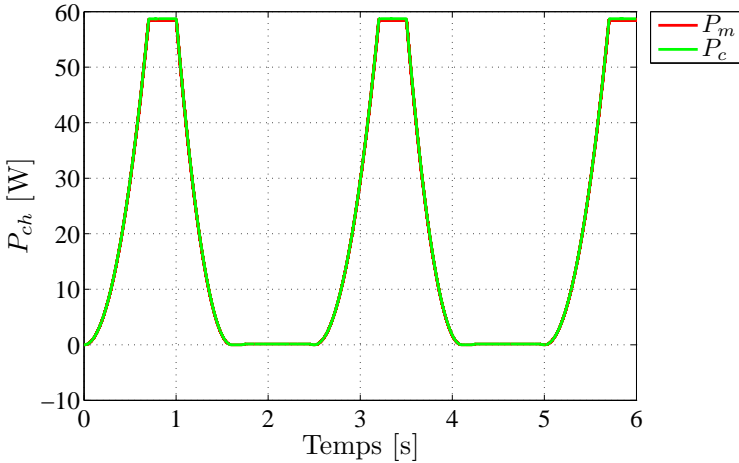


FIG. 7.5: Puissances de consigne et fournie

7.4 Réalisation

7.4.1 Généralités

La première étape de la réalisation de la maquette sera une demie alimentation. C'est-à-dire un ensemble de trois convertisseurs en série alimentant une demie inductance. Chaque convertisseur puisera son énergie dans un condensateur. Un seul des trois condensateurs sera alimenté à travers le réseau.

Trois condensateurs de $68'000 \mu\text{F}$ sont utilisés. Les convertisseurs sont des ponts en H à IGBTs. Les algorithmes de contrôle et de commande sont implantés dans une carte à DSP. La charge est une inductance de 4.5 H et de 1.6Ω . Le cahier des charges impose un passage à zéro du courant quelque part en fin de cycle, mais il est tout-à-fait possible de faire circuler un courant pendant la

phase d'attente du prochain cycle. Cela est nécessaire pour garder la charge des condensateurs flottants. Les cycles seront donc réalisés de cette manière, c'est-à-dire un bref passage à zéro à la fin de la décroissance du courant puis circulera un courant de faible valeur.

Afin de déterminer le courant qui doit circuler pendant la phase d'attente pour garantir la compensation des pertes, on utilise l'hypothèse qu'à un moment donné de cette phase les tensions des trois cellules sont égales. Il faut alors garantir que la tension appliquée à la charge soit suffisante pour faire circuler le courant voulu. Pour cela fixons le rapport cyclique minimal pour les cellules flottantes à -0.4. Ce qui laissera environ 15% de la tension pour régler le courant. Les pertes dans les convertisseurs à vide sont d'environ 3 W. Pour avoir une marge, la puissance sera donnée à 5 W. Pour chaque convertisseur des cellules flottantes il y a l'équation de tension 7.1. La tension d'état chargé des condensateurs flottants est de 45 V. Par conséquent, le courant nécessaire se déduit selon 7.2. Il faudra un courant d'au-moins 0.28 A. Par conséquent, un courant de 0.3 A, qui représente 5% du courant de flat top, sera utilisé.

$$P = D \cdot U \cdot I \quad (7.1)$$

$$I = \frac{P}{D \cdot U} = \frac{5W}{0.4 \cdot 45V} \simeq 0.28A \quad (7.2)$$

Le schéma de la réalisation du modèle expérimental est donné à la figure 7.6. Les trois convertisseurs DC/DC sont réunis sur une même carte, similaire à celle présentée dans [29]. Ils sont commandés par une carte à DSP qui réalise toutes les fonctions de calculs et de réglage ainsi que les modulateurs. Cette carte permet d'afficher des informations sur le PC. Elle est également commandable à partir du PC. Une carte d'interface reçoit toutes les mesures et effectue la mise en forme des signaux des mesures de manière à ce que les signaux soient compatibles avec la carte de contrôle. L'alimentation depuis le réseau est réalisée à l'aide d'un redresseur à diodes.

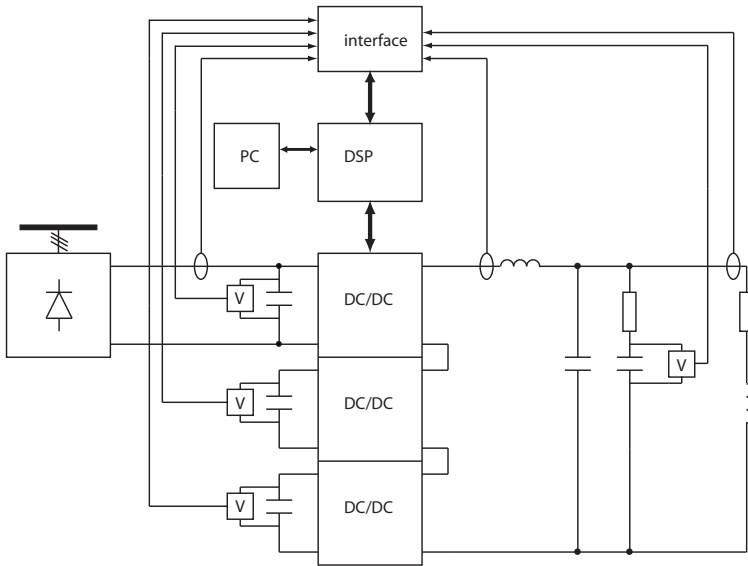


FIG. 7.6: Schéma du montage

Le montage réalisé est montré sur la photo de la figure 7.7. En haut de l'image se trouve la partie de contrôle, c'est-à-dire la carte à DSP et la carte d'interface. Il y a également les condensateurs de stockage et les convertisseurs DC/DC. Le filtre de sortie et les appareils de mesure se trouvent en bas de l'image. Le PC permettant de contrôler l'ensemble ne figure pas sur la photo. La charge R-L est illustrée sur la photo 7.8.

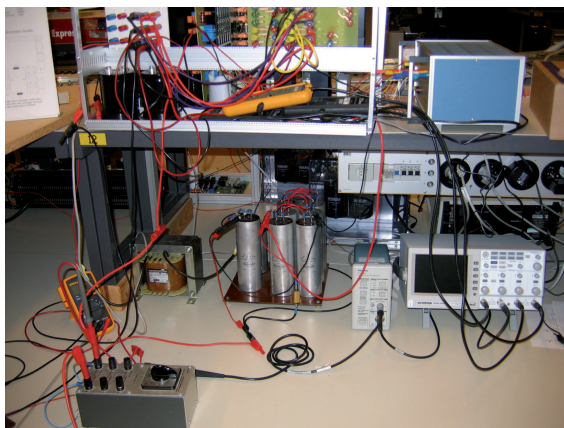


FIG. 7.7: Montage du modèle réduit

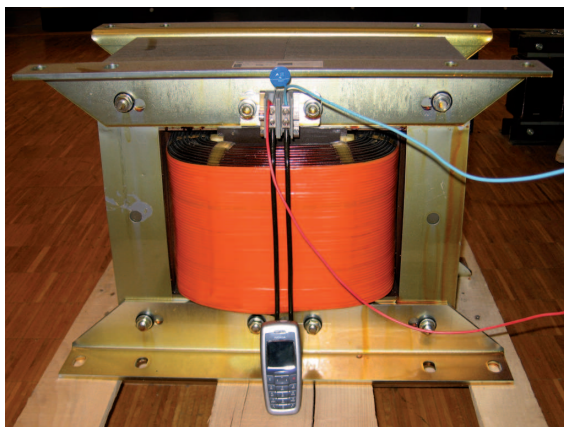


FIG. 7.8: Inductance de charge

La carte de puissance est réalisée selon le schéma de la figure 7.9. Il y a trois convertisseurs DC/DC avec deux blocs de drivers permettant d'attaquer les commandes des IGBTs. Les commandes à destination des drivers sont envoyées par la carte à DSP. Une photo de la carte de puissance est présentée à la figure 7.10. Les deux grands éléments blancs sont les drivers et les convertisseurs sont sous le radiateur.

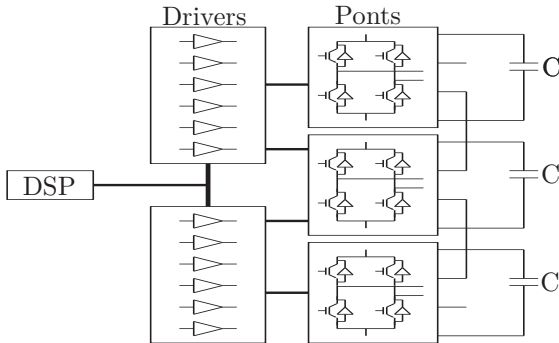


FIG. 7.9: Schéma de la carte de puissance regroupant drivers et ponts en H



FIG. 7.10: Photo de la carte de puissance

7.4.2 Mise sous tension

A partir d'un état d'arrêt prolongé de l'installation, les condensateurs flottants se trouvent à l'état de décharge totale. Ainsi, avant de commencer les cycles, il faudra établir les bonnes conditions initiales par une phase de précharge. Pour cela, on fait circuler un courant d'environ 10% du courant de flat-top jusqu'à ce que les condensateurs soient chargés. Ainsi le convertisseur alimenté par le réseau fournira la puissance nécessaire pour recharger les autres.

7.4.3 Estimation des pertes

Afin de prédire la puissance nécessaire à prélever sur le réseau pour compenser les pertes, une analyse avec Matlab a été effectuée. La puissance maximum des pertes est obtenue en tenant compte des pertes résistives dans l'inductance et des pertes dans les IGBTs. Le résultat est présenté au tableau 7.5.

Fréquence de commutation :	5	[kHz]
Courant flat top :	6	[A]
Pertes maximum du système :	133.5	[W]

TAB. 7.5: Pertes maximum du modèle expérimental

7.5 Mesures et analyses

7.5.1 Réalimentation en puissance

Un premier essai est effectué sur le modèle expérimental en utilisant les trois convertisseurs pour alimenter la charge, chacun avec son condensateur stockeur. Le convertisseur 1 est alimenté par le réseau à travers une résistance et un redresseur à diodes. Cette résistance

de 2Ω permet d'obtenir une puissance fournie par le réseau correspondante au profil de puissance nécessaire afin de fournir les pertes en temps réel. Les mesures suivantes sont obtenues sur des cycles de 6 A d'une période de 2.4 s, avec un temps de montée de 0.7 s. Le réglage de courant fonctionne de manière satisfaisante selon la figure 7.11.

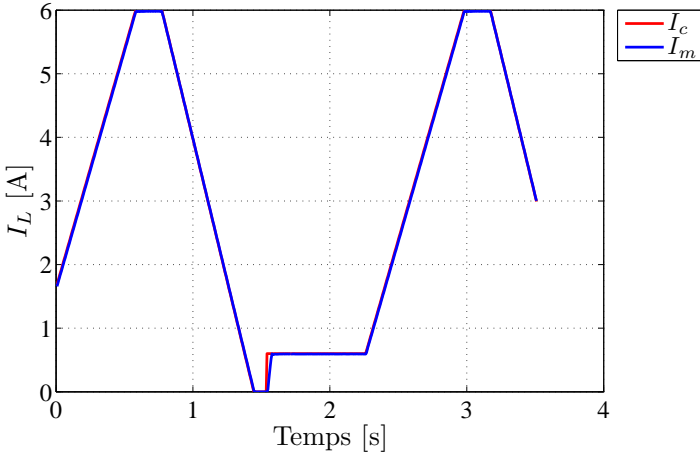


FIG. 7.11: Consigne et courant mesuré

La figure 7.12 illustre l'allure de la tension à la sortie du filtre ; tension qui est appliquée à la charge. On remarque clairement les 4 zones de fonctionnement. La première est la phase d'injection du courant dans la charge. Ensuite vient la phase à courant constant puis la décroissance du courant dans la charge. Enfin, on remarque le pic de tension lorsque le courant remonte de 0 A à 0.3 A. La tension diminue vers la fin de la phase de croissance du courant contrairement à ce qui était obtenu par simulation. Cela s'explique par une saturation de l'inductance.

Les tensions des capacités de stockage sont illustrées à la figure 7.13.

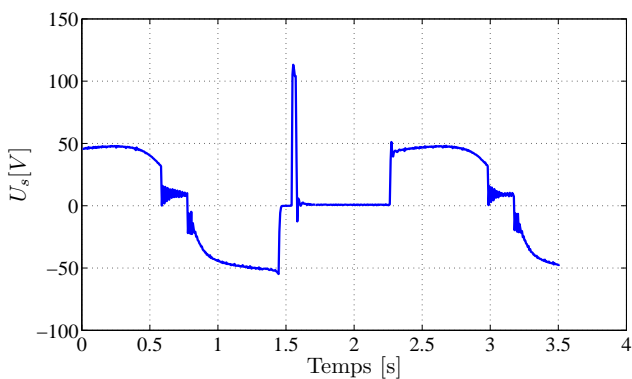


FIG. 7.12: Tension en sortie de filtre

Une différence entre les tensions des condensateurs flottants et de celui alimenté subsiste lors des phases d'attente. Grâce au réglage, cette différence est fortement réduite dans la phase active du cycle.

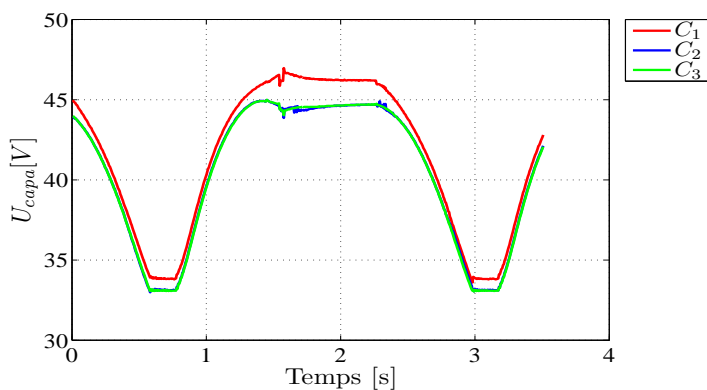


FIG. 7.13: Tension des capacités de stockage

La puissance fournie par le réseau est représentée à la figure 7.14. La puissance P_c est la puissance de consigne nécessaire pour couvrir les pertes. La puissance P_m est la puissance mesurée qui est transférée depuis le réseau. Malgré l'absence de redresseur contrôlé, avec un choix judicieux de la résistance, la puissance fournie depuis le réseau correspond bien à la puissance nécessaire.

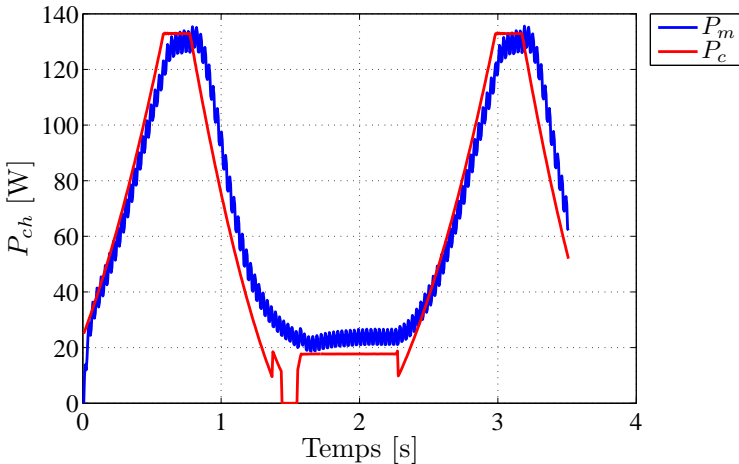


FIG. 7.14: Puissances échangées

Les rapports cycliques de commande des convertisseurs sont donnés à la figure 7.15. Ils varient entre 0 et 1, 0.5 est la valeur pour laquelle la tension moyenne en sortie est nulle. Le rapport cyclique D_1 est toujours supérieur aux autres, car c'est par ce convertisseur que transite la puissance fournie par le réseau. Il est également intéressant de constater que les rapports cycliques D_2 et D_3 diffèrent l'un de l'autre par endroit. Selon les courbes de la figure 7.13, les tensions des condensateurs flottants C_2 et C_3 sont très proches l'une de l'autre. Des rapports cycliques différents et des tensions égales prouvent que l'algorithme d'équilibrage des tensions fonctionne.

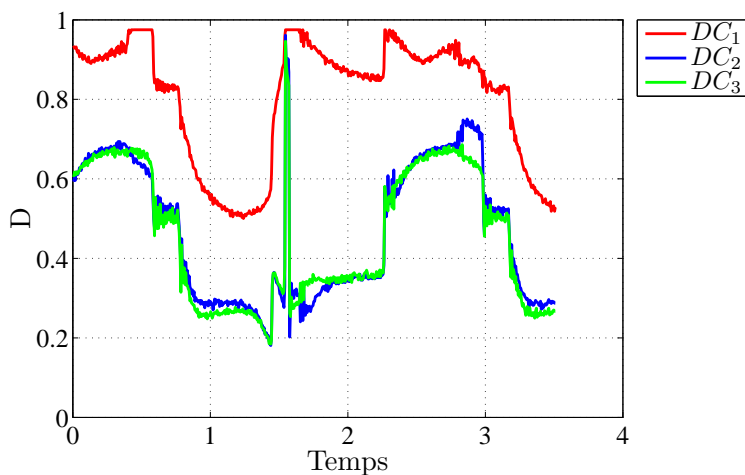


FIG. 7.15: Rapports cycliques des 3 convertisseurs

7.5.2 Réalimentation par redresseur à diodes

Un des trois convertisseurs est alimenté par un redresseur à diodes. Cela permet de réduire la taille de sa capacité d'entrée, car celle-ci ne doit plus jouer un rôle de stockeur. Ce convertisseur est commandé en puissance de manière à fournir, à chaque instant, les pertes du système. Les deux autres convertisseurs fourniront l'énergie à la charge inductive, qu'ils récupéreront à la décharge de l'inductance. La figure 7.16 illustre la qualité du réglage du courant dans l'inductance. La tension aux bornes du condensateur de lissage du premier convertisseur est relativement constante. Les tensions aux bornes des deux condensateurs de stockage fluctuent de la même manière. Cela démontre l'efficacité de l'algorithme d'équilibrage des tensions. Ces courbes sont illustrées à la figure 7.17. Les tensions des condensateurs de stockage sont constantes lors du flat-top, car la puissance équivalente aux pertes est fournie par le premier convertisseur.

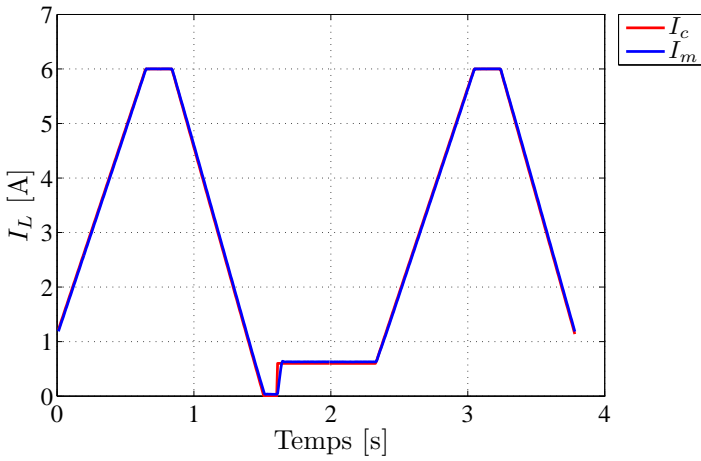


FIG. 7.16: Courant de consigne et courant mesuré

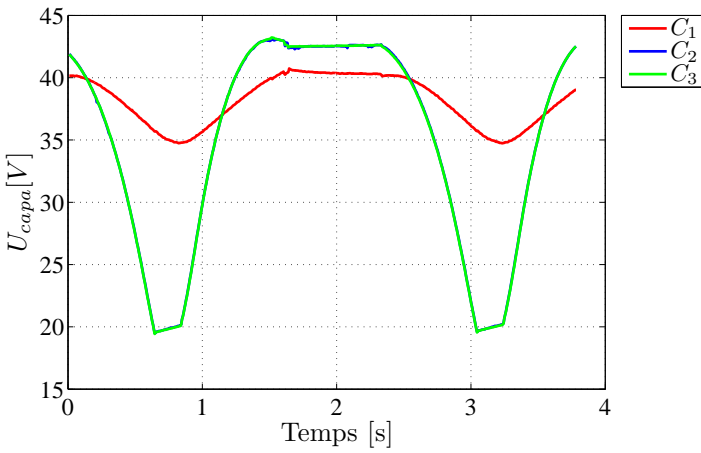


FIG. 7.17: Tension des condensateurs

Le premier convertisseur est réglé en puissance, la consigne étant la puissance perdue dans le système à chaque instant. Cette consigne ainsi que la mesure de puissance sont données à la figure 7.18.

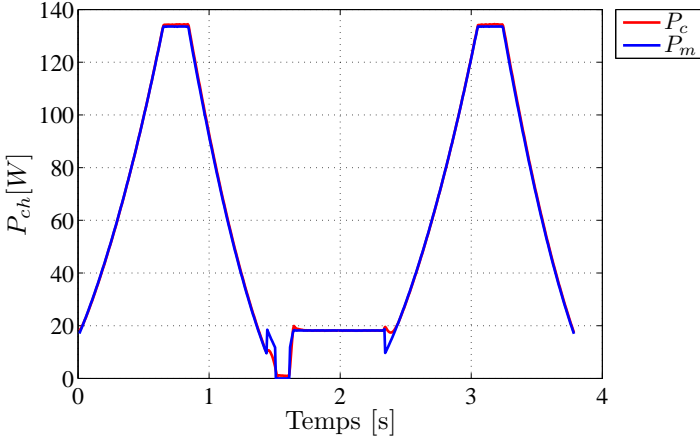


FIG. 7.18: Puissance de consigne et mesure

Les rapports cycliques des différents convertisseurs sont représentés à la figure 7.19. On constate en premier lieu que le rapport cyclique du premier convertisseur présente une allure trapézoïdale pendant le cycle. En effet, ce convertisseur fournit les pertes du système en tout instant. Le rapport cyclique D_1 est grand pendant la phase d'attente du cycle à cause du faible courant qui circule dans la charge. En ce qui concerne les rapports cycliques des deux autres convertisseurs, on distingue quatre plages de fonctionnement. La première se situe dans des valeurs élevées de rapports cycliques. C'est la phase de croissance du courant dans l'inductance. Durant le flat-top, les rapports cycliques sont très proches de 0.5, car les pertes sont fournies exclusivement par le convertisseur voué à cette tâche. Vient ensuite la phase de décroissance du courant, où les rapports cycliques sont négatifs afin de prélever de la puissance à la charge. La dernière étape

est la phase d'attente du prochain cycle avec un faible courant. On constate que les rapports cycliques sont légèrement inférieurs à 0.5 afin de compenser les pertes des convertisseurs et les décharges parasites des condensateurs de stockage.

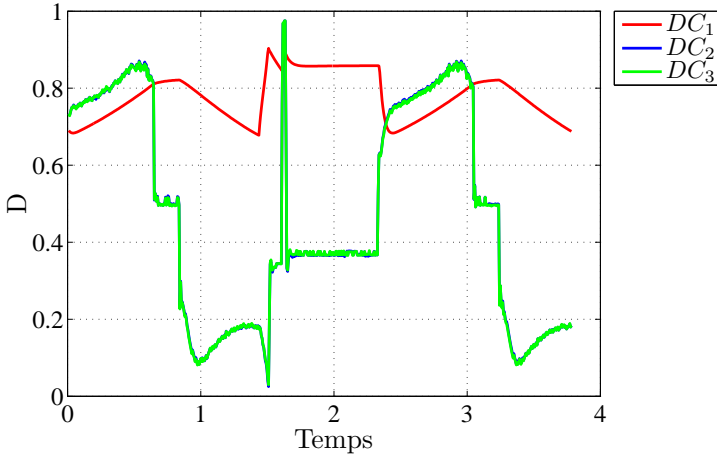


FIG. 7.19: Rapports cycliques des 3 convertisseurs

7.6 Conclusion

Un modèle expérimental à échelle réduite a été réalisé et utilisé pour démontrer pratiquement la validité des concepts énoncés dans les chapitres précédents. Des mesures sur un système composé de trois convertisseurs et d'un redresseur de réalimentation ont été effectuées. Elles attestent de la faisabilité d'une telle alimentation en pratique. En particulier, le principe d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants est démontré. Cette fonctionnalité comprend aussi la notion de transfert d'énergie d'une cellule alimentée à une cellule

non-alimentée. La vérification expérimentale a permis, en plus de la maîtrise du régime nominal pulsé, de démontrer le principe de fonctionnement spécifique d'un démarrage à froid d'un convertisseur multiniveaux-série et de la précharge des cellules non-alimentées. La vérification expérimentale a permis aussi d'évaluer les contraintes sur un système de réglage numérique hybride, utilisant simultanément un calculateur rapide (DSP) et un circuit logique programmable (FPGA). L'ensemble des fonctions de modulation de chaque cellule du convertisseur multiniveaux-série à pulsation décalée a été implémenté au niveau du circuit programmable et les fonctions de réglage et commande dans le calculateur rapide.

CHAPITRE 8

Conclusion et perspectives

8.1 Travail effectué

Le but du présent travail de thèse était d'étudier et de synthétiser un nouveau principe d'alimentation à stockage intégré en utilisant des convertisseurs multiniveaux-série. L'étude a pour cadre une collaboration entre le LEI et le CERN avec comme application l'alimentation d'un synchrotron à protons. L'alimentation des aimants de guidage de cette installation requiert une puissance pulsée sur les cycles de fonctionnement. Différentes possibilités pour réaliser une telle alimentation ont été passées en revue ainsi que le cheminement menant à la proposition originale retenue. Cette dernière, qui est basée sur un stockage capacitif, apparaît comme une solution avantageuse en comparaison des autres possibilités considérées telles qu'une alimentation connectée au réseau 400 kV ou une alimentation à stockage intégré par SMES. La solution à stockage capacitif a été retenue, car elle présente l'avantage d'être basée sur des techniques éprouvées et plus faciles à mettre en oeuvre.

La solution élaborée pour l'alimentation à stockage capacitif est basée sur une mise en série de convertisseurs. Ce principe répond bien à la demande élevée en tension d'alimentation des aimants qui dépasse largement les valeurs maximales caractéristiques des dispositifs à semiconducteurs disponibles sur le marché. De plus, cette topologie permet d'obtenir une modularité du système avec de la redondance de manière à accroître la disponibilité et diminuer les temps d'intervention en cas de panne. Il s'agit d'un montage à convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée. L'utilisation de convertisseurs à pulsation décalée présente la propriété d'augmenter la fréquence de pulsation résultante en sortie de l'alimentation et par conséquent permet de réduire les éléments de filtrage.

Comme tout système physique est soumis à des pertes énergétiques, il est nécessaire de définir un concept de réalimentation. Une solution économique selon laquelle un nombre restreint de cellules capacitives sont alimentées à partir du réseau est considérée. Dans ce sens,

une proposition originale de ce travail est d'établir un concept de réglage de la puissance d'apport par action sur les convertisseurs de réalimentation appelés "chargeurs".

Nous avons établi les stratégies de commande et de réglage de la solution d'alimentation, notamment le réglage du niveau de charge des condensateurs flottants. Ces derniers nécessitent un équilibrage spécifique des niveaux de tension. Il s'agit d'un réglage symétrique totalement transparent pour la boucle principale de réglage du courant circulant dans la charge. Ce réglage permet un transfert de puissance d'un banc de stockage à un autre de manière automatique et est également utilisé afin de répartir la puissance fournie par les chargeurs sur les bancs de stockage.

Une étude sur les redresseurs de réalimentation ainsi que leurs réglages spécifiques a été effectuée. Cela a permis de déterminer la meilleure solution entre redresseur à thyristors et redresseur à pulsation. Au vu du profil de tension des condensateurs qui sont chargés et déchargés périodiquement, on préférera un redresseur à pulsation afin de limiter la consommation de puissance réactive.

Nous avons établi les lois de commande qui gèrent le transfert d'énergie entre les différentes cellules de stockage, la charge et le réseau d'alimentation. Cela représente une partie importante et originale de ce travail. Il s'agit de stratégies de commande génériques qui peuvent être utilisées pour tout système modulaire tel que présenté dans ce document. Elles permettent en particulier, l'utilisation de cellules non-alimentées dans une chaîne multiniveaux.

Nous avons étudié les propriétés dynamiques des convertisseurs multiniveaux à pulsation décalée de manière à affiner le modèle équivalent de cet organe de commande. Grâce à ce nouveau modèle, il est théoriquement possible de gagner en dynamique de réglage en utilisant un montage à convertisseurs multiniveaux-série à pulsation décalée au lieu d'un convertisseur simple. Il est montré qu'en pratique cela est difficilement réalisable pour deux raisons. Premièrement, l'organe de commande réel est saturable et

deuxièmement, l'implémentation d'un régulateur PID pose toujours quelques difficultés au niveau du terme dérivateur. En revanche, cela reste très intéressant pour réduire les fluctuations de réponse indicielle lorsque les sauts de consigne sont imposés aléatoirement sur l'échelle du temps. En effet, le retard à la commande est réduit et la réponse de l'organe de commande complet est mieux modélisée. Cette contribution permet d'étendre les théories développées pour le dimensionnement pseudo-continu de régulateurs échantillonnés aux convertisseurs multiniveaux-série. Cela permet de mieux dimensionner les régulateurs et ainsi d'obtenir de meilleures performances.

Une étude par simulation a été menée afin de démontrer la faisabilité du principe d'alimentation à stockage capacitif à condensateurs flottants. Les stratégies de réglage et de commande ont été vérifiées. Cela a permis de valider le concept complet.

Enfin, une installation à échelle réduite a été réalisée de manière à avoir une vérification expérimentale des concepts énoncés et plus particulièrement des stratégies de réglage. Par différents relevés de mesures, la faisabilité d'une telle alimentation a été démontrée.

Un brevet sur ce concept d'alimentation a été déposé conjointement entre l'EPFL et le CERN, [30].

8.2 Perspectives

Ce travail de thèse a permis de démontrer la faisabilité d'une alimentation à stockage capacitif utilisant des condensateurs flottants pour l'alimentation d'équipement qui requièrent une puissance pulsée, plus particulièrement pour le cas concret du synchrotron à protons du CERN. Cette institution se dirige maintenant vers la réalisation de cette alimentation. La topologie d'alimentation étudiée dans ce travail présente également un intérêt réel pour tout équipement requérant une alimentation à puissance pulsée comme par exemple les systèmes d'imagerie biomédicale ou les laminoirs. Il serait judicieux d'étudier plus en détail les besoins et spécificités énergétiques de ces équipements afin d'évaluer concrètement l'intérêt que représente la solution à stockage intégré pour ces applications.

Réalisation de l'alimentation

À l'instant de la rédaction finale de ce mémoire de thèse, l'information nous arrive sur la décision de réaliser un système complet devant remplacer rapidement l'alimentation actuelle du synchrotron. Le recours au concept d'alimentation par convertisseur multiniveaux à stockage intégré est une vraie reconnaissance de la valeur du concept décrit dans ce travail.

Pour la réalisation de cette alimentation, il reste de nombreux défis à relever. Les protections des éléments ainsi que la sécurité environnante doivent être étudiées soigneusement en cas d'avarie. Pour une installation finale, le dimensionnement du filtre demande à être revu en fonction des paramètres exacts du système, comme par exemple la fréquence de pulsation résultante choisie par l'industrie exécutive. Un point important lors de l'utilisation de convertisseurs montés en parallèle est l'optimisation des inductances de sortie. A ce niveau, il existe plusieurs manières de commander des onduleurs en parallèles et il sera intéressant de quantifier les avantages apportés par une pulsation décalée des convertisseurs montés en parallèles. Les induc-

tances de mise en parallèle peuvent présenter un volume et un poids très important. Dans ce sens, l'étude pour l'utilisation d'inductances couplées représente un chapitre intéressant et nécessaire. Une possibilité à explorer serait d'étudier l'impact sur les coûts finaux du nombre de cellules choisi. En particulier, l'augmentation du nombre de cellules permettra de réduire les éléments de filtrage.

Convertisseurs multiniveaux asymétriques

Les exigences en termes d'ondulation résiduelle sur le courant circulant dans les aimants et par conséquent sur l'ondulation de tension en sortie sont très élevées, de l'ordre du ppm sur le courant. Grâce au convertisseur multiniveaux à pulsation décalée, le filtre sur la tension de sortie est simplifié et est réduit par rapport à la solution à convertisseurs de courant à thyristors. Néanmoins, les performances pourraient encore être améliorées par l'utilisation de convertisseurs multiniveaux asymétriques. Une étude basée sur la thèse [29] afin d'étudier la possibilité d'utiliser un design asymétrique ainsi que l'impact tant sur la performance en terme d'ondulation résiduelle que sur le coût et la complexité serait une contribution intéressante.

Observateurs de tension

La structure d'alimentation à stockage capacitif telle que présentée dans le présent travail nécessite pour sa commande une mesure de toutes les tensions des bancs de condensateurs. Lors de l'utilisation de convertisseurs multiniveaux-série, le potentiel de connexion pour les mesures peut s'avérer problématique. De plus, cela engendre un coût et une complexité de réalisation. Partant du travail de thèse [31], il pourrait s'avérer utile d'étudier la possibilité de réaliser un observateur pour la tension des condensateurs flottants afin de s'affranchir d'une mesure directe. Il serait nécessaire d'étudier le fonctionnement et la convergence de ces observateurs lorsque la tension aux bornes des condensateurs fluctue de manière importante.

Suite du travail en laboratoire

Bien que les avantages de l'utilisation de redresseurs commandés aient été mis en évidence dans ce travail, il serait intéressant d'équiper le modèle expérimental du LEI et de procéder à l'implémentation des boucles de réglage associées. D'autre part, une étude sur le modèle expérimental afin de confirmer les énoncés sur les propriétés dynamiques des convertisseurs multiniveaux-série serait intéressante et il serait alors possible de confronter les topologies série et parallèle.

Sur la base de travaux déjà effectués au LEI, la solution duale correspondant à un stockage magnétique (SMES) devrait être implémentée dans le modèle expérimental, ainsi que les stratégies de réglage associées. Pour cela, une étude est en cours afin de réaliser un SMES virtuel à partir d'une inductance standard avec une électronique associée permettant de compenser en tout temps la chute de tension résistive dans cette bobine.

Table des figures

1.1	Plan des accélérateurs du CERN, tiré de [1]	9
1.2	Tension, courant et puissance lors d'un cycle, tiré de [1]	10
1.3	Schéma équivalent d'un aimant du PS	11
1.4	Alimentation actuelle du PS utilisant des convertisseurs à thyristors et un groupe tournant pour le stockage	12
1.5	Montages d'alimentation possibles avec une connexion directe au réseau 400 kV	14
1.6	Montage avec compensateur de puissance réactive . . .	15
1.7	Densités d'énergie et de puissance de différents stockeurs d'énergie, tiré de [9]	17
2.1	Fonctionnement de l'accumulateur à volant d'inertie .	22
2.2	Alimentation d'un condensateur	23
2.3	Charge et décharge de l'accumulateur capacitif	24
2.4	Convertisseurs élémentaires	25
2.5	Chaîne de conversion élémentaire complète	25
2.6	Convertisseur élémentaire avec stockage au circuit intermédiaire	26
2.7	Alimentation avec stockage au circuit intermédiaire . .	27

2.8	Alimentation à circuit intermédiaire à tension constante	29
2.9	Alimentation à circuits intermédiaires flottants et un banc alimenté	29
2.10	Schéma du système d'alimentation proposé	31
2.11	Alimentation d'une bobine	33
2.12	Structure d'alimentation d'un accumulateur inductif .	34
2.13	Charge et décharge de l'accumulateur inductif	34
2.14	SMES ajouté à l'installation actuelle	35
2.15	SMES connecté au bus continu	36
2.16	SMES et convertisseurs répartis	37
3.1	Schéma de l'alimentation	41
3.2	Schéma du filtre	45
3.3	Diagramme de Bode du filtre complet	47
3.4	Schéma de simulation du filtre	48
3.5	Ondulation de tension	48
3.6	Ondulation de courant	49
4.1	Schéma de réglage comprenant : régulateur de courant principal R_i , régulateur d'équilibrage de courant R_{ei} et de tension R_{eu} pour le système S	53
4.2	Réglage de puissance	53
4.3	Courant et pertes ohmiques durant un cycle de fonctionnement du synchrotron	54
4.4	Schéma global du réglage	55
4.5	Modèle du système utilisé pour le dimensionnement du réglage d'état	57
4.6	Diagramme structurel du dispositif de commande . . .	62

4.7	Diagramme structurel de la commande linéarisée . . .	63
4.8	Schéma de simulation	64
4.9	Diagramme structurel de la commande linéarisée . . .	64
4.10	Illustration de l'effet d'une linéarisation de commande sur le courant de sortie et le rapport cyclique	65
4.11	Schéma du système de réglage par cellule	67
4.12	Equilibrage des tensions	68
4.13	Synthèse du régulateur dans le diagramme de Bode . .	69
4.14	Structure du réglage d'équilibrage des courants des convertisseurs d'une cellule	70
4.15	Schéma structurel du réglage d'équilibrage des tensions	71
4.16	Schéma structurel en régime perturbé	73
4.17	Diagramme structurel du réglage d'équilibrage des courants	77
4.18	Schéma de réglage de l'alimentation du réseau	79
5.1	Diagramme structurel du système de réglage complet avec le régulateur G_R , l'organe de commande G_{cm} et le système G_S	83
5.2	Diagramme de Bode du système en boucle ouverte . .	84
5.3	Temps de retard à la commande	85
5.4	Dépassement maximum en fonction de $\frac{T_{cm}}{T_i}$	87
5.5	Réponse théorique	89
5.6	Schéma de simulation pour un seul convertisseur . . .	90
5.7	Réponses aux sauts de consigne	91
5.8	Sauts de consigne décalés	92
5.9	Réponse indicielle	93

5.10	Tension de consigne, tension de sortie en rampe et modèle de l'approximation de la tension de sortie . . .	94
5.11	Nouveau modèle de l'organe de commande	95
5.12	Schéma de simulation pour 3 convertisseurs	99
5.13	Réponses théoriques pour le cas avec 1 convertisseur et le cas à 3 convertisseurs entrelacés	100
5.14	Réponses réelles (organe de commande saturable) avec 3 convertisseurs entrelacés et des sauts de consigne décalés	101
5.15	Sauts de consigne décalés	101
6.1	Diagramme de Bode pour l'équilibrage de tension . . .	105
6.2	Diagramme de Bode pour l'équilibrage de courant . .	105
6.3	Schéma de simulation à 3 cellules	106
6.4	Schéma du système à 6 convertisseurs	108
6.5	Tension, courant de sortie et courant mesuré pour un système à 3 convertisseurs en phase	110
6.6	Tensions des condensateurs pour un système à 3 convertisseurs en phase	110
6.7	Tensions de sortie des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase	111
6.8	Tensions de sortie (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase	111
6.9	Tension de sortie totale des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase	112
6.10	Tension de sortie totale (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs en phase	112
6.11	Tension, courant de sortie et courant mesuré pour un système à 3 convertisseurs entrelacés	113

6.12	Tensions de sortie des convertisseurs (zoom) pour un système à 3 convertisseurs entrelacés	114
6.13	Tension de sortie totale des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs entrelacés	114
6.14	Tension de sortie totale (zoom) des convertisseurs pour un système à 3 convertisseurs entrelacés	115
6.15	Tension de sortie totale des convertisseurs sans équilibrage pour un système à 3 convertisseurs entrelacés	115
6.16	Tension, courant de sortie et courant mesuré pour le cas à 6 cellules sans réalimentation	116
6.17	Tensions des condensateurs de stockage pour le cas à 6 cellules sans réalimentation	117
6.18	Courant de sortie, courant mesuré et tension de sortie pour le système à 6 convertisseurs	118
6.19	Tensions des condensateurs pour le système à 6 convertisseurs	118
6.20	Puissance de consigne et puissance prélevée du réseau pour le système à 6 convertisseurs	119
6.21	Rapports cycliques des convertisseurs (zoom) pour le système à 6 convertisseurs	119
6.22	Courant, tension de sortie et courant mesuré	120
6.23	Tensions des condensateurs	121
6.24	Puissance de consigne et puissances fournies par les convertisseurs 1 et 4 (CH_1 et CH_4)	121
6.25	Schéma de simulation pour le montage à redresseurs à thyristors	122
6.26	Diagramme structurel de réglage pour l'étude des chargeurs	123

6.27	Diagramme structurel du système de chargeur avec sa commande associée	125
6.28	Tension en sortie des ponts	126
6.29	Tension et courant de sortie des ponts de thyristors	127
6.30	Angle de retard à l'amorçage	127
6.31	Puissance demandée au chargeur	128
6.32	Puissances active et réactive du réseau prélevées par les ponts de thyristors	129
6.33	Schéma du redresseur actif	131
6.34	Schéma du redresseur actif	131
6.35	Schéma de régulation en puissance du redresseur actif	132
6.36	Diagramme structurel du système de réglage du courant dans les inductances du réseau	132
6.37	Tension et courant du condensateur de stockage et courant des aimants	134
6.38	Courants des inductances du réseau	134
6.39	Puissances active et réactive prélevées au réseau	135
7.1	Schéma de simulation	142
7.2	Courant de consigne et courant mesuré	143
7.3	Tension de sortie	144
7.4	Tensions des condensateurs	144
7.5	Puissances de consigne et fournie	145
7.6	Schéma du montage	147
7.7	Montage du modèle réduit	148
7.8	Inductance de charge	148

7.9	Schéma de la carte de puissance regroupant drivers et ponts en H	149
7.10	Photo de la carte de puissance	149
7.11	Consigne et courant mesuré	151
7.12	Tension en sortie de filtre	152
7.13	Tension des capacités de stockage	152
7.14	Puissances échangées	153
7.15	Rapports cycliques des 3 convertisseurs	154
7.16	Courant de consigne et courant mesuré	155
7.17	Tension des condensateurs	155
7.18	Puissance de consigne et mesure	156
7.19	Rapports cycliques des 3 convertisseurs	157

Liste des tableaux

3.1	Dimensionnement avec une seule capacité en série . . .	44
3.2	Dimensionnement avec 2 capacités en série	44
3.3	Valeurs pour la simulation du filtre	45
5.1	Valeurs utilisées pour le système à un convertisseur . .	90
5.2	Tableau des valeurs pour le système à 3 convertisseurs	98
6.1	Valeurs pour la simulation à 3 cellules	107
6.2	Valeurs pour la simulation à 6 cellules	107
6.3	Valeurs des éléments de simulation	123
6.4	Valeurs des éléments de simulation	131
7.1	Variante 1	140
7.2	Variante 2a	140
7.3	Variante 2b	141
7.4	Valeurs des éléments	142
7.5	Pertes maximum du modèle expérimental	150

Bibliographie

- [1] F. Bordry, “Power converters for particle accelerators,” in *EPE*, (Dresden), 2005.
- [2] O. Bayard, *La nouvelle alimentation de l’aimant du synchrotron à protons du CERN*. Genève : CERN (Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire), 1971.
- [3] F. Bordry, J.-P. Burnet, and F. Voelker, “Cern-ps main power converter renovation : How to provide and control the large flow of energy for a rapid cycling machine,” in *Particle Accelerator Conference*, 2005.
- [4] G. Séguier, R. Bausière, and F. Labrique, *Électronique de puissance*. Paris : Dunod, 8 ed., 2004.
- [5] J.-J. Simond and I.-M. Canay, “Large turbogenerators as high-power supply for plasma physics research,” in *ETZ archiv*, vol. 10, pp. 369–374, December 1988.
- [6] H. J. Boenig, J. B. Schillig, H. E. Konkel, P. L. Klingner, T. L. Petersen, and J. D. Rogers, “A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives,” *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 7, pp. 260–266, June 1992.
- [7] M. F. DeAnda, J. D. Boyes, and W. Torres, “Lessons learned from the puerto rico battery energy storage system,” *SAND99-2232 Unlimited Release*, September 1999.
- [8] T. Christen and M. W. Carlen, “Theory of ragone plots,” *Journal of power sources*, vol. 91, pp. 210–216, 2000.

- [9] B. Dutoit, “Superconducting magnetic energy storage : smes,” *Cours de supraconductivité, LANOS, EPFL*, 2007.
- [10] A. Rufer, “Solutions for storage of electrical energy,” *ANAE, Bressanone, Italy*, March 2003.
- [11] A. Rufer, “Modern power conversion for complementary energy storage,” *PEVD, London, UK*, October 1994.
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics, converters, applications and design*. USA : John Wiley and sons, inc., 3 ed., 2003.
- [13] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Large turbogenerators as high-power supply for plasma physics research,” in *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 49, pp. 724 – 738, August 2002.
- [14] J.-S. Lai and F. Z. Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” in *IEEE transactions on industry applications*, vol. 32, pp. 509 – 517, May 1996.
- [15] P. Hammond, “A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives,” in *IEEE transactions on industry applications*, vol. 33, pp. 202–208, January 1997.
- [16] M. Veenstra and A. Rufer, “Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives,” in *IEEE transactions on industry applications*, vol. 41, pp. 655–664, 2005.
- [17] N. P. Schibli, T. Nguyen, and A. C. Rufer, “A three-phase multilevel converter for high-power induction motors,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 13, September 1998.
- [18] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters : A survey of topologies, controls and applications,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, August 2002.
- [19] K. Corzine and Y. Familiant, “A new cascaded multilevel h-bridge drive,” *IEEE transactions on power electronics*, vol. 17, pp. 125–131, January 2002.

-
- [20] S. Nomura, T. Hagita, E. Koizumi, H. Tsutsui, S. Tsuji-Iio, and R. Shimada, "Back-to-back interconnection systems with energy storage," *IPEC, Niigata, Japan*, April 2005.
- [21] J. D. Rogers, H. J. Boenig, J. C. Bronson, D. B. Colyer, W. V. Hassenzahl, R. D. Turner, and R. I. Schermer, "30-MJ superconducting magnetic energy storage /SMES/ unit for stabilizing an electric transmission system," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 15, pp. 820–823, Jan. 1979.
- [22] R. Gehring, K.-P. Juengst, G. Kuperman, F. Bordry, J.-P. Burnet, and F. Voelker, "A smes-based power supply for accelerator magnets," *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 16, June 2006.
- [23] H. Bühler, *Réglage d'état, bases et compléments*. Lausanne : Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1 ed., 2003.
- [24] H. Bühler, *Convertisseurs statiques*. Lausanne : Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1 ed., 1991.
- [25] H. Bühler, *Électronique de réglage et de commande*. Lausanne : Presses Polytechniques Romandes, 3 ed., 1987.
- [26] H. Bühler, *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*. Lausanne : Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1 ed., 1997.
- [27] B. Destraz, Y. Louvrier, and A. Rufer, "High efficient interleaved multi-channel dc/dc converter dedicated to mobile applications," in *Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting*, vol. 5, pp. 2518–2523, October 2006.
- [28] F. Forest, E. Labourré, T. Meynard, and J.-J. Huselstein, "Multicell interleaved flyback using intercell transformers," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 22, September 2007.
- [29] J.-S. Mariéthoz, *Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande*. PhD thesis, École polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.

- [30] F. Bordry, J.-P. Burnet, C. Fahrni, and A. Rufer, “Dispositif d’alimentation d’une charge comprenant un stockage d’énergie intégré,” *Office Européen de Brevets, brevet EP-06 012 385.8*, Juin 2007.
- [31] A.-M. Lienhardt, *Étude de la commande et de l’observation d’une nouvelle structure de conversion d’énergie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

Curriculum Vitae

Claude Fahrni

Né le 15 mars 1980
Marié

Formation et expérience

- 2007 **Assistant de recherche & étudiant doctorant**
Laboratoire d'Électronique Industrielle, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse
- 2005-2006 **Bousier & étudiant doctorant**
Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN), Genève, Suisse et Laboratoire d'Électronique Industrielle, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse
- 2004 **Assistant de recherche**
Laboratoire d'Électronique Industrielle, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse
- 2004 **Diplôme d'ingénieur EPF en électricité**
École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse
- 1998 **Maturité fédérale**
Lycée cantonal de Porrentruy, Suisse

Langues

Français	Langue maternelle
Anglais	Bon niveau oral et écrit
Allemand	Niveau moyen

Publications

Brevet : F. Bordry, J.-P. Burnet, C. Fahrni, A. Rufer, *Dispositif d'alimentation d'une charge comprenant un stockage d'énergie intégré*, Office Européen de Brevets, brevet EP-06 012 385.8, Juin 2007

C. Fahrni, A. Rufer, F. Bordry, J.-P. Burnet. *A Multilevel Power Converter with Integrated Storage for Particle Accelerator*. Power Conversion Conference 2007, Nagoya, Japan.

C. Fahrni, A. Rufer, F. Bordry, J.-P. Burnet. *A novel 60 MW Pulsed Power System based on Capacitive Energy Storage for Particle Accelerators*, European Conference on Power Electronics 2007, Aalborg, Danemark.