

UNIVERSITÉ DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE EMSTU

Groupe de REcherche en Matériaux, Microélectronique,
Acoustique et Nanotechnologies (GREMAN)

THÈSE présentée par :

Cédric REYMOND

soutenue le : 24 octobre 2019

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université de Tours**

Discipline/ Spécialité : **Électronique**

**Conception d'une structure innovante de
convertisseur AC-DC de type Totem-pole
avec correction du facteur de puissance
Application aux chargeurs de batteries des véhicules
électriques**

THÈSE dirigée par :

M. LE BUNETEL Jean-Charles

Professeur, Université de Tours

RAPPORTEURS :

M. FERRIEUX Jean-Paul

Professeur, Université Grenoble Alpes

M. GINOT Nicolas

Professeur, Université de Nantes

JURY :

M. BENABDELAZIZ Ghafour

Docteur-Ingénieur, STMicroelectronics Tours

M. FERRIEUX Jean-Paul

Professeur, Université Grenoble Alpes

M. GINOT Nicolas

Professeur, Université de Nantes

M. IDIR Nadir

Professeur, Université de Lille

M. JACQUES Sébastien

Maître de conférences, Université de Tours

M. LE BUNETEL Jean-Charles

Professeur, Université de Tours

Remerciements

Ce travail a été effectué dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le laboratoire ASE (Application and System Engineering) de la société STMicroelectronics de Tours et le GREMAN (Groupe de REcherche en Matériaux, Microélectronique, Acoustique et Nanotechnologies) de l'université de Tours.

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury qui m'ont apporté la preuve de la qualité de mes travaux de recherche et donnent de la valeur à ma thèse. J'adresse mes plus sincères remerciements à Nadir IDIR d'avoir présidé ma soutenance de thèse. Je remercie Nicolas GINOT et Jean-Paul FERRIEUX d'avoir accepté le rôle de rapporteur. Cela a une valeur d'autant plus sentimentale car Jean-Paul est la personne qui m'a donné goût à l'électronique de puissance durant mon cursus universitaire.

Ma thèse n'aurait pas pu se dérouler sans l'implication, les conseils et les encouragements de mes encadrants. Je remercie infiniment Ghafour BENABDELAZIZ de m'avoir fait découvrir son domaine de recherche et qui a su me passionner durant près de 4 ans. C'est grâce à sa rigueur, sa motivation et surtout ses idées que la thèse a pu exister. Je voudrais également remercier Jean-Charles LE BUNETEL et Sébastien JACQUES de m'avoir aidé tant par leurs conseils techniques que par leurs encouragements. Ils ont tous les trois contribué à faire de moi ce que je suis aujourd'hui.

Un grand merci à l'ensemble de mes collègues du laboratoire ASE pour leur gentillesse, leur convivialité et avec qui j'ai passé d'agréables moments. Je n'oublie ni les pronostics sportifs avec Grecca, Fred, Romain et Benoit, ni les sorties annuelles à la guinguette organisées par Muriel, ni les afterworks place plum' avec Mathieu, Antoine et Amaury, ni les petits déjeuners à la cafétéria avec tout le monde...

Je remercie également tous mes collègues du GREMAN pour leur sympathie et leur accueil au sein du laboratoire. Une mention spéciale aux conférences passées avec Séb à Malaga et à Nancy.

Les soutiens n'ont pas été que professionnels, je voudrais aussi remercier tous ceux qui ont été là en dehors du laboratoire. À commencer par mes amis grenoblois. Un grand merci à Damien et aux deux Romain. Les fêtes au chalet, les repas « officiels », les vacances à Sérignan et les randonnées ont marqué ces quatre années. Je remercie également Bilel pour les petites escapades à Paris et à Tours durant les week-ends.

Je garde mes derniers remerciements pour ma famille qui m'a fourni depuis ma plus tendre enfance le soutien nécessaire à la construction de mon avenir donc merci à mes parents, à mes deux frères, à mes grands-parents, à mes tantes et à mes oncles...

Sommaire

Remerciements	3
Sommaire.....	5
Liste des tableaux.....	8
Liste des figures.....	9
Glossaire	14
Publications	17
Introduction générale	19
CHAPITRE 1 : Problématiques et enjeux de la gestion « intelligente » de l'énergie électrique - Intérêt du véhicule électrique	25
1.1. Contexte et problématiques de la gestion « intelligente » de l'électricité	29
1.1.1. Evolution de la consommation et de la production d'électricité en France	29
1.1.2. Intérêt des réseaux « intelligents » dans la gestion de l'électricité	33
1.2. Place du véhicule électrique dans la gestion « intelligente » de l'électricité	39
1.2.1. Introduction du véhicule électrique	39
1.2.2. Concepts V2H/V2G et stockage stationnaire	42
1.2.3. Gestion de la recharge des batteries.....	44
1.3. Proposition d'une topologie innovante de convertisseur AC-DC bidirectionnel.....	49
1.3.1. Limites des structures PFC existantes	49
1.3.2. Présentation d'une structure bidirectionnelle AC-DC de type PFC Bridgeless Totem-pole.....	58
1.3.3. Objectifs des travaux de recherche	59
1.4. Problématique de l'interconnexion des convertisseurs avec le réseau.....	60
1.5. Conclusions.....	63
CHAPITRE 2 : Limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC ..	65
2.1. Introduction.....	69
2.2. Gestion des courants d'appel.....	70
2.2.1. Analyse des solutions existantes.....	70
2.2.1.1. <i>Solution passive à base d'une résistance de puissance</i>	<i>70</i>
2.2.1.2. <i>Solution passive à base de thermistance.....</i>	<i>72</i>
2.2.1.3. <i>Solution passive utilisant une résistance associée à un interrupteur électromécanique</i>	<i>74</i>

2.2.1.4.	<i>Solution passive à base d'une résistance associée à des interrupteurs électroniques</i>	<i>75</i>
2.2.1.5.	<i>Synthèse des avantages et des inconvénients des solutions utilisées ..</i>	<i>76</i>
2.2.2.	Proposition d'une limitation active des courants d'appel à base d'un interrupteur statique.....	77
2.3.	Prédiction des courants d'appel.....	82
2.3.1.	Modélisation du convertisseur AC-DC	83
2.3.1.1.	<i>Modélisation des composants actifs de puissance</i>	<i>83</i>
2.3.1.2.	<i>Modélisation du condensateur de sortie</i>	<i>83</i>
2.3.1.3.	<i>Modélisation du filtre CEM.....</i>	<i>84</i>
2.3.1.4.	<i>Modélisation de l'impédance du réseau AC</i>	<i>84</i>
2.3.1.5.	<i>Modélisation du convertisseur lors des phases transitoires</i>	<i>85</i>
2.3.2.	Prédiction du courant maximal durant les phases transitoires	88
2.3.2.1.	<i>Loi de commande temporelle</i>	<i>88</i>
2.3.2.2.	<i>Loi de commande à courant maximal constant.....</i>	<i>94</i>
2.4.	Détermination de l'impédance du réseau AC.....	98
2.4.1.	Solutions existantes permettant de mesurer l'impédance du réseau AC.....	98
2.4.2.	Solution proposée utilisant la prédiction des courants d'appel	100
2.4.2.1.	<i>Méthodologie.....</i>	<i>100</i>
2.4.2.2.	<i>Utilisation d'un abaque de référence.....</i>	<i>100</i>
2.4.2.3.	<i>Validation expérimentale</i>	<i>102</i>
2.5.	Conclusions	103
CHAPITRE 3 : PFC Totem-pole avec limitation des courants d'appel : mise en œuvre et approche énergétique		105
3.1.	Introduction	109
3.2.	Structure choisie : PFC Totem-pole	109
3.2.1.	Principe général du PFC Totem-Pole utilisant des thyristors	110
3.2.1.1.	<i>Mode PFC</i>	<i>110</i>
3.2.1.1.1.	<i>Phases de fonctionnement</i>	<i>110</i>
3.2.1.1.2.	<i>Modélisation du fonctionnement PFC : principaux résultats</i>	<i>112</i>
3.2.1.2.	<i>Mode onduleur</i>	<i>113</i>
3.2.1.2.1.	<i>Phases de fonctionnement</i>	<i>113</i>
3.1.1.1.1.	<i>Modélisation du fonctionnement onduleur : principaux résultats ..</i>	<i>116</i>
3.1.2.	Particularités de fonctionnement de la structure	117

3.1.2.1.	<i>Pics de courant au changement de phase</i>	117
3.1.2.2.	<i>Référence de commande</i>	119
3.1.2.2.1.	Problématique de référence de commande	119
3.1.2.2.2.	Proposition d'un circuit à liaison capacitive.....	121
3.1.2.2.3.	Caractérisation du circuit proposé	124
3.2.	Bilan de puissance de la structure	127
3.2.1.	Analyse des pertes	129
3.2.1.1.	<i>Pertes par conduction dues au redressement</i>	129
3.2.1.2.	<i>Pertes dans les MOSFETs SiC</i>	130
3.2.1.2.1.	Phase de conduction commandée	130
3.2.1.2.2.	Phase de roue libre.....	130
3.2.1.3.	<i>Pertes dans le relais électromécanique</i>	131
3.2.2.	Comparaison énergétique des solutions.....	131
3.3.	Validation expérimentale	134
3.3.1.	Présentation du banc d'essai	134
3.3.2.	Discussion des mesures expérimentales	135
3.4.	Conclusions	138
	Conclusion générale	141
	Bibliographie	147
	Annexes	157
	Annexe A : Structure et fonctionnement des thyristors / Triacs	161
	Annexe B : Calculs des coefficients de l'équation différentielle.....	165
	Annexe C : Schéma de simulation du convertisseur AC-DC de type Totem-pole...	166
	Annexe D : Dimensionnement des composants passifs.....	168
	Annexe E : Dimensionnement de l'asservissement numérique.....	169
	Annexe F : Dimensionnement de la PLL-SRF numérique	175
	Résumé	178
	Abstract	178

Liste des tableaux

CHAPITRE 1 : Problématiques et enjeux de la gestion « intelligente » de l'énergie électrique - Intérêt du véhicule électrique

Tableau 1-1 : Comparatif des technologies de batteries à haute densité énergétique....38

Tableau 1-2 : Normes 80Plus sur les rendements $[\eta]$ des convertisseurs [33]49

Tableau 1-3 : Limites de la norme IEC 61000-3-2 pour les appareils de classe A.....50

Tableau 1-4 : Avantages et inconvénients des modes de conduction du PFC [38]53

Tableau 1-5 : Avantages et inconvénients des PFC monophasés avec et sans pont redresseur58

CHAPITRE 2 : Limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC

Tableau 2-1 : Avantages et inconvénients des solutions de limitation des courants d'appel.....77

CHAPITRE 3 : PFC Totem-pole avec limitation des courants d'appel : mise en œuvre et approche énergétique

Tableau 3-1 : Normes d'isolement EN60730-1123

Liste des figures

CHAPITRE 1 : Problématiques et enjeux de la gestion « intelligente » de l'énergie électrique - Intérêt du véhicule électrique

Figure 1-1 : Consommation d'électricité en France par secteurs d'activités [5]	30
Figure 1-2 : Évolution de la production brute d'électricité en France [5]	31
Figure 1-3 : Consommation hebdomadaire d'électricité en France [5]	32
Figure 1-4 : Production d'électricité en France du 04/01/2016 au 10/01/2016 [5]	32
Figure 1-5 : Production d'électricité en France du 04/07/2016 au 10/07/2016 [5]	33
Figure 1-6 : Gestion des flux énergétiques au sein d'un réseau électrique « intelligent » [10]	34
Figure 1-7 : Technologies dérivées du lithium-ion [13]	36
Figure 1-9 : Types de véhicules électriques : HEV, PHEV et BEV [20]	40
Figure 1-10 : Ventes annuelles mondiales des véhicules électriques [23]	41
Figure 1-11 : Illustration des concepts de V2H et de V2G	42
Figure 1-12 : Estimation de la capacité de stockage disponible liée à la seconde vie des batteries des véhicules électriques [29]	44
Figure 1-13 : Surconsommation d'électricité due aux véhicules électriques [30]	45
Figure 1-14 : Utilisation du véhicule électrique pour lisser la consommation électrique journalière [30]	45
Figure 1-15 : Classification des chargeurs de batteries des véhicules électriques	47
Figure 1-16 : Types de recharge des batteries des véhicules électriques	48
Figure 1-17 : Rappels sur le triangle des puissances pour une installation électrique ..	51
Figure 1-18 : Vue d'ensemble d'un chargeur de batteries d'un véhicule électrique	52
Figure 1-19 : Topologies de type PFC avec pont redresseur : (a) PFC-Boost ; (b) PFC-Boost entrelacé ; (c) PFC-Boost à interrupteur bidirectionnel	54
Figure 1-20 : Topologies de type PFC sans pont redresseur : (a) PFC Bridgeless Semi-Boost ; (b) PFC Bridgeless Totem-pole ; (c) PFC Bridgeless Pseudo Totem-pole	55
Figure 1-21 : Problème de recouvrement inverse dans le PFC Totem-pole	56
Figure 1-22 : Structure PFC Bridgeless Totem-pole réversible proposée [44], [45]	59
Figure 1-23 : Formes d'ondes de la tension et du courant d'entrée lors de la mise sous tension sans limitation du courant d'appel	61
Figure 1-24 : Pic de courant maximal pour respecter la norme IEC61000-3-3 (hypothèse : conduction du courant durant 1/6 de la période du réseau)	63

CHAPITRE 2 : Limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC

Figure 2-1 : Placement du limiteur de courant dans un convertisseur AC-DC.....	70
Figure 2-2 : Résistance de puissance en fonction du courant d'appel (caractéristiques du réseau AC : $V_{IN} = 230 \text{ V RMS} - 50 \text{ Hz}$).....	71
Figure 2-3: Pertes avec une résistance de puissance en fonction de l'application.....	72
Figure 2-4 : Évolution de la résistance d'une thermistance de type CTN (pour $\beta = 3\,000$) en fonction de la température	73
Figure 2-5 : Limiteur de courant pour réduire les pertes en mode veille.....	75
Figure 2-6: Résistance associée à des interrupteurs électroniques de type thyristor pour limiter les courants d'appel	76
Figure 2-7 : Limitation à base de Triac (a) ou de thyristor (b)	78
Figure 2-8 : Principe d'un contrôle progressif par angle de phase (cas du Triac)	78
Figure 2-9 : Schéma de principe d'un limiteur de courant à base de thyristors implémentés dans un pont mixte	80
Figure 2-10 : Phases de fonctionnement du limiteur actif des courants d'appel à base de thyristors implémenté dans un convertisseur AC-DC durant les alternances positive a) et négative b) du réseau AC	81
Figure 2-11 : Exemples de formes d'ondes du courant d'appel avec un démarrage progressif (Δt fixe) des thyristors utilisés dans un pont redresseur mixte (mesures expérimentales)	81
Figure 2-12 : Exemple de formes d'ondes lors des creux de tension : a) 20 ms, b) 40 ms (mesures expérimentales).....	82
Figure 2-13 : Schémas électriques équivalents à l'état passant d'une diode a) d'un thyristor b) et c) d'un TRIAC	83
Figure 2-14 : Modèle simplifié d'un condensateur	83
Figure 2-15 : Schéma électrique équivalent du filtre CEM	84
Figure 2-16 : Modèle équivalent de l'impédance du réseau AC.....	85
Figure 2-17 : Schéma électrique équivalent du convertisseur AC-DC sur l'alternance positive du réseau AC	86
Figure 2-18 : Zoom sur la commutation au zéro de tension du réseau AC.....	88
Figure 2-19 : Algorithme déterminant le courant maximal pour un retard à l'amorçage des thyristors fixe	90

Figure 2-20 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à 50 μs – Comparaison entre les calculs théoriques (Mathcad) a) et les mesures expérimentales b)	91
Figure 2-21 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à 50 μs – Comparaison entre la simulation électrique de type PSpice a) et les mesures expérimentales b)	92
Figure 2-22 : Abaque donnant l'évolution du temps de charge du condensateur de sortie du convertisseur en fonction du retard à l'amorçage des thyristors	93
Figure 2-23 : Abaque donnant l'évolution du pic du courant d'appel en fonction du retard à l'amorçage des thyristors	93
Figure 2-24 : Algorithme déterminant les instants d'amorçage (t_a) des thyristors pour obtenir une enveloppe constante du courant d'appel.....	95
Figure 2-25 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie pour une enveloppe constante (30 A) du courant d'entrée absorbée avec un Δt variable – Comparaison entre les calculs théoriques a) et les mesures expérimentales b)	96
Figure 2-26 : Mesures expérimentales de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbé après un ajustement des instants d'amorçage des thyristors	97
Figure 2-27 : Évolution de la durée de charge du condensateur C_1 en fonction de la valeur du pic du courant d'appel.....	97
Figure 2-28 : Méthode de mesure de l'impédance du réseau avec un analyseur de réseau [71].....	98
Figure 2-29 : Méthode de mesure de l'impédance réseau avec l'empiètement d'un PD3 [72].....	99
Figure 2-30 : Influence de l'inductance de réseau sur la durée d'empiètement (477 μH , 600 μH et 800 μH).....	99
Figure 2-31 : Schéma de simulation d'un pont mixte pour déterminer l'impédance réseau	100
Figure 2-32 : Impact de l'impédance du réseau AC sur le modèle pour des valeurs comprises entre 100 μH et 1 mH ($\Delta t = 50 \mu s$ et $C_1 = 1 mF$)	101
Figure 2-33 : Abaque de l'impédance du réseau en fonction du pic de courant à 150 ms	101
Figure 2-34 : Formes d'ondes du courant d'entrée $i_N(t)$ et de la tension aux bornes du condensateur DC ($V_C(t)$).....	102

CHAPITRE 3 : PFC Totem-pole avec limitation des courants d'appel : mise en œuvre et approche énergétique

Figure 3-1 : Différentes configurations du PFC Totem-pole, a) cas 1 et b) cas 2	109
Figure 3-2 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode PFC	111
Figure 3-3 : Fonctionnement en mode PFC durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$	111
Figure 3-4 : Fonctionnement en mode PFC durant l'alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$	112
Figure 3-5 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode PFC	113
Figure 3-6 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode onduleur	114
Figure 3-7 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$	115
Figure 3-8 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$	115
Figure 3-9 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode onduleur	116
Figure 3-10 : Pic de courant au ZVD [73]	117
Figure 3-11 : Explication de la variation brusque de la tension aux bornes de l'inductance au ZVD	118
Figure 3-12 : Ondulation du courant au ZVD	118
Figure 3-13 : Pic de courant en fonction de la capacité drain-source des MOSFETs .	119
Figure 3-14 : Problème de référence de commande des thyristors	120
Figure 3-15 : Référence de commande des thyristors avec des AGT	120
Figure 3-16 : Circuit de commande de thyristor/Triac flottante par des condensateurs à haute tension [74]	122
Figure 3-17 : Phases de fonctionnement du circuit de commande proposé	122
Figure 3-18 : Comparaison de la caractéristique C_i / Freq entre la théorie et les mesures expérimentales	124
Figure 3-19 : Caractéristique I_G/Freq suivant différentes valeur de condensateurs haute tension	125

Figure 3-20 : Formes d'ondes (a) du courant dans le condensateur HT et de la tension à ses bornes, (b) du courant et de la tension de sortie du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = 1,8 MHz – $C_s = 10 \mu\text{F}$	126
Figure 3-21 : Temps (a) de démarrage et (b) d'extinction du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = 1,8 MHz – $C_s = 10 \mu\text{F}$	126
Figure 3-22 : Mesures CEM en émission rayonnée du driver – $C_i = 150 \text{ nF}$ – Freq = 350 kHz – $I_G = 70 \text{ mA}$	127
Figure 3-23 : Formes d'ondes théorique dans les semi-conducteurs	128
Figure 3-24 : Caractéristiques statiques (Q1) des semi-conducteurs	132
Figure 3-25 : V_F en fonction de la densité de courant des semi-conducteurs	133
Figure 3-26 : Bilan de puissance des deux solutions (calculs)	134
Figure 3-27 : Banc d'essai du Bridgeless PFC-Boost Totem-pole	135
Figure 3-28 : Caractérisation expérimentale d'un limiteur actif des courants d'appel implémenté dans un PFC Totem-pole	136
Figure 3-29 : Formes d'ondes de la tension $v_{IN}(t)$ et du courant $i_{IN}(t)$ d'entrée à 230 V - 50 Hz – $P_o = 3,6 \text{ kW}$	136
Figure 3-30 : Comparaison des rendements à 230V RMS	137
Figure 3-31 : Taux de distorsion harmonique du courant d'entrée à 230 V	138

Annexes

Figure A.1 : Structure interne du thyristor	161
Figure A.2 : Caractéristique statique du thyristor	162
Figure A.3 : Structure interne du Triac	163
Figure A.4 : Caractéristique statique du Triac	163
Figure C.1 : Schéma de simulation du convertisseur en mode PFC	166
Figure C.2 : Schéma de simulation du convertisseur en mode onduleur	167
Figure E.1 : Diagramme de contrôle digital du PFC Totem-pole	169
Figure E.2 : Diagramme de la boucle de courant	170
Figure E.3 : Diagramme de la boucle de tension	172
Figure F.1 : Diagramme de la PLL-SRF	175
Figure F.2 : Diagramme de la PLL-SRF en boucle fermée	176

Glossaire

1. Abréviations

AC : Alternative Current.

AGT : Anode Gate Thyristor.

AIE : Agence Internationale de l'Énergie.

BEV : Battery Electric Vehicle (voiture 100 % électrique).

BT : Domaine de la Basse Tension (entre 50 V et 1 kV en AC ou entre 120 V et 1,5 kV en DC).

CCM : Mode de Conduction Continu.

CEA : Commissariat à l'Énergie Atomique.

CEI : Commission Électrotechnique Internationale.

CEM : Compatibilité Électromagnétique.

CNRS : Centre National de la Recherche Scientifique.

COP21 : Conférence des parties de la convention-cadre des nations-unies sur les changements climatiques.

CrCM : Mode de Conduction Critique.

CTN : Coefficient de Température Négatif.

CTP : Coefficient de Température Positif.

DC : Direct Current.

DCM : Mode de Conduction Discontinu.

ESR : Résistance Équivalente Série.

FP : Facteur de Puissance.

GaN : Nitrure de Gallium.

HEV : Hybrid Electric Vehicle (voiture hybride).

ICE : Internal Combustion Engine (voiture à combustion).

LEM : Capteur de courant à effet Hall.

LFP : Lithium-iron-phosphate-cobalt.

LMO : Lithium-manganese-oxide.

LTO : Lithium titanate.

MCU : Multipoint Control Unit (microcontrôleur).

MLI : Modulation à Largeur d'Impulsion.

NCA : Lithium-nickel-cobalt-aluminium.
NMC : Lithium-nickel manganese-cobalt.
ONU : Organisation des Nations Unies.
PD3 : Pont de diodes triphasé.
PFC : Power Factor Correction.
PHEV : Plug-in Hybrid Electric Vehicle (voiture hybride rechargeable).
PLL : Phase Locked Loop (boucle à verrouillage de phase).
RMS : Root Mean Square (valeur efficace).
SCR : Silicon Controlled Rectifier (thyristor).
SiC : Carbure de Silicium.
SOH : State Of Health.
STEP : Stations de Transfert d'Énergie par Pompage.
THD : Taux de Distorsion Harmonique.
V2G : Vehicle to Grid.
V2H : Vehicle to Home.
VE : Véhicule Électrique.

2. Paramètres divers

α : Rapport cyclique.
 β : Coefficient de température du matériau donné par le constructeur.
 Δt : Incrément du retard à l'amorçage (s).
 Δt_r : Temps mort pour éviter la cross-conduction (s).
 ΔU : Variation de la tension (V).
 η : Rendement (%).
 ω : Pulsation du réseau (rad/s).
 ω_0 : Pulsation de résonance du circuit (rad/s).
 ω_p : Pulsation propre du circuit (rad/s).
C : condensateur de sortie (F).
C₁ : Coefficient de l'équation différentielle.
C₂ : Coefficient de l'équation différentielle.
d : Taux de variation de la tension (%).
f : Fréquence du réseau (Hz).
F_s : Fréquence de découpage du convertisseur (Hz).

- I_F** : Courant « forward » d'une diode (V).
- i_G** : Courant de gâchette des thyristors (ou des Triacs) (A).
- I_{DS}** : Courant drain-source d'un MOSFET (A).
- L** : Inductance de « Boost » du circuit (H).
- m** : coefficient d'amortissement.
- P_{IN}** : Puissance d'entrée du convertisseur (W).
- P_O** : Puissance de sortie du convertisseur (W).
- R_0** : Valeur ohmique de la CTN à la température T_0 donnée par le constructeur (Ω).
- r_1** : solution de l'équation différentielle sans second membre.
- r_2** : solution de l'équation différentielle sans second membre.
- R_c** : Résistance de contact des relais électromécaniques (Ω).
- R_d** : résistance dynamique (Ω).
- st** : Temps de calcul (s).
- T_0** : Température de -248,15 °K (soit 25 °C).
- t_0** : Temps que met le courant à s'annuler (s).
- ta** : Instant d'amorçage des thyristors (ou des Triacs) (s).
- T_{HOLD}** : Période à maintenir avec une tension de sortie autorisée (s).
- T_{ON}** : Temps de conduction à la mise ON.
- T_{OFF}** : Temps de conduction à la mise OFF.
- tp** : Temps pour arriver jusqu'au maximum du courant (s).
- T_s** : Période de découpage (s).
- U_{appareil}** : Tension aux bornes de l'appareil (V).
- V_C** : Tension aux bornes du condensateur de sortie (V).
- VC_0** : État initial de charge du condensateur de sortie (V).
- V_{DROP}** : Chute de tension totale du circuit (V).
- V_{DS}** : Tension drain-source d'un MOSFET (V).
- V_F** : Tension « forward » d'une diode (V).
- V_{IN}** : Tension d'entrée du convertisseur (V).
- V_O** : Tension de sortie du convertisseur (V).
- VT_0** : Tension à l'état passant d'un thyristor (V).
- X_1** : Coefficient de l'équation différentielle.
- X_2** : Coefficient de l'équation différentielle.
- $Z_{réf}$** : Impédance de référence du réseau donnée par la norme (Ω)

Publications

Listes des brevets :

- ❖ G. Benabdelaziz, C. Reymond, and D. Jouve, “Reversible ac-dc and dc-ac thyristor converter,” Jan. 2019.
- ❖ G. Benabdelaziz, C. Reymond, and D. Jouve, “Reversible ac-dc and dc-ac triac converter,” Jan. 2019.
- ❖ G. Benabdelaziz and C. Reymond, “THYRISTOR OR TRIAC CONTROL CIRCUIT,” Apr. 2019.

Listes des articles :

- ❖ Cédric Reymond, Sébastien Jacques, Ghafour Benabdelaziz, and Jean-Charles Lebunetel, “An Active Inrush Current Limiter Based on SCR Phase Shift Control for EV Charging Systems,” *J. Energy Power Eng.*, vol. 10, no. 4, Apr. 2016.
- ❖ S. Bissey *et al.*, “A New Software Tool to Highlight Money Savings from a Demand-Side Management System for Home Appliances,” *Renew. Energy Power Qual. J.*, vol. 17, pp. 360–365, Jul. 2019.

Listes des congrès :

- ❖ C. Reymond and J.-C. Le Bunetel, “Output bulk capacitor charge time prediction and optimization,” *IMAPS Tours, France*, oct. 2016.
- ❖ S. Jacques, C. Reymond, G. Benabdelaziz, and J.-C. Le Bunetel, “A Relevant Inrush Current Limitation Based on SCRs’ Smart Control Used in EV Battery Chargers,” *ICREPQ Malaga, Spain*, Apr. 2017.
- ❖ C. Reymond, “PFC Totem-pole bidirectionnel intégrant une solution de limitation des courants d’appel,” *Journées SEEDS Tours, France*, Avr. 2018.
- ❖ C. Reymond, S. Jacques, J.-C. Le Bunetel, G. Benabdelaziz, “Limitation des courants d’appel des convertisseurs AC/DC à base de thyristors,” *SGE Nancy, France*, Jui. 2018.

- ❖ S. Jacques, S. Bissey, C. Reymond, and J.-C. Le Bunetel, “A Highly Efficient and Compact Bidirectional DC-AC Converter for Home Electricity Management Systems,” *IAPF Oxford, United Kingdom*, Mar. 2019.

Listes des articles en cours:

- ❖ C. Reymond, S. Jacques, G. Benabdelaziz, S. Bissey and J.-C. Le Bunetel, “Power balance comparison in bridgeless PFC-Boost Totem-pole topology with several inrush current limitation strategy,” *EPE journal*, 2019.

Introduction générale

Chaque année, les ressources naturelles de notre planète s'amenuisent, ce qui préoccupe aussi bien les pays occidentaux que les pays en voie de développement. Au 1^{er} août 2018, l'humanité aurait consommé l'ensemble des ressources que la nature peut renouveler en une année et vivrait « à crédit » pendant les cinq derniers mois de cette même année. À cela s'ajoute une situation générale sur les émissions de CO₂, liées à la combustion des énergies fossiles pour la production d'électricité, des plus alarmantes. Par exemple, en France, au 1^{er} mars 2019, les émissions de CO₂ générées en moyenne par les centrales à charbon, les groupes à fioul, les centrales à gaz et les bioénergies (déchets) s'élèvent respectivement à 0,986 t/MWh, 0,777 t/MWh, 0,429 t/MWh et 0,494 t/MWh.

La diminution de ces ressources, combinée à une problématique majeure sur le réchauffement climatique, amènent à s'interroger sur la façon de produire notre électricité. Dans un contexte énergétique inquiétant, mais en perpétuel évolution, la nécessité de revoir nos modes de production demeure une priorité.

De nombreuses sources d'énergie électrique non conventionnelles, telles que l'énergie solaire ou l'énergie éolienne, se sont intégrées progressivement au réseau électrique. La production décentralisée issue de ces énergies est majoritairement intermittente et très difficilement contrôlable. Une solution à la problématique de l'intermittence s'articule autour du stockage de l'énergie pour contribuer à la flexibilité du système électrique.

Parmi les solutions de stockage, l'utilisation des batteries des véhicules électriques est envisageable en raison d'une forte croissance de ces véhicules sur le parc automobile. Cette utilisation va de pair avec la prise de conscience de notre impact environnemental sur la planète, en apportant une dimension écologique aux moyens de transport peu polluants, à condition que l'énergie servant à la charge de ces véhicules soit elle-même « propre ».

Le concept de réseau électrique « intelligent » ou « smart grid » répond à tous ces enjeux en proposant, entre autres, deux concepts « vehicle to grid » (V2G) et « vehicle to home » (V2H) permettant une gestion « intelligente » de l'électricité. Ces concepts impliquent une modernisation du réseau électrique et un déploiement important d'infrastructures intégrant notamment des bornes de recharge. L'énergie électrique doit pouvoir transiter du réseau électrique vers les batteries pour le stockage, mais elle doit également assister le réseau pendant les fortes demandes d'électricité. Les convertisseurs de puissance utilisés dans les chargeurs des batteries, nécessairement bidirectionnels

compte-tenu des exigences de fonctionnement précédemment décrites, sont devenus des vecteurs de développement et d'innovation, aussi bien pour les laboratoires de recherche que pour l'industrie.

Les travaux présentés dans ce mémoire sont étroitement liés à l'appréhension des industriels, dont le dessein principal est la réduction de la consommation d'énergie de leurs systèmes électroniques. Les enjeux industriels s'orientent actuellement autour de la miniaturisation des convertisseurs statiques, de l'optimisation de leur efficacité énergétique et de la réduction des émissions d'harmoniques sur le réseau.

Ces travaux ont été menés par le biais d'un contrat CIFRE (convention industrielle de formation par la recherche) entre le groupe de recherche GREMAN UMR 7347 de l'Université de Tours, du CNRS et de l'INSA Centre Val-de-Loire, et la société STMicroelectronics de Tours.

Le premier chapitre de ce mémoire traite des problématiques et des enjeux de la gestion « intelligente » de l'énergie électrique. Nous introduisons le véhicule électrique aux travers de son histoire, de son utilisation et d'une application détournée de son fonctionnement usuel telle que le support au réseau AC. Nous nous intéresserons ensuite à la constitution et aux directives des convertisseurs AC-DC utilisés dans les bornes de recharge des véhicules électriques. Ensuite, nous établirons un état des lieux des convertisseurs monophasés se connectant au réseau AC. Cet « état de l'art » nous permettra d'introduire une topologie novatrice qui servira de base à ces travaux.

La mise sous tension des convertisseurs AC-DC sera introduite dans le second chapitre. Le branchement de ces convertisseurs sur le réseau engendrant des forts courants d'appel ; nous passerons en revue les différentes solutions existantes pour limiter ces courants. Nous proposerons ensuite deux méthodes pour réduire le stress électrique du système en chargeant progressivement le condensateur de sortie du convertisseur statique durant ces phases. Un modèle mathématique sera ensuite proposé afin de reproduire les formes d'ondes réelles et de connaître la valeur maximale de ces courants. Ces modèles seront validés par des essais expérimentaux. Enfin, nous allons appliquer cette solution de limitation dans la topologie qui a été déterminée dans le Chapitre 1.

Le troisième et dernier chapitre porte sur l'étude énergétique de cette topologie et prend en considération les différentes solutions de limitation des courants d'appel. Nous nous intéresserons dans un premier temps au fonctionnement du convertisseur. Dans ce même chapitre, nous allons énumérer les particularités de la structure en fonction des différents cas d'études. Cela nous mènera à la présentation d'une solution innovante de

contrôle des composants de type thyristor/Triac. Enfin, nous allons évaluer cette structure en termes de rendement énergétique et d'émission d'harmoniques sur le réseau AC.

CHAPITRE 1 :
Problématiques et enjeux
de la gestion
« intelligente » de l'énergie
électrique - Intérêt du
véhicule électrique

Sommaire

1.1. Contexte et problématiques de la gestion « intelligente » de l'électricité	29
1.1.1. Evolution de la consommation et de la production d'électricité en France	29
1.1.2. Intérêt des réseaux « intelligents » dans la gestion de l'électricité.....	33
1.2. Place du véhicule électrique dans la gestion « intelligente » de l'électricité	39
1.2.1. Introduction du véhicule électrique	39
1.2.2. Concepts V2H/V2G et stockage stationnaire	42
1.2.3. Gestion de la recharge des batteries.....	44
1.3. Proposition d'une topologie innovante de convertisseur AC-DC bidirectionnel.....	49
1.3.1. Limites des structures PFC existantes	49
1.3.2. Présentation d'une structure bidirectionnelle AC-DC de type PFC Bridgeless Totem-pole.....	58
1.3.3. Objectifs des travaux de recherche	59
1.4. Problématique de l'interconnexion des convertisseurs avec le réseau.....	60
1.5. Conclusions.....	63

1.1. Contexte et problématiques de la gestion « intelligente » de l'électricité

Ce premier chapitre a pour objectif de démontrer l'intérêt d'une gestion « intelligente » de l'électricité par rapport aux modifications des modes de production et de consommation qui s'opèrent depuis de nombreuses années. Tout d'abord, nous allons nous intéresser à la production de l'énergie électrique en fonction de la consommation des usagers. Au regard des nouvelles réglementations environnementales, la production d'électricité par les énergies dites vertes doit prendre le pas sur les énergies polluantes telles que les centrales nucléaires et les centrales à charbon. Du fait de leur intermittence, ces sources renouvelables de production d'électricité ajoutent nécessairement des contraintes supplémentaires sur le réseau électrique de distribution. Nous allons ainsi les quantifier. Pour garantir la sûreté du réseau, que nous pouvons qualifier de système électrique, il est primordial de disposer d'une flexibilité suffisante pour entre autre faire face aux variations de l'offre et de la demande. Ainsi, nous allons nous intéresser aux réseaux dits « intelligents » ou « smart grids » pour identifier les méthodes de gestion de l'électricité. Un des leviers de flexibilité pour équilibrer en temps réel les niveaux de production et de consommation consiste à stocker l'énergie électrique pour l'utiliser à des moments opportuns. Nous allons voir comment le véhicule électrique peut répondre à ce besoin. Pour terminer ce chapitre, nous allons décrire les objectifs de ces travaux de recherche au regard des problématiques décrites ci-dessus.

1.1.1. Evolution de la consommation et de la production d'électricité en France

Selon l'organisation des nations unies (ONU), au 1^{er} janvier 2019, la population mondiale est estimée à 7,7 milliards d'individus [1]. Elle pourrait augmenter d'environ 15% d'ici 2030 et de l'ordre de 30% à l'horizon 2050 [2]. Cette croissance démographique, couplée à une potentielle croissance économique, va stimuler la demande énergétique mondiale. Selon les prévisions, cette dernière devrait augmenter d'environ 25% d'ici 2040 [3]. Cette augmentation serait alors équivalente à la somme des consommations de l'Amérique du Nord et de l'Amérique latine. De plus, cette hausse de

la consommation est directement liée à la nécessité d'intégrer des équipements électroménagers au sein des foyers.

L'électricité fait nécessairement partie de ces préoccupations. En France, en 2018, la consommation d'énergie électrique est de l'ordre de 474 TWh [4]. En 40 ans, cette dernière a environ été multipliée par trois. Comme le montre la Figure 1-1, l'électricité est utilisée de manière significative dans le secteur résidentiel-tertiaire. Elle est passée de 37% à 72% sur une période fortement liée au développement électroménager des foyers. L'électricité est également utilisée dans le secteur industriel, dans l'agriculture et dans les transports.

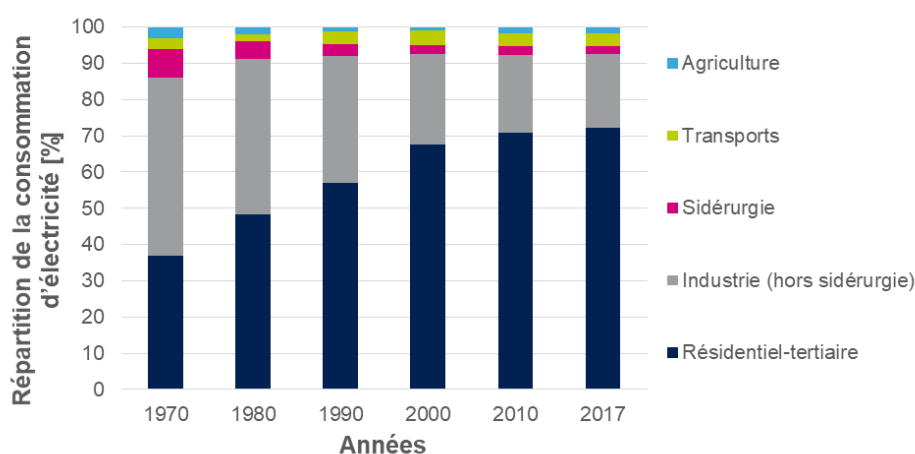


Figure 1-1 : Consommation d'électricité en France par secteurs d'activités [5]

Avec une hausse de la consommation d'électricité, la production a dû s'adapter aux besoins énergétiques du pays. L'édition 2015 de la conférence des parties de la convention-cadre des nations-unies sur les changements climatiques (COP 21), organisée par la France, a marqué un tournant dans la transition énergétique et la lutte contre le réchauffement climatique. L'Accord de Paris, qui y a été adopté, puis signé le 22 avril 2016, a permis d'engager tous les pays du monde à réduire leurs émissions de gaz à effet de serre et à maintenir le réchauffement climatique sous la barre des 2 °C (voire 1,5 °C) à l'horizon 2100 [6].

Parmi les engagements qui ont été pris, les subventions de l'État aux énergies fossiles ont été supprimées au profit des énergies renouvelables. En d'autres termes, la France ne soutient plus la construction de sites de production (i.e., centrales thermiques) qui émettent des gaz à effet de serre en grande quantité. Ces actions viennent concrètement

mettre en application les directives de 2008 fixées par l'Union Européenne et notamment, la garantie d'atteindre l'objectif politique des « 3 × 20 » en 2020 [7] :

- 20% de la consommation énergétique totale proviendra des énergies renouvelables,
- 20% d'augmentation de l'efficacité énergétique,
- réduction de 20% des émissions de gaz à effet de serre par rapport à 1990.

Comme l'illustre la Figure 1-2, le nucléaire tient une place majeure dans la production brute d'électricité en France. L'agence internationale de l'énergie (AIE) a récemment montré que limiter le réchauffement à 2 °C va demander de poursuivre l'utilisation de l'énergie nucléaire. Même si les énergies renouvelables sont des contributeurs majeurs à la production depuis les dernières décennies, elles ne pourront pas à court terme remplacer la part très importante du nucléaire.

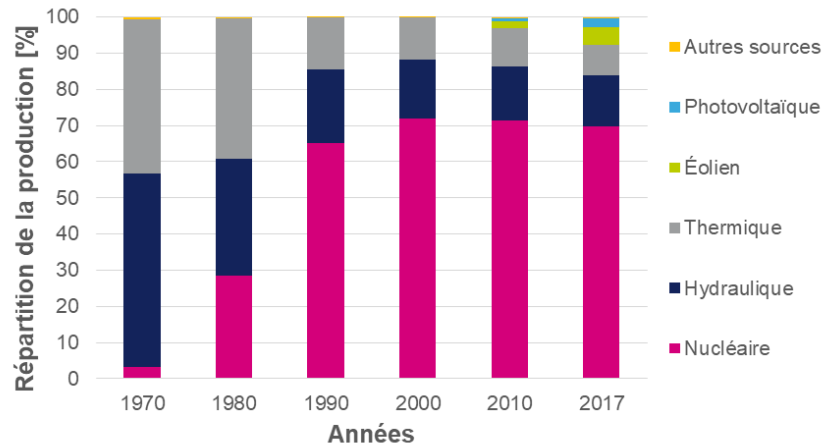


Figure 1-2 : Évolution de la production brute d'électricité en France [5]

Au quotidien, la production doit s'adapter en temps réel à la consommation d'électricité. On parle alors d'équilibre de l'offre et de la demande. La Figure 1-3 donne un exemple de consommation d'électricité durant la 2^{ème} semaine (janvier) et celle de la 28^{ème} semaine (juillet) de l'année 2016 [8]. On remarque deux choses :

- Au mois de janvier, la consommation est plus importante qu'en juillet. Cela est dû à la mise en fonctionnement des éléments de chauffage.
- La consommation est légèrement moins importante (de l'ordre de 15%) durant le week-end. La consommation des entreprises est très basse. Cependant, celle liée aux foyers domestiques augmente avec le nombre d'appareils électroménagers en fonctionnement.

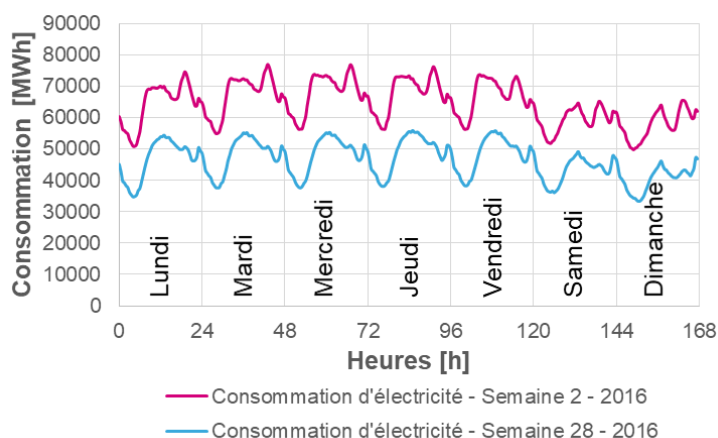


Figure 1-3 : Consommation hebdomadaire d'électricité en France [5]

En hiver (cf. Figure 1-4), les centrales nucléaires sont utilisées au maximum de leur capacité. Les pointes de consommation sont ajustées via l'utilisation des barrages hydrauliques, des centrales à gaz et des énergies renouvelables (i.e., éolien et photovoltaïque) eu égard à la latence des centrales pour répondre instantanément à une forte demande en électricité. En été (cf. Figure 1-5), les centrales nucléaires sont utilisées à 70% de leur capacité, alors que les barrages hydrauliques peuvent fonctionner à plein régime. L'emploi des centrales à gaz et des énergies renouvelables permet alors de limiter les pointes de consommation.

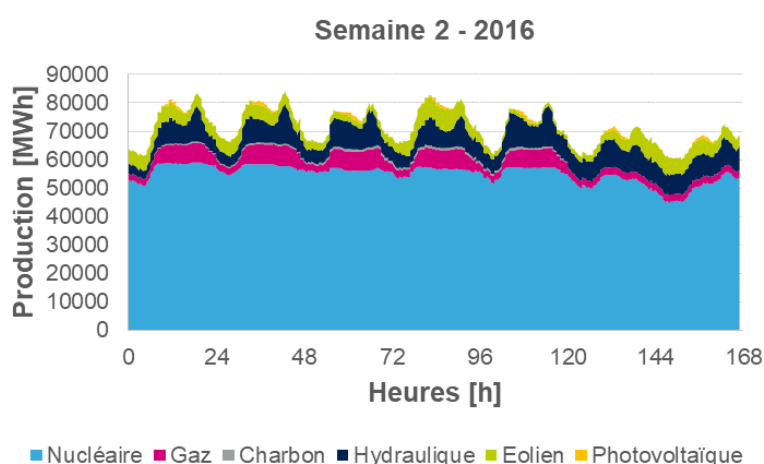


Figure 1-4 : Production d'électricité en France du 04/01/2016 au 10/01/2016 [5]

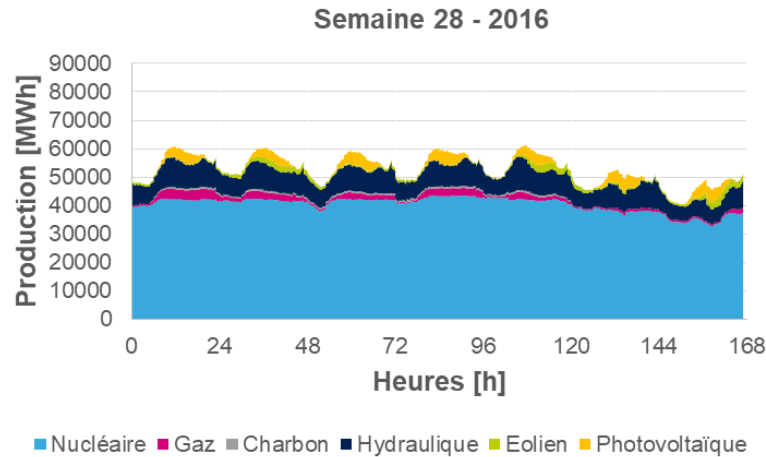


Figure 1-5 : Production d'électricité en France du 04/07/2016 au 10/07/2016 [5]

Les exemples qui précèdent permettent de démontrer que les centrales nucléaires ne peuvent pas, à elles seules, répondre rapidement à une forte demande d'électricité. L'utilisation de sites de production faisant appel au photovoltaïque ou à l'éolien est alors nécessaire, notamment pour produire de l'électricité durant les pointes de consommation. Toutefois, ces sites de production doivent être reliés au réseau électrique de distribution. Une gestion des flux d'énergie doit être garantie par le fournisseur d'électricité. Pour cela, le réseau électrique de distribution doit obligatoirement être « intelligent ».

1.1.2. Intérêt des réseaux « intelligents » dans la gestion de l'électricité

Pour faire face à l'accroissement de la consommation, l'apparition de nouvelles énergies intermittentes et les exigences des normes européennes associées, le réseau actuel de distribution d'électricité doit nécessairement être flexible. Cette flexibilité passe nécessairement par l'intégration des nouvelles technologies de l'information et de la communication afin de maintenir l'équilibre entre l'offre et la demande.

Le système électrique doit être en capacité de passer d'une situation où la production est contrôlable, alors que la consommation l'est peu, à une situation où la production ne sera contrôlable que dans une certaine mesure et où la consommation fera l'objet d'une gestion active. Le concept de « smart grid » ou réseau électrique « intelligent » a récemment été introduit pour répondre à cette problématique. Un réseau dit « intelligent » doit permettre d'intégrer les énergies renouvelables et de renseigner les producteurs, les

distributeurs et les consommateurs sur l'utilisation de l'énergie. Pour gérer ces nouveaux besoins et ces nouveaux modes de production, les réseaux électriques « intelligents » ont deux caractéristiques majeures [9] :

- Ils sont communicants et interactifs.
- Ils permettent d'échanger des données entre les différents acteurs du système électrique.

La Figure 1-6 montre comment interagissent les différents éléments qui constituent le réseau électrique « intelligent » [10].

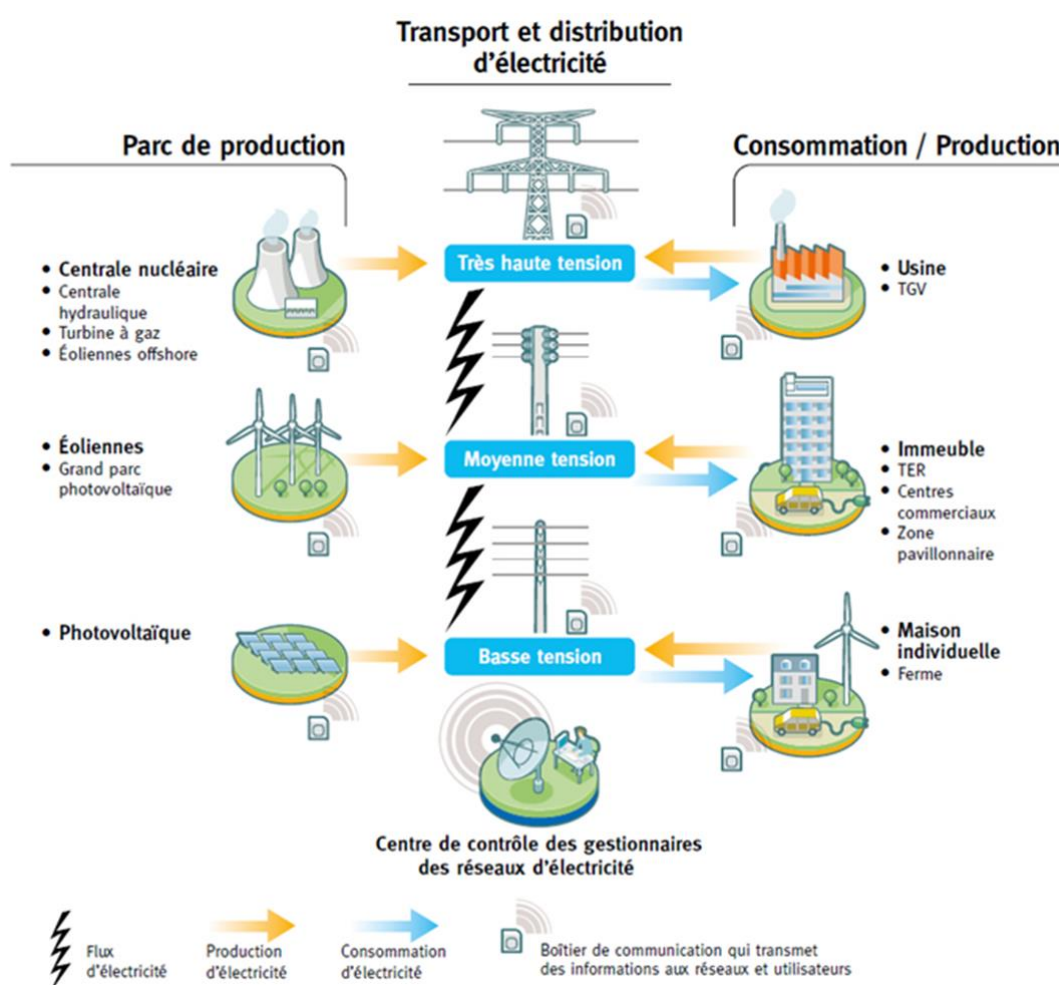


Figure 1-6 : Gestion des flux énergétiques au sein d'un réseau électrique « intelligent » [10]

Le mix énergétique offre une production diversifiée de l'électricité avec les centrales nucléaires, les centrales hydrauliques, les turbines à gaz, les éoliennes et les parcs photovoltaïques. Ces parcs de production sont reliés aux consommateurs (e.g., usines,

immeubles, centre commerciaux, logements individuels, ...), par un réseau de transport et de distribution. Les parcs de production communiquent avec les consommateurs grâce à des boîtiers qui transmettent des informations en temps réel aux réseaux et aux utilisateurs. Ils permettent ainsi un équilibrage entre l'offre et la demande en électricité.

Il existe également des micro-réseaux « intelligents » (ou « microgrids »). Ce sont des réseaux électriques de plus petite taille conçus pour fournir de l'électricité à peu de consommateurs. Ils sont composés d'une ou de plusieurs installations locales de production (e.g., générateurs au diesel, modules photovoltaïques, mini-éoliennes), de sites de consommation, de dispositifs de stockage et des outils de supervision et de gestion de la demande. Ils peuvent être directement raccordés à un réseau de distribution ou fonctionner en « îlotage », c'est-à-dire déconnectés du réseau. Le déploiement d'un micro-réseau poursuit divers objectifs [11], [12] :

- électrifier durablement les zones dites non-interconnectées comme les îles, qui ne sont pas reliées (ou alors faiblement) aux réseaux nationaux,
- garantir la sécurité d'approvisionnement en énergie dans des zones où le réseau est fragile et souvent défaillant,
- faciliter l'intégration des énergies renouvelables : les systèmes de gestion de l'énergie des micro-réseaux permettent à la fois de lisser la consommation, mais aussi de réguler l'intermittence des énergies renouvelables.

De nombreuses installations de production d'électricité utilisant des sources renouvelables sont raccordées aux réseaux de distribution d'électricité. Leur multiplication influence le dimensionnement des réseaux électriques. La production décentralisée issue des énergies renouvelables est majoritairement intermittente et très difficilement pilotable. Le stockage constitue alors une solution à l'intermittence de ces énergies, car il apporte de la flexibilité au système électrique sur lequel doit être maintenu à tout moment l'équilibre entre la production et la consommation. Parmi les solutions de stockage les plus utilisées, on trouve entre autres :

- Les STEP (i.e., stations de transfert d'énergie par pompage) : un système de pompage permet de remonter l'eau d'un bassin inférieur vers un bassin supérieur pour la stocker lorsque la demande d'électricité est faible. Lors des pointes de consommation d'électricité, le réservoir supérieur se vide et la STEP fonctionne comme une centrale hydroélectrique.

- L'hydrogène : l'électricité est transformée en hydrogène par le principe d'électrolyse de l'eau pendant les périodes de faible consommation d'électricité. L'électrolyse de l'eau est un procédé électrolytique qui décompose l'eau en dioxygène et dihydrogène gazeux avec l'aide d'un courant électrique.
- Les batteries : ces dispositifs de stockage électrochimique équipent aujourd'hui la plupart des véhicules électriques.

Les batteries électrochimiques présentant de bonnes performances pour le stockage sont principalement les batteries lithium-ion et leurs dérivées. Sur la Figure 1-7, les caractéristiques des principaux dérivés du lithium-ion sont présentées, que ce soit leur coût, leur densité d'énergie, leur puissance spécifique, leur sécurité, leur performance et leur durée de vie [13].

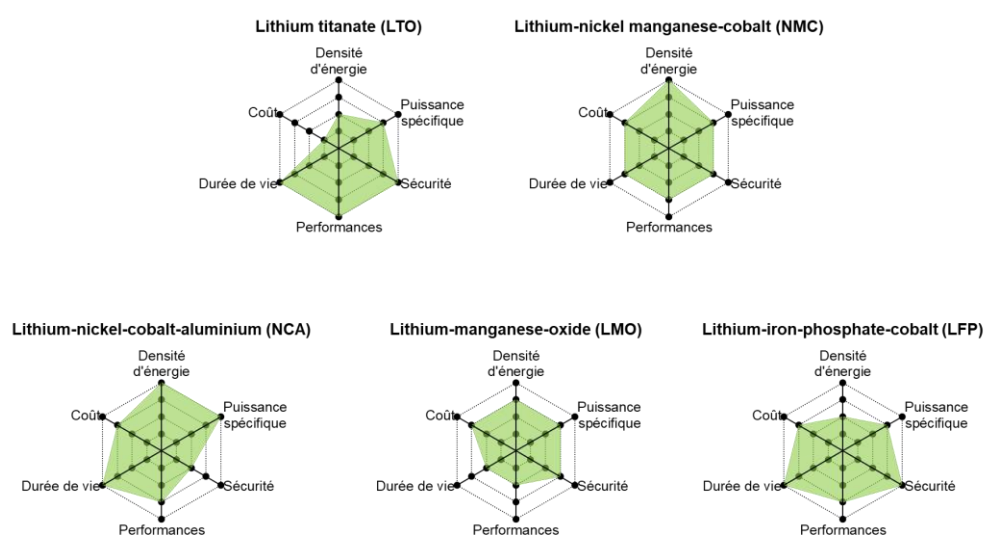


Figure 1-7 : Technologies dérivées du lithium-ion [13]

Le Tableau 1-1 synthétise les principales caractéristiques de chaque technologie de batterie.

À ce jour, les batteries NCA (lithium nickel cobalt aluminium) et LMO (lithium manganese oxide) sont principalement utilisées pour les véhicules électriques. La technologie LTO (lithium titanate) est employée pour les bus électriques et les batteries LFP (lithium phosphate cobalt) pour les véhicules électriques légers. Les batteries LTO sont très prometteuses car elles possèdent de très grandes performances en charge comme en décharge, une durée de vie très élevée (jusqu'à 20 000 cycles), une puissance

spécifique élevée (e.g., jusqu'à 2 700 W/kg), un coût relativement faible (e.g., 125 €/kWh) et une sécurité accrue puisque la technologie ne présente pas de risque d'explosion [14]. Son seul principal défaut, pour le secteur automobile, est son énergie massique assez faible (e.g., entre 100 et 250 Wh/kg).

D'autres technologies sont en cours de développement comme par exemple les batteries lithium-ion de nouvelle génération et les batteries lithium-soufre. La technologie lithium-air est à un stade de R&D et présente des caractéristiques très intéressantes, en particulier pour sa densité d'énergie approchant les 1 000 Wh/kg. Une autre technologie découverte au début des années 2 000 est en cours d'études chez Tesla et dans les laboratoires européens : il s'agit des batteries au graphène [15]. Lorsque le graphène est utilisé pour constituer l'anode d'une batterie, il permet d'en augmenter considérablement ses performances (jusqu'à 4 à 8 fois plus de capacité pour le même poids, durée de vie jusqu'à 4 fois plus grande) [16]. Tesla compte développer cette technologie pour ses futures véhicules électriques ce qui leur permettrait de doubler leur autonomie. Enfin, une dernière technologie pour réaliser le stockage électrique est celle du sodium-ion (Na-ion) (de la même famille technologique que le lithium-ion) développée par le CEA et le CNRS [17]. La densité d'énergie (e.g., 90 Wh/kg) est cependant plus faible, mais sa durée de vie est accrue (e.g. > 2000 cycles). Un des principaux avantages des batteries sodium-ion est son prix qui est en deçà de ses concurrentes. Cela vient du fait que le sodium est présent en grande quantité sur Terre et son coût est plus abordable que le lithium. C'est donc une technologie très prometteuse pour le stockage stationnaire d'énergie.

Tableau 1-1 : Comparatif des technologies de batteries à haute densité énergétique [13]

Technologies & Caractéristiques		Lithium							Sodium
Tension nominale [V]		LTO	LFP	LMO	NMC	LCO	NCA	Graphène	Na-ion
Densité d'énergie [Wh/kg]		2,4	3,3	3,7	3,6	3,6	3,6	Jusqu'à 3,7	3,5
Durée de vie [cycles]		70 à 80	90 à 120	100 à 150	150 à 220	15 à 200	200 à 260	Jusqu'à 1000	90 à 140
		3 à 7000	1 à 2000	300 à 700	1 à 2000	500 à 1000	500	Jusqu'à 20000	Min. 2000
Charge [C]		1 à 5	1	0,7 à 1	0,7 à 1	0,7 à 1	0,7	Jusqu'à 100	Non communiqué
Décharge [C]		10 à 30	1 à 25	1 à 10	1 à 2	1	1	Jusqu'à 200	Non communiqué
Application		Véhicule électrique, stockage stationnaire	Stockage portable ou stationnaire	Trains, outils médicaux ou de puissance	Vélos, Véhicule électrique, industrie, médical	Appareils multimédias	Industrie, trains, médical	Véhicule électrique, vélo, train, stockage, industrie...	Stockage stationnaire

1.2. Place du véhicule électrique dans la gestion « intelligente » de l'électricité

Dans cette partie, nous allons positionner le véhicule électrique dans le contexte de la gestion « intelligente » de l'électricité. Tout d'abord, un bref historique du véhicule électrique sera présenté. Cet historique permettra entre autre d'introduire la forte croissance de ces véhicules sur le marché automobile. Une utilisation détournée des batteries des véhicules électriques (au sens où ces batteries sont utilisées comme support au réseau électrique de distribution) sera ensuite discutée. Enfin, une synthèse sera proposée permettant de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de ce type d'utilisation.

1.2.1. Introduction du véhicule électrique

Avant 1900, les premiers véhicules électriques ont été conçus par des inventeurs passionnés tels que Jeanhaud, Krieger ou Mildé. Le premier véhicule apte à dépasser la vitesse de 100 km/h était électrique. Ce véhicule, appelé « Jamais contente », a été construit par un ingénieur et coureur automobile belge, Camille Jenatzy [18]. Dès ses premières heures, cette voiture électrique enregistrait des performances surprenantes qui auraient pu dépasser celles de ses rivales, notamment la voiture embarquant un moteur à explosion apparue quelques années après elle.

Entre 1900 et 1920, la voiture électrique accumule un retard technologique de plus en plus important face à ses concurrentes thermiques (à essence ou à diesel). À cette époque, la recharge des batteries, les questions d'autonomie et de puissance étaient au centre des préoccupations. A l'instar des voitures à essence ou à diesel qui s'industrialisaient très vite, les véhicules électriques semblaient déjà atteindre leurs limites technologiques.

Dans les années 1940, la voiture électrique a été écartée des préoccupations industrielles. Seule une très courte parenthèse de deux ans, entre 1940 et 1942, la remet sur le devant de la scène pour tenter de faire face à la pénurie d'essence provoquée par la seconde guerre mondiale.

Entre 1960 et 1990, de nouvelles réalisations relancent la voiture électrique dans un contexte général qui évolue. En effet, les problématiques liées à l'environnement et

aux économies d'énergie prennent de l'ampleur dans le débat politique. Toutefois, cet élan reste insuffisant pour imposer la voiture électrique sur le marché du véhicule pour les particuliers.

Dans les années 1990, la batterie au lithium relance la recherche et les espoirs des partisans du véhicule électrique. Cependant, très vite, ce dernier se heurte aux intérêts des groupes pétroliers qui cherchent à l'évincer. Cette pression des « anti-électrique » sera préjudiciable à l'EV-1 de General Motors [19].

En 2010, le véhicule électrique est devenu une réalité industrielle. Les principaux constructeurs automobiles, à l'image de Renault avec la Zoe, ont développé un modèle 100% électrique (BEV ou battery electric vehicle). D'autres constructeurs ont choisi la voie de l'hybride rechargeable (PHEV ou plug-in hybrid electric vehicle) comme BMW avec son modèle i3. On retrouve principalement ces deux types de véhicules électriques aux côtés des traditionnelles voitures à combustion (ICE ou internal combustion engine) et des véhicules hybrides (HEV ou hybrid electric vehicle) dans le parc automobile (cf. Figure 1-8) [20].

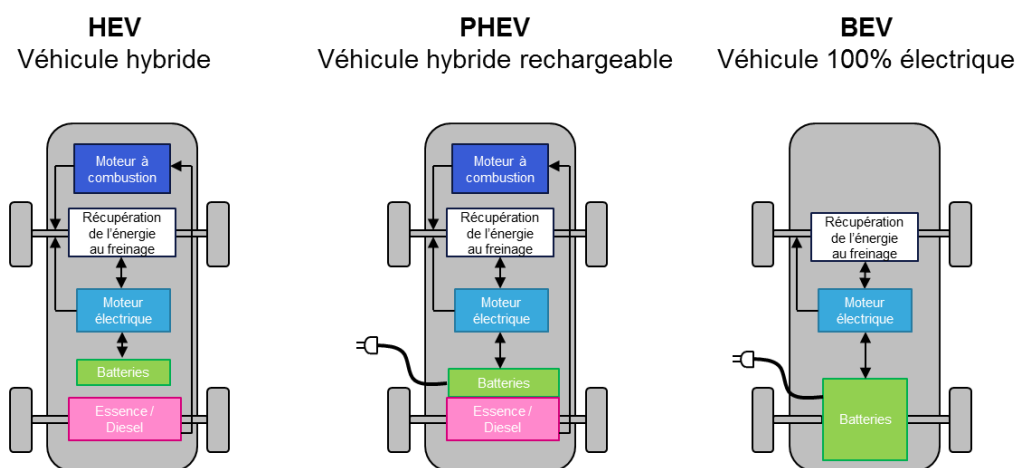


Figure 1-8 : Types de véhicules électriques : HEV, PHEV et BEV [20]

Le scandale de Volkswagen, aussi appelé « dieselgate » y est pour beaucoup. Lors des tests d'homologation, la firme aurait minimisé les émissions polluantes de NOx et de CO₂ [21]. Cette affaire a non seulement fait du mal aux partisans des moteurs à essence/diesel mais surtout, elle a fait changer l'opinion publique sur la pollution engendrée par les automobiles. Comme le montre la Figure 1-9, les ventes de véhicules électriques dans le monde ont augmenté quasiment de manière exponentielle depuis 2011. En 2016, celles des véhicules électriques rechargeables (BEV et PHEV) ont atteint un record avec près de 750 000 ventes dans le monde. La Chine est incontestablement en

tête avec près de 40% des ventes, soit le double des États-Unis. La France (1,5%) avec les Pays-Bas (1,5%), le Royaume-Uni (1,5%) et l'Allemagne (1,5%) se situent après la Norvège (29%) en tête des ventes européennes [22].

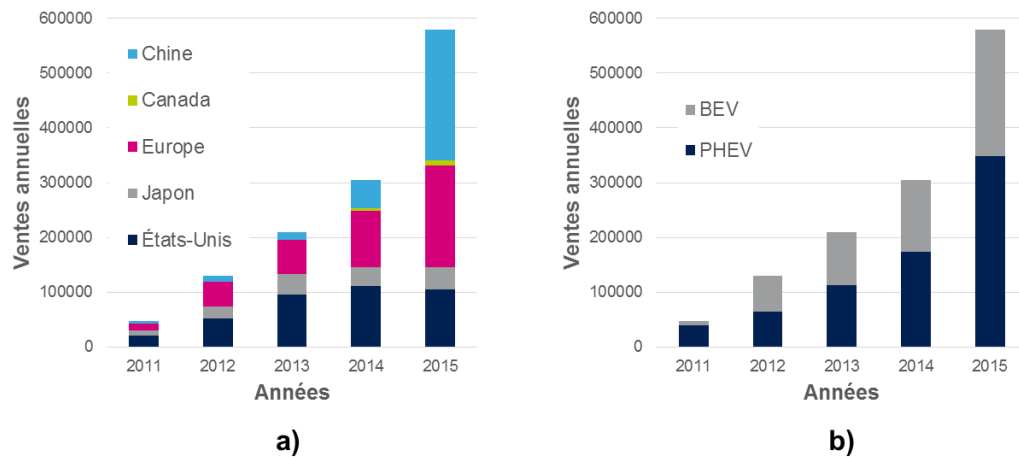


Figure 1-9 : Ventes annuelles mondiales des véhicules électriques [23]

Portée par une forte politique de « dépollution » des moyens de transport, la Chine diversifie le « tout électrique » avec 200 millions de deux roues électriques, 3,5 millions de véhicules électriques à faible vitesse et 300 000 bus électriques [22].

Le développement d'un parc significatif de véhicules électriques à moyen terme est devenu une réalité [23]. Le gouvernement chinois vise en outre un parc de 5 millions de véhicules électriques à l'horizon 2020. Aux États-Unis, le gouverneur de Californie a annoncé vouloir atteindre 1,5 million de véhicules électriques à l'horizon 2025 sur son territoire. Le plan de développement national de l'électromobilité en Allemagne, supporté par son gouvernement, fixe comme objectif un parc d'un million de véhicules électriques d'ici 2020. En Grande-Bretagne, National Grid estime, dans son exercice de scénarisation énergétique, entre 0,8 à 4,5 millions le nombre de véhicules électriques en circulation d'ici 2030. La France affiche une intention de multiplier par cinq, d'ici à 2022, le nombre de véhicules électriques neufs vendus chaque année, pour atteindre un total de 600 000 BEV roulant dans quatre ans, contre 139 000 aujourd'hui pour environ 35 millions de voitures au bénéfice des ménages français.

En 2017, la France offre 22 308 emplacements de stationnement, répartis en 7 242 stations ouvertes au public permettant aujourd'hui de brancher son véhicule électrique [24]. Une augmentation de 35,5% par rapport à l'année 2016 (14 799 bornes sur 4 507 stations fin septembre) [25], [26].

1.2.2. Concepts V2H/V2G et stockage stationnaire

Il y a donc un réel enjeu dans l'utilisation du parc de véhicules électriques connectés au réseau électrique. Le développement de cette connexion permettra à terme de disposer d'un taux de disponibilité élevé augmentant ainsi la puissance brute disponible et donc un équilibrage de l'offre/demande performant. On pourra trouver ces concepts [27]:

- dans les habitations équipées d'un chargeur bidirectionnel. On parle alors de connexion V2H (vehicle to home),
- dans les parkings équipés de chargeurs bidirectionnels. On parle alors de connexion V2G (vehicle to grid).

Le concept de V2H, est semblable à celui du V2G. Dans les deux cas, il consiste à utiliser l'énergie stockée dans les batteries d'un véhicule électrique lorsque celui-ci n'est pas utilisé. Ces concepts sont illustrés dans la Figure 1-10.

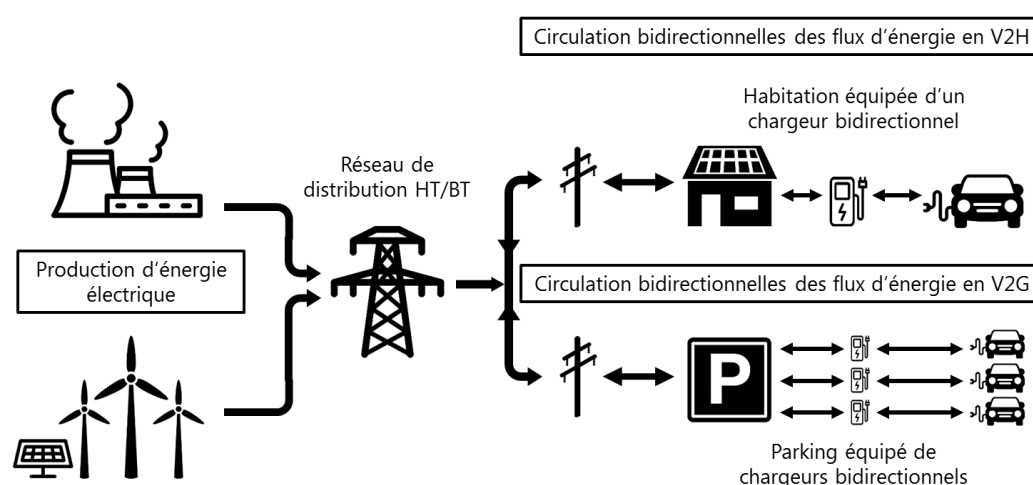


Figure 1-10 : Illustration des concepts de V2H et de V2G

De nombreux constructeurs automobiles se sont intéressés à ces deux concepts. En particulier, on peut citer les constructeurs Nissan avec son système « Leaf-to-home » (V2H), Renault avec sa conformité « Z.E. ready », ainsi que des fournisseurs d'électricité. De tels concepts permettraient :

- De fournir de l'énergie quand le véhicule est en stationnement durant les heures de pointe.
- D'absorber de l'énergie quand le véhicule est en stationnement durant les heures creuses.

- D'agir comme des charges contrôlables et comme des sources distribuées sur le réseau.
- De réduire le coût des véhicules électriques.

L'utilisation des véhicules électriques en mode V2G est intéressante pour le stockage d'énergie renouvelable, mais elle présente des contraintes non négligeables dont il faut tenir compte [28] :

- une disponibilité élevée des bornes bidirectionnelles dans les résidences et dans les lieux publics (parking),
- une disponibilité des véhicules électriques des particuliers. Les personnes doivent s'impliquer et brancher leur voiture dès qu'ils ne s'en servent pas,
- vérifier la tension aux bornes des batteries,
- vérifier l'état de charge et la durée de vie des batteries.

La charge et la décharge usera prématurément les batteries. Lorsque ces dernières seront considérées comme usagées, elles ne seront plus utilisées au sein des véhicules électriques. Cependant, il est possible de se servir des batteries usagées dans le but de faire du stockage stationnaire. Évaluer le potentiel de stockage que représente l'utilisation des batteries des véhicules électriques en seconde vie nécessite l'analyse de deux paramètres majeurs :

- la durée moyenne de la première vie (i.e., utilisation au sein du véhicule lui-même),
- le niveau de dégradation des performances de la batterie en fin de première vie (indiquant son SOH ou state of health).

La majorité des études techniques réalisées par les constructeurs automobiles et les laboratoires de recherche donne une durée de première vie estimée entre 7 et 15 ans. La durée de première vie réelle d'une batterie est directement liée à son utilisation (e.g., nombre de cyclages complets, profondeur des cycles, conditions d'utilisation, température, ...) [13]. Le niveau de dégradation des performances d'une batterie en fin de première vie (i.e., capacité énergétique, puissance) est, quant à lui, le plus souvent estimé entre 20% et 30% ; les performances allant de 70% à 80% de celles d'une même batterie neuve [13].

Comme l'illustre la Figure 1-11, la capacité potentielle de stockage représentée par la réutilisation des batteries en seconde vie pourrait être estimée à 260 GWh (en valeurs cumulées) d'ici 2025 et 460 GWh à l'horizon 2030 [29]. Ces valeurs s'appuient sur les hypothèses ci-après :

- durée de première vie égale à 10 ans,
- 75% de capacité restante et en supposant une capacité initiale moyenne de 24 kWh,
- durée moyenne de seconde vie égale à 5 ans.

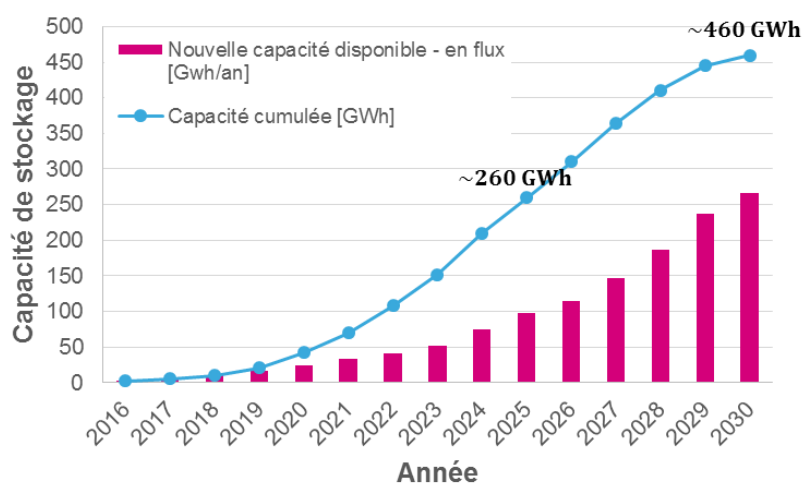


Figure 1-11 : Estimation de la capacité de stockage disponible liée à la seconde vie des batteries des véhicules électriques [29]

Une telle capacité de stockage permettrait de fonctionner de pair avec les énergies renouvelables tels que le solaire photovoltaïque et l'éolien. Les batteries des véhicules électriques sont une aubaine pour gérer la problématique de l'offre et de la demande en électricité décrite dans le paragraphe 1.1.1.

1.2.3. Gestion de la recharge des batteries

En fin de journée, chaque personne doit le plus souvent recharger son véhicule électrique pour pouvoir l'utiliser le lendemain. La recharge de la batterie pendant les heures de pointe augmente nécessairement le pic de consommation d'électricité (cf. Figure 1-12).

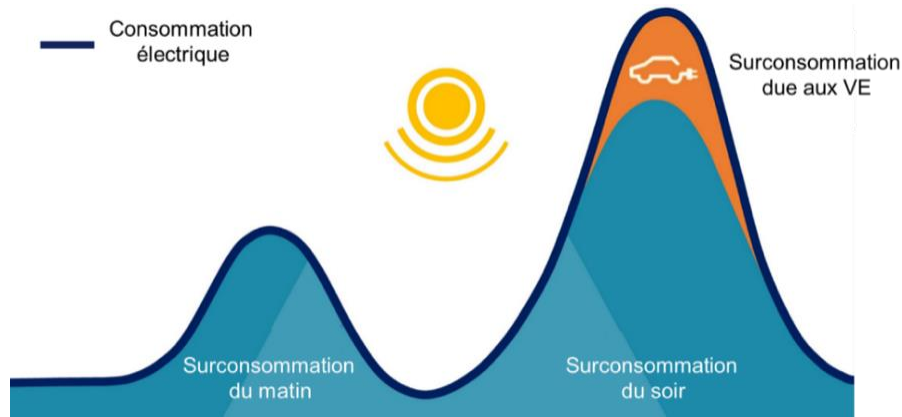


Figure 1-12 : Surconsommation d'électricité due aux véhicules électriques [30]

Dans l'optique de lisser la consommation journalière d'électricité décrite dans le paragraphe 1.1.1, l'énergie stockée dans la batterie du véhicule est utilisée lors des surconsommations pour fournir de l'électricité aux différentes charges. Puis, la batterie est rechargée pendant les heures creuses notamment pour éviter les surconsommations. Le principe d'équilibrage de la consommation électrique en utilisant l'énergie stockée dans les batteries des véhicules électriques est illustré dans la Figure 1-13.

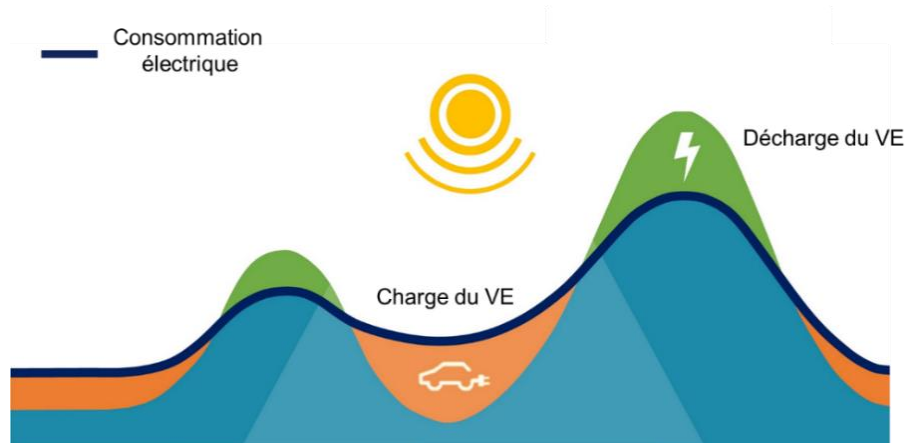


Figure 1-13 : Utilisation du véhicule électrique pour lisser la consommation électrique journalière [30]

En analysant l'émergence et le déploiement à long terme du concept de V2G, trois verrous technologiques majeurs ont pu être identifiés [31].

Le premier porte sur la fiabilité, la sécurité, la robustesse et la gestion des systèmes d'informations. Ces derniers sont principalement utilisés dans les stations de recharge, notamment à des fins de développement de services visant à la fois à réduire les émissions de gaz à effet de serre et à accroître l'efficacité énergétique.

Le deuxième porte sur l'uniformisation des bornes de recharge. Ces dernières doivent s'adapter à différents types et différentes marques de véhicules. Plusieurs services, autres que la recharge des véhicules, sont proposés (e.g., paiement du stationnement, services de mobilité tels que l'auto-partage).

Le dernier verrou porte sur la gestion de la charge/décharge des batteries. Les chargeurs de batteries peuvent être mis à disposition, soit en dehors du véhicule (station de recharge), soit directement à l'intérieur du véhicule (chargeur embarqué). Dans les deux cas, il est impératif d'utiliser un convertisseur bidirectionnel pour pouvoir échanger les flux d'énergie de la batterie vers le réseau AC et *vice-versa*.

À ce jour, plusieurs solutions existent pour recharger un véhicule électrique, que ce soit à son domicile ou dans les stations de recharge dédiées. De plus, plusieurs types de chargeurs se présentent aux propriétaires de véhicules électriques, les chargeurs externes et les chargeurs embarqués. C'est le type de charge qui définit la nature du chargeur pour un véhicule électrique. En effet, il existe plusieurs topologies de charge [32] :

- Lente : la voiture est raccordée au réseau AC. La puissance se limite à 2 kW en monophasé (8 A).
- Normale : la voiture est raccordée au réseau AC. La puissance est comprise entre 7 et 22 kW en monophasé (32 A) ou en triphasé (16-32 A).
- Rapide : la voiture est raccordée au réseau AC avec une puissance de 43 kW en triphasé (63 A) ou à un chargeur externe AC-DC de 50 kW (120 A) ou plus.

Une classification en termes de puissance des chargeurs de batterie en fonction des types de véhicule électrique est présentée dans la Figure 1-14. Les chargeurs de forte puissance sont dédiés aux bus électriques, aux super cars électriques et aux camions électriques.

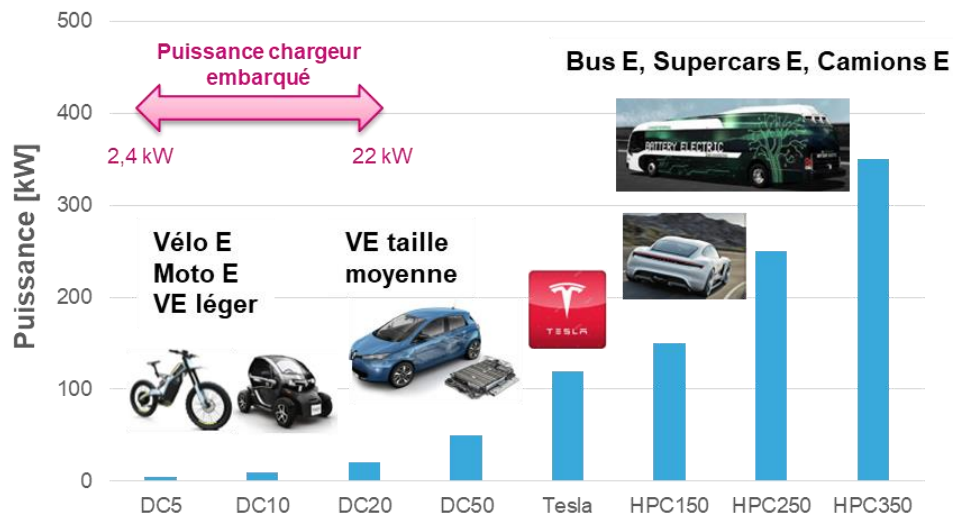


Figure 1-14 : Classification des chargeurs de batteries des véhicules électriques

Suivant les constructeurs, il est possible de recharger sa voiture selon ces différents types de charge. Il existe également des modes de charge correspondant aux types d'installation et aux types de charge :

- Le mode 1 correspond au branchement d'un câble simple sur une prise murale. Il n'est pas conseillé car il comporte trop de risques car il n'y a pas de contrôle de la charge. La durée de la charge est comprise entre 8 et 12 h.
- Le mode 2 correspond au branchement d'un câble dédié avec des dispositifs de sécurité et de communication sur une prise murale. Ce mode est destiné aux charges lentes limitées à 8 A en monophasé. Dans ce mode, à l'image du précédent, la durée de la charge est également comprise entre 8 et 12 h.
- Le mode 3 correspond au branchement d'un câble sur une borne dédiée intégrant le contrôle de la charge tout en garantissant un niveau maximal en termes de sécurité. La borne alimente le véhicule électrique via le réseau AC. Ce mode peut donc effectuer des recharges normales, accélérées ou rapides et peut être installé chez les particuliers. La charge dure généralement entre 1 et 8 h.
- Le mode 4 correspond aux stations DC pour les recharges rapides. Il est le plus souvent rencontré dans les lieux publics car son tarif d'installation est trop élevé et nécessite un aménagement de forte puissance. Le temps de charge total est inférieur à 30 min.

Comme le montre la Figure 1-15, les chargeurs externes représentent les stations de recharge DC de mode 4 uniquement (les bornes de mode 3 n'intègrent pas de convertisseurs). Ils sont constitués de convertisseurs AC-DC, de protections et permettent de recharger directement la batterie sans passer par le chargeur embarqué du véhicule électrique.

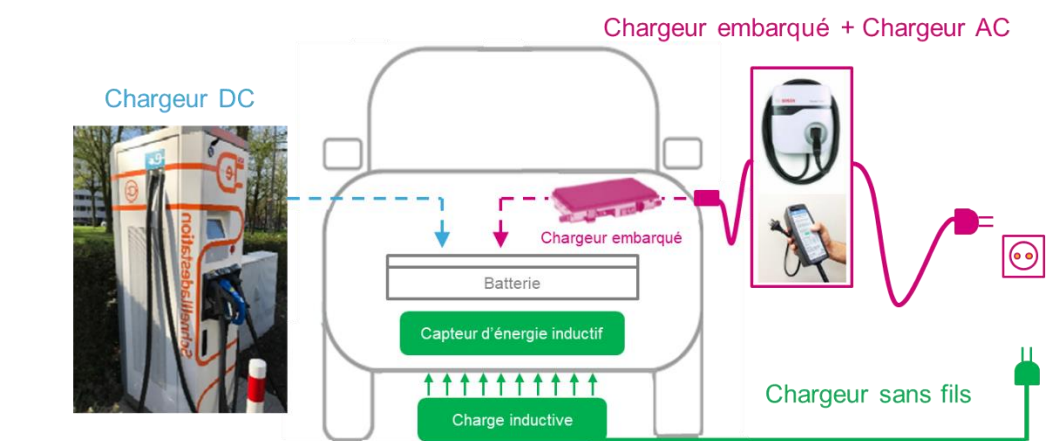


Figure 1-15 : Types de recharge des batteries des véhicules électriques

Les véhicules électriques sont équipés d'un chargeur embarqué pour des raisons économiques et pratiques. Il est possible de recharger le véhicule électrique partout (en ville, ou à son domicile) via des prises standards (mode 2) ou par l'utilisation de boîtes murales dédiées (mode 3). Toutes les recharges se font en AC. Les câbles sont communicants et les systèmes embarquent des organes de protection. À noter que certains véhicules se chargent par induction (mode 3) et n'utilisent pas leur chargeur embarqué interne.

Avec l'avènement du véhicule électrique impulsé par de nombreux états dont la Chine, une des applications consiste à détourner l'usage du véhicule électrique pour délester le réseau électrique de distribution, notamment durant les phases de surconsommation. L'élément de stockage (i.e., les batteries) est la partie centrale de ce mode de fonctionnement. Celui-ci est chargé puis déchargé suivant les besoins du système électrique. C'est pourquoi, il est nécessaire d'intégrer un convertisseur statique bidirectionnel et à haut rendement pour la gestion de l'élément de stockage. Ainsi, il sera possible de transférer les flux énergétiques du réseau électrique vers les batteries et *vice-versa*.

1.3. Proposition d'une topologie innovante de convertisseur AC-DC bidirectionnel

Dans cette partie, une nouvelle topologie de convertisseur monophasé bidirectionnel AC-DC à haut rendement énergétique est présentée pour répondre aux objectifs des travaux de recherche décrits dans la partie 1.3.3. En outre, le convertisseur devra fournir 90, 94 et 96% de rendement minimum à respectivement 20, 50 et 100% de charge pour obtenir la certification Platinum décrite dans les normes 80Plus (cf. Tableau 1-2).

Tableau 1-2 : Normes 80Plus sur les rendements [η] des convertisseurs [33]

	10% de la charge	20% de la charge	50% de la charge	100% de la charge
80Plus	-	$\eta = 82 \%$	$\eta = 85 \%$	$\eta = 82 \%$
80Plus Bronze	-	$\eta = 85 \%$	$\eta = 88 \%$	$\eta = 85 \%$
80Plus Silver	-	$\eta = 87 \%$	$\eta = 90 \%$	$\eta = 87 \%$
80Plus Gold	-	$\eta = 90 \%$	$\eta = 92 \%$	$\eta = 89 \%$
80Plus Platinum	-	$\eta = 92 \%$	$\eta = 94 \%$	$\eta = 90 \%$
80Plus Titanium	$\eta = 90 \%$	$\eta = 94 \%$	$\eta = 96 \%$	$\eta = 94 \%$

Une attention particulière est portée sur le fonctionnement de ce convertisseur en mode redresseur avec absorption sinusoïdale du courant (i.e., mode PFC ou « power factor correction »).

Tout d'abord, une synthèse des avantages et des inconvénients des structures existantes dans la littérature sera discutée. Cette synthèse permettra de justifier le choix de la topologie retenue dans le cadre de ces travaux de recherche. Les phases de fonctionnement de ce convertisseur seront ensuite explicitées. Enfin, les problématiques d'interconnexion de ce dernier au réseau électrique seront abordées. Des solutions seront en outre proposées.

1.3.1. Limites des structures PFC existantes

L'augmentation accrue des charges non linéaires a contraint les organismes de certification à la mise en place d'une norme pour limiter les perturbations sur le réseau électrique de distribution. Ces perturbations, sous la forme d'harmoniques, peuvent

amener à un fonctionnement défectueux des dispositifs de régulation, des télécommandes et d'autres systèmes de transmission de signaux sur le réseau. Elles peuvent également ajouter des pertes supplémentaires dans les condensateurs de compensation, au sein des machines tournantes et dans les câbles. Des perturbations téléphoniques peuvent aussi apparaître. Ces effets peuvent être soit instantanés, soit à long terme.

La norme IEC-61000-3-2 indique les valeurs des taux de distorsion harmonique (THD ou « total harmonic distortion ») en courant admissible dans les convertisseurs AC-DC [34]. Ce document concerne les applications nécessitant un courant d'intensité (en valeur RMS) inférieur à 16 A. Comme l'illustre le Tableau 1-3, pour les appareils de classe A (e.g., appareils triphasés équilibrés, appareils électrodomestiques, variateurs de lumière pour lampes à incandescence, ...), un niveau maximal du courant à atteindre est défini en fonction du rang de chaque harmonique. Au-delà de 16 A et cela, jusqu'à 75 A, la norme IEC 61000-3-12 est à appliquer pour les harmoniques injectés sur le réseau.

Tableau 1-3 : Limites de la norme IEC 61000-3-2 pour les appareils de classe A

Rang harmonique (n)	Intensité maximale du courant (A)
Harmoniques impairs	
3	2,3
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Harmoniques pairs	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

Une solution pour diminuer la valeur du THD est d'augmenter le facteur de puissance (noté *FP*) du convertisseur. Il est important de rappeler que le facteur de puissance représente le rapport de la puissance active (*P*) et de la puissance apparente (*S*) consommée par le convertisseur (cf. Figure 1-16 et Equation (1-1)).

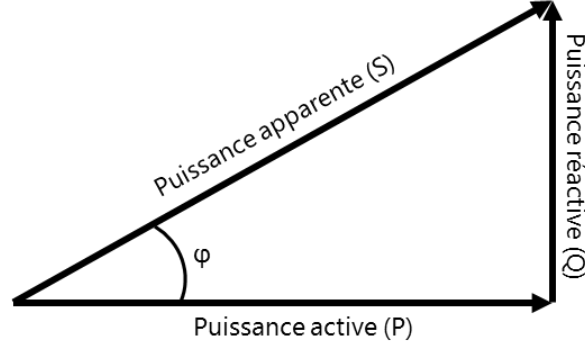


Figure 1-16 : Rappels sur le triangle des puissances pour une installation électrique

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1-1)$$

Lorsque les formes d'ondes de la tension et du courant sont sinusoïdales, le facteur de puissance défini dans l'équation (1-1) et dans la Figure 1-16 est égal à $\cos(\varphi)$, où φ représente le déphasage du courant par rapport à la tension. Toutefois, si la forme d'onde de la tension est sinusoïdale, mais que celle du courant ne l'est pas, on peut alors décomposer le courant (d'intensité efficace) en somme d'harmoniques. C'est le cas lorsque les charges connectées au réseau ne sont pas linéaires. Le facteur de puissance est alors défini dans l'équation (1-2). Pour les appareils de classe 3, le THD doit être inférieur à 10%. Pour la classe 2, le THD doit être inférieur à 8%. Pour les appareils dits « haut de gamme » (de classe 1), le THD doit être inférieur à 5 % [35], [36].

$$FP = \frac{V_{RMS} \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + THD_{If}^2}} \quad (1-2)$$

- V_{RMS} : tension efficace du réseau (V).
- I_{RMS} : intensité efficace du courant absorbé par le réseau (A).
- I_1 : intensité du fondamental du courant (A).
- φ_1 : déphasage du fondamental du courant par rapport à la tension du réseau AC (rad).
- $THD_{If} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{40} I_k^2}}{I_1}$: par rapport au fondamental (%).

La mise en œuvre de l'augmentation du facteur de puissance est ici réalisée à l'aide d'une structure de type PFC. Du point de vue du réseau électrique de distribution, ce type de convertisseur est perçu comme une charge linéaire. Cela se traduit alors par une absorption sinusoïdale du courant qui se doit d'être en phase avec la tension du réseau. Comme l'illustre la Figure 1-17, dans le cas d'un chargeur de batteries d'un véhicule électrique, cette fonction PFC est implémentée dans un pré-convertisseur introduit à l'intérieur du chargeur.

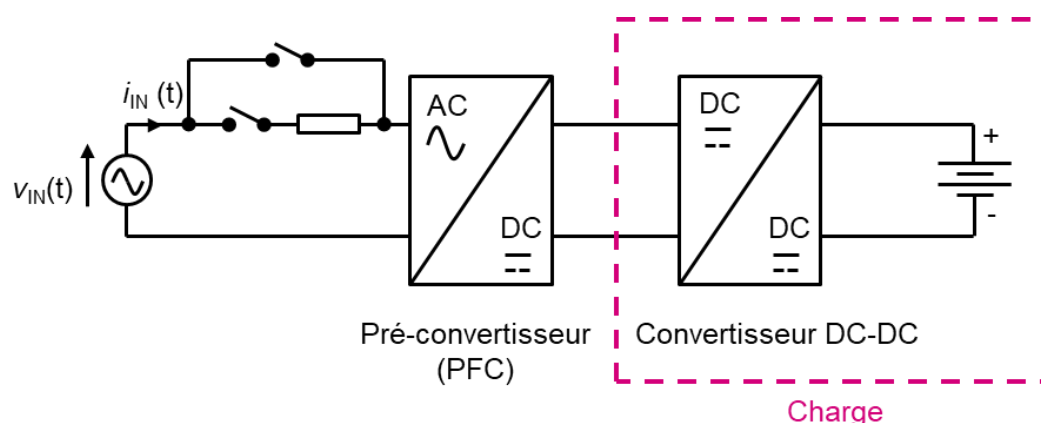
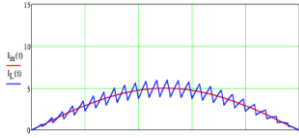
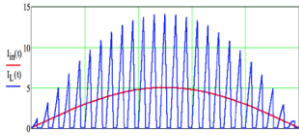
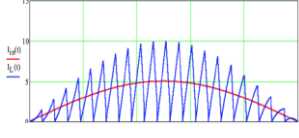


Figure 1-17 : Vue d'ensemble d'un chargeur de batteries d'un véhicule électrique

L'absorption sinusoïdale d'un courant est possible grâce à la régulation du convertisseur. Cette régulation permet, en plus d'un asservissement de la tension de sortie, un contrôle de la forme d'onde du courant d'entrée. Le courant dans l'inductance du PFC n'est pas obligatoirement sinusoïdal alors que le courant d'entrée, vu par le réseau, l'est. On distingue alors 3 modes de fonctionnement [37]. Les avantages et les inconvénients de ces modes sont listés dans le Tableau 1-4. Le mode de conduction critique (CrCM) est un mode particulier du mode de conduction discontinu (DCM). Ce dernier, implique une discontinuité de courant. Pour des applications supérieures à 150 W, le mode de conduction continu (CCM) est privilégié et cela, afin de transmettre le plus de puissance possible en ayant le moins de contraintes en courant.

Tableau 1-4 : Avantages et inconvénients des modes de conduction du PFC [38]

Mode	Avantages	Inconvénients
Mode de conduction continu (CCM) 	- Ondulation de courant plus faible - Pour une même puissance, le pic de courant est moins important	- Pertes en commutation non nulles - Inductance plus volumineuse
Mode de conduction discontinu (DCM) 	- Inductance plus petite - Pertes en commutation divisées par 2 (commutation au zéro de courant)	- Pour une même puissance, le pic de courant est plus important - Pertes en conduction plus élevées
Mode de conduction critique (CrCM) 	- Mêmes avantages qu'en DCM	- Mêmes inconvénients qu'en DCM avec un pic de courant moins important

Dans la famille des convertisseurs monophasés de type PFC, on distingue principalement deux structures : avec pont redresseur et sans pont redresseur ou « bridgeless » [38]–[40].

Dans un premier temps, intéressons-nous au PFC constitué d'un pont redresseur. Au départ, les premiers convertisseurs AC-DC étaient uniquement constitués d'un pont redresseur. Les valeurs des THD étaient alors trop élevées. Compte-tenu des exigences normatives décrites précédemment, un étage DC-DC a rapidement été implémenté dans l'étage AC-DC pour réaliser la fonction PFC. Les PFC sont nécessaires à partir de 75 W. Les tensions continues utilisées pour la traction varient de 300 à 700 V, alors que la tension du réseau électrique français est de 230 V (valeur efficace). Un hacheur de type élévateur de tension (ou « Boost ») est utilisé afin d'augmenter la tension. Les circuits de régulation implémentés dans ce hacheur permettent en outre d'obtenir un THD en courant très faible (i.e., de l'ordre de 5%). Parmi les structures PFC disposant d'un pont

redresseur, comme l'indique la Figure 1-18, on retrouve principalement trois types de topologies :

- PFC-Boost (cf. Figure 1-18 (a)),
- PFC-Boost entrelacé (cf. Figure 1-18 (b)),
- PFC-Boost à interrupteur bidirectionnel (cf. Figure 1-18 (c)).

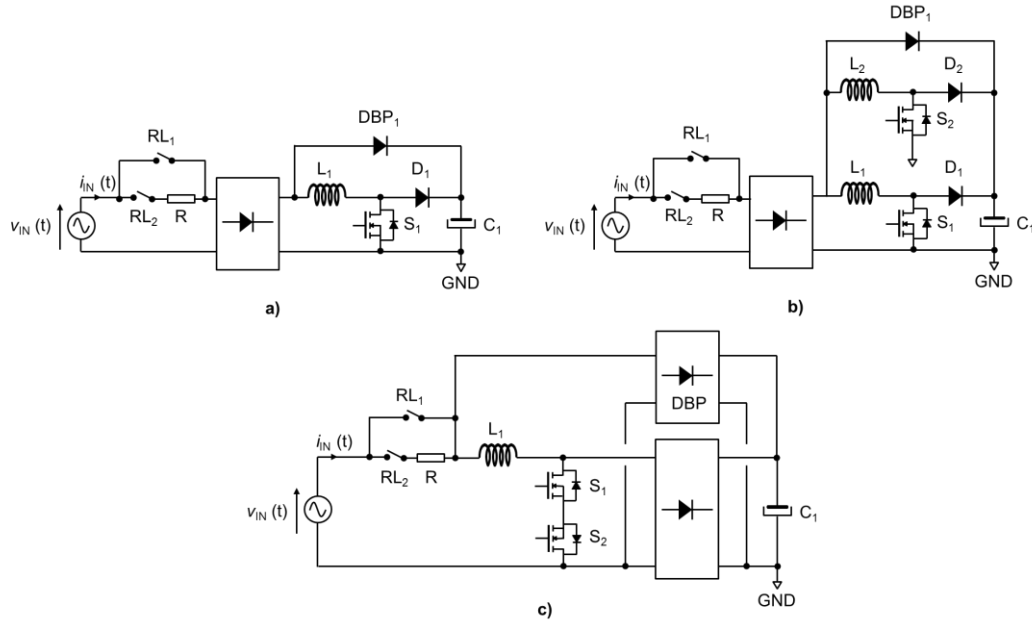


Figure 1-18 : Topologies de type PFC avec pont redresseur : (a) PFC-Boost ; (b) PFC-Boost entrelacé ; (c) PFC-Boost à interrupteur bidirectionnel

Dans le cas des chargeurs de batteries des véhicules électriques, la structure de type PFC-Boost est la plus utilisée. Elle a l'avantage de s'appuyer sur une topologie Boost largement discutée dans la littérature [40]. Cette topologie, qui permet de garantir une bonne immunité aux perturbations électromagnétiques, a un coût de développement relativement faible.

La topologie dite PFC-Boost entrelacé est utilisée pour diminuer les contraintes électriques sur les composants et la taille des inductances. Les rendements sont également plus élevés (i.e., de l'ordre de 96% à pleine charge) [40].

La structure de type PFC-Boost à interrupteur bidirectionnel utilise, comme son nom l'indique, un interrupteur bidirectionnel commandé à une fréquence de découpage élevée (i.e., jusqu'à la centaine de kHz). Les diodes, qui sont implémentées dans le pont redresseur sont équivalentes à des diodes « Boost ». Ces dernières sont généralement des diodes rapides (i.e., ultra rapides, Schottky ou SiC qui dépendent de la puissance nominale

du convertisseur) permettant de diminuer les pertes en commutation et *a fortiori*, d'améliorer le rendement global du convertisseur (i.e., de l'ordre de 97% à pleine charge). En revanche, le coût de fabrication d'un tel convertisseur est supérieur aux deux autres topologies.

Dans les trois structures décrites ci-dessus, les pertes dans le PFC se situent principalement dans le pont redresseur. Dans l'optique de réduire la consommation énergétique du convertisseur, des PFC sans pont redresseur (appelés « Bridgeless ») sont progressivement apparus. Ces derniers sont composés de deux hacheurs « Boost » : l'un fonctionnant sur l'alternance positive et l'autre sur l'alternance négative du réseau électrique. Comme précédemment, plusieurs sous-catégories peuvent être définies (cf. Figure 1-19) :

- PFC Semi-Boost (cf. Figure 1-19 (a)),
- PFC Totem-pole (cf. Figure 1-19 (b)),
- PFC Pseudo Totem-pole (cf. Figure 1-19 (c)).

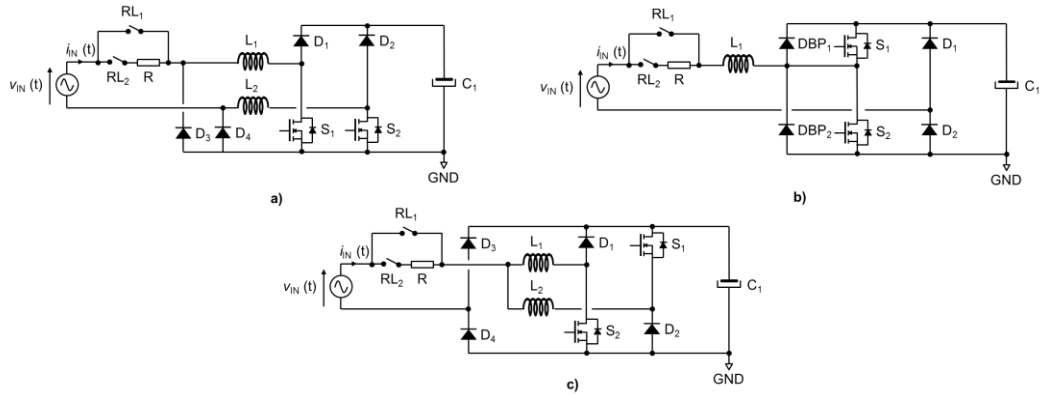


Figure 1-19 : Topologies de type PFC sans pont redresseur : (a) PFC Bridgeless Semi-Boost ; (b) PFC Bridgeless Totem-pole ; (c) PFC Bridgeless Pseudo Totem-pole

La structure de type PFC Bridgeless Semi-Boost est la première à être apparue. Les interrupteurs S_1 et S_2 (cf. Figure 1-19 (a)) des deux hacheurs Boost possèdent la même référence de commande (chaque MOSFET a sa source reliée à la masse notée ici GND). Ainsi, une seule alimentation isolée est nécessaire. Cette structure possède une bonne immunité aux perturbations électromagnétiques car la tension du réseau est sans cesse reliée au GND par les diodes D_3 et D_4 . Ce type de convertisseur permet d'atteindre de très bons rendements (i.e., de l'ordre de 97% à pleine charge) [41].

La topologie de type PFC Bridgeless Totem-pole est appelée ainsi par rapport à la disposition des MOSFETs notés S_1 et S_2 (cf. Figure 1-19 (b)). Ces derniers sont positionnés sur le même bras, rappelant ainsi les figures sur un totem. Jusqu'à ce jour, cette topologie était certes connue, mais quasiment jamais utilisée en tant que PFC. En effet, les diodes parasites des MOSFETs (ou diodes « body ») n'offraient pas de bonnes performances. Lors des commutations, un fort courant était présent ce qui empêchait d'avoir un fonctionnement correct du convertisseur. Par exemple, comme le montre la Figure 1-20, en mode de fonctionnement CCM, lorsque le transistor S_2 est ouvert, la diode « body » de S_2 fonctionne comme une diode rapide et fournit un passage pour le courant d'entrée. Au moment où le transistor S_2 se ferme, le courant traversant le transistor S_1 comprend le courant d'entrée et le courant de recouvrement inverse de la diode body de S_1 . Néanmoins, il était possible d'ajouter des diodes Schottky ou SiC en antiparallèle de ces MOSFETs pour conduire le courant à la place des diodes intrinsèques des transistors. Ce phénomène entraîne des pertes sévères et peut même endommager les composants [42].

Aujourd'hui, avec l'avènement des composants semi-conducteurs à grands gaps tels que les MOSFETs conçus sur un substrat en SiC (carbure de silicium) ou en GaN (nitride de gallium), cette topologie devient intéressante. De forts rendements énergétiques (i.e., de l'ordre de 98% à pleine charge) peuvent être atteints. Le phénomène du courant de recouvrement inverse a disparu grâce aux bonnes performances de ces technologies. L'inconvénient principal de cette topologie est la complexité de la commande rapprochée des MOSFETs. Les références des deux composants ne sont pas les mêmes. Il faut alors prévoir une isolation galvanique pour les signaux de commande. Une alimentation auxiliaire est donc requise.

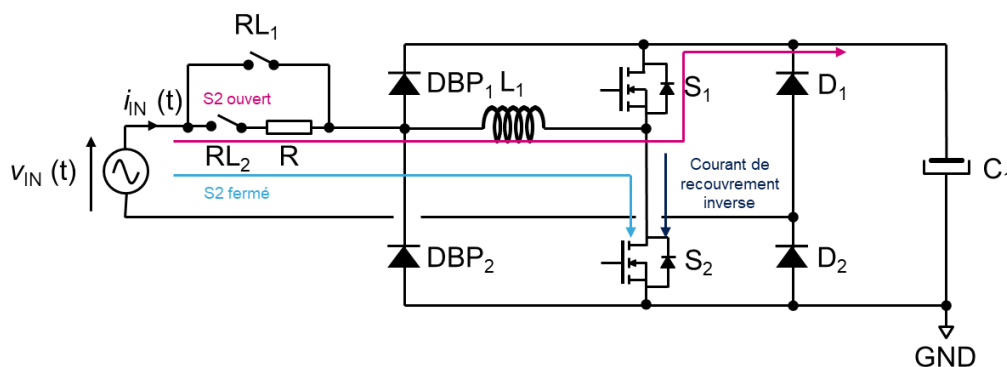


Figure 1-20 : Problème de recouvrement inverse dans le PFC Totem-pole

La structure dite PFC Bridgeless Pseudo Totem-pole (cf. Figure 1-19 (c)) est une variante du PFC Bridgeless Totem-pole. Cette structure est très peu utilisée. Le rendement global du convertisseur est un peu plus faible que les deux autres structures décrites précédemment (i.e., de l'ordre de 97% à pleine charge) [43].

Afin de justifier le choix d'une topologie répondant aux exigences décrites dans la partie 1.3.3, un tableau de synthèse est proposé (cf. Tableau 1-5). Le choix de la structure à retenir prend en compte le nombre de composants passifs, le nombre d'interrupteurs de puissance à commander, ainsi que l'efficacité énergétique du convertisseur. La structure utilisant un pont redresseur de type PFC-Boost pourrait être intéressante du point de vue des nombres de composants actifs et passifs. En revanche, le rendement, qui n'est pas aussi élevé que les autres topologies, fait que cette solution est proscrite. La structure de type PFC Bridgeless Totem-pole se démarque des autres topologies, notamment du fait d'un haut rendement énergétique.

Il est important de noter que les six structures présentées dans le Tableau 1-5 sont unidirectionnelles. Des modifications majeures sont donc nécessaires afin de répondre à une exigence de bidirectionnalité des flux d'énergie.

Tableau 1-5 : Avantages et inconvénients des PFC monophasés avec et sans pont redresseur

Topologies Critères	Avec pont redresseur			Sans pont redresseur ou « Bridgeless »		
	PFC-Boost	PFC-Boost entrelacé	PFC à interrupteur bidirectionnel	PFC Semi-Boost	PFC Pseudo Totem-pole	PFC Totem-pole
Nombre d'inductances	1	2	1	2	2	1
Nombre de diodes lentes	4	4	0	2	2	2
Nombre de diodes rapides	1	2	4	2	2	0
Nombre d'interrupteurs à piloter	1	2	2	2	2	2
Sous-Total	7	10	7	8	8	5
Circuit de commande	Facile	Facile	Complexe	Facile	Complexe	Complexe
Nombre d'alimentations isolées	1	1	2	1	2	2
Bruit de mode commun	Faible	Faible	Moyen	Moyen	Fort	Fort
Mode de fonctionnement	CCM DCM CrCM	CCM DCM CrCM	CCM DCM CrCM	CCM DCM CrCM	CCM DCM CrCM	CCM DCM CrCM
Classement meilleur rendement	5	4	2	3	3	1

1.3.2. Présentation d'une structure bidirectionnelle AC-DC de type PFC Bridgeless Totem-pole

La topologie de type PFC Bridgeless Totem-pole a été maintenant justifiée compte-tenu des avantages décrits précédemment. Cependant, pour assurer le transfert d'énergie du réseau vers la batterie et *vice-versa*, il est primordial de remplacer les interrupteurs

monodirectionnels présents par des composants bidirectionnels. Les diodes D_1 et D_2 (cf. Figure 1-19 (b)) commutent à 50 Hz sur une demi-période et ne sont pas réversibles. Elles peuvent être remplacées par des MOSFETs, des Triacs ou des thyristors montés en tête bêche [44], [45]. La Figure 1-21 présente les schémas électriques des structures qui ont été proposées : structure à base de thyristors (cf. Figure 1-21 a)) ou à base de Triacs (cf. Figure 1-21 b)). La structure et le fonctionnement de ces composants sont détaillés en Annexe A. La topologie retenue pour ces travaux de recherche est la topologie a) car la topologie b) nécessite une commande complexe des Triacs. En effet, la commande du premier Triac au zéro de la tension du réseau, marquant une transition des phases de fonctionnement, ne doit pas chevaucher la commande du second Triac, ce qui peut entraîner un court-circuit de la source DC. Cela pourrait ainsi conduire à la destruction de ces composants. Si cette topologie avait été choisie, il aurait fallu travailler sur un circuit de protection pour éviter ce genre d'accident. Cela implique non seulement des temps d'étude et de test supplémentaires, mais aussi de vérifier la fiabilité du système complet.

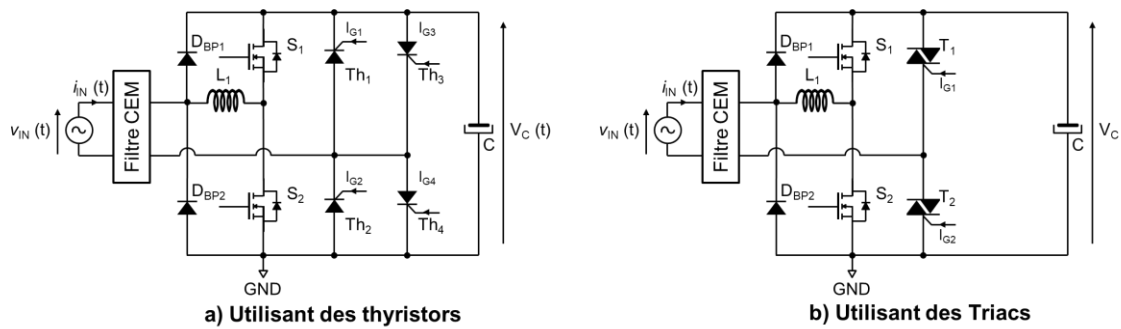


Figure 1-21 : Structure PFC Bridgeless Totem-pole réversible proposée [44], [45]

1.3.3. Objectifs des travaux de recherche

Les travaux présentés dans ce mémoire consistent à proposer et étudier une structure de convertisseur innovante bidirectionnelle monophasée. Ce convertisseur s'inscrit dans les nouvelles tendances de convertisseurs et offre ainsi une bonne compacité et des performances très élevées. Le convertisseur proposé est à haut rendement énergétique (conforme à la norme 80Plus Platinum), à faible densité volumique et à faible poids. Bien entendu, dans ce mémoire, nous nous intéresserons à la qualité des signaux (i.e., tension et courant d'entrée). Un indicateur est leur taux de distorsion harmonique.

Cette thèse s'inscrit également dans le prolongement des travaux sur la limitation des courants d'appel des convertisseurs AC-DC initiés par la société STMicroelectronics

de Tours. L'implémentation de composants alternatifs de puissance de type thyristor ou Triac pour remplacer une solution traditionnelle à base de relais électromécaniques sera un axe de recherche. Ainsi, les problèmes de fiabilité du convertisseur liés aux défaillances des relais pourront être résolus. De nouvelles procédures de commande des composants, durant les phases de démarrage du convertisseur, seront également proposées.

Les travaux présentés dans ce mémoire seront notamment validés par des mesures expérimentales menées sur un démonstrateur. Une attention particulière sera portée sur le mode redresseur à absorption sinusoïdale du courant. À terme, l'enjeu est d'obtenir une base de données des différentes solutions de limitation des courants d'appel dans une structure AC-DC et ainsi, d'être en mesure d'évaluer les composants fabriqués par la société STMicroelectronics.

1.4. Problématique de l'interconnexion des convertisseurs avec le réseau

Dans un fonctionnement normal, c'est-à-dire lorsque le réseau électrique de distribution doit fournir de l'énergie à la batterie pour la recharger via un des systèmes présentés dans la partie précédente, des surintensités peuvent apparaître si elles ne sont pas limitées. On distingue alors deux problèmes :

- Lors de la connexion de l'appareil sur le réseau AC, un fort courant d'appel apparaît pour charger le condensateur de stockage à la valeur crête de la tension du réseau. Ce courant peut atteindre 5 à 20 fois la valeur du courant en régime permanent (cf. Figure 1-22).
- Le réseau électrique peut subir des creux de tension. Ces derniers sont variables et s'ils sont suffisamment longs, le condensateur de stockage se décharge entièrement. Lorsque la tension du réseau AC réapparaît, le condensateur de stockage doit à nouveau se charger.

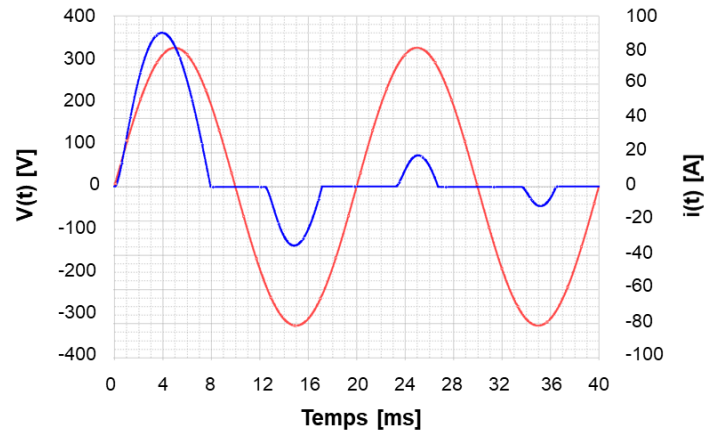


Figure 1-22 : Formes d’ondes de la tension et du courant d’entrée lors de la mise sous tension sans limitation du courant d’appel

Une norme spécifie les limites concernant les variations de tension autorisées entre la tension du réseau AC et la tension aux bornes de l’appareil branché sur le réseau. Il s’agit de la norme IEC 61000-3-3 [46]. Elle définit le taux de variation de la tension, noté d (cf. Equation (1-3)).

$$d = \frac{\Delta U}{U_{\text{appareil}}} [\%] \quad (1-3)$$

- ΔU : variation de la tension (V).
- U_{appareil} : tension aux bornes de l’appareil (V).

Pour les systèmes qui sont susceptibles de générer de nombreuses fois des chutes de tension (e.g., le soudage par résistance, les moteurs de réfrigérateurs, les fours électriques à arc, les appareils d’imagerie médicale, les moteurs à charge variable, ...), la norme donne un gabarit exprimant le nombre de variations par minute en fonction de la valeur du taux de variation de la tension d . Ainsi, une classification en différentes catégories selon le type d’appareil est prévue, en précisant le taux de variation à ne pas dépasser :

- $d_{\text{max}}=4\%$ pour les appareils commutés automatiquement et mis sous tension immédiatement après une interruption d'alimentation.
- $d_{\text{max}}=6\%$ pour les appareils :
 - commutés manuellement,

- commutés automatiquement plus de deux fois par jour et dont le démarrage est, soit retardé (le délai étant au minimum de plusieurs dizaines de secondes), soit manuel suite à l'interruption de l'alimentation ;
- $d_{max}=7\%$ pour les appareils :
 - qui sont sous surveillance pendant leur utilisation (par exemple : sèche-cheveux, aspirateurs, matériels de cuisine comme les mixeurs, matériels de jardinage comme les tondeuses à gazon, outils portables comme les perceuses électriques),
 - qui sont mis automatiquement sous tension, ou qui sont destinés à être mis sous tension manuellement, deux fois par jour au maximum et dont le redémarrage est, soit retardé (le délai étant au minimum de plusieurs dizaines de secondes), soit manuel suite à l'interruption de l'alimentation.

Le temps cumulé, pendant lequel le taux de variation de la tension aux bornes de l'appareil sous test peut être supérieur à 3,3%, doit être inférieur à 500 ms. Dans ce cas, le courant d'appel (en valeur efficace) à ne pas dépasser est donné par l'équation (1-4).

Il est nécessaire de limiter la valeur efficace des courants d'appel à 16 A. Trois conséquences peuvent être émises si ce courant n'est pas contrôlé. Tout d'abord, le système peut être directement affecté (déclenchement des fusibles ou des disjoncteurs). Deuxièmement, les composants du convertisseur (comme les interrupteurs de puissance ou le condensateur de stockage) peuvent être endommagés. Enfin, un fort courant d'appel peut induire une contrainte en courant supplémentaire sur le réseau AC.

$$I_{IN_{RMS}} = \frac{d_{max} \cdot U}{Z_{ref}} = \frac{0,033 \times 230}{0,472} = 16 \text{ A} \quad (1-4)$$

- Z_{ref} : impédance de référence du réseau donnée par la norme (Ω).
- U : tension du réseau AC en valeur efficace (V).

On suppose que la conduction du courant s'effectue pendant 1/6 de la période du réseau lors de la mise sous tension des convertisseurs (hors PFC). La Figure 1-23 donne les formes d'ondes de la tension du réseau et du courant dans le cas idéal.

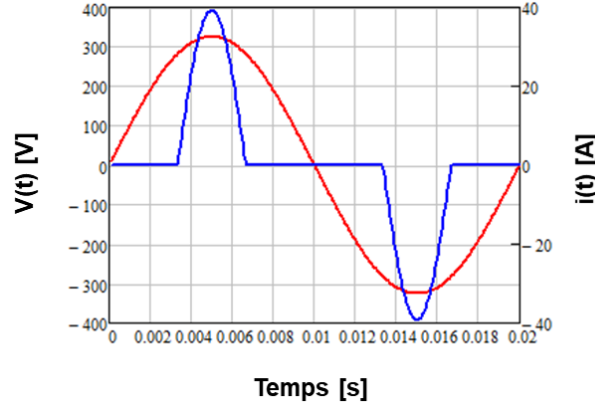


Figure 1-23 : Pic de courant maximal pour respecter la norme IEC61000-3-3
(hypothèse : conduction du courant durant 1/6 de la période du réseau)

Dans ce cas, la valeur maximale du courant à ne pas dépasser pour respecter la norme est définie par l'équation (1-5).

$$I_{IN_{MAX}} = \sqrt{\frac{\frac{T}{2} \cdot I_{RMS_{MAX}}^2}{\int_0^{\frac{T}{6}} \sin^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt}} = 39,19 A \quad (1-5)$$

- T : période du réseau électrique.

1.5. Conclusions

Ce chapitre a été l'occasion de mettre en exergue l'augmentation drastique de la consommation de l'électricité en Europe et notamment, en France. Pour pallier aux problématiques environnementales du fait de la pollution par les centrales de production d'électricité, les énergies renouvelables sont utilisées pour ajuster la production de l'électricité en fonction de sa consommation. Une question se pose alors sur le stockage nécessaire du fait de l'intermittence de ces nouvelles sources d'énergie.

Les diverses activités menées sur la recherche de moyens de stockage dédiés à la gestion des énergies renouvelables par le réseau électrique vont, entre autre, nous permettre d'exploiter les potentialités des véhicules électriques. Ces véhicules offrent en outre une capacité de stockage importante. Cette dernière ne va cesser d'augmenter, notamment avec l'accroissement des ventes dans les années à venir. La gestion de

l'électricité sur le réseau AC doit nécessairement s'effectuer de manière intelligente. Lors des périodes de surconsommation, l'énergie peut être prise à travers les batteries des véhicules. Durant les heures creuses, les véhicules peuvent être chargés normalement.

Un tel fonctionnement amène un besoin fondamental de concevoir un chargeur bidirectionnel à haut rendement énergétique pour l'utilisation des véhicules électriques. Ce chargeur se doit d'être conforme aux différentes réglementations CEI, notamment en termes de taux de distorsion harmonique des signaux de sortie, du facteur de puissance du convertisseur et de la sécurité de l'appareil. Une structure bidirectionnelle de type PFC Bridgeless Totem-pole a été retenue ; structure utilisant notamment des thyristors. Ce convertisseur sera mis en œuvre et ses performances seront analysées dans la suite de ce manuscrit.

CHAPITRE 2 :
Limitation des courants
d'appel dans un
convertisseur AC-DC

Sommaire

2.1. Introduction.....	69
2.2. Gestion des courants d'appel.....	70
2.2.1. Analyse des solutions existantes.....	70
2.2.1.1. <i>Solution passive à base d'une résistance de puissance</i>	<i>70</i>
2.2.1.2. <i>Solution passive à base de thermistance.....</i>	<i>72</i>
2.2.1.3. <i>Solution passive utilisant une résistance associée à un interrupteur électromécanique</i>	<i>74</i>
2.2.1.4. <i>Solution passive à base d'une résistance associée à des interrupteurs électroniques.....</i>	<i>75</i>
2.2.1.5. <i>Synthèse des avantages et des inconvénients des solutions utilisées..</i>	<i>76</i>
2.2.2. Proposition d'une limitation active des courants d'appel à base d'un interrupteur statique	77
2.3. Prédiction des courants d'appel	82
2.3.1. Modélisation du convertisseur AC-DC.....	83
2.3.1.1. <i>Modélisation des composants actifs de puissance</i>	<i>83</i>
2.3.1.2. <i>Modélisation du condensateur de sortie.....</i>	<i>83</i>
2.3.1.3. <i>Modélisation du filtre CEM</i>	<i>84</i>
2.3.1.4. <i>Modélisation de l'impédance du réseau AC.....</i>	<i>84</i>
2.3.1.5. <i>Modélisation du convertisseur lors des phases transitoires.....</i>	<i>85</i>
2.3.2. Prédiction du courant maximal durant les phases transitoires.....	88
2.3.2.1. <i>Loi de commande temporelle.....</i>	<i>88</i>
2.3.2.2. <i>Loi de commande à courant maximal constant</i>	<i>94</i>
2.4. Détermination de l'impédance du réseau AC	98
2.4.1. Solutions existantes permettant de mesurer l'impédance du réseau AC	98
2.4.2. Solution proposée utilisant la prédiction des courants d'appel.....	100
2.4.2.1. <i>Méthodologie</i>	<i>100</i>
2.4.2.2. <i>Utilisation d'un abaque de référence</i>	<i>100</i>
2.4.2.3. <i>Validation expérimentale.....</i>	<i>102</i>
2.5. Conclusions.....	103

2.1. Introduction

La norme 61000-3-3, précédemment décrite dans le chapitre 1.3.3, spécifie les limites concernant les variations de tension autorisées entre le réseau AC et celle aux bornes de l'appareil branché sur ce réseau. Cette norme s'applique à tous les convertisseurs AC-DC (e.g., chargeurs de batterie, variateurs de vitesse, ...). Lorsque le convertisseur se connecte au réseau ou lorsque le réseau lui-même « s'écroule » (on parle dans ce cas de creux de tension), des forts courants d'appel apparaissent. Ces derniers peuvent avoir des effets à la fois à court terme et à long terme.

À court terme, les circuits de protection peuvent se déclencher (e.g., disjoncteurs) voire se détériorer (e.g., fusibles). Pour pallier à ces problèmes, il convient alors de les surdimensionner. Les courants d'appel génèrent des harmoniques qui peuvent conduire à une instabilité du réseau électrique. Ces harmoniques de courant créent des chutes de tension aux bornes des appareils connectés. Des dysfonctionnements peuvent alors apparaître tels que, par exemple, des phénomènes de scintillement d'un système d'éclairage avoisinant.

Les effets à long terme sont quant à eux beaucoup moins quantifiables. D'une part, les composants internes (e.g., condensateurs, diodes, ...) peuvent se dégrader prématurément conduisant à un dysfonctionnement de l'appareil connecté au réseau. D'autre part, les pertes en ligne générées durant ces phases transitoires impactent directement le système électrique. En particulier, l'échauffement thermique introduit par ces pertes induit un vieillissement prématuré des lignes électriques (e.g., contraintes mécaniques sur les lignes, sur les jeux de barre).

Comme les conséquences des courants d'appel peuvent être importantes, il convient alors de les limiter. Ce chapitre va à la fois mettre en exergue les solutions actuellement utilisées pour répondre à cette problématique et proposer un limiteur actif des courants d'appel qui sera implémenté dans un convertisseur AC-DC. Dans un premier temps, une analyse des solutions actuellement utilisées sera présentée. Puis, une solution à base de composants alternatifs de puissance va être proposée. En particulier, une modélisation mathématique des formes d'ondes lors des phases transitoires sera décrite. Enfin, cette solution, implémentée dans un PFC de type Totem-pole, sera discutée.

2.2. Gestion des courants d'appel

Dans cette partie, les solutions existantes de limitation des courants d'appel dans un convertisseur AC-DC seront étudiées pour répondre à la norme décrite dans le chapitre 1.3.3. Une analyse exhaustive de la littérature, fondée sur de nombreux articles, des brevets et des notes d'application, va permettre de définir les avantages et les inconvénients des solutions actuellement employées [47]–[69].

2.2.1. Analyse des solutions existantes

De manière générale, il est possible de positionner le limiteur de courant du côté alternatif, soit sur la phase (cf. Figure 2-1 a)), soit sur le neutre (cf. Figure 2-1 b)), ou alors du côté continu, soit sur le bus DC (cf. Figure 2-1 c)), soit sur le GND (cf. Figure 2-1 d)). La configuration d) n'est actuellement pas utilisée pour des raisons de référence de l'électronique de commande. À noter que ces solutions peuvent être implémentées dans des convertisseurs AC-DC avec et sans pont redresseur.

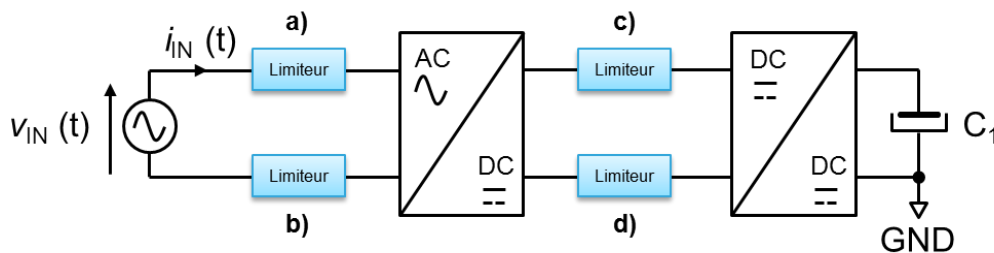


Figure 2-1 : Placement du limiteur de courant dans un convertisseur AC-DC

2.2.1.1. Solution passive à base d'une résistance de puissance

La première solution consiste à insérer une résistance de puissance en série sur le chemin de la surintensité. Ainsi, l'intensité du courant est limitée par la valeur ohmique de la résistance. L'équation (2-1) définit la valeur minimale de la résistance en fonction du courant maximal que l'on souhaite obtenir lors des phases transitoires (cf. Figure 2-2). Durant ces phases, l'impédance d'entrée est par hypothèse très faible.

$$R_{MIN} = \frac{V_{IN_MAX}}{I_{IN_MAX}} \quad (2-1)$$

- V_{IN_MAX} : valeur crête de la tension du réseau électrique
- I_{IN_MAX} : intensité maximale du courant (39,19 A)

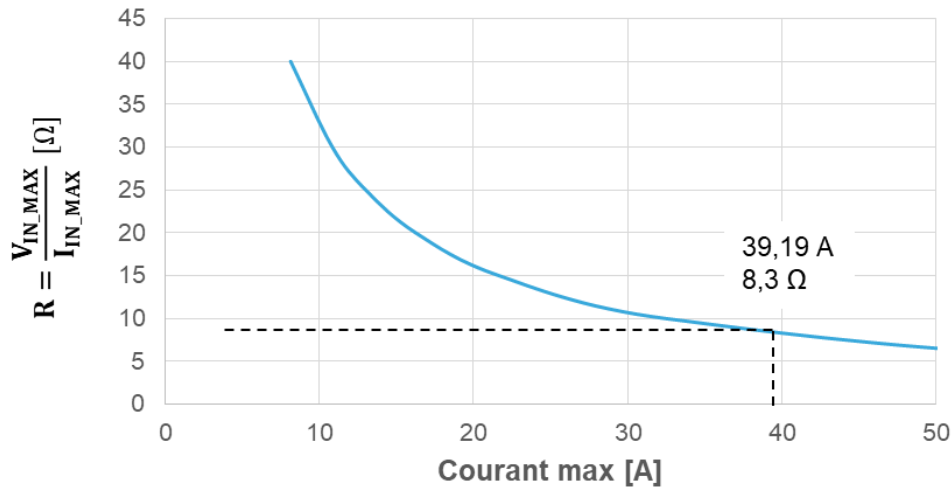


Figure 2-2 : Résistance de puissance en fonction du courant d'appel (caractéristiques du réseau AC : $V_{IN} = 230 \text{ V RMS} - 50 \text{ Hz}$)

La Figure 2-2 montre que plus la valeur de la résistance est faible, plus la valeur maximale du courant d'appel à limiter est importante. La valeur de la résistance doit en particulier être dimensionnée pour minimiser les pertes par effet Joule en régime nominal (cf. Équation (2-2) et Figure 2-3). Pour limiter l'intensité du courant à 39,19 A (valeur définie dans le Chapitre 1), une résistance de 8,3 Ω doit être choisie.

Cette solution, bien que limitée en termes de rendement, reste néanmoins extrêmement triviale, très fiable et à faible coût. C'est la raison pour laquelle elle est utilisée pour des applications de faible puissance (e.g., outils portatifs, chargeurs de téléphone mobile, ...).

$$Pertes = R_{MIN} \cdot I_{IN_RMS}^2 \quad (2-2)$$

- I_{IN_RMS} : courant efficace du réseau électrique

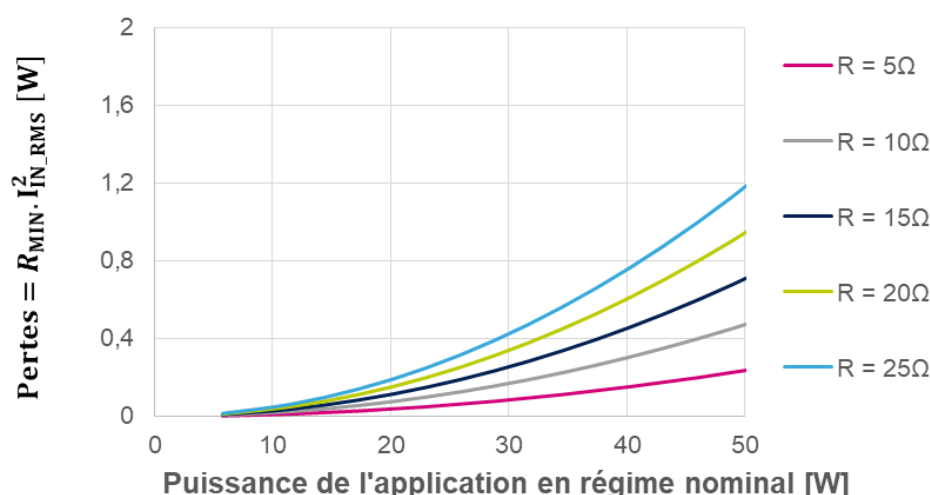


Figure 2-3: Pertes avec une résistance de puissance en fonction de l'application

2.2.1.2. Solution passive à base de thermistance

Pour adresser des applications de plus forte puissance, la résistance est remplacée par une thermistance afin de diminuer les pertes énergétiques nominales. On distingue deux types de thermistance : celle à coefficient de température négatif (CTN) et celle à coefficient de température positif (CTP). Dans le premier cas, la thermistance possède une forte résistance à température ambiante (25 °C). Elle s'échauffe quand un courant la traverse et sa valeur ohmique diminue. Dans le second cas, c'est l'inverse. La thermistance possède une faible résistance à température ambiante. Elle s'échauffe quand un courant la traverse et sa valeur ohmique augmente. Même si la thermistance de type CTN est beaucoup plus utilisée pour la gestion des courants d'appel, la thermistance de type CTP est employée dans des applications spécifiques (e.g., déconnexion d'un enroulement du moteur d'un compresseur de réfrigérateur une fois le moteur démarré).

Le dimensionnement d'une thermistance CTN s'effectue de manière analogue à la solution présentée précédemment. Toutefois, il est important de prendre en compte l'évolution de la température lors du fonctionnement en régime permanent. La relation de Steinhart-Hart est alors utilisée pour le dimensionnement (cf. Équation (2-3) [70]). Dans cette équation, le paramètre β est un coefficient de température disponible dans la notice du fabricant de la thermistance. Il est important de noter que ce paramètre est constant uniquement dans des plages de température (e.g., dans les plages 25-50 °C ou 25-85 °C).

Plus ce coefficient est élevé, meilleure sera la sensibilité en température. La Figure 2-4 montre l'évolution de la valeur ohmique de la thermistance en fonction de la température.

$$R(T) = R_0 \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2-3)$$

- R_0 : Valeur ohmique de la CTN à la température T_0 donnée par le constructeur
- T_0 : Température de 298,15 K (soit 25 °C)
- β : Coefficient de température du matériau donné par le constructeur

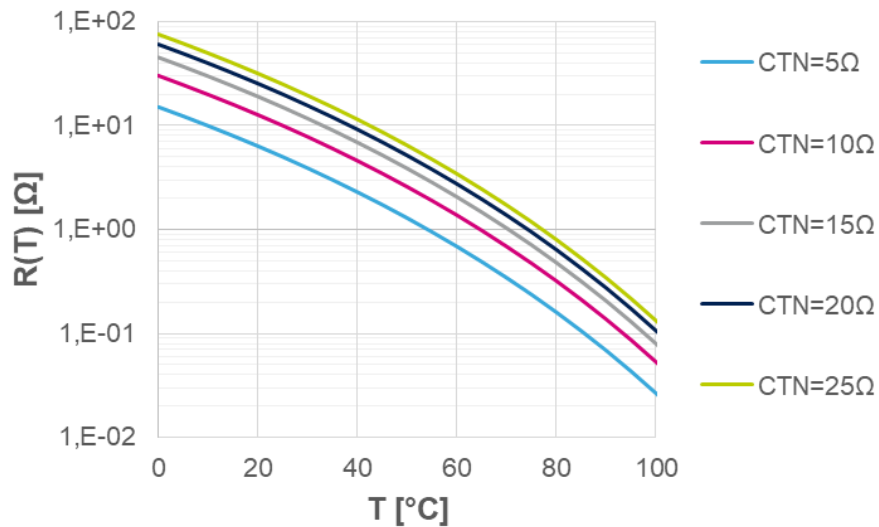


Figure 2-4 : Évolution de la résistance d'une thermistance de type CTN (pour $\beta = 3\,000$) en fonction de la température

Cette méthode, d'apparence simple, présente néanmoins des inconvénients. L'efficacité de la limitation du courant d'appel dépend fortement de la température ambiante. À des températures très basses (inférieures à zéro degré Celsius), des problèmes de démarrage peuvent se produire car la résistance est trop importante pour atteindre le courant nominal de l'application. De plus, la limitation du courant est insuffisante pour des températures excessivement élevées du fait de la diminution de la valeur ohmique de la thermistance. Un autre inconvénient est lié aux éventuelles microcoupures du réseau électrique. Par exemple, pour une coupure de l'ordre de 100 ms, le condensateur électrochimique se décharge. Lorsque le réseau est rétabli, la thermistance est encore chaude. La limitation de courant n'est alors plus efficace. Enfin, la thermistance de type CTN provoque des pertes par effet Joule (de l'ordre de 1% de la puissance de l'appareil).

À l'image de la solution précédente, les limiteurs à base de thermistance sont utilisés dans des applications de faible puissance, i.e. jusqu'à 100 W (e.g., chargeurs d'ordinateurs portables, ...).

2.2.1.3. Solution passive utilisant une résistance associée à un interrupteur électromécanique

D'autres solutions existent pour des puissances plus importantes (i.e., supérieures à 500 W). En particulier, un relais électromécanique est placé en parallèle de la résistance de puissance. Lors de la connexion de l'appareil au réseau AC, la résistance joue le rôle de limiteur de courant. Le relais électromécanique est quant à lui commandé à la fin de la charge du condensateur DC (noté C_1 dans la Figure 2-1). Dans ce cas, les pertes en conduction sont extrêmement réduites par rapport à la première solution car la résistance de contact du relais (i.e., de l'ordre de 50 m Ω) est beaucoup plus faible que la résistance de puissance (i.e., en général 200 fois plus petite). Ces pertes sont également réduites par rapport à la seconde solution (i.e., 5 fois plus petites). Pour vérifier l'état de charge du condensateur DC, on distingue deux méthodes :

- Avec un retard à la commande du relais électromécanique. Après un calcul du temps de charge du condensateur DC, la commande est retardée par le biais d'un microcontrôleur avec un délai de l'ordre d'une centaine de millisecondes. Cependant, le vieillissement du condensateur DC peut influencer sur le temps de charge de ce dernier. Cette solution est donc à proscrire.
- Avec une comparaison en temps réel de la tension de sortie et de son niveau de tension en charge. Le relais électromécanique est dans ce cas commandé immédiatement une fois le condensateur chargé. À 80% de charge du condensateur, la régulation en mode PFC peut démarrer.

L'utilisation en forte puissance se justifie par le fait d'une diminution des pertes en régime permanent. Toutefois, cette solution présente un nombre non négligeable d'inconvénients. Cette solution peut être problématique lors de fortes contraintes d'intégration (i.e., compacité et densité volumique). Par ailleurs, l'utilisation de relais peut dégrader la fiabilité du système, notamment pour les raisons suivantes :

- Le relais est sensible aux vibrations et peut entraîner un risque d'explosion dans un environnement inflammable.
- Le relais peut rester « collé » en cas d'interruption brève du réseau AC. En effet, les nombreuses commutations en charge vont diminuer la qualité du contact.

Enfin, même si les pertes en régime permanent sont considérablement diminuées par rapport aux solutions précédentes, leur niveau reste néanmoins non négligeable. En particulier, il persiste toujours des pertes dues à la consommation de la bobine du relais (e.g., 500 mW pour un relais de calibre 16 A RMS) et des pertes par conduction (e.g., 12,8 W pour un relais de calibre 16 A RMS ayant une résistance de contact de 50 mΩ). De plus, la résistance de contact se dégrade progressivement avec le nombre de cycles effectués, ce qui augmente par conséquent les pertes en régime permanent. À noter qu'un second relais peut être ajouté en série pour déconnecter le bus DC et ainsi, réduire les pertes en mode veille (cf. Figure 2-5).

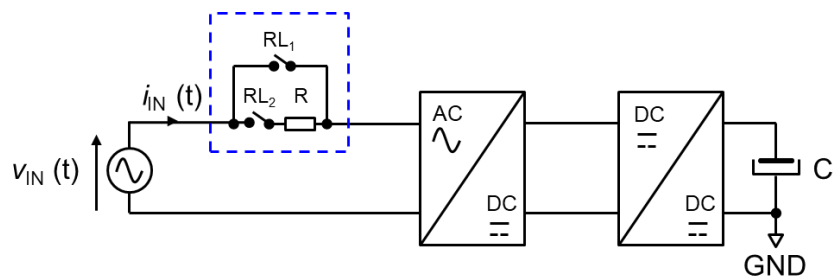


Figure 2-5 : Limiteur de courant pour réduire les pertes en mode veille

2.2.1.4. Solution passive à base d'une résistance associée à des interrupteurs électroniques

Une solution, proposée par la société STMicroelectronics, consiste à associer des interrupteurs électroniques de type thyristor à une résistance [62]. Comme l'illustre le schéma de principe de la Figure 2-6, le limiteur de courant est placé du côté du bus continu dans la configuration c) (cf. Figure 2-1). Le condensateur se charge initialement via le pont redresseur et la résistance de limitation avec les deux thyristors Th1, Th2 bloqués. Une fois le condensateur DC chargé, les deux thyristors sont commandés en pleine onde (i.e., un pour l'alternance positive de la tension du réseau AC, l'autre pour l'alternance

négative) afin de court-circuiter la résistance et ainsi, diminuer les pertes en régime permanent.

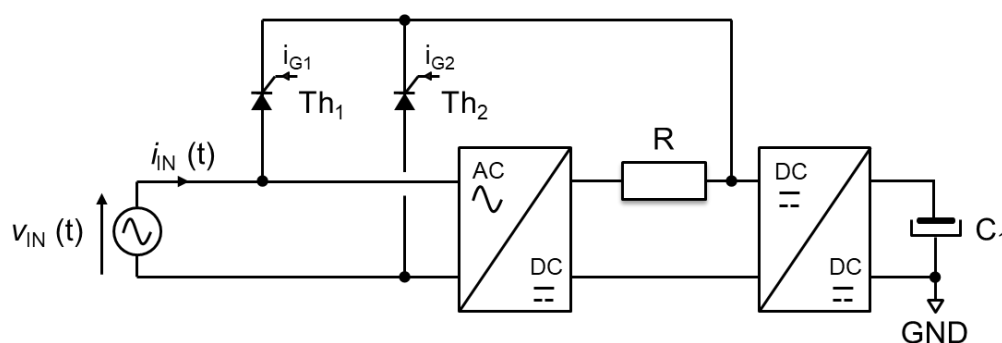


Figure 2-6: Résistance associée à des interrupteurs électroniques de type thyristor pour limiter les courants d'appel

Comparée à une solution à base de relais électromécaniques, l'utilisation de thyristors en tant qu'interrupteurs électroniques permet d'améliorer considérablement la fiabilité du système. En effet, cette solution n'est pas sensible aux vibrations. Elle permet également de gérer les éventuelles microcoupures du réseau électrique. De plus, la compacité et la densité volumique du convertisseur sont améliorées avec le remplacement des relais qui sont lourds et encombrants. Enfin, les pertes en régime permanent se trouvent réduites (e.g., 9 W pour 16 A RMS avec des thyristors ayant une résistance dynamique de 14 mΩ).

Néanmoins, cette solution possède un inconvénient majeur. En effet, le coût du convertisseur est plus important (environ 150% par rapport à la solution précédente) du fait de l'ajout de deux thyristors, des circuits de commande associés et de leur alimentation dédiée.

2.2.1.5. Synthèse des avantages et des inconvénients des solutions utilisées

Le Tableau 2-1 dresse une synthèse des avantages et des inconvénients des solutions précédemment décrites pour limiter les courants d'appels. Les critères de comparaison tiennent compte de la gamme de puissance, du rendement du convertisseur, de son coût et de sa fiabilité.

Le Tableau 2-1 met en exergue que la solution utilisant une résistance de puissance couplée à un interrupteur électronique est la plus efficace en termes de rendement et de fiabilité. Cette solution devient intéressante en termes de coût et de gain énergétique pour des puissances supérieures à 500 W. Néanmoins, le point bloquant reste son coût qui est plus important que des solutions plus traditionnelles à base de résistance de puissance ou de thermistance.

Tableau 2-1 : Avantages et inconvénients des solutions de limitation des courants d'appel [47]–[69]

	Résistance de puissance	Thermistance	Résistance associée à un relais électromécanique	Résistance associée à un interrupteur électronique
Gamme de puissance	< 50 W	< 200 W	Toute la gamme	> 500 W
Rendement	---	-	+++	+++
Coût	+++	++	--	--
Fiabilité	+++	--	---	+++
Circuit de commande	+++	+++	+	-
Pertes en conduction	---	-	+++	+++

2.2.2. Proposition d'une limitation active des courants d'appel à base d'un interrupteur statique

Une solution active à base d'interrupteurs alternatifs de puissance (i.e., soit un Triac, soit un thyristor qui ne sont pas positionnés au même endroit) peut être utilisée pour limiter les courants d'appel (cf. Figure 2-7). Cette solution concerne particulièrement les applications de faible puissance (e.g., < 500 W). Si un Triac est employé, alors il est inséré du côté alternatif, soit sur la phase (cf. Figure 2-1 a)), soit sur le neutre (cf. Figure 2-1 b)). Dans le cas d'une utilisation d'un thyristor, celui-ci est inséré du côté du bus continu du convertisseur, soit sur le bus DC (cf. Figure 2-1 c)), soit sur le GND (cf. Figure 2-1 d)).

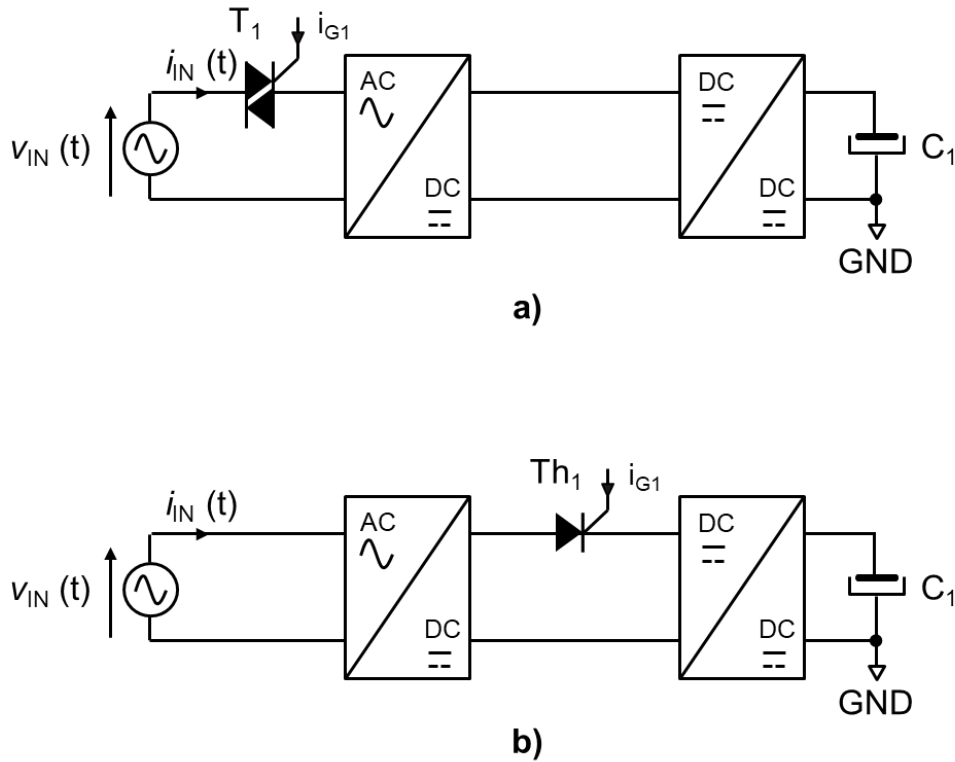


Figure 2-7 : Limitation à base de Triac (a) ou de thyristor (b)

Le principe de la limitation s'appuie sur le contrôle du niveau de charge du condensateur DC noté C_1 . En particulier, le limiteur est piloté à chaque demi-période, proche du zéro de la tension du réseau AC et avec un incrément (Δt) du retard à l'amorçage plus grand que le précédent (cf. Figure 2-8). Grâce à ce démarrage progressif, le condensateur DC se charge à un faible niveau de courant.

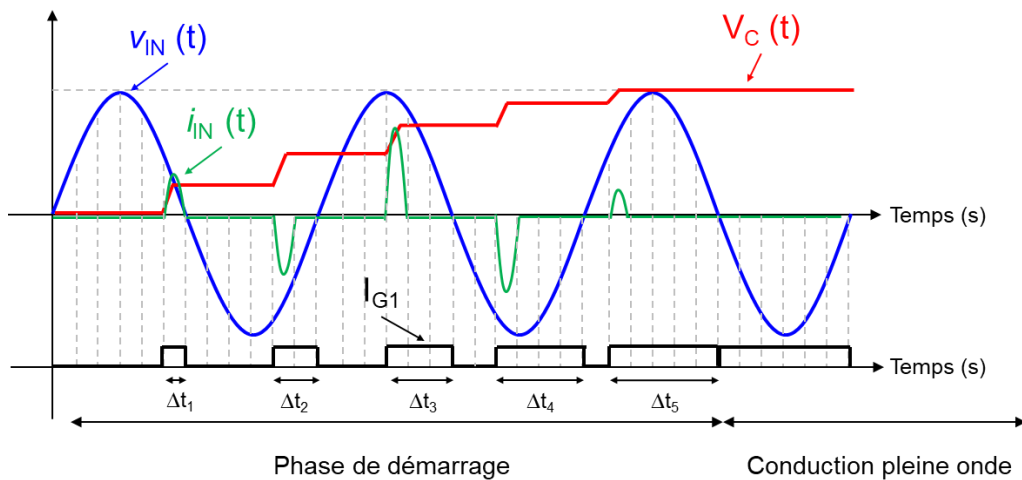


Figure 2-8 : Principe d'un contrôle progressif par angle de phase (cas du Triac)

L'utilisation d'un Triac ou d'un thyristor, du circuit de commande dédié et de son alimentation auxiliaire augmente le coût global (environ 150%) du convertisseur par rapport à une solution traditionnelle à base de résistance ou de thermistance. De plus, ce composant est placé en série avec le circuit de puissance. Il en découle alors des pertes en conduction importantes lorsque le convertisseur fonctionne en régime permanent. Même s'il existe quelques inconvénients, cette solution est intéressante en termes de densité volumique et de fiabilité, notamment en comparaison avec un limiteur utilisant une résistance couplée à un relais électromécanique. De plus, elle permet une meilleure gestion des microcoupures éventuelles du réseau AC. Enfin, elle offre un contrôle précis des pics de courant absorbés par le réseau AC. Le niveau maximal du courant est en outre ajustable via la commande du limiteur, avec un incrément (Δt) du retard à l'amorçage qui peut être fixe ou variable. Ce dernier point sera davantage explicité dans le paragraphe 2.3.

Une variante de cette solution consiste à intégrer directement le limiteur dans l'étage redresseur du convertisseur AC-DC. Le pont redresseur « classique » devient alors un pont mixte (cf. Figure 2-17). Cette solution permet d'atteindre de plus fortes puissances (i.e., supérieures à 500 W) qui sont en particulier requises par les chargeurs de batteries des véhicules électriques. Toutefois, dans ce cas, le circuit de commande est plus complexe que la solution précédente du fait de l'ajout d'un second thyristor, du circuit de commande dédié et de son alimentation auxiliaire. Ainsi, le coût du convertisseur est augmenté. En revanche, les avantages sont identiques à ceux listés dans le paragraphe précédent à l'exception des pertes. Cette fois-ci, aucune perte en conduction supplémentaire n'est ajoutée sur le circuit de puissance car le limiteur est implémenté directement à l'intérieur du pont redresseur.

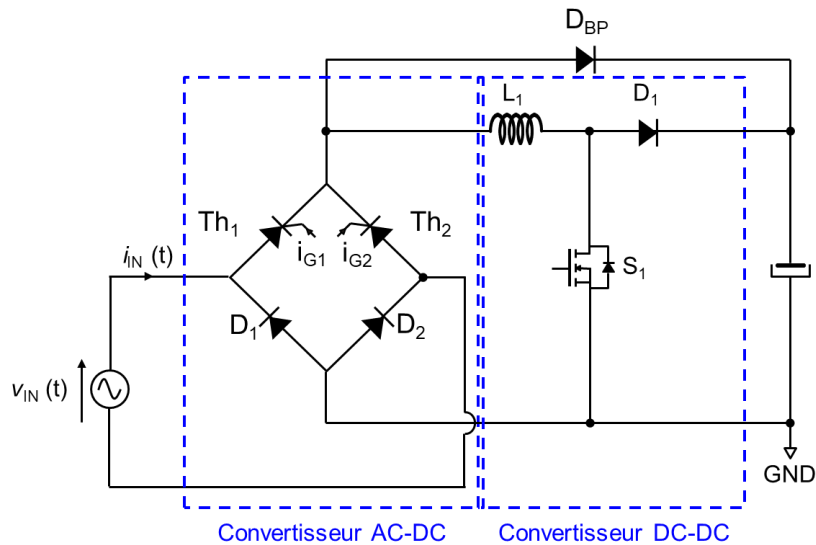
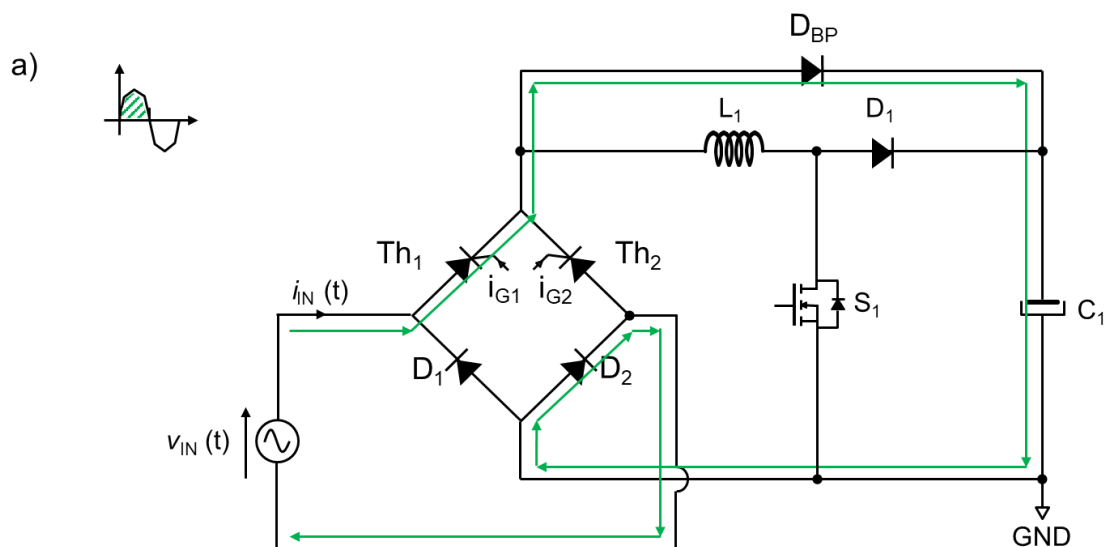


Figure 2-9 : Schéma de principe d'un limiteur de courant à base de thyristors implémentés dans un pont mixte

Comme le montre la Figure 2-10, durant l'alternance positive de la tension du réseau AC, le courant passe par le thyristor Th_1 , puis par la diode bypass D_{BP} . Ce courant permet alors de charger le condensateur C_1 . Il retourne au réseau AC par la diode D_2 .

Durant l'alternance négative de la tension du réseau AC, le fonctionnement est symétrique. Le courant passe par le thyristor Th_2 , puis par la diode bypass D_{BP} , charge le condensateur C_1 et retourne au réseau par la diode D_1 .



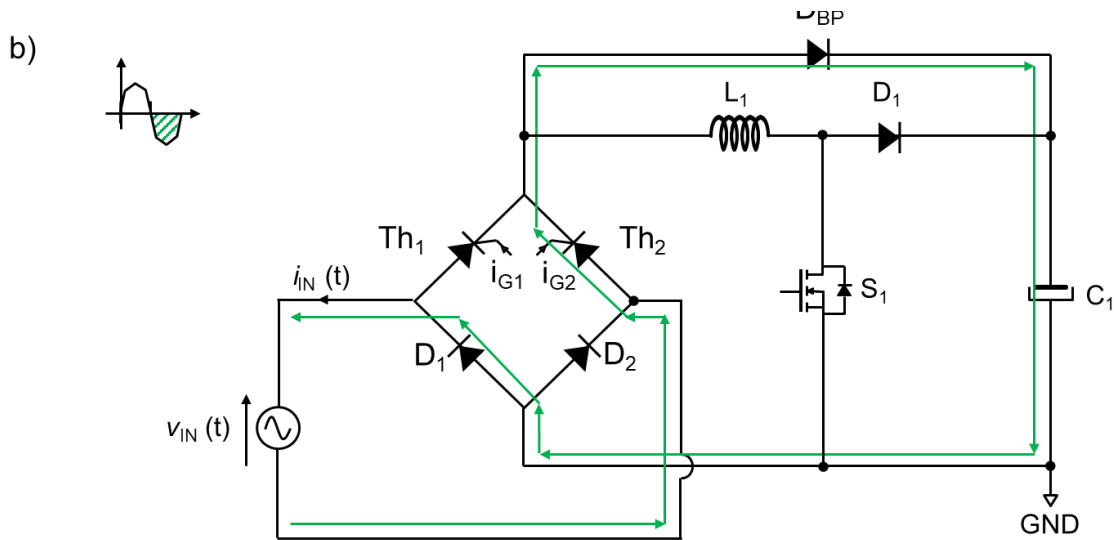


Figure 2-10 : Phases de fonctionnement du limiteur actif des courants d'appel à base de thyristors implémenté dans un convertisseur AC-DC durant les alternances positive **a)** et négative **b)** du réseau AC

La Figure 2-11 donne un exemple de chronogrammes de fonctionnement dans ce cas. Plusieurs périodes du réseau AC sont nécessaires pour charger le condensateur de sortie. On parle alors de démarrage progressif.

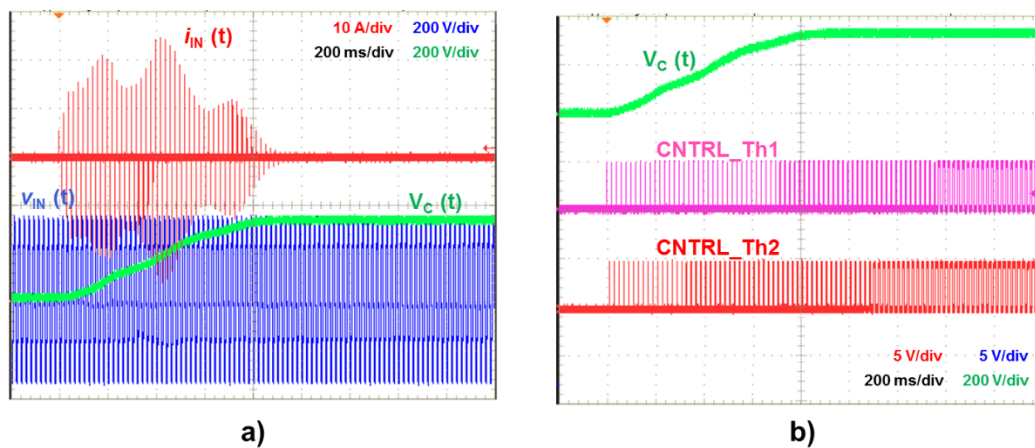


Figure 2-11 : Exemples de formes d'ondes du courant d'appel avec un démarrage progressif (Δt fixe) des thyristors utilisés dans un pont redresseur mixte (mesures expérimentales)

Lorsqu'une interruption brève du réseau AC apparaît (ou creux de tension), le condensateur DC peut se décharger. Si la tension du bus DC reste supérieure à la valeur crête de la tension du réseau, lorsque le réseau réapparaît, les thyristors sont commandés en pleine onde. Dans le cas contraire, c'est-à-dire si la tension du bus DC devient inférieure à la valeur crête de la tension du réseau, cette fois-ci les thyristors sont commandés progressivement comme le montre la Figure 2-12.

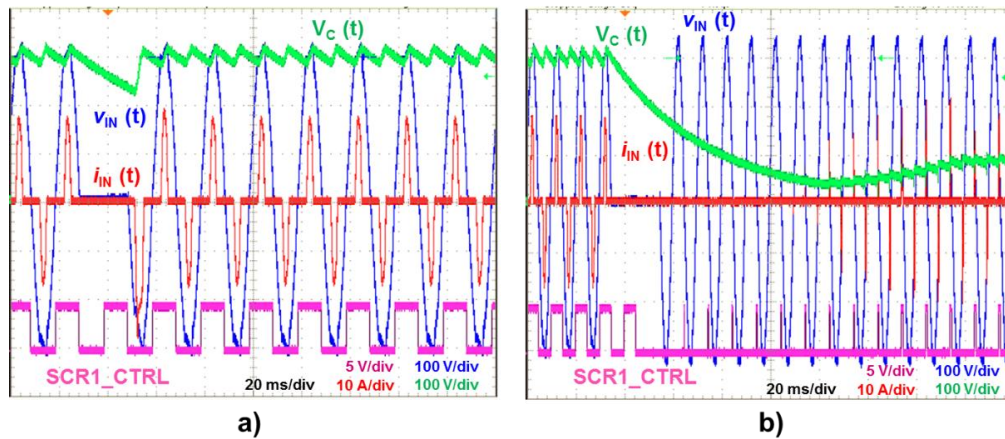


Figure 2-12 : Exemple de formes d'ondes lors des creux de tension : **a)** 20 ms, **b)** 40 ms (mesures expérimentales)

2.3. Prédiction des courants d'appel

Dans cette partie, nous allons plus particulièrement nous intéresser à la prédiction des courants d'appel pour un démarrage progressif. Dans un premier temps, nous allons modéliser chaque élément pour en déduire un modèle simplifié du convertisseur AC-DC lors des phases transitoires. Ce modèle sera ensuite exploité dans deux algorithmes distincts afin de prédire le courant maximal suivant une loi de commande prédéfinie. Enfin, une expérimentation avec la loi de commande choisie sera testée au sein d'un PFC de type Totem-pole.

2.3.1. Modélisation du convertisseur AC-DC

2.3.1.1. Modélisation des composants actifs de puissance

Les premiers éléments du convertisseur à modéliser sont les interrupteurs de puissance. Les Figure 2-13 a), Figure 2-13 b) et Figure 2-13 c) illustrent respectivement les modèles équivalents macroscopiques à l'état passant d'une diode, d'un thyristor et d'un Triac. La chute de tension à l'état passant (i.e., V_F dans le cas de la diode et V_{T0} pour le thyristor), ainsi que la résistance dynamique (R_D) sont pris en compte dans ce type de modélisation.

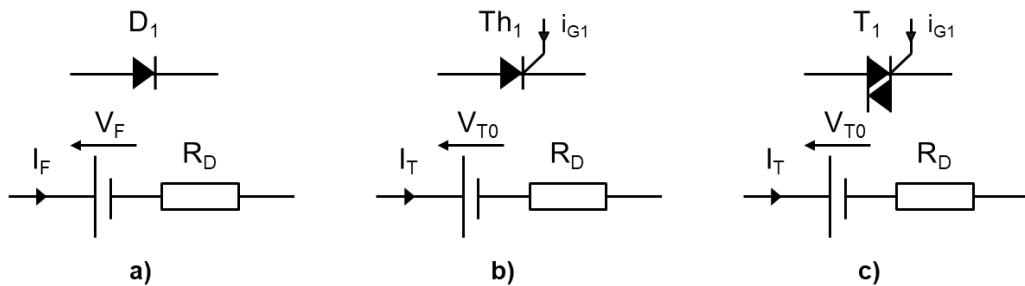


Figure 2-13 : Schémas électriques équivalents à l'état passant d'une diode **a)** d'un thyristor **b)** et **c)** d'un TRIAC

2.3.1.2. Modélisation du condensateur de sortie

Le second élément à modéliser est le condensateur de sortie du convertisseur AC-DC. Le modèle simplifié du condensateur correspond à la mise en série d'une capacité parfaite et d'une résistance série équivalente appelée ESR (cf. Figure 2-14). Ce modèle peut être obtenu par une mesure à l'aide d'un RLC-mètre à une fréquence de 50 Hz.

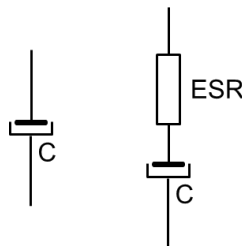


Figure 2-14 : Modèle simplifié d'un condensateur

2.3.1.3. Modélisation du filtre CEM

Comme le montre la Figure 2-15, le filtre CEM utilisé est composé d'une inductance de mode commun (L_{CM}), de deux condensateurs (C_{X2}) placés entre la phase (L) et le Neutre (N) et de deux condensateurs (C_Y) placés entre chaque conducteur (L et N) et la Terre (E). L'inductance de mode commun est utilisée pour filtrer des fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz. Les deux condensateurs notés C_{X2} permettent de filtrer les fréquences de mode différentiel. Les deux condensateurs C_Y servent à filtrer le mode commun à l'entrée et à la sortie du filtre.

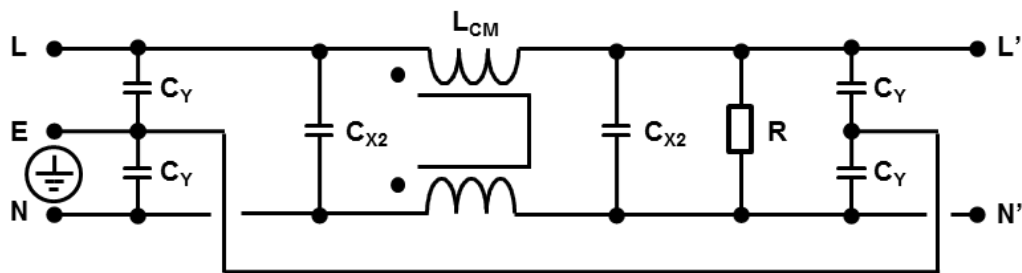


Figure 2-15 : Schéma électrique équivalent du filtre CEM

Le courant passant principalement dans l'inductance, les condensateurs C_{X2} et C_Y peuvent ainsi être négligés car leur impédance à 50 Hz est très élevée. L'inductance peut également être négligée puisqu'il s'agit d'une inductance de mode commun. S'il s'agissait d'une inductance de mode différentiel, il aurait fallu la prendre en compte dans le modèle en la mesurant à l'aide du RLC-mètre.

Il est possible de mettre deux filtres CEM en cascade afin d'ajouter des étages L-C pour réduire les perturbations électromagnétiques. Dans ce cas, la valeur de l'inductance de mode différentiel s'ajoute au premier filtre puisque les deux inductances sont associées en série.

2.3.1.4. Modélisation de l'impédance du réseau AC

Un modèle simplifié (cf. Figure 2-16), composé d'une résistance (R_{RES}) en série avec une inductance (L_{RES}), peut être utilisé pour caractériser l'impédance du réseau AC à la fréquence de 50 Hz. Cependant, ces éléments sont difficilement mesurables car ils dépendent entre autre de la longueur des câbles entre le transformateur HT / BT et la prise

électrique, ainsi que de l'impédance du transformateur. En utilisant la norme IEC 61000-3-3, une estimation de ces deux paramètres est possible [46]. En particulier, les paramètres R_{RES} et L_{RES} valent respectivement en première approximation $0,24 \, \Omega$ et $477 \, \mu H$. Nous proposerons un modèle plus élaboré qui sera détaillé dans la suite de ce chapitre.

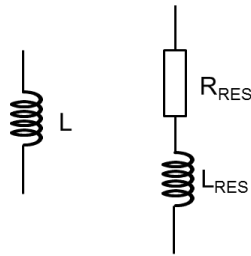


Figure 2-16 : Modèle équivalent de l'impédance du réseau AC

2.3.1.5. Modélisation du convertisseur lors des phases transitoires

Afin de définir la valeur maximale de l'intensité du courant admissible durant les phases transitoires, un modèle du convertisseur AC-DC est proposé. L'objectif est de définir les équations régissant l'évolution du courant d'entrée et la tension aux bornes du condensateur de sortie (C_1).

En utilisant les modèles de chaque élément du convertisseur, il est possible d'établir son modèle électrique équivalent. La Figure 2-17 donne un exemple de modélisation pour l'alternance positive du réseau AC.

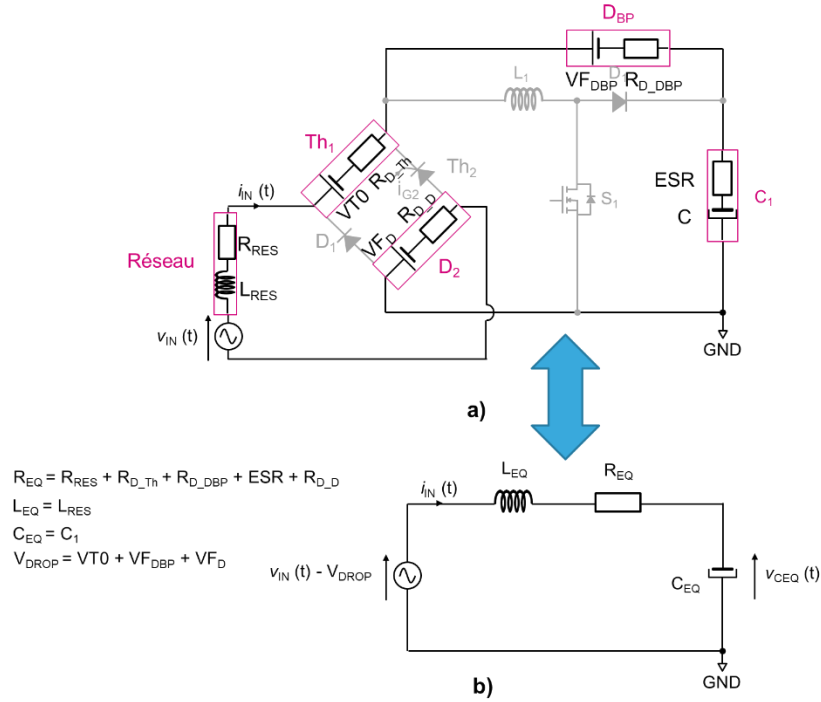


Figure 2-17 : Schéma électrique équivalent du convertisseur AC-DC sur l'alternance positive du réseau AC

La variation de la tension aux bornes du condensateur C_{EQ} ($V_{CEQ}(t)$) est définie par l'équation (2-4). Cette équation prend en compte les modèles du réseau AC, du condensateur de sortie, et des interrupteurs de puissance.

$$L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_{CEQ}(t) + R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \frac{d}{dt} V_{CEQ}(t) + V_{CEQ}(t) = v_{IN}(t) - V_{DROP} \quad (2-4)$$

- $L_{EQ} = L_{RES}$: inductance équivalente du circuit (H)
- $C_{EQ} = C$: capacité équivalente du circuit (F)
- $R_{EQ} = R_{RES} + R_{D_Th} + R_{D_D} + ESR$: résistance équivalente du circuit (Ω)
- $V_{DROP} = VT0 + VF_{DBP} + VF_D$: chute de tension totale du circuit (V)

La résolution de cette équation différentielle du deuxième ordre est donnée par l'équation (2-5). Elle dépend en particulier du coefficient d'amortissement m . Dans le cas du réseau classique, ce coefficient est généralement inférieur à 1.

Lorsque $m < 1$:

$$V_{CEQ}(t) = e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (X_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \sin(\omega_p \cdot t)) + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - V_{DRO}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \quad (2-5)$$

Lorsque $m > 1$:

$$V_{CEQ}(t) = C_1 \cdot e^{r_1 t} + C_2 \cdot e^{r_2 t} + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \omega \cdot ta - \arctan\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}}$$

- ω : pulsation du réseau AC (rad/s)
- $\omega_p = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2}$: pulsation propre du circuit (rad/s)
- $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{EQ} \cdot C_{EQ}}}$: pulsation de résonance du circuit (rad/s)
- $m = \frac{R_{EQ}}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_{EQ}}{L_{EQ}}}$: coefficient d'amortissement
- ta : instant d'amorçage du thyristor (s)
- $r_1 = -m \cdot \omega_0 + \omega_0 \cdot \sqrt{m^2 - 1}$: solution 1 de l'équation différentielle sans second membre
- $r_2 = -m \cdot \omega_0 - \omega_0 \cdot \sqrt{m^2 - 1}$: solution 2 de l'équation différentielle sans second membre
- X_1, X_2, C_1, C_2 : paramètres détaillés dans l'Annexe B
- V_{C0} : état initial de la charge du condensateur C_{EQ} (V)

À partir de ce résultat, le courant d'entrée peut être exprimé en fonction du coefficient d'amortissement m (cf. Équation (2-6)).

Toutes ces équations vont nous permettre d'établir un algorithme pour prédire le courant maximal admissible durant les phases transitoires. Cette prédiction dépend en particulier de la loi de commande de chaque thyristor.

$$i_{IN}(t) = I_{CEQ}(t) = C_{EQ} \cdot \frac{d}{dt} V_{CEQ}(t)$$

Lorsque $m < 1$:

$$i_{IN}(t) = C_{EQ} \cdot \left(\begin{aligned} & -m \cdot \omega_0 \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (X_1 \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \sin(\omega_p \cdot t)) \\ & + \omega_p \cdot e^{-m \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (-X_1 \cdot \sin(\omega_p \cdot t) + X_2 \cdot \cos(\omega_p \cdot t)) \\ & + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \omega \cdot ta - \arctan\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right)}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \end{aligned} \right) \quad (2-6)$$

Lorsque $m > 1$:

$$i_{IN}(t) = C_{EQ} \cdot \left(r_1 \cdot C_1 \cdot e^{r_1 t} + r_2 \cdot C_2 \cdot e^{r_2 t} + \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \omega \cdot t_a - \arctan\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right)}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right)$$

2.3.2. Prédiction du courant maximal durant les phases transitoires

2.3.2.1. Loi de commande temporelle

Comme le montre la Figure 2-8, chaque thyristor est en particulier commandé alternativement suivant la polarité du réseau AC avec un retard à l'amorçage plus grand que le précédent.

La Figure 2-18 propose un zoom sur la commutation au zéro de la tension du réseau AC. Plusieurs paramètres importants sont représentés et seront utilisés plus tard dans un algorithme :

- t_a : instant d'amorçage du thyristor.
- t_p : durée pour atteindre le niveau maximal du courant.
- t_0 : durée pour annuler le courant.
- V_{C0} : niveau de charge du condensateur avant la commutation.

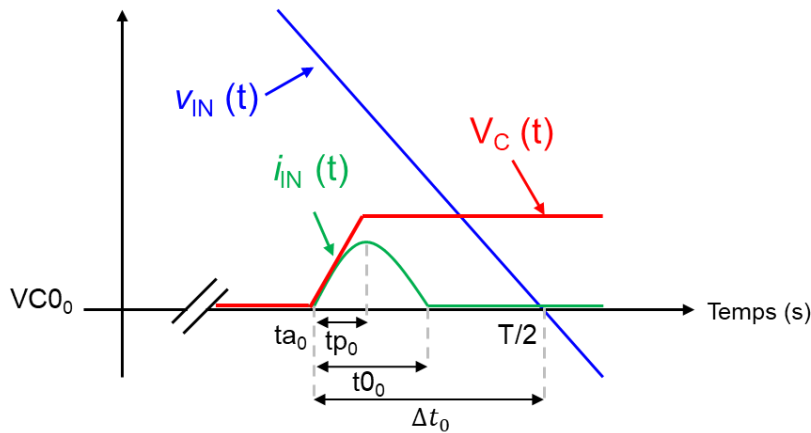


Figure 2-18 : Zoom sur la commutation au zéro de tension du réseau AC

Un premier algorithme est ici proposé (cf. Figure 2-19) afin de déterminer la valeur maximale du courant d'appel qui traverse le convertisseur.

Les grandeurs R_{EQ} , L_{EQ} , C_{EQ} , V_{C00} (0 V), t_{a0} (9,7 ms), V_{IN_RMS} , f , St et Δt sont les paramètres d'entrée. Une première boucle conditionnelle teste si le courant calculé à l'instant t est inférieur au courant à l'instant précédent. Lorsque c'est le cas, le courant maximal et l'instant du pic sont déterminés et sauvegardés. Ensuite, une seconde boucle conditionnelle est utilisée pour déterminer l'instant pour lequel le courant absorbé s'annule. Lorsque c'est le cas, le temps de conduction du courant t_0 est déterminé. Puis, une incrémentation des paramètres V_{C0} , et t_a est effectuée. Une dernière boucle teste si la valeur absolue du courant maximal est inférieure à la valeur antérieure. Si c'est le cas, alors l'avant dernière valeur du courant maximal représente le courant théorique maximal avec un retard à l'amorçage fixe. Sinon, on passe à la demi-alternance (i) suivante et on réitère l'algorithme jusqu'à l'obtention du courant maximal.

Le même algorithme est réalisé pour déterminer la tension aux bornes du condensateur C_{EQ} . Une condition d'arrêt est nécessaire. Cette dernière détermine si cette tension est supérieure à la valeur crête de la tension du réseau AC. En récupérant les paramètres t_a , t_0 , t_p , I_{peak} et V_{C0} , il est ainsi possible de retracer les formes d'ondes du courant et de la tension lors des phases transitoires. Une comparaison entre les calculs théoriques et une expérimentation menée sur convertisseur AC-DC connecté au réseau 230 V RMS – 50 Hz est présentée dans la Figure 2-20.

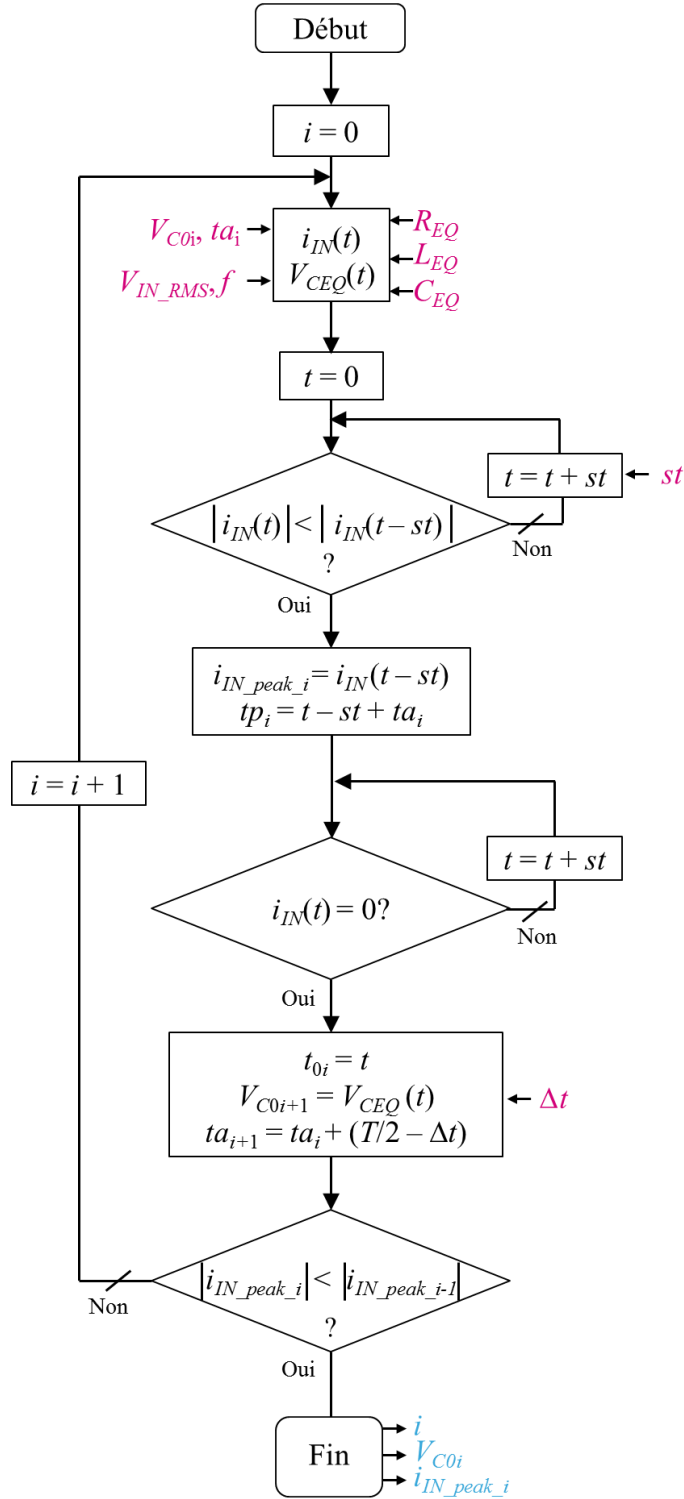


Figure 2-19 : Algorithme déterminant le courant maximal pour un retard à l'amorçage des thyristors fixe

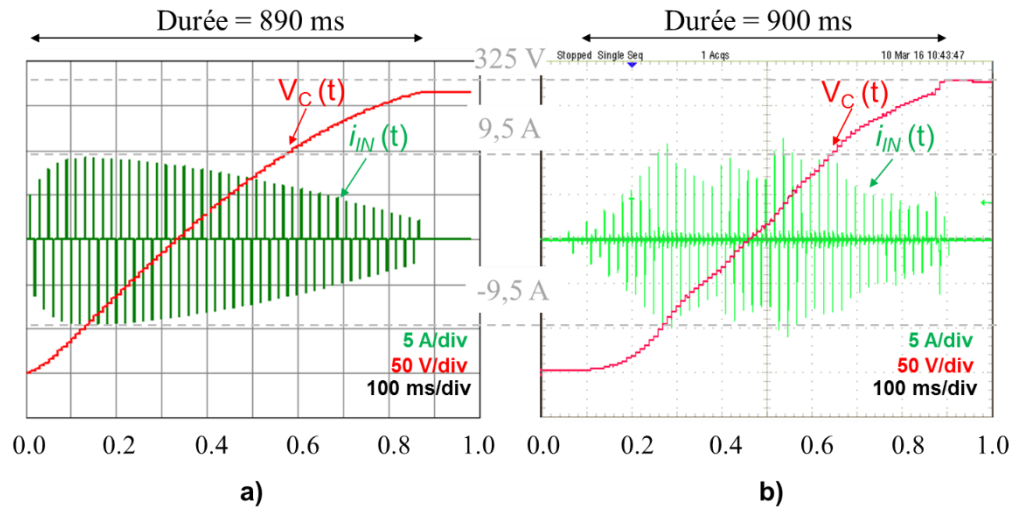


Figure 2-20 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à 50 μs – Comparaison entre les calculs théoriques (Mathcad) **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Le retard à l'amorçage a volontairement été choisi très faible de manière à ce que la valeur efficace du courant d'appel soit inférieure à 16 A comme ce qui a été préconisé dans le chapitre 1.4. Concernant les formes d'ondes déterminées par les calculs théoriques (cf. Figure 2-20 a)), l'enveloppe du courant augmente jusqu'à atteindre un maximum au bout de 120 ms, puis décroît progressivement. Concernant les formes d'ondes extraites de mesures expérimentales (cf. Figure 2-20 b)), l'enveloppe du courant subit des variations assez marquées. Deux raisons principales permettent d'expliquer cette différence entre le modèle théorique et les mesures expérimentales. D'une part, le modèle théorique ne prend pas en compte les harmoniques du réseau AC. D'autre part, la détection du zéro de tension utilisée sur la carte de démonstration n'est pas suffisamment précise. En effet, un écart de l'ordre de quelques microsecondes peut conduire à des fortes variations du courant d'appel.

Pour vérifier l'exactitude des postulats énoncés ci-dessus, une simulation électrique de type PSpice a été menée. Dans cette simulation, la source de tension simulant le réseau a été remplacée par une mesure réelle de la tension du réseau. La Figure 2-21 montre une nouvelle comparaison des formes d'ondes au démarrage après la prise en compte des harmoniques de la tension du réseau. Cette simulation confirme que l'enveloppe du

courant est bien liée à la fois à la précision de la détection du zéro de tension et à la présence d'harmoniques sur la tension secteur.

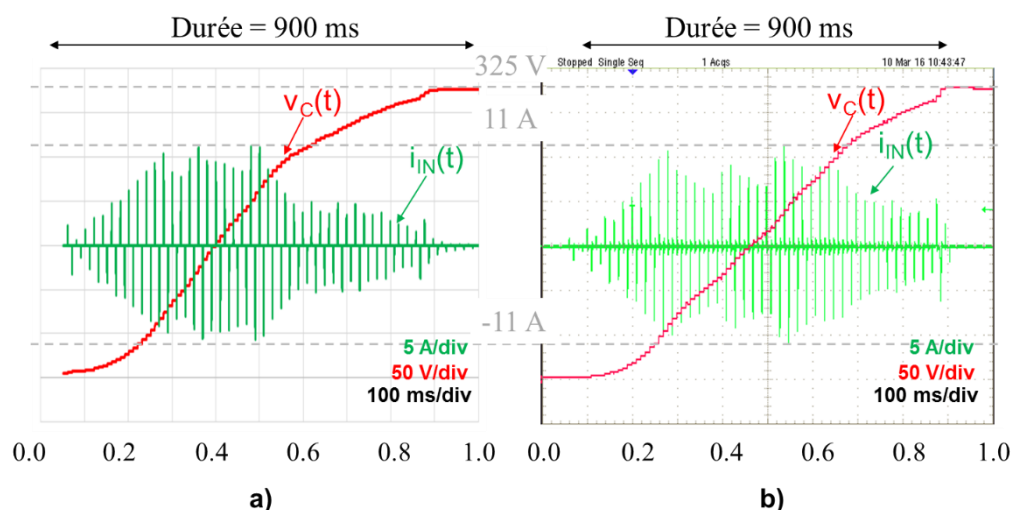


Figure 2-21 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie et courant d'entrée absorbée avec un Δt fixe égal à 50 μs – Comparaison entre la simulation électrique de type PSpice **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Tous ces résultats vont nous permettre d'établir deux abaques : le premier pour connaître le temps de charge du condensateur de sortie et le second, pour extraire la valeur maximale du courant d'appel. Dans les deux cas, les abaques sont exprimés en fonction du retard à l'amorçage (Δt) des thyristors.

La Figure 2-22 donne l'évolution de la durée de la charge du condensateur de sortie du convertisseur AC-DC en fonction du retard à l'amorçage des thyristors. Il est important de noter que cette durée ne dépend pas de la valeur du condensateur. À partir de cette figure et à titre illustratif, pour un Δt de 50 μs , le temps de charge est de 920 ms.

La Figure 2-23 illustre l'évolution de la valeur maximale (I_{peak}) du courant d'appel en fonction du retard à l'amorçage des thyristors. Contrairement au précédent abaque, cette évolution dépend de la valeur du condensateur de sortie du convertisseur. Cet abaque permet cette fois-ci de déterminer la valeur maximale du pic de courant en fonction du retard à l'amorçage suivant différentes valeurs de condensateur de sortie. La Figure 2-20 montre par exemple que, pour un Δt de 50 μs et un condensateur de 470 μF , le pic de courant maximal est de 9,5 A.

L'ensemble de ces données nous permet de déterminer le retard à l'amorçage en fonction de l'application souhaitée.

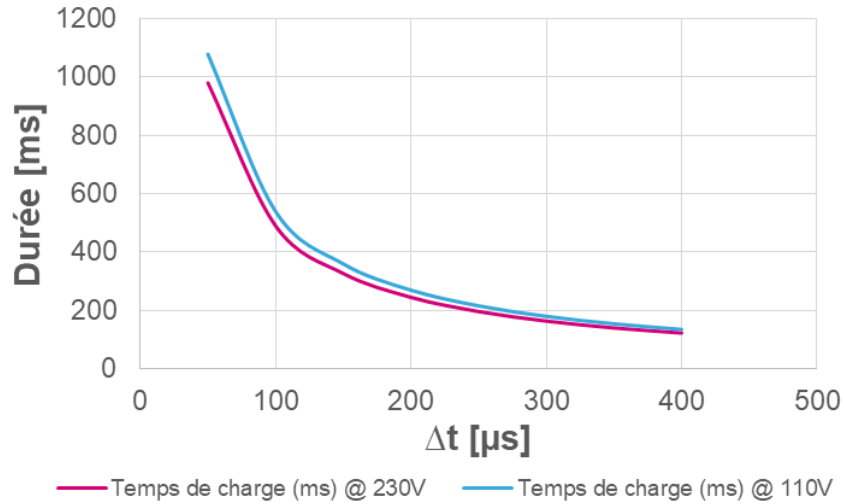


Figure 2-22 : Abaque donnant l'évolution du temps de charge du condensateur de sortie du convertisseur en fonction du retard à l'amorçage des thyristors

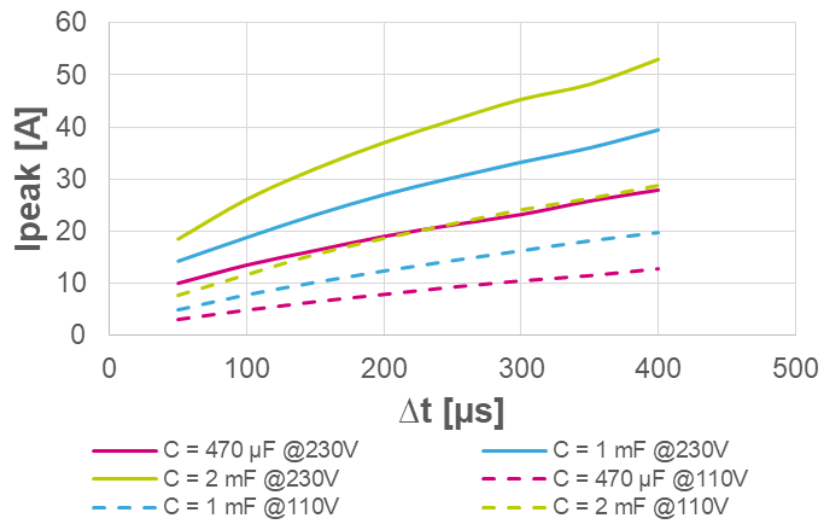


Figure 2-23 : Abaque donnant l'évolution du pic du courant d'appel en fonction du retard à l'amorçage des thyristors

2.3.2.2. Loi de commande à courant maximal constant

Afin d'améliorer la durée de vie des composants qui subissent les variations des courants transitoires, le condensateur de sortie peut être chargé progressivement avec des pics de courant constant sur la durée totale du démarrage. Dans ce cas, un deuxième algorithme peut être proposé (cf. Figure 2-24). L'objectif est alors de déterminer tous les instants d'amorçage des thyristors pour éviter la variation de l'enveloppe du courant d'appel.

Dans cet algorithme, les grandeurs R_{EQ} , L_{EQ} , C_{EQ} , V_{C00} , t_{a0} , V_{IN_RMS} , f et $I_{IN_peak_lim}$ représentent les paramètres d'entrée. On se place au quart de la période de la tension du réseau AC. Une première boucle conditionnelle teste si le courant calculé à l'instant t est inférieur au courant à l'instant précédent. Lorsque c'est le cas, une deuxième boucle conditionnelle sert à vérifier si le courant maximum trouvé est inférieur au courant désiré. Si c'est le cas, alors l'instant d'amorçage t_a est déterminé. Ensuite, une autre boucle conditionnelle est utilisée pour tester si le courant s'annule. Lorsque c'est le cas, le temps de conduction du courant t_o est déterminé. Une dernière boucle est utilisée pour réitérer l'algorithme jusqu'à ce que le condensateur C_{EQ} soit complètement chargé.

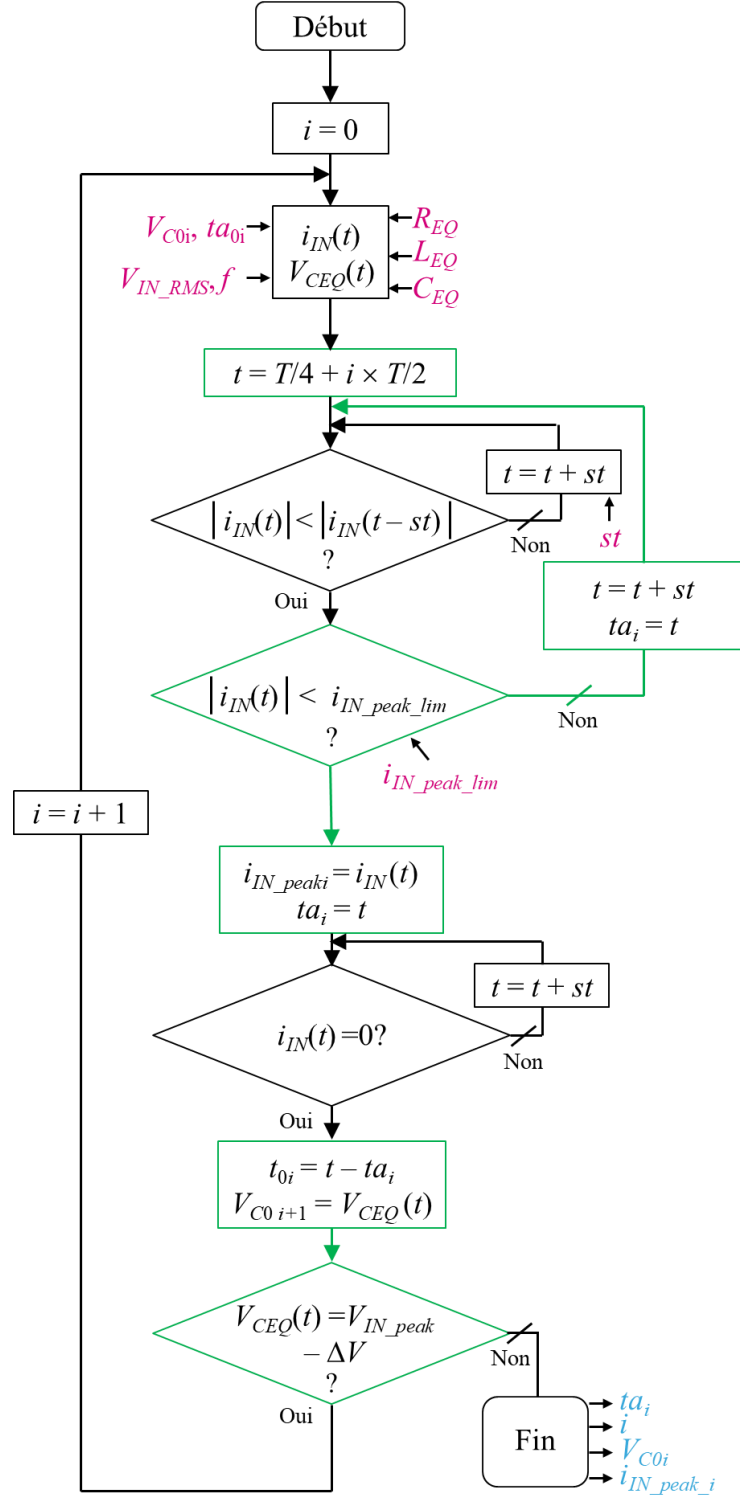


Figure 2-24 : Algorithme déterminant les instants d'amorçage (t_a) des thyristors pour obtenir une enveloppe constante du courant d'appel

La Figure 2-25 montre la comparaison entre le modèle mathématique (fondé sur cet algorithme) et les mesures expérimentales menées sur un convertisseur AC-DC alimenté sous 230 V – 50 Hz. L'amplitude maximale des courants à chaque commutation est limitée à 30 A en ajustant l'angle de phase des thyristors. Les formes d'ondes théoriques (cf. Figure 2-25 a)) montrent la limitation des pics de courant à 30 A, ce qui est en deçà de la limite fixée par la norme IEC 61000-3-3, alors que les formes d'ondes des mesures expérimentales (cf. Figure 2-25 b)) subissent des variations. Comme vu précédemment, cette différence est due aux harmoniques de la tension du réseau et à la précision de la détection du zéro de tension.

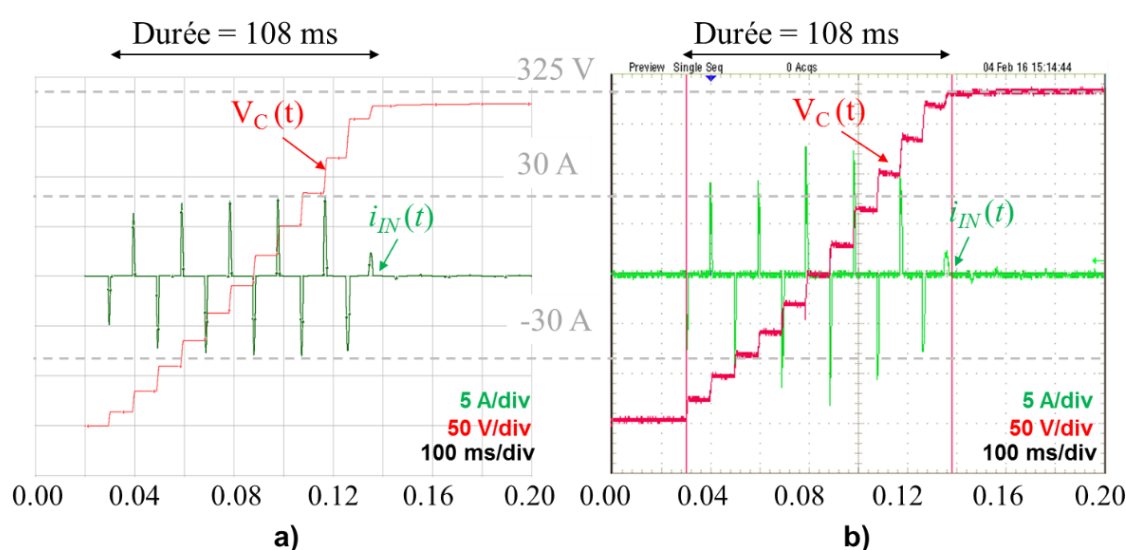


Figure 2-25 : Évolution de la tension aux bornes du condensateur de sortie pour une enveloppe constante (30 A) du courant d'entrée absorbée avec un Δt variable –
 Comparaison entre les calculs théoriques **a)** et les mesures expérimentales **b)**

Les résultats expérimentaux présentés dans la Figure 2-25 b) montrent que l'enveloppe du courant d'appel n'est pas parfaitement constante. Une correction de ce problème peut alors être menée. Pour cela, il convient d'ajuster les instants d'amorçage des thyristors dans la table implémentée dans le microcontrôleur pour compenser les décalages temporels. La Figure 2-26 illustre les résultats expérimentaux obtenus après cette correction. On constate alors que l'enveloppe du courant d'appel est presque constante puisque les valeurs évoluent bien entre -30 A et $30 \text{ A} \pm 5 \text{ A}$.

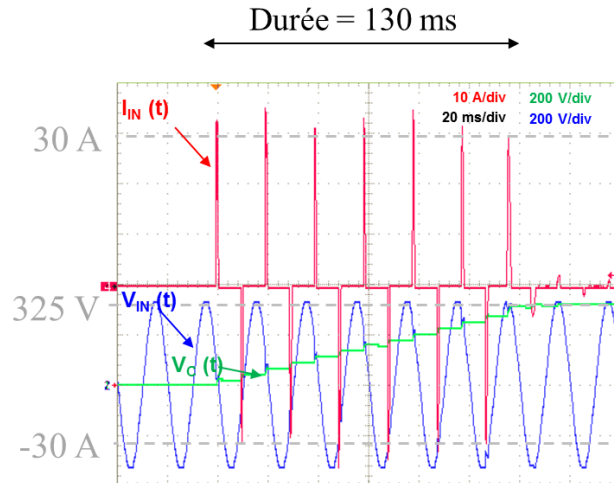


Figure 2-26 : Mesures expérimentales de la tension aux bornes du condensateur de sortie et du courant d'entrée absorbé après un ajustement des instants d'amorçage des thyristors

Un abaque peut maintenant être proposé pour connaître le temps de charge du condensateur de sortie du convertisseur en fonction de la valeur du pic du courant d'appel et cela, pour différentes valeurs de la capacité C_1 (cf. Figure 2-27). Par exemple, pour un pic de courant de 30 A, avec un condensateur de sortie de 1 mF, le temps de charge de ce dernier est de 150 ms. Le temps de charge estimé atteint 170 ms pour une tension du réseau de 230 V (en valeur efficace). Le pourcentage d'erreur associé (de l'ordre de 13%) est par conséquent acceptable.

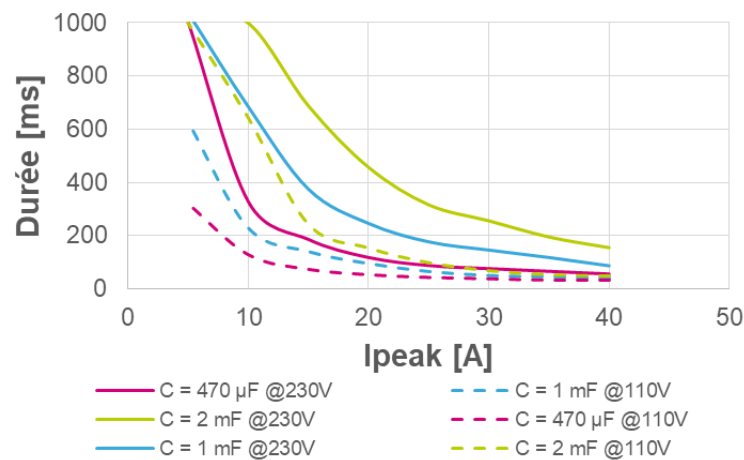


Figure 2-27 : Évolution de la durée de charge du condensateur C_1 en fonction de la valeur du pic du courant d'appel

2.4. Détermination de l'impédance du réseau AC

D'après ce qui précède, le modèle prédictif des courants d'appel nécessite de connaître l'impédance du réseau. Elle a un impact non négligeable sur le modèle. La valeur de cette impédance dépend exclusivement de l'installation électrique (cf. chapitre 2.3.1.4). Elle comprend alors une partie inductive et une partie résistive. La mesure de cette impédance est difficile. Peu de méthodes ont été discutées dans la littérature. Deux techniques ont néanmoins retenues notre attention.

2.4.1. Solutions existantes permettant de mesurer l'impédance du réseau AC

La première consiste à utiliser un analyseur de réseau. Cette méthode, proposée par A. Achouri, consiste à mesurer le paramètre S_{11} de l'impédance du réseau entre 9 kHz et 500 kHz à l'aide d'un coupleur capacitif (cf. Figure 2-28) [71]. Du fait de la bande de fréquence élevée de l'appareil de mesure, cette méthode ne permet pas d'obtenir l'impédance du réseau à 50 Hz.

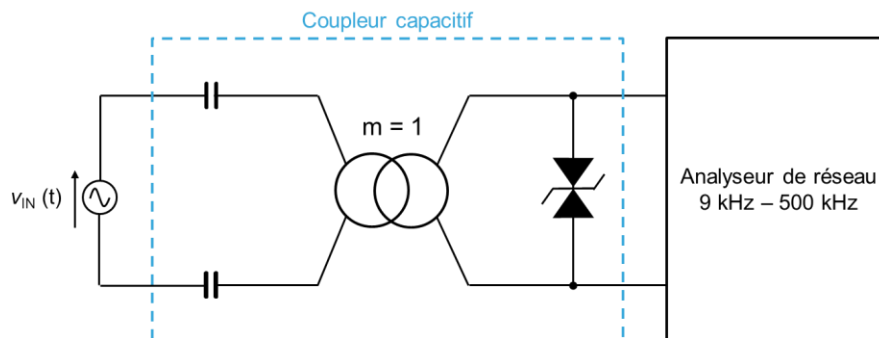


Figure 2-28 : Méthode de mesure de l'impédance du réseau avec un analyseur de réseau [71]

La seconde méthode consiste à mesurer l'empiètement d'un pont de diode triphasé (PD3) raccordé au réseau électrique (cf. Figure 2-29) [72]. Lors de la commutation de la diode D1 à la diode D2, en considérant que le courant ne commute pas instantanément, il y aura un intervalle de temps pendant lequel deux diodes seront en conduction. Ce phénomène est appelé « empiètement ». L'impédance du réseau est déduite à partir des

points de mesures du courant et de la tension d'entrée du coupleur. Comme le montre la Figure 2-30, la variation de cet empiètement est très faible suivant la valeur de l'inductance (i.e., de l'ordre d'une dizaine de microsecondes pour 200 μH). Ainsi, une erreur de mesure peut nuire à la précision et à la détermination réelle de l'inductance du réseau.

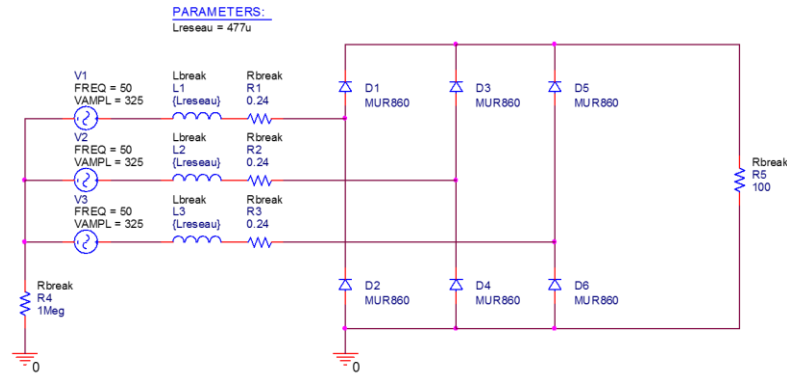
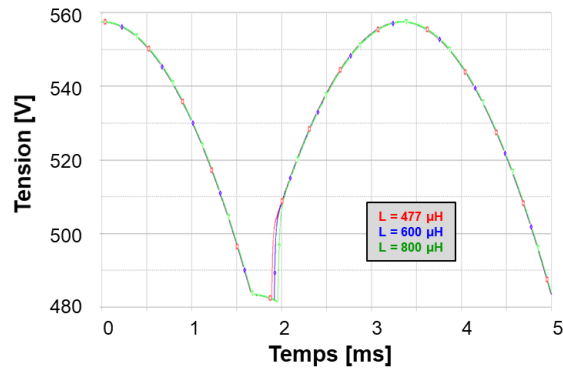
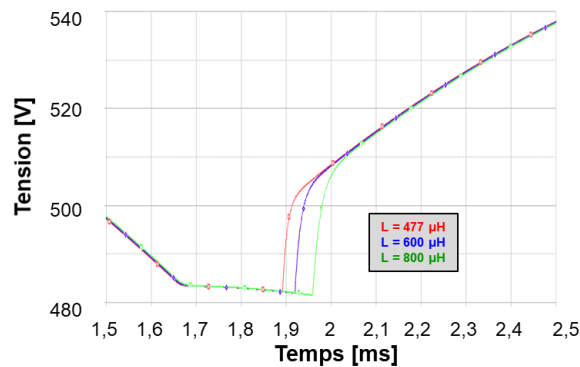


Figure 2-29 : Méthode de mesure de l'impédance réseau avec l'empiètement d'un PD3 [72]



a)



b)

Figure 2-30 : Influence de l'inductance de réseau sur la durée d'empiètement (477 μH , 600 μH et 800 μH)

2.4.2. Solution proposée utilisant la prédiction des courants d'appel

2.4.2.1. Méthodologie

Nous proposons ici une nouvelle méthode issue du contrôle du courant d'appel. Cette technique consiste à mesurer le pic de courant lors du démarrage progressif par angle de phase des thyristors pour un condensateur de capacité fixée et un Δt fixé.

Une simulation électronique de cette phase de démarrage permet de calculer le courant en fonction de l'inductance du réseau (cf. Figure 2-31). En faisant varier l'inductance du réseau de 100 μH à 1 mH dans la modélisation, avec un retard à l'amorçage Δt de 50 μs et un condensateur de sortie de capacité égale à 1 mF, on peut déterminer la valeur du pic du courant d'appel.

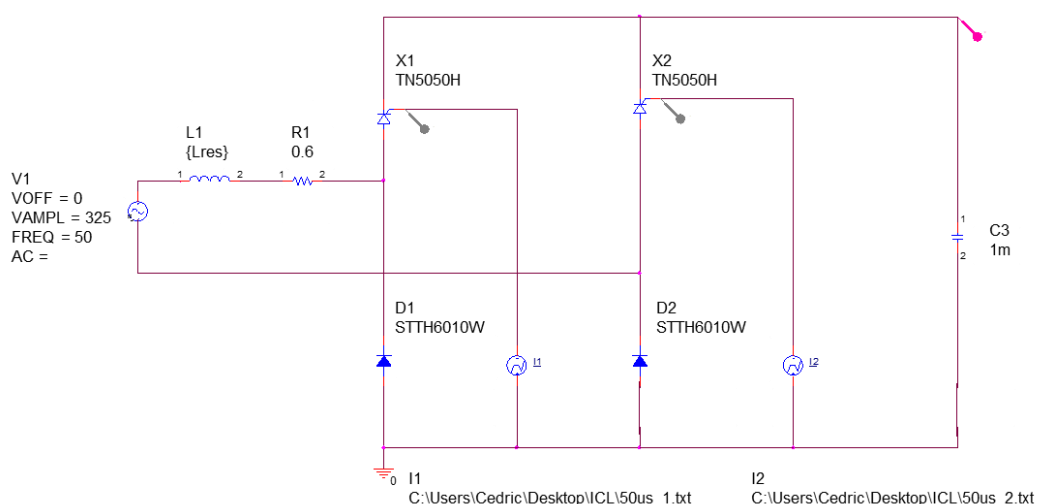


Figure 2-31 : Schéma de simulation d'un pont mixte pour déterminer l'impédance réseau

2.4.2.2. Utilisation d'un abaque de référence

La Figure 2-32 montre l'évolution du pic de courant à 150 ms et la tension V_c correspondante. On peut constater que l'inductance du réseau implique une variation importante du courant. Cette figure nous servira de référence afin de déterminer l'inductance du réseau en fonction du pic à 150 ms.

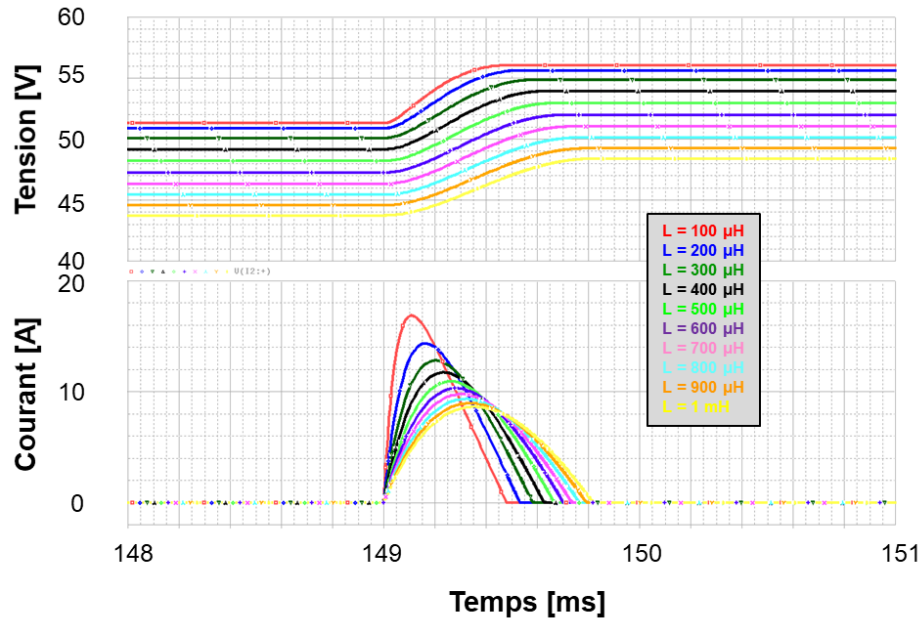


Figure 2-32 : Impact de l'impédance du réseau AC sur le modèle pour des valeurs comprises entre 100 μH et 1 mH ($\Delta t = 50 \mu\text{s}$ et $C_I = 1 \text{ mF}$)

La Figure 2-20 b) montre un pic de courant mesuré dans le laboratoire de l'ordre de 9,5 A à 150 ms (dans les mêmes conditions de test). Un abaque est présenté dans la Figure 2-33 pour connaître l'inductance du réseau en fonction du pic de courant à 150 ms. Pour un pic de courant égal à 9,5 A, l'abaque ci-dessous permet d'estimer l'inductance du réseau à 700 μH .

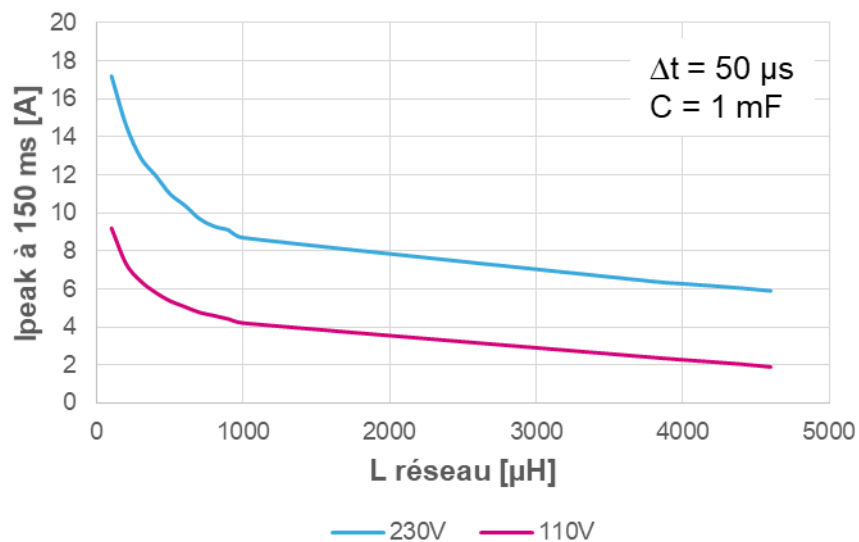


Figure 2-33 : Abaque de l'impédance du réseau en fonction du pic de courant à 150 ms

2.4.2.3. Validation expérimentale

Afin de vérifier l'exactitude de la méthodologie précédente, nous allons effectuer une mesure expérimentale sur un convertisseur AC-DC après avoir ajouté une inductance sans noyau magnétique, en série avec le réseau, supérieure à celle de l'impédance du réseau (3,8 mH). Ce convertisseur est alimenté sous une tension de 230 V (en valeur efficace). Le retard à l'amorçage Δt est réglé à 50 μs .

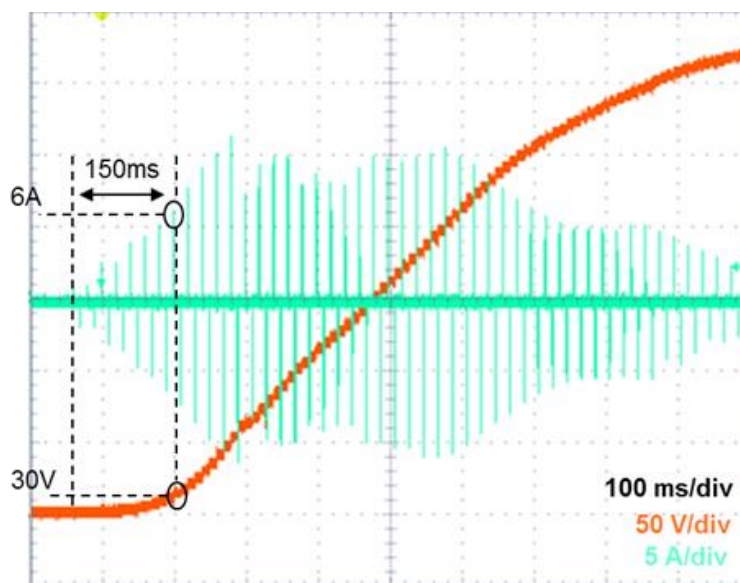


Figure 2-34 : Formes d'ondes du courant d'entrée $i_N(t)$ et de la tension aux bornes du condensateur DC ($V_C(t)$) avec une inductance de 3,8 mH

La Figure 2-34 montre un pic de courant d'entrée de l'ordre de 6 A. En reportant la valeur du pic du courant sur la Figure 2-33, on obtient une inductance totale de 4,45 mH. En soustrayant la valeur de l'inductance sans noyau (3,8 mH) à l'inductance totale, on peut estimer une inductance du réseau à 650 μH . La marge d'erreur sur la détermination de l'inductance est estimée à 7%, ce qui nous permet de calculer la commande du limiteur d'appel de courant avec une précision acceptable ($< 10\%$). Cette marge d'erreur est quantifiée à partir de l'erreur de détection du zéro de tension.

2.5. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons décrit les solutions passives et actives actuellement utilisées pour limiter les courants d'appel dans des convertisseurs AC-DC. Durant les phases transitoires, le courant doit être inférieur à la limite fixée par la norme IEC 61000-3-3. La solution la plus utilisée est celle associant une thermistance (en particulier, de type CTN) et des relais électromécaniques. Cette solution est certes peu coûteuse, mais elle est encombrante et des problèmes de fiabilité peuvent en particulier apparaître en cas de dysfonctionnement du réseau électrique.

Pour pallier aux problèmes décrits précédemment, une solution à base de thyristors a été étudiée. Cette solution consiste à contrôler le niveau du courant d'appel en ajustant le retard à l'amorçage des thyristors. Deux méthodes ont plus particulièrement été évaluées. Le condensateur de sortie du convertisseur AC-DC peut être chargé, soit par des pics de courant aléatoires, soit par des pics de courant constants. Cette étude nous a permis d'établir un modèle mathématique pour déterminer le retard à l'amorçage limitant le courant maximal.

Dans ce chapitre, nous avons également proposé une méthode pour déterminer l'impédance du réseau à 50 Hz en se servant d'un abaque fondé par les mesures du courant maximal. Il a fallu quantifier l'impédance du réseau pour évaluer son impact sur le modèle de prédiction.

Dans le prochain chapitre, nous allons étudier l'efficacité énergétique des différentes solutions de limitation des courants d'appel dans un PFC de type Totem-pole.

CHAPITRE 3 :
PFC Totem-pole avec
limitation des courants
d'appel : mise en œuvre et
approche énergétique

Sommaire

3.1. Introduction.....	109
3.2. Structure choisie : PFC Totem-pole.....	109
3.2.1. Principe général du PFC Totem-Pole utilisant des thyristors	110
3.2.1.1. Mode PFC.....	110
3.2.1.1.1. Phases de fonctionnement.....	110
3.2.1.1.2. Modélisation du fonctionnement PFC : principaux résultats.....	112
3.2.1.2. Mode onduleur	113
3.2.1.2.1. Phases de fonctionnement.....	113
3.1.1.1.1. Modélisation du fonctionnement onduleur : principaux résultats	116
3.1.2. Particularités de fonctionnement de la structure	117
3.1.2.1. Pics de courant au changement de phase	117
3.1.2.2. Référence de commande	119
3.1.2.2.1. Problématique de référence de commande	119
3.1.2.2.2. Proposition d'un circuit à liaison capacitive.....	121
3.1.2.2.3. Caractérisation du circuit proposé	124
3.2. Bilan de puissance de la structure	127
3.2.1. Analyse des pertes	129
3.2.1.1. Pertes par conduction dues au redressement	129
3.2.1.2. Pertes dans les MOSFETs SiC.....	130
3.2.1.2.1. Phase de conduction commandée	130
3.2.1.2.2. Phase de roue libre	130
3.2.1.3. Pertes dans le relais électromécanique	131
3.2.2. Comparaison énergétique des solutions.....	131
3.3. Validation expérimentale	134
3.3.1. Présentation du banc d'essai	134
3.3.2. Discussion des mesures expérimentales	135
3.4. Conclusions.....	138

3.1. Introduction

Ce chapitre a pour objectif d'étudier et de comparer les solutions de limitation des courants d'appel suivantes implémentées dans un convertisseur AC-DC de type Totem-pole avec PFC :

- thermistance associée à un relais électromécanique et un MOSFET,
- thyristor comme limiteur statique.

Dans un premier temps, l'étude proposée nous aidera à comprendre cette topologie. Nous nous intéresserons aux phases de fonctionnement et aux particularités des deux cas d'étude. Cela nous amènera à proposer une solution pour pallier au nombre important des références de contrôle lorsque des thyristors sont utilisés.

Dans un second temps, les différents limiteurs de courant seront intégrés dans le convertisseur et ensuite comparés en termes d'efficacité énergétique et de taux de distorsion harmonique.

3.2. Structure choisie : PFC Totem-pole

Conformément au chapitre 1, nous avons défini une structure bidirectionnelle de type Totem-pole. Dans cette partie, nous allons étudier deux cas. Le premier cas utilise des MOSFETs sur substrat en silicium Si (S3 et S4) pour le redressement du réseau (cf. Figure 3-1 (a)), et le dernier cas utilise des thyristors Th1 et Th2 (cf. Figure 3-1 (b)). La phase de roue libre est réalisée en faisant fonctionner les MOSFETs en SiC (S1 et S2) dans le quadrant Q3. Dans un premier temps, nous allons évaluer les pertes pour chacun des cas.

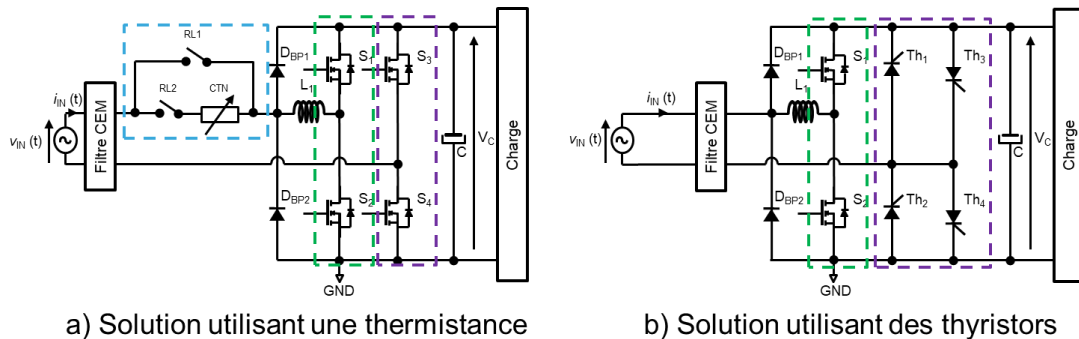


Figure 3-1 : Différentes configurations du PFC Totem-pole, a) cas 1 et b) cas 2

3.2.1. Principe général du PFC Totem-Pole utilisant des thyristors

3.2.1.1. Mode PFC

Le principe de fonctionnement présenté ici peut être transposé à la structure 100% MOSFET.

3.2.1.1.1. Phases de fonctionnement

Concernant le mode PFC, durant l'alternance positive de la tension du réseau AC, on distingue deux phases. Le transistor S_2 (cf. Figure 3-2) découpe le signal d'entrée $v_{IN}(t)$ à haute fréquence ($1/T_s$) issu d'un signal de commande de type MLI (modulation de la largeur d'impulsion). Pour générer les signaux de commande, un asservissement est utilisé (cf. Figure 3-2). La consigne du modèle moyen (Feed Forward) produit un rapport cyclique ($\alpha = 1 - V_{in}/V_o$) permettant d'obtenir une sinusoïde. De plus, deux boucles d'asservissement sont utilisées pour pallier aux variations des signaux. Une boucle interne dite rapide (4,5 kHz) et une boucle externe plus lente (10 Hz). La boucle interne a pour objectif d'asservir le courant d'entrée suivant une référence de consigne sinusoïdale générée par la boucle externe. Pour construire cette référence de consigne, l'erreur corrigée entre la tension de sortie du bus DC et sa référence est multipliée par la tension d'entrée. Les correcteurs utilisés pour la régulation sont de type proportionnel-intégral (PI) et sont dimensionnés dans l'Annexe E.

Comme le montre la Figure 3-3, sur l'intervalle $[0 ; \alpha.T_s]$ (avec α le rapport cyclique), S_2 est fermé, S_1 est ouvert et Th_2 est fermé. L'inductance se charge et le condensateur de capacité C fournit l'énergie au bus DC. Sur l'intervalle $[\alpha.T_s ; T_s]$, S_2 s'ouvre, la diode « body » du transistor S_1 devient passante et Th_2 reste passant. Par symétrie de la structure, durant l'alternance négative de la tension du réseau AC, on distingue également deux phases de fonctionnement (cf. Figure 3-4). Sur l'intervalle $[0 ; \alpha.T_s]$, S_1 est fermé, S_2 est ouvert et Th_1 est fermé. L'inductance se charge et le condensateur fournit l'énergie au bus DC. Sur l'intervalle $[\alpha.T_s ; T_s]$, S_1 s'ouvre, la diode « body » du transistor S_2 devient passante et Th_1 reste passante. Par conséquent, durant les deux alternances décrites ci-dessus, l'énergie peut être transmise au bus DC.

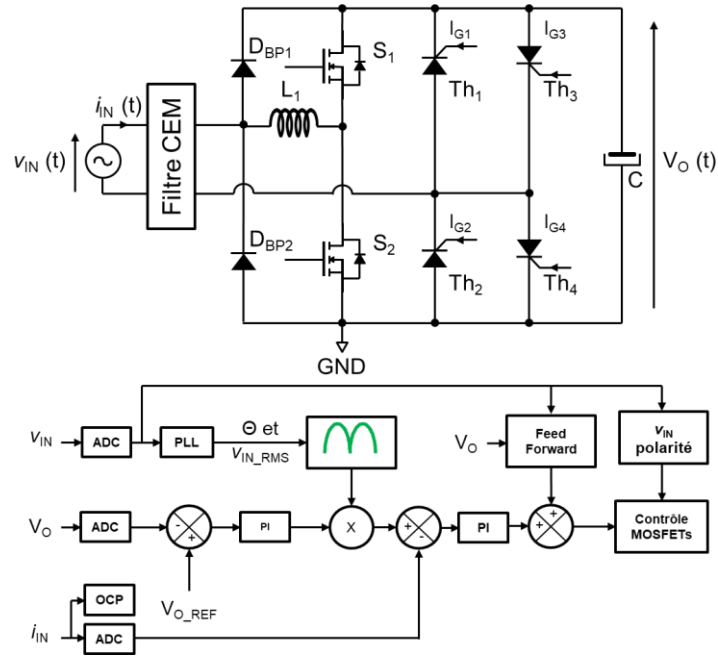


Figure 3-2 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode PFC

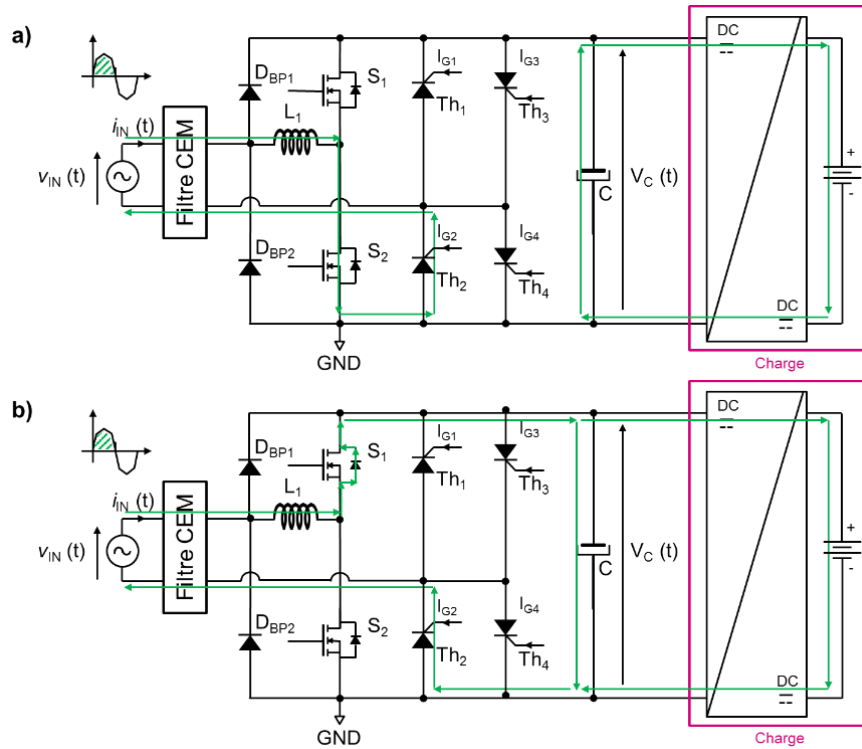


Figure 3-3 : Fonctionnement en mode PFC durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$

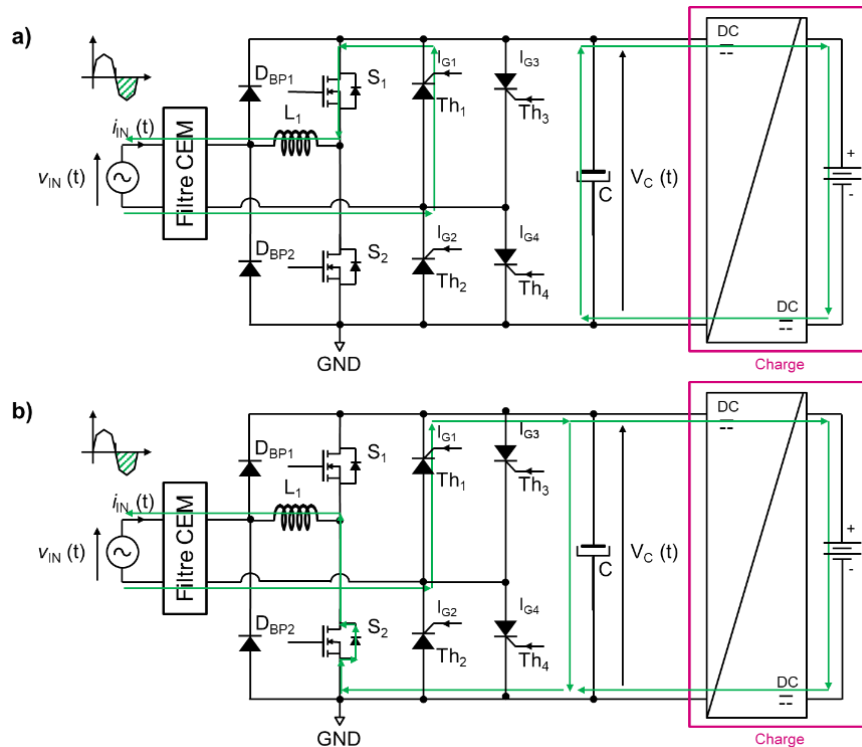


Figure 3-4 : Fonctionnement en mode PFC durant l’alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$

3.2.1.1.2. Modélisation du fonctionnement PFC : principaux résultats

Une simulation via Pspice, illustrée dans l’Annexe C, a permis de valider le fonctionnement de la régulation, le dimensionnement des composants de puissance présenté dans l’Annexe D et de visualiser les principales courbes (cf. Figure 3-5) du convertisseur en mode PFC. Les paramètres d’entrée de la simulation sont les suivants :

- tension du réseau V_{mains_rms} (230 V),
- fréquence du réseau F_{mains} (50 Hz)
- fréquence de découpage F_{sw} (64 kHz),
- tension de consigne du bus DC ref (400 V),
- puissance de sortie du convertisseur P_o (3,7 kW),
- gain des capteurs de tension K_{vo} (0,006868) et de courant K_c (0,041),
- gains des correcteurs de la boucle de tension k_v (0,825), ki_v (112),
- gains des correcteurs de la boucle de la boucle de courant k_i (4,47), ki_i (280900).

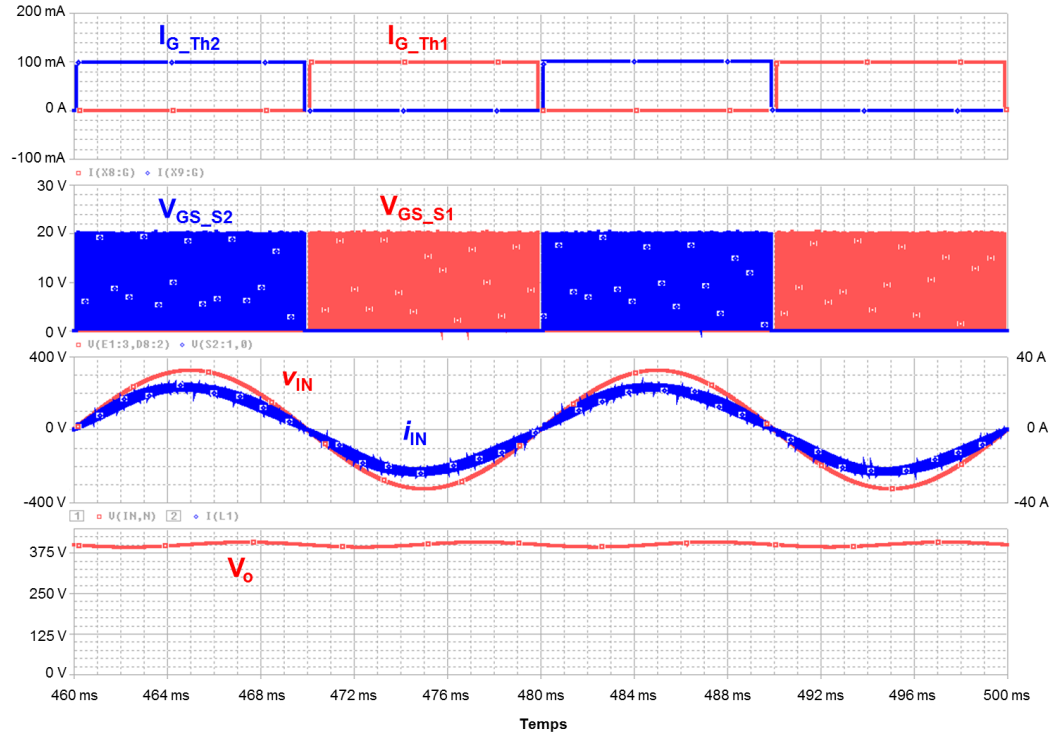


Figure 3-5 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode PFC

Les semi-conducteurs sont commandés conformément aux phases de fonctionnement décrites précédemment. Les thyristors sont fermés alternativement suivant les demi-périodes du réseau, tandis que les MOSFETs sont commandés à la fréquence de découpage afin de suivre l'asservissement défini.

Nous obtenons une régulation sur la tension de sortie à 400 V. Le courant d'entrée est bien asservi de manière à obtenir un courant sinusoïdal en phase avec la tension du réseau et d'amplitude égale à 23 A.

3.2.1.2. Mode onduleur

3.2.1.2.1. Phases de fonctionnement

Le fonctionnement en mode onduleur du convertisseur peut être expliqué de la même façon que précédemment. Comme le montre la Figure 3-7, durant l'alternance positive du réseau AC, le transistor S_1 découpe la tension $v_o(t)$ à haute fréquence ($1/T_s$) issue d'un signal de commande de type MLI (cf. Figure 3-6). La consigne du modèle moyen (Feed Forward) produit un rapport cyclique ($\alpha = V_o/V_{in}$) permettant d'obtenir une sinusoïde.

De plus, une boucle d'asservissement est utilisée pour pallier aux variations des signaux. Il s'agit d'une boucle rapide (4,5 kHz) et a pour objectif d'asservir le courant d'entrée suivant une référence de consigne sinusoïdale. Pour construire cette référence de consigne, la tension d'entrée est multipliée par une grandeur qui correspond à l'amplitude du courant. Le correcteur utilisé pour la régulation est de type proportionnel-intégral (PI).

Sur l'intervalle $[0 ; \alpha.T_s]$, S_1 et Th_4 sont fermés ; S_2 est ouvert. Le bus DC fournit l'énergie au réseau et l'inductance se charge. Sur l'intervalle $[\alpha.T_s ; T_s]$, T_1 s'ouvre, la diode « body » de S_2 devient passante et Th_4 reste fermé. L'inductance fournit l'énergie au réseau et le condensateur de capacité C se recharge. Durant l'alternance négative du réseau AC (cf. Figure 3-8), c'est le transistor S_2 qui découpe la tension $V_o(t)$ à haute fréquence (i.e., 64 kHz). Sur l'intervalle $[0 ; \alpha.T_s]$, S_2 et Th_3 sont fermés ; S_1 est ouvert. Le bus DC fournit l'énergie au réseau et l'inductance se charge. Sur l'intervalle $[\alpha.T_s ; T_s]$, S_2 s'ouvre, la diode « body » de S_1 devient passante et Th_3 reste fermé. L'inductance fournit l'énergie au réseau et le condensateur de capacité C se recharge.

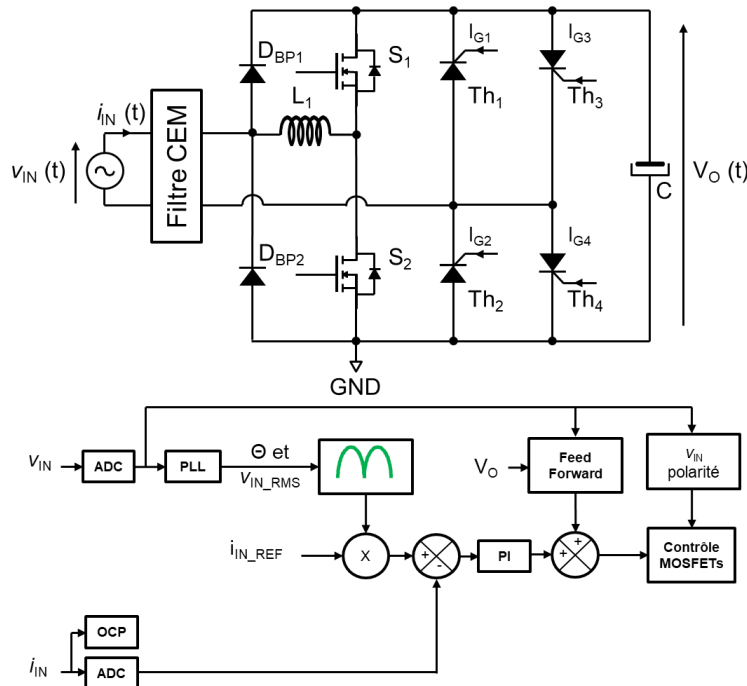


Figure 3-6 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode onduleur

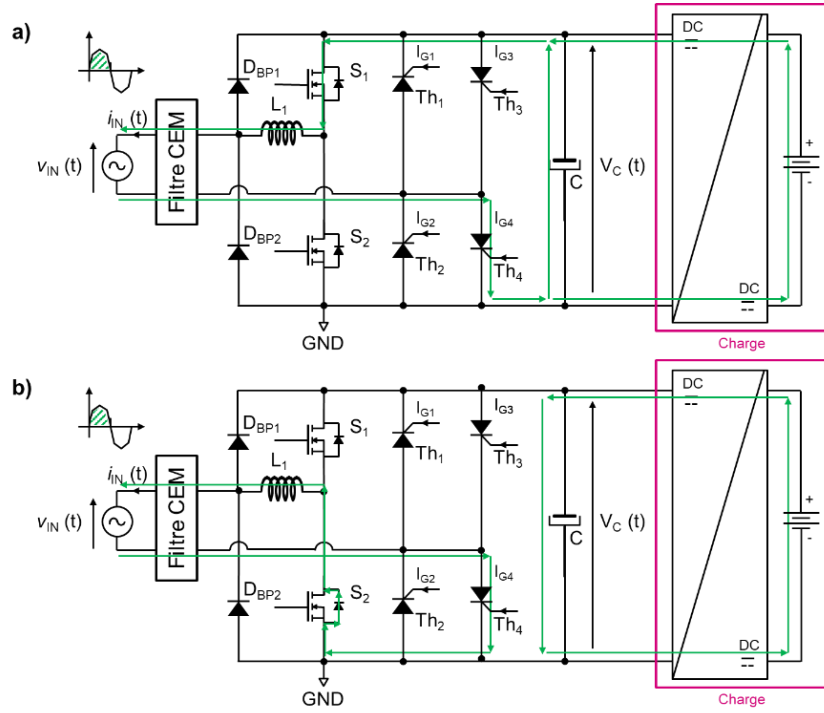


Figure 3-7 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.Ts]$, b) $[\alpha.Ts ; Ts]$

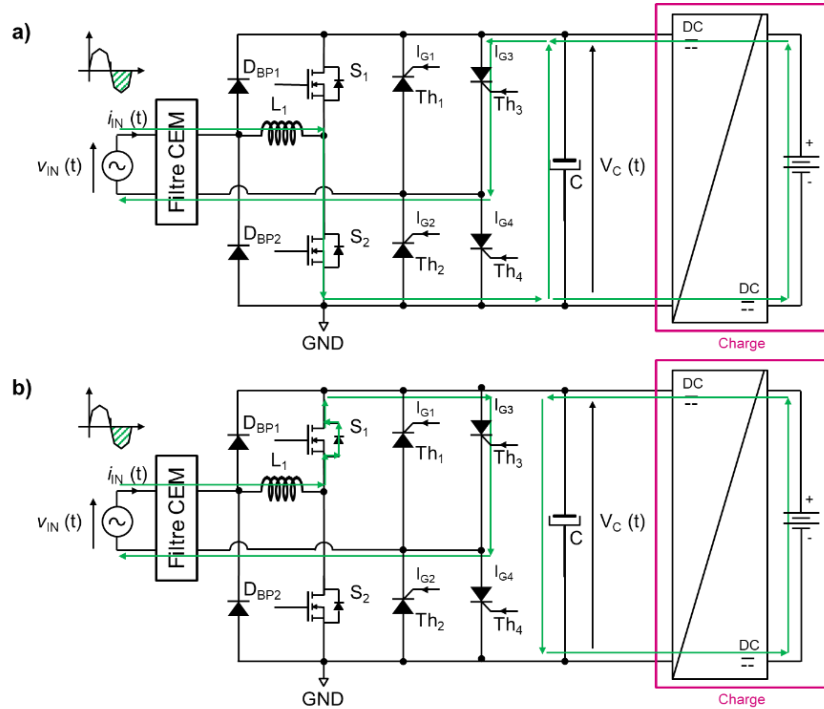


Figure 3-8 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.Ts]$, b) $[\alpha.Ts ; Ts]$

3.1.1.1.1. Modélisation du fonctionnement onduleur : principaux résultats

Une simulation via Pspice, illustrée dans l'Annexe C, a permis de valider le fonctionnement de la régulation, le dimensionnement des composants de puissance présenté dans l'Annexe D et de visualiser les principales courbes (cf. Figure 3-9) du convertisseur en mode PFC. Les paramètres d'entrée de la simulation sont les suivants :

- tension du réseau V_{mains_rms} (230 V RMS),
- fréquence du réseau F_{mains} (50 Hz),
- fréquence de découpage F_{sw} (64 kHz),
- amplitude du courant de consigne ref_il (23 A),
- gain du capteur de courant K_c (0,041),
- gains du correcteur de la boucle de courant k_i (4,47), ki_i (280900)

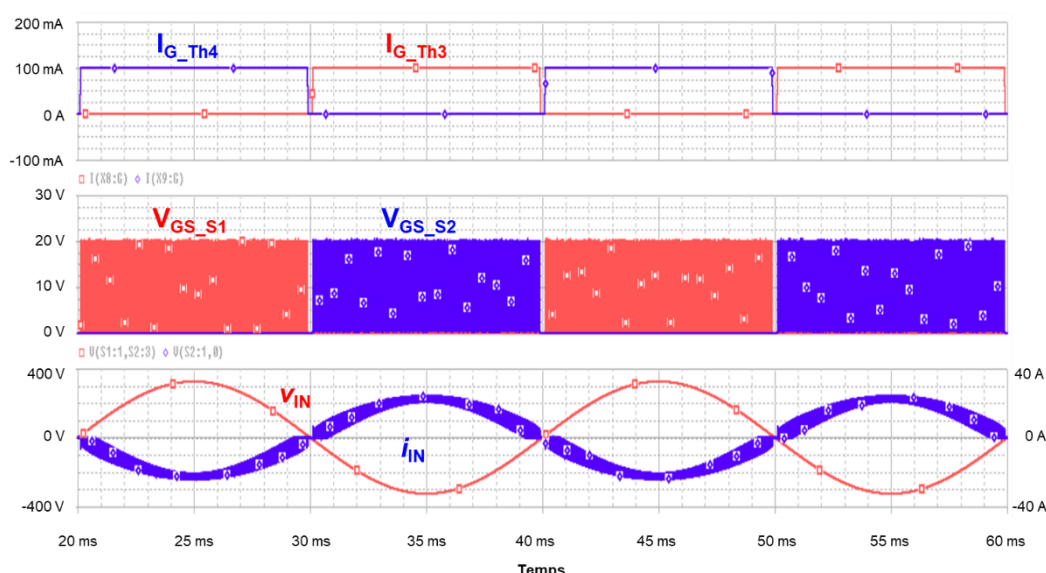


Figure 3-9 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode onduleur

Les semi-conducteurs sont commandés conformément aux phases de fonctionnement décrites précédemment. Les thyristors sont fermés alternativement suivant les demi-périodes du réseau, tandis que les MOSFETs sont commandés à la fréquence de découpage afin de suivre l'asservissement défini.

Le courant d'entrée i_{IN} est pris positivement, du réseau vers le bus DC (convention de signe identique au cas PFC). Il est asservi de manière à obtenir un courant sinusoïdal en opposition de phase avec la tension du réseau et d'amplitude égale à 23 A.

3.1.2. Particularités de fonctionnement de la structure

3.1.2.1. Pics de courant au changement de phase

Concernant la structure décrite dans la Figure 3-1 a), le bras commutant à 50 Hz est réalisé avec des MOSFETs. La littérature indique des phénomènes oscillants au passage par zéro de la tension du réseau AC (ou ZVD pour « zero voltage detection »). La Figure 3-10 illustre ce type de phénomène [73] que nous allons expliciter dans la suite de ce paragraphe.

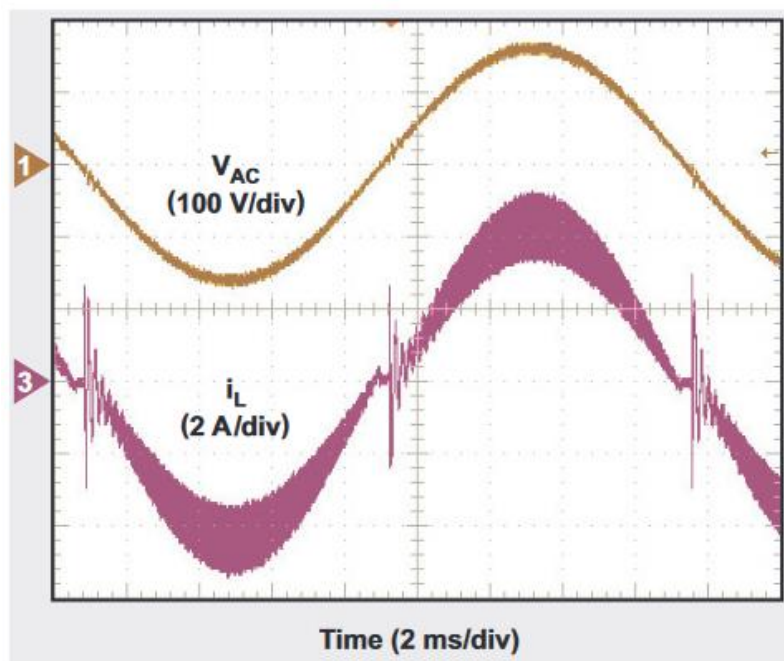


Figure 3-10 : Pic de courant au ZVD [73]

Durant la commutation au zéro de tension, lorsqu'on passe de la phase négative à la phase positive, la capacité parasite (C_{DS_S4}) entre le drain et la source du MOSFET S4 (cf. Figure 3-11) est encore chargée à la valeur du bus continu. La tension aux bornes de l'inductance passe alors de 0 V à 400 V (cf. Figure 3-11). Cela induit un fort pic de courant lors de cette commutation que l'on va quantifier dans la suite de ce paragraphe.

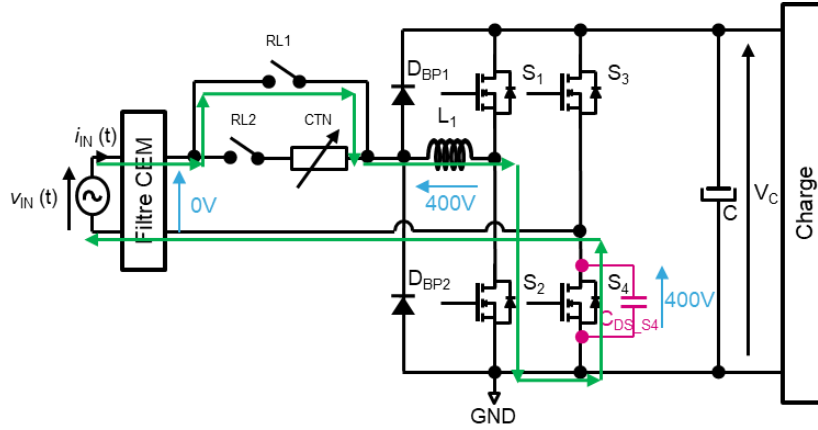


Figure 3-11 : Explication de la variation brusque de la tension aux bornes de l'inductance au ZVD

La Figure 3-12 donne un exemple d'ondulation du courant au ZVD. Ce courant peut à la fois augmenter le taux de distorsion harmonique et générer des problèmes de CEM.

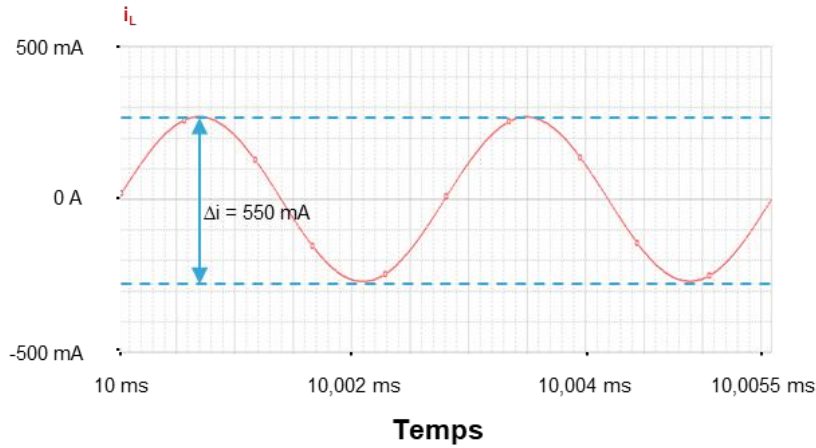


Figure 3-12 : Ondulation du courant au ZVD

À partir du schéma présenté dans la Figure 3-11, on peut extraire l'équation différentielle qui régit le fonctionnement du système (cf. (3-1)).

$$V_{IN}(t) = L_1 \cdot C_{DS_{S4}} \cdot \frac{d^2}{dt^2} V_{CDS_{S4}}(t) + V_{CDS_{S4}}(t) \quad (3-1)$$

En résolvant cette équation, nous obtenons l'expression de $V_{CDS_{S4}}(t)$, et nous pouvons en déduire celle du courant $I_{CDS_{S4}}(t)$.

$$I_{CDS_{S4}}(t) = C_{DS_{S4}} \cdot \frac{d}{dt} V_{CDS_{S4}}(t) \quad (3-2)$$

Le courant pic peut alors être évalué via l'Équation (3-3) :

$$I_{CDS_S4_PIC} = V_0 \cdot \sqrt{\frac{C_{DS_S4}}{L_1}} \quad (3-3)$$

La valeur de l'inductance étant fixée par l'application, seule la capacité parasite drain-source du MOSFET peut influencer la valeur maximale du courant. Plus la capacité est élevée et plus le courant le sera (cf. Figure 3-13). Il faut donc privilégier un MOSFET ayant une faible capacité parasite entre le drain et la source.

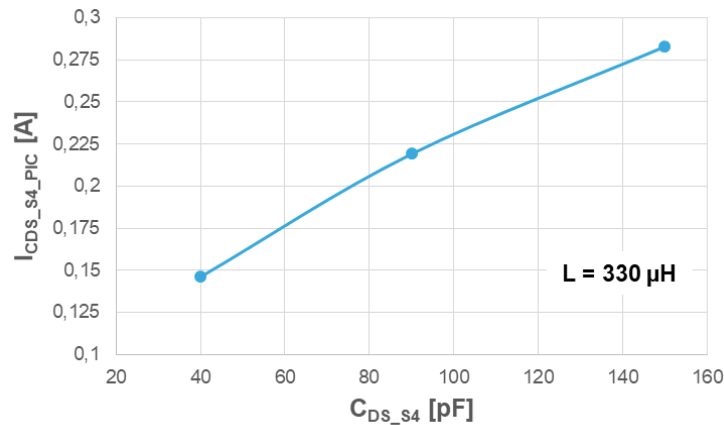


Figure 3-13 : Pic de courant en fonction de la capacité drain-source des MOSFETs

3.1.2.2. Référence de commande

3.1.2.2.1. Problématique de référence de commande

Un problème se pose lorsque l'on veut rendre cette structure bidirectionnelle en courant. L'utilisation de MOSFETs sur le bras fonctionnant à 50 Hz ne nécessite que deux alimentations auxiliaires. Cependant, si on utilise des thyristors, il faudrait ajouter une alimentation supplémentaire et leur isolation galvanique associée, ce qui augmenterait le coût global du système.

Dans cette dernière configuration, les thyristors sont généralement commandés avec un courant injecté dans leur électrode de gâchette. Celui-ci peut être continu (DC) ou de forme impulsionnelle. La référence de contrôle de cette commande se situe sur la cathode des thyristors.

Dans le cas du PFC Totem-pole bidirectionnel, les quatre thyristors ont besoin de 3 alimentations auxiliaires, le thyristor Th2 et Th3 ayant la même références de contrôle comme le montre la Figure 3-14.

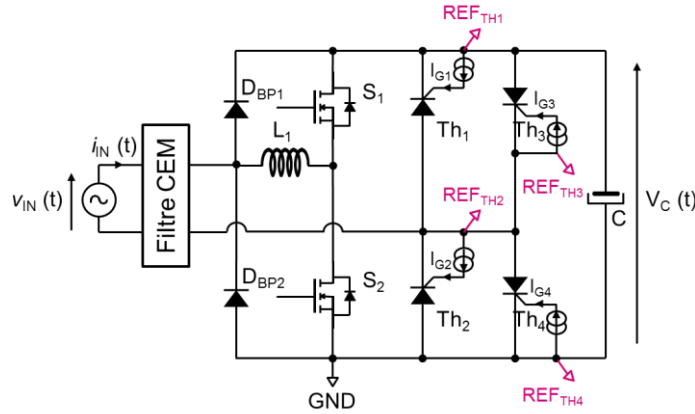


Figure 3-14 : Problème de référence de commande des thyristors

Afin de diminuer le nombre de références de commande, il est possible de remplacer les thyristors Th2 et Th3 (cf. Figure 3-15 (a)) (ou Th1 et Th2 (cf. Figure 3-15 (b))) à gâchette de cathode par des thyristors à gâchette d'anode (AGT). Les AGT sont commandés via une extraction du courant dans l'électrode de gâchette contrairement aux thyristors traditionnels. Dans ce cas, il n'y a besoin que de deux alimentations auxiliaires pour la commande des thyristors.

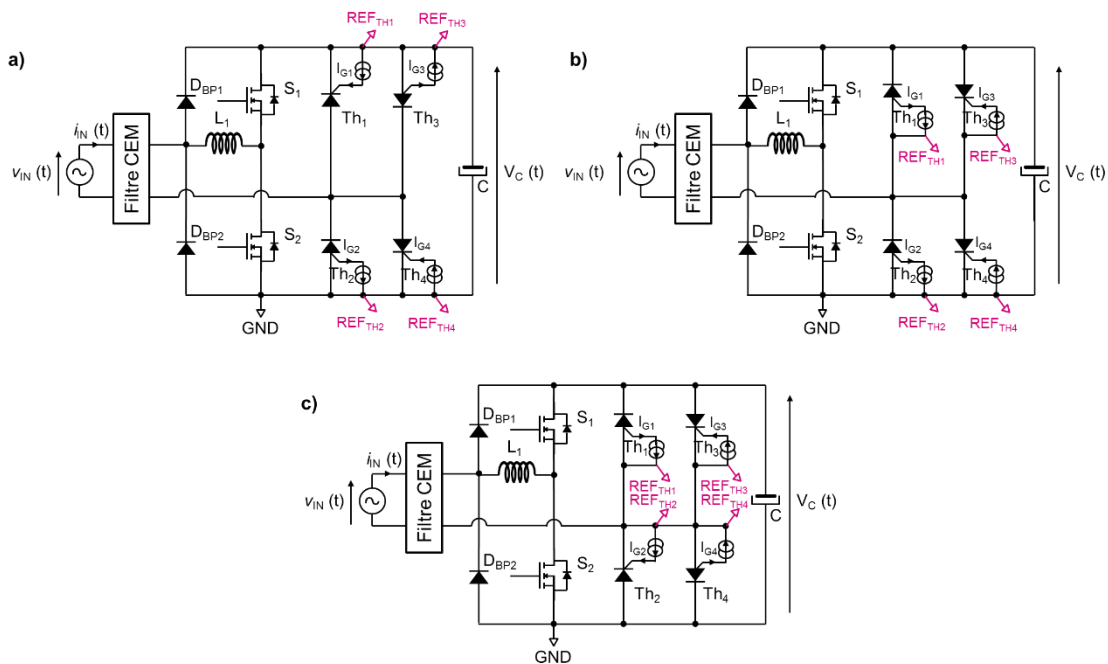


Figure 3-15 : Référence de commande des thyristors avec des AGT

Une autre solution serait de remplacer les thyristors Th1 et Th4 à gâchette de cathode par des AGT comme le montre la Figure 3-15 (c). Dans ce cas, une seule alimentation auxiliaire est nécessaire pour la commande des thyristors. Cette alimentation a besoin d'une isolation entre les parties de puissance et de commande du circuit. Parmi les isolations galvaniques courantes, on retrouve :

- l'isolation par couplage optique. Lorsqu'un courant traverse la diode émettrice (LED) du photo-coupleur, celle-ci émet une intensité lumineuse captée par un récepteur qui peut être un transistor, un TRIAC, ... Cette solution présente une isolation galvanique entre 1,5 et 7,5 kV ;
- l'isolation par couplage magnétique. Un transformateur avec ou sans noyau magnétique permet d'assurer cette isolation jusqu'à 40 kV. La puissance est transmise du primaire au secondaire, soit par impulsion, soit en continu associé à une diode.

L'usage de tels isolateurs augmente le coût du circuit de commande. Dans une optique d'optimisation financière du driver, nous avons privilégié un circuit peu coûteux, possédant une faible densité volumique et qui soit simple à réaliser.

3.1.2.2.2. Proposition d'un circuit à liaison capacitive

Un autre moyen d'isoler la commande est d'utiliser d'un circuit capacitif. Ce dernier est composé de plusieurs condensateurs à haute tension qui, de par leur structure interne, offre une isolation d'une tension continue. Le circuit proposé est présenté dans la Figure 3-16. Les deux condensateurs à haute tension peuvent être, soit de valeur différente, soit de même valeur. Une capacité équivalente peut être modélisée pour décrire les phases de fonctionnement.

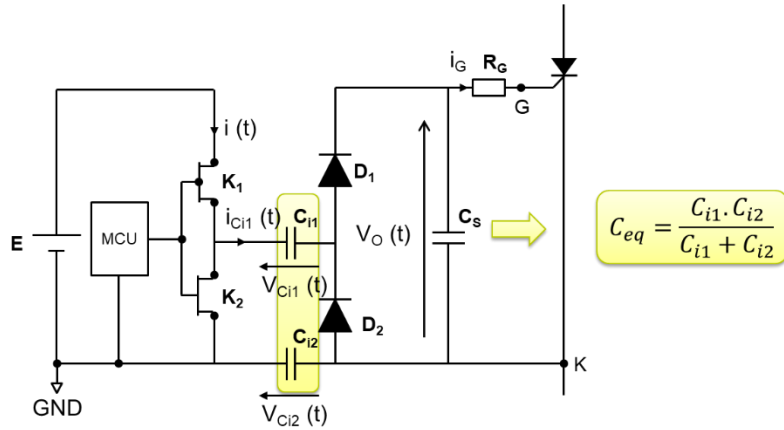


Figure 3-16 : Circuit de commande de thyristor/Triac flottante par des condensateurs à haute tension [74]

Le signal de commande de K1 et K2 est un créneau généré par un microcontrôleur, de fréquence F_{req} (i.e., quelques centaines de kHz), d'amplitude V_{cc} et de rapport cyclique égale à 0,5 qui commande K1 (MOSFET canal P) et K2 (MOSFET canal N). On distingue deux phases de fonctionnement (cf. Figure 3-17). À l'état haut K1 est fermé et K2 est ouvert. L'alimentation E va charger le condensateur C_{eq} , puis le courant passe par la diode D1 avant de se diviser en deux. Une partie du courant alimente la gâchette du thyristor et l'autre partie charge le condensateur C_s . À l'état bas, K1 est ouvert et K2 est fermé. Le condensateur C_s alimente la gâchette du thyristor tandis que le condensateur C_{eq} se décharge par la diode D2. Ce circuit correspond à une structure à liaison capacitive.

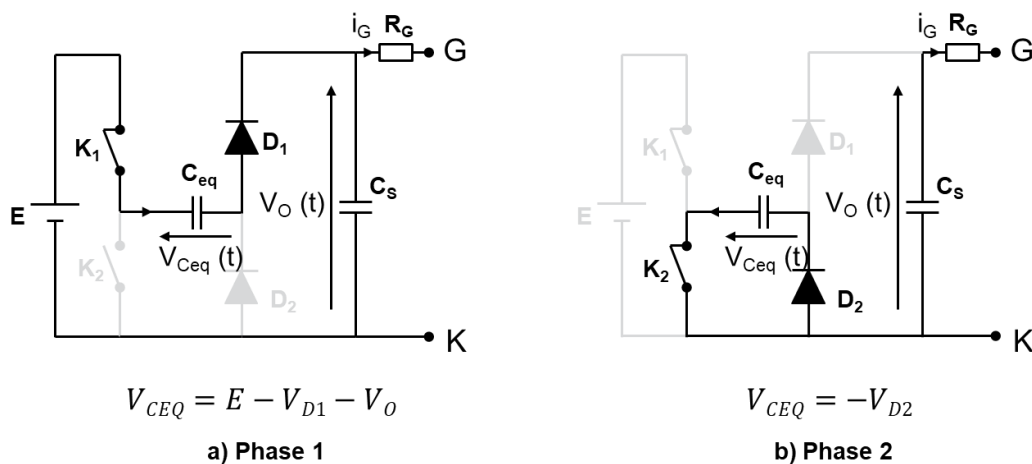


Figure 3-17 : Phases de fonctionnement du circuit de commande proposé

Dans le cas du PFC Totem-pole, ces condensateurs voient une tension égale à la tension du bus DC (i.e., 400 V). La norme EN60730-1 (cf. Tableau 3-1) définit la distance et la tension d'isolement suivant l'isolation requise et la tension de l'application.

Tableau 3-1 : Normes d'isolement EN60730-1 [75]

Isolation / Niveau	Niveau de pollution	Tension RMS (V)				Distance d'isolement (mm)	Distance autorisée (mm)
		> 50 V et ≤ 130 V	> 130 V et ≤ 250 V	> 250 V et ≤ 440 V	> 440 V et ≤ 660 V		
- / Opérationnelle	-	260	500	880	1 380	-	-
Basique / Basique	Environnement peu pollué	1 330	1 450	1 640	1 890	2	2
	Environnement moyennement pollué					4	3
	Environnement très pollué					6	4
Supplémentaire / Supplémentaire	Environnement peu pollué	1330	1450	1640	1890	3	3
	Environnement moyennement pollué					4	4
	Environnement très pollué					4	4
Renforcée / Renforcée	Environnement peu pollué	2660	2900	3280	3780	5	4
	Environnement moyennement pollué					8	6
	Environnement très pollué					-	-

Cette norme nous servira à choisir les condensateurs. Nous allons nous intéresser à la technologie céramique multicouches en CMS en vue d'une bonne intégration et d'une meilleure compacité du circuit de commande. La taille de ces condensateurs est normalisée. Les condensateurs de taille 2010 (200 x 100 mil) et 2512 (250 x 120 mil) possèdent une distance entre l'entrée et la sortie de 3,8 mm ce qui est suffisant pour assurer une isolation opérationnelle, voire une isolation basique dans un environnement moyennement ou peu pollué. Dans le cas d'une isolation opérationnelle, le condensateur

doit supporter une tension d'isolement supérieure à 880 V, alors que pour une isolation basique, le condensateur doit supporter une tension d'isolement supérieure à 1 640 V (cf. Tableau 3-1). Pour notre application, nous allons choisir des condensateurs ayant une tenue en tension supérieure à 880 V afin d'assurer un niveau d'isolation opérationnel. Nous avons opté pour des condensateurs CMS de taille 2010.

3.1.2.2.3. Caractérisation du circuit proposé

Dans cette partie, nous allons caractériser le circuit de commande proposé. La fréquence de commutation de K1, K2 et le courant de gâchette des thyristors permettent de définir la valeur de la capacité haute tension. Ainsi, les équations illustrées dans la Figure 3-17 ont permis de définir l'équation du condensateur minimum pour ce circuit (cf. équation (3-4)).

$$C_{eq} = \frac{i_G}{F_s.(E - 2.V_D - V_\theta)} \quad (3-4)$$

Une courbe caractéristique du condensateur en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de courant de gâchette peut être tracée (cf. Figure 3-18). Des mesures ont été effectuées sur une carte électronique pour vérifier l'équation définie ci-dessus. Pour un condensateur de 100 nF, il est possible d'extraire 35 mA (à 250 kHz), 50 mA (à 400 kHz) ou 70 mA (à 550 kHz) ce qui est suffisant pour amorcer un thyristor.

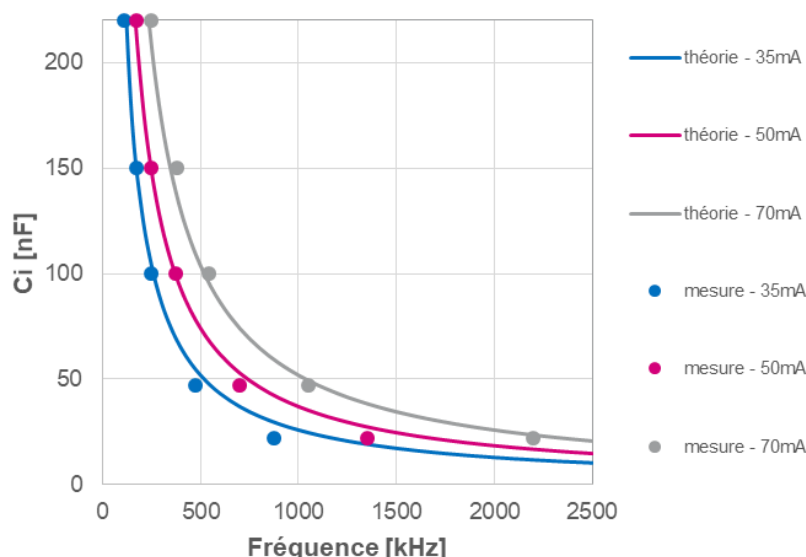


Figure 3-18 : Comparaison de la caractéristique Ci / Freq entre la théorie et les mesures expérimentales

Des mesures ont ensuite été réalisées sur cette carte pour établir le courant maximal que le circuit peut fournir suivant différentes valeurs de capacité, sur une gamme de fréquence allant d'une centaine de kHz à quelques MHz (cf. Figure 3-19). On remarque que plus la capacité est élevée et plus le circuit de commande peut fournir un courant important. Le point optimal, c'est-à-dire le point de fonctionnement où le circuit peut fournir le maximum de courant, se trouve à 1 250 kHz pour un condensateur de 220 nF.

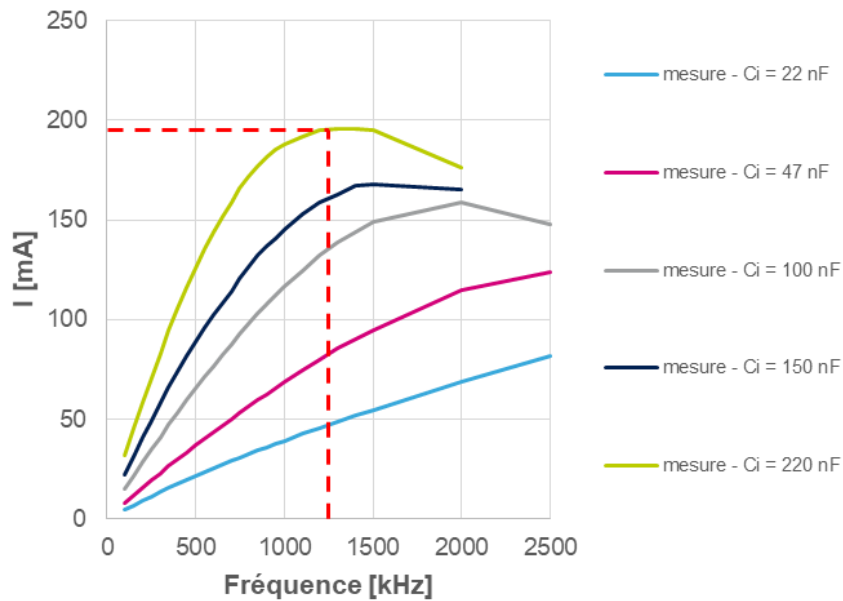


Figure 3-19 : Caractéristique IG/Freq suivant différentes valeur de condensateurs haute tension

Afin de pouvoir fournir un courant de gâchette de deux fois l'IGT d'un thyristor TN5050H, nous avons opté pour un condensateur de 47 nF et d'une fréquence de commutation de 1,8 MHz. Les formes d'ondes en sortie du MCU (V_{CLK}), du courant dans le condensateur (I_{Ci}), de la tension de sortie (V_0), du courant de gâchette (I_G) sont représentées dans la Figure 3-20.

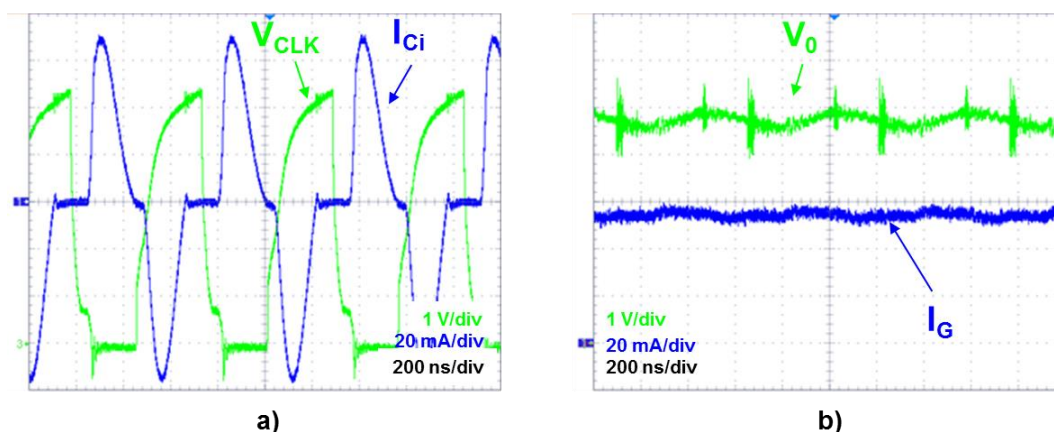


Figure 3-20 : Formes d'ondes (a) du courant dans le condensateur HT et de la tension à ses bornes, (b) du courant et de la tension de sortie du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = 1,8 MHz – $C_s = 10 \text{ }\mu\text{F}$

Le temps de montée que met le circuit de commande afin d'arriver à son état permanent, ainsi que le temps de descente pour arrêter le circuit de commande, dépendent de la résistance de gâchette (R_G), du condensateur de sortie (C_s) et de la fréquence de fonctionnement (F_s). Ces temps ont été respectivement mesurés à 137 et 166 μs pour la montée et pour la descente (cf. Figure 3-21).

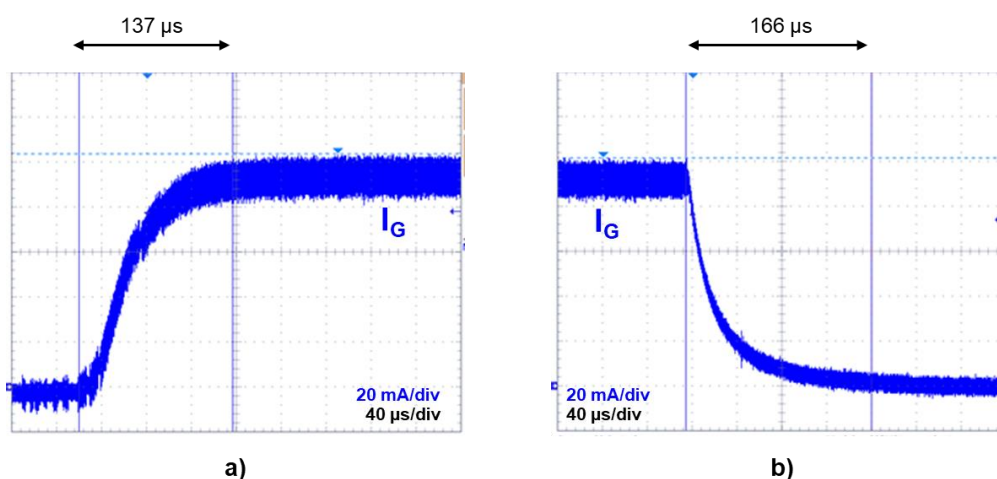


Figure 3-21 : Temps (a) de démarrage et (b) d'extinction du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = 1,8 MHz – $C_s = 10 \text{ }\mu\text{F}$

Le circuit de commande qui est proposé ici possède une fréquence de fonctionnement élevée, pouvant dépasser le MHz. Cela peut engendrer des problèmes de CEM et perturber les circuits avoisinants. Il faut donc s'assurer que le circuit respecte les normes associées en termes d'immunité électromagnétique. La norme EN 61000-6-4 définit une

limite à ne pas dépasser. Elle se situe à 30 dB μ V jusqu'à 240 MHz et à 37 dB μ V jusqu'à 1 GHz pour les appareils de classe B [76]. La Figure 3-22 montre les résultats obtenus. Les mesures CEM en émission rayonnée prouve que ce circuit est immune car le niveau du champ électrique reste inférieur au gabarit défini par la norme EN 61000-6-4

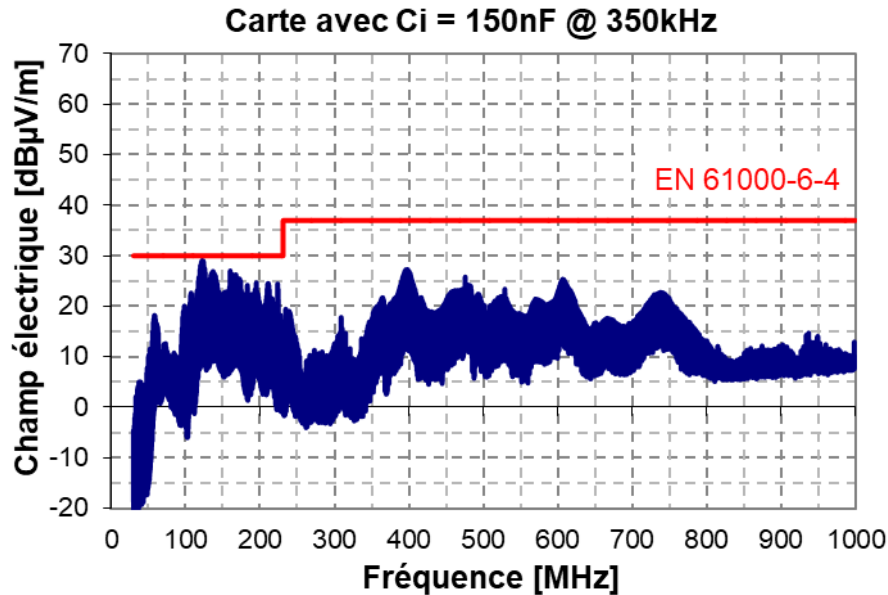


Figure 3-22 : Mesures CEM en émission rayonnée du driver – Ci = 150 nF –
Freq = 350 kHz – IG = 70 mA

3.2. Bilan de puissance de la structure

Dans cette partie, nous allons quantifier les pertes énergétiques de la structure en mode PFC. Nous allons en outre analyser l'influence des solutions de limitation des courants d'appel au démarrage du convertisseur AC-DC. Nous comparerons la solution utilisant des MOSFETs (cf. Figure 3-1 cas 1) sur le bras piloté à 50 Hz associés à un relais électromécanique en entrée et la solution utilisant des thyristors (cf. Figure 3-1 cas 2).

Afin de déterminer les valeurs efficace et moyenne des courants dans les semi-conducteurs, nous allons nous servir des formes d'ondes de ces courants. Elles sont illustrées dans la Figure 3-23.

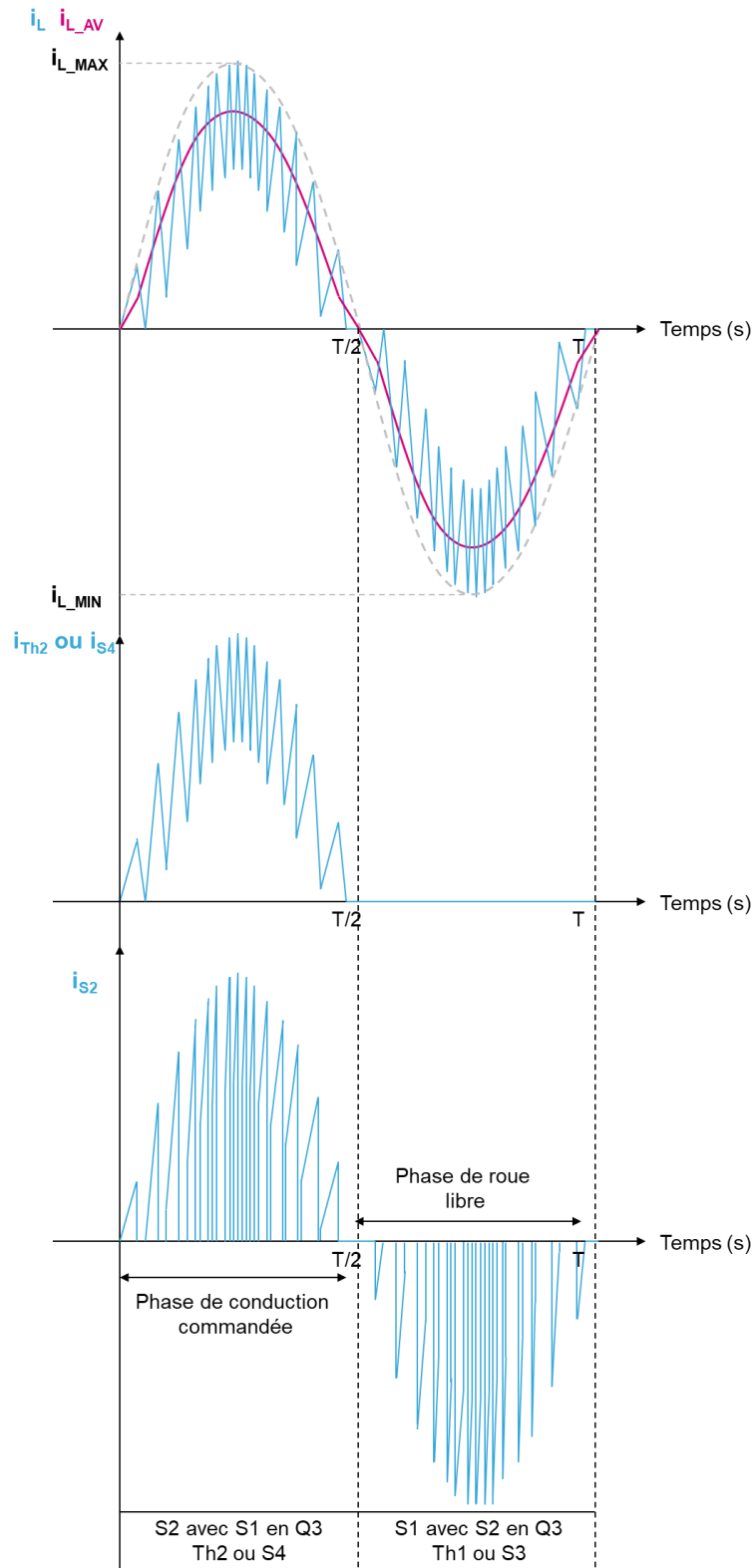


Figure 3-23 : Formes d'ondes théoriques dans les semi-conducteurs

3.2.1. Analyse des pertes

Afin de calculer les courants dans les semi-conducteurs, nous avons supposé un rendement de la structure égal à 98%. De plus, le rapport cyclique est défini par l'équation

$$\alpha(\theta) = 1 - \frac{V_{IN_{RMS}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)}{V_o} \quad (3-5)$$

Dans cette étude, les thyristors et les MOSFETs ont été choisis avec des caractéristiques intrinsèques qui permettent d'obtenir des pertes quasiment équivalentes.

3.2.1.1. Pertes par conduction dues au redressement

Le redressement est réalisé par le bras S3, S4 (cf. Figure 3-1 a)) ou Th1, Th2 (cf. Figure 3-1 b)). Le courant dans les bras peut être considéré comme étant sinusoïdal pendant une demi-alternance du réseau électrique comme l'illustre la Figure 3-23. Les courants d'intensité efficace et moyenne sont calculés grâce aux équations (3-6) et (3-7).

$$I_{RECT_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_L(\theta)^2 \cdot d\theta} = \frac{P_o}{\sqrt{2} \cdot V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} = 11,6 \text{ A} \quad (3-6)$$

$$I_{RECT_{AV}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_L(\theta) \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\pi \cdot V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} = 7,39 \text{ A} \quad (3-7)$$

Les pertes par conduction peuvent être estimées via les Équations (3-8) et (3-9).

$$\text{Cas 1 :} \quad P_{COND_{MOSFET}} = R_{DS(on)} \cdot I_{RECT_{RMS}}^2 = 8,1 \text{ W} \quad (3-8)$$

$$\text{Cas 2 :} \quad P_{COND_{THYRISTOR}} = V_{t0} \cdot I_{RECT_{AV}} + R_D \cdot I_{RECT_{RMS}}^2 = 7,3 \text{ W} \quad (3-9)$$

En prenant une résistance drain-source à l'état ON ($R_{DS(on)}$) de 60 mΩ, les pertes par conduction sont évaluées à 8,1 W pour le cas 1. En prenant comme résistance dynamique (R_d) de 6 mΩ et une tension à l'état passant (V_{t0}) d'environ 0,88 V, les pertes du cas 2 sont estimées à 7,3 W.

3.2.1.2. Pertes dans les MOSFETs SiC

3.2.1.2.1. Phase de conduction commandée

On considère la résistance $R_{DS(ON)}$ suffisamment petite pour négliger la conduction de la diode de body dans le quadrant Q3. Les courants d'intensité efficace et moyenne dans le MOSFET sont calculés grâce aux équations (3-10) et (3-11).

$$I_{MOSFET_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_L(\theta)^2 \cdot \alpha(\theta) \cdot d\theta} = \frac{P_O}{\sqrt{2} \cdot V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{IN_{RMS}}}{3 \cdot V_O \cdot \pi}} = 6,5 \text{ A} \quad (3-10)$$

$$I_{MOSFET_{AV}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi i_L(\theta) \cdot \alpha(\theta) \cdot d\theta = \frac{P_O \cdot (2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_O - \pi \cdot V_{IN_{RMS}})}{2 \cdot \pi \cdot V_O \cdot V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} = 2,7 \text{ A} \quad (3-11)$$

Les pertes par conduction et les pertes par commutation à l'ouverture (P_{ON}) et la fermeture (P_{OFF}) dans le MOSFET peuvent être estimées via les Équations (3-12), (3-13) et (3-14).

$$P_{COND_{MOSFET}} = R_{DS(ON)} \cdot I_{MOSFET_{RMS}}^2 = 2,5 \text{ W} \quad (3-12)$$

$$P_{ON_{MOSFET}} = E_{ON} \cdot F_S = 1,4 \text{ W} [77] \quad (3-13)$$

$$P_{OFF_{MOSFET}} = E_{OFF} \cdot F_S = 2 \text{ W} [77] \quad (3-14)$$

En prenant une résistance drain-source à l'état ON ($R_{DS(ON)}$) de 60 mΩ, les pertes par conduction sont évaluées à 2,5 W. En prenant un temps de conduction à l'état ON de 40 ns et à l'état OFF de 60 ns, les pertes par commutation à la mise ON sont de 1,4 W et à la mise OFF de 2 W.

3.2.1.2.2. Phase de roue libre

Durant la phase de roue libre, le MOSFET complémentaire est commandé et fonctionne dans le quadrant Q3. Un temps mort Δt_r est inséré pour éviter la cross-conduction. Les courants efficace et moyen dans le MOSFET principal, durant cette phase, sont calculés en utilisant les Équations (3-15) et (3-16).

$$I_{MOSFET_{Q3_{RMS}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\theta)^2 \cdot (1 - \alpha(\theta) - 2 \cdot \Delta tr) \cdot d\theta} = \frac{P_O}{V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{IN_{RMS}}}{3 \cdot V_O \cdot \pi} - \Delta tr} = 9,6 \text{ A} \quad (3-15)$$

$$I_{MOSFET_{Q3_{AV}}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\theta) \cdot (1 - \alpha(\theta) - 2 \cdot \Delta tr) \cdot d\theta = \frac{P_O \cdot (\pi \cdot V_{IN_{RMS}} - 4 \cdot \sqrt{2} \cdot V_O \cdot \Delta tr)}{2 \cdot \pi \cdot V_O \cdot V_{IN_{RMS}} \cdot \eta} = 4,72 \text{ A} \quad (3-16)$$

Les pertes par conduction et les pertes par commutation (P_{ON} et P_{OFF}) dans le MOSFET, durant la phase de roue libre, peuvent être estimées via les Équations (3-17), (3-18) et (3-19).

$$P_{COND_{MOSFET_{Q3}}} = R_{DS(on)} \cdot I_{MOSFET_{Q3_{RMS}}}^2 = 5,6 \text{ W} \quad (3-17)$$

$$P_{ON_{MOSFET_{Q3}}} = E_{ON} \cdot Fs = 3,62 \text{ W} [77] \quad (3-18)$$

$$P_{OFF_{MOSFET_{Q3}}} = E_{OFF} \cdot Fs = 2,4 \text{ W} [77] \quad (3-19)$$

En prenant une résistance drain-source à l'état ON ($R_{DS(on)}$) de 60 mΩ, les pertes par conduction sont évaluées à 5,6 W. En prenant un temps de conduction à l'état ON de 40 ns et à l'état OFF de 60 ns, les pertes par commutation à la mise ON sont de 3,62 W et à la mise OFF de 2,4 W.

3.2.1.3. Pertes dans le relais électromécanique

Les pertes par conduction dues à la résistance de contact du relais sont estimées via l'équation (3-20). À cela doivent s'ajouter les pertes dues à la bobine des relais (i.e., de l'ordre de 500 mW). Ces pertes sont généralement données dans la documentation des constructeurs des relais [78].

$$P_{COND_{RELAIS}} = R_C \cdot I_{L_{RMS}}^2 + 500 \text{ mW} = 6,9 \text{ W avec } R_C = 100 \text{ m}\Omega \text{ et } I_{L_{RMS}} = 8 \text{ A} \quad (3-20)$$

3.2.2. Comparaison énergétique des solutions

Pour l'étude du Cas 1 utilisant des MOSFETs associés à des relais électromécaniques, on compare les technologies MDMesh de 2^{ème} génération (M2) et de 5^{ème} génération (M5). La Figure 3-24 montre la caractéristique $I_F = f(V_F)$ du premier quadrant (état passant).

Le MOSFET de 5^{ème} génération a une résistance à l'état passant ($R_{DS(ON)}$) plus faible (108 mΩ) que le MOSFET de 2^{ème} génération (190 mΩ). Les pertes sont donc plus faibles si le choix se porte vers le MOSFET de 5^e génération. La tension à l'état passant V_F est égale à 1,72 V pour un courant circulant dans le drain d'intensité égale à 16 A, soit environ 27,5 W de pertes en conduction, ce qui représente un tiers des pertes totales.

Pour l'étude du Cas 2, STMicroelectronics a développé deux thyristors pour ce genre d'application. Il s'agit en outre des thyristors TN3050H et TN5050H. La Figure 3-24 montre les caractéristiques $I_F = f(V_F)$ du premier quadrant Q1 des 2 thyristors.

Plus le calibre est élevé, plus la puce est grosse et plus le V_F est faible. Ainsi, pour 16 A, les thyristors TN3050H et TN5050H donnent respectivement un V_F égal à 0,95 V et 0,85 V, soit environ 8,4 W de pertes par conduction pour le cas le plus défavorable, ce qui représente un dixième des pertes totales.

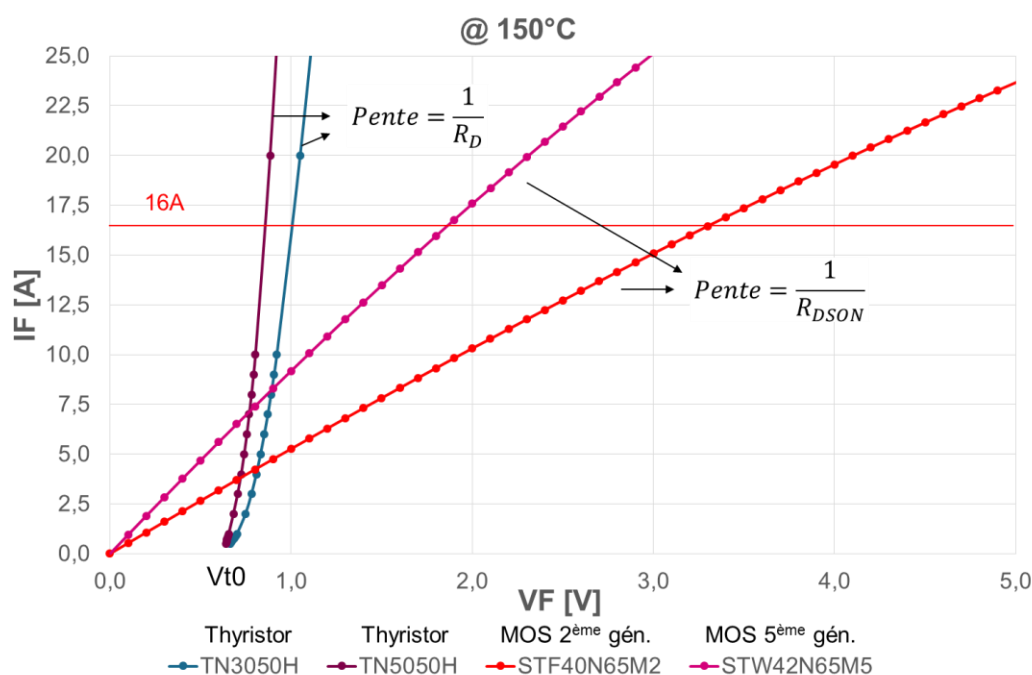


Figure 3-24 : Caractéristiques statiques (Q1) des semi-conducteurs

Un compromis entre la densité de courant J et la chute de tension à l'état passant V_F doit être fait. La densité de courant est directement liée à la taille des puces des composants de puissance. Plus la taille de puce est importante, plus le coût du produit est élevé. La Figure 3-25 montre ce compromis pour les composants sélectionnés. Pour une

faible densité de courant (i.e., $0,3 \text{ A/mm}^2$), les thyristors ont une chute à l'état passant plus faible que celle des MOSFETs (de $0,34 \text{ V}$).

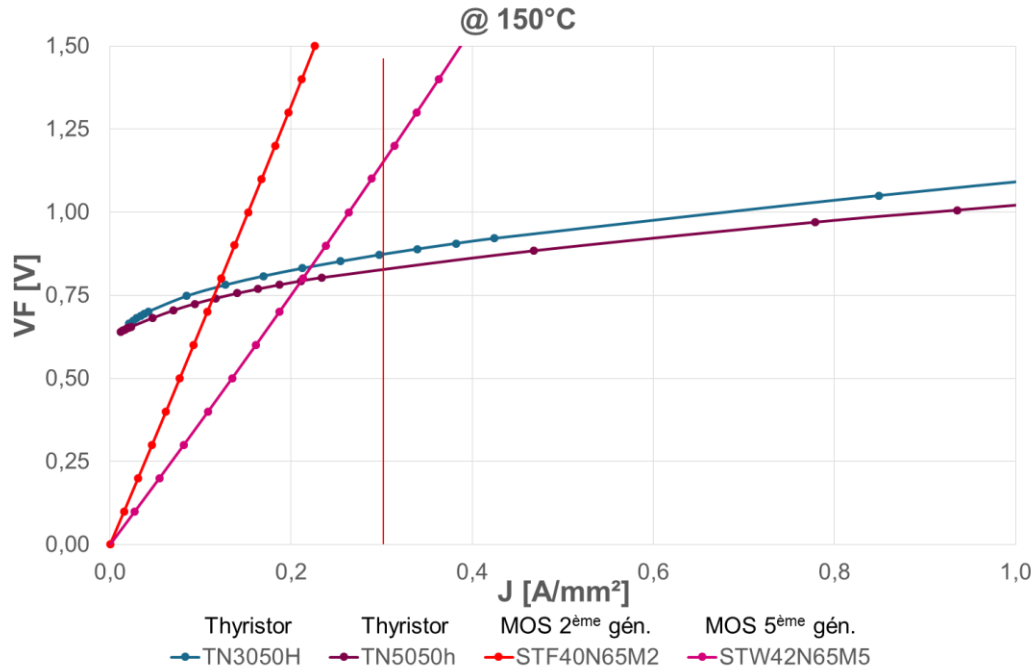


Figure 3-25 : V_F en fonction de la densité de courant des semi-conducteurs

Les pertes en conduction du convertisseur ont été évaluées pour un PFC bridgeless de type totem-pole d'une puissance nominale de $3,7 \text{ kW}$ à la tension d'entrée de $230 \text{ V AC RMS} - 50 \text{ Hz}$. La Figure 3-26 illustre la répartition des pertes pour les 2 solutions avec les composants ayant un V_F le plus faible pour un courant I_F de 16 A .

Pour avoir une comparaison complète, il faut prendre en compte l'évolution de la résistance de contact du relais avec le nombre de cycles effectués [79]. Cette évolution est très faible eu égard à l'ouverture/fermeture au zéro de courant. La documentation du fabricant des relais électromécaniques choisis donne une résistance de contact de $100 \text{ m}\Omega$. Cette valeur est surestimée par le fabricant. Le relais utilisé dans notre application a une résistance de contact mesurée à $55 \text{ m}\Omega$. La plupart des relais ont une résistance de contact encore plus faible, de l'ordre de $5 \text{ m}\Omega$.

Les pertes en associant le relais, une CTN et deux MOSFET Si (Cas 1 - 5 mΩ) s'élèvent quasiment à 1,3 W. Les pertes dues au relais valent 14 W, avec une résistance de contact (RC) mesurée de 55 mΩ (Cas 1 - 55 mΩ).

La solution proposée utilisant des thyristors (cas 2) permet d'obtenir un meilleur rendement (i.e., 97,8%) comparé à la solution utilisant des MOSFETs. Un gain de 0,8% de rendement est possible en comparaison avec le cas 1 - 55 mΩ. Comparé au cas 1 – 5 mΩ, le rendement est similaire à 0,3% près.

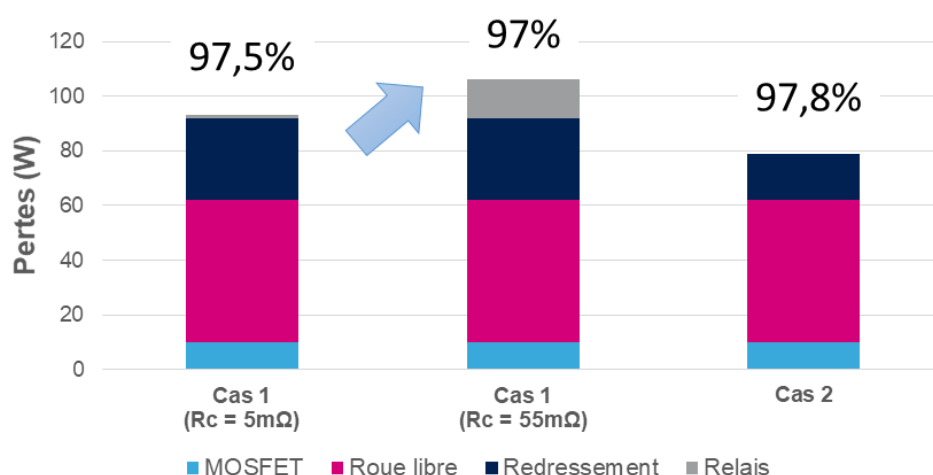


Figure 3-26 : Bilan de puissance des deux solutions (calculs)

3.3. Validation expérimentale

3.3.1. Présentation du banc d'essai

Pour effectuer les mesures de rendement du convertisseur et ainsi comparer les deux solutions de limitation du courant d'appel, nous avons développé une carte de démonstration du convertisseur Bridgeless PFC-Boost Totem-pole. Les appareils de mesure (multimètres MX554) sont placés en amont et en sortie du convertisseur (cf. Figure 3-27). Une charge électronique programmable (référence : ZS3060) a été utilisée pour les puissances allant jusqu'à 2,7 kW. Cette charge a ensuite été associée en parallèle à un plan de charge résistif pour le reste de la gamme de puissance. Une alimentation externe (référence : IPS 2303) dotée de deux sorties est utilisée pour alimenter en 12 V et en 5 V les différents circuits électroniques (le microcontrôleur, les capteurs de tension et

de courant, les drivers ...). Une sonde différentielle à haute tension (référence : P5205A) et une sonde de courant alternatif (référence : TCP202) ont été utilisées pour la visualisation des signaux d'entrée du convertisseur. Enfin, le THD du courant d'entrée a été déterminé en récupérant les points de mesures à l'aide du logiciel Pspice.

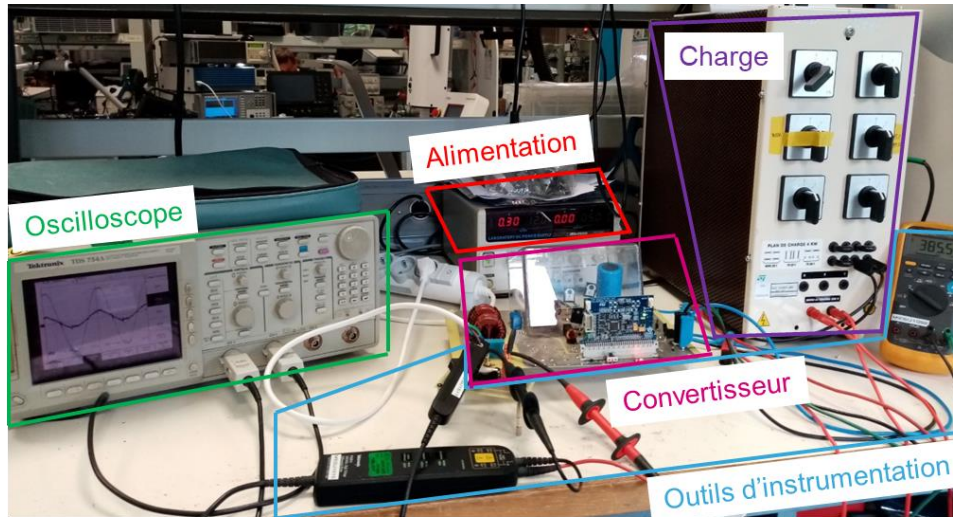


Figure 3-27 : Banc d'essai du convertisseur Bridgeless PFC-Boost Totem-pole

3.3.2. Discussion des mesures expérimentales

Le fonctionnement du convertisseur est divisé en trois phases. La première phase (phase 1) est la phase de démarrage largement discutée dans le chapitre 2. La seconde phase (phase 2) est une phase de « plateau » en attendant que le mode PFC soit démarré. La dernière phase (phase 3) représente le régime permanent qui permet d'absorber un courant sinusoïdal (cf. Figure 3-28).

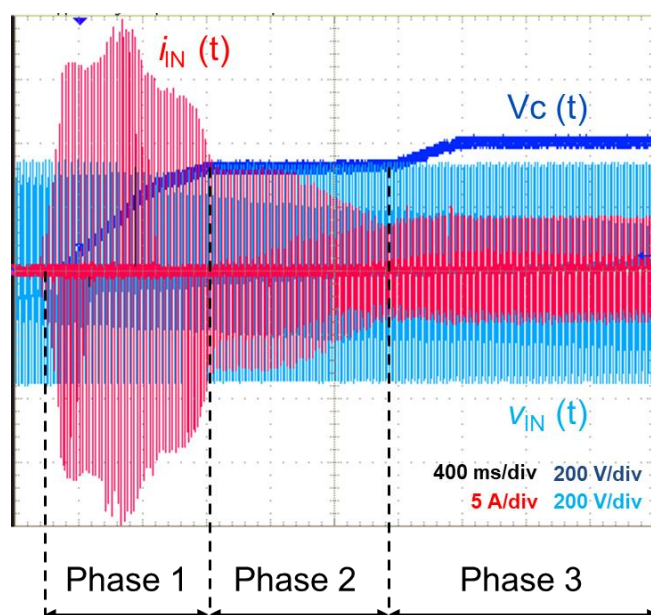


Figure 3-28 : Caractérisation expérimentale d'un limiteur actif des courants d'appel implémenté dans un PFC Totem-pole

En régime permanent, le PFC doit absorber au maximum une puissance de 3,7 kW en entrée, soit un courant d'intensité efficace de 16 A. Ce courant est asservi par une boucle de régulation pour être sinusoïdal et en phase avec la tension d'entrée. La Figure 3-29 montre les formes d'onde de la tension et du courant d'entrée à la puissance nominale du convertisseur. Les phases 1 et 2 cumulent un temps de démarrage d'environ 2,2 s dont 950 ms appartiennent à la première phase.

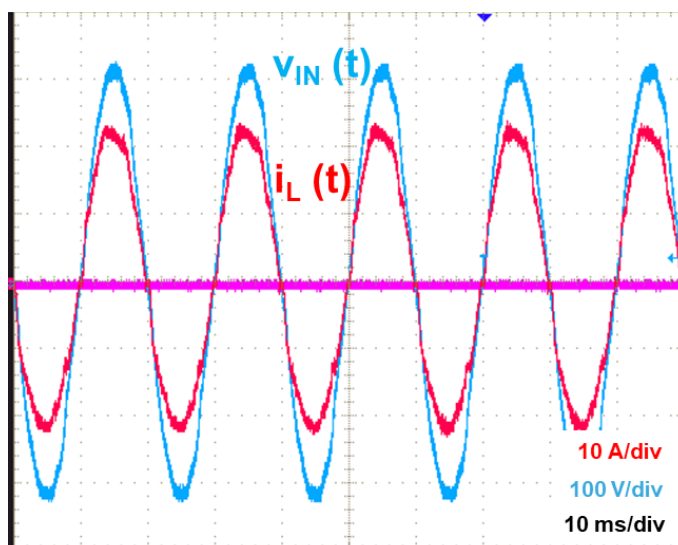


Figure 3-29 : Formes d'ondes de la tension $v_{IN}(t)$ et du courant $i_{IN}(t)$ d'entrée à 230 V - 50 Hz – $P_o = 3,6$ kW

La Figure 3-30 montre le rendement du convertisseur en fonction du pourcentage de charge sous une tension nominale de 230 V RMS pour les différents cas étudiés.

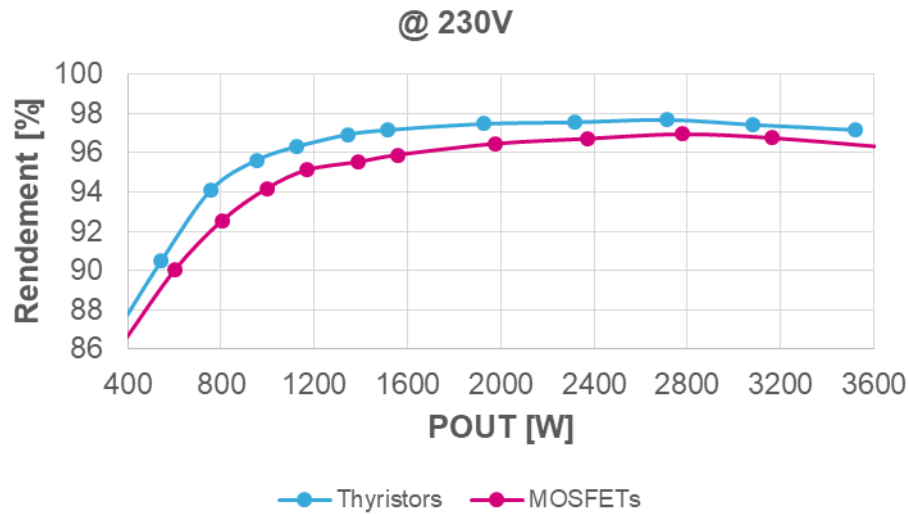


Figure 3-30 : Comparaison des rendements à 230V RMS

La solution utilisant les thyristors possède un meilleur rendement que la solution utilisant des MOSFETs en série avec un relais électromécanique. Pour une charge de l'ordre de 10% (soit 370 W), les deux solutions ne permettent pas d'atteindre les 90% de rendement spécifié dans le chapitre 1 par la norme 80Plus Titanium. Pour une charge de 20% (soit 740 W), seule la deuxième solution (cas 2) atteint les 92% de rendement spécifié par la norme 80Plus Platinum. Pour le reste de la gamme de puissance, le convertisseur atteint des rendements supérieurs à 94%, ce qui est suffisant pour obtenir la certification Platinum en ce qui concerne la solution avec les thyristors et Gold pour la première solution (cas 1).

La Figure 3-31 montre le taux de distorsion harmonique du convertisseur en fonction du pourcentage de charge sous une tension nominale de 230 V RMS pour la solution avec des thyristors.

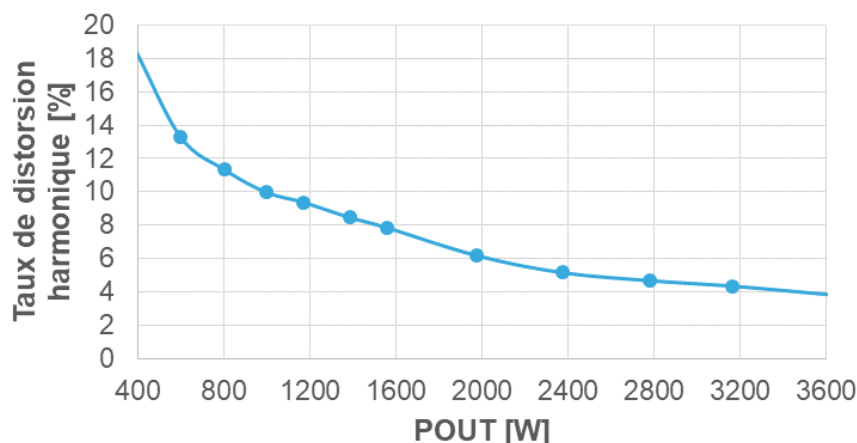


Figure 3-31 : Taux de distorsion harmonique du courant d'entrée à 230 V

Pour les puissances inférieures à 1 kW, le taux de distorsion harmonique est supérieur à 10%. De 1 kW à 2,5 kW ce taux est compris entre 5 et 10%. À charge nominale, le THD est inférieur à 5%. Ce taux de distorsion est donc acceptable.

Il est important de noter qu'il est possible d'améliorer grandement l'efficacité énergétique du convertisseur et le facteur de puissance à faible charge en modifiant l'asservissement grâce à un fonctionnement en mode discontinu (DCM) du convertisseur [80].

3.4. Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons évalué les deux solutions de limitation du courant d'appel en termes d'efficacité énergétique et de qualité des signaux de sortie du convertisseur. Pour cela, nous avons intégré ces solutions dans un convertisseur AC-DC de type Totem-pole. Les deux solutions qui ont été explorées sont les suivantes :

- MOSFETs avec un limiteur de courant traditionnel (i.e., relais électromécanique associé à une thermistance),
- thyristors fonctionnant comme limiteur statique.

Un bilan de puissance, validé par des mesures expérimentales, a permis d'évaluer les pertes dans le convertisseur. En prenant en compte les pertes dues au limiteur de courant dans chaque cas, le rendement est directement impacté. En effet, la dispersion de la

résistance de contact des relais étant importante, le limiteur statique à base de thyristors se révèle donc comme celui ayant le meilleur rendement (97,2% à pleine charge).

Dans un second temps, nous avons été confrontés à une nouvelle problématique. L'apport de la bidirectionnalité avec une gestion intelligente des courants d'appel sur le convertisseur a multiplié par deux le nombre de thyristors. Cela implique une augmentation du nombre de références de contrôle. Il aurait fallu ajouter une alimentation auxiliaire supplémentaire et une isolation galvanique pour chaque circuit de commande.

Ainsi, nous avons sensibilisé notre étude sur l'optimisation de la commande des thyristors en proposant et en caractérisant un circuit de commande dit « flottant » pour réduire considérablement le nombre d'alimentations auxiliaires. Avec cette solution, une seule alimentation référencée au GND du microcontrôleur est ainsi nécessaire.

Conclusion générale

Les gouvernements responsabilisent les états sur l'environnement avec la mise en œuvre de solution pour décarboner la production de l'électricité. Tous les pays devront réduire leurs émissions de gaz à effet de serre et à maintenir le réchauffement climatique à 2 °C. En 2020, 20% de l'énergie produite sera générée par les énergies renouvelables telles que l'énergie solaire ou l'énergie éolienne. L'intégration de ces nouvelles sources d'énergies marque une véritable transition énergétique. Cependant, les énergies renouvelables sont intermittentes et nécessitent une capacité de stockage importante pour la gestion locale des « smart grids ». En effet, ceci a comme importance d'apporter une flexibilité au réseau électrique sur la gestion de l'offre et de la demande en électricité.

Grâce aux recherches menées sur les véhicules électriques, les concepts « vehicle to grid » (V2G) et « vehicle to home » (V2H) ont vu le jour et apportent une solution au stockage. Cela pose deux nouvelles problématiques :

- la gestion des courants d'appel durant les phases transitoires (démarrage du convertisseur et chute de tension la du réseau AC),
- la nécessité d'avoir un convertisseur bidirectionnel pour à la fois charger la batterie du véhicule et assister le système électrique durant les heures de pointe.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont porté essentiellement sur la mise en œuvre de solutions pour répondre à ces deux problématiques. Leur résolution est passée, en outre, par la compréhension de l'impact des courants d'appel sur le fonctionnement des convertisseurs AC-DC.

La solution traditionnellement utilisée pour limiter les courants d'appel comporte un relais électromécanique associé à une résistance (ou une thermistance). Par ailleurs, l'utilisation de relais peut dégrader la fiabilité du système :

- le relais est sensible aux vibrations et peut entraîner un risque d'explosion dans un environnement inflammable,
- le relais peut rester collé en cas d'interruption brève du réseau AC. En effet, les nombreuses commutations en charge vont diminuer la qualité du contact.

Nous avons mis en place une solution de limitation des courants d'appel en contrôlant l'angle d'amorçage des composants de puissance de type thyristor/TRIAC. Cette solution a été proposée dans l'optique de remplacer une solution traditionnelle

limitée en permettant une gestion des interruptions du réseau AC, tout en garantissant une robustesse à l'environnement extérieur.

Le limiteur de courant proposé a été comparé à une solution traditionnelle. Pour cela, nous avons implémenté ces solutions dans un convertisseur AC-DC bidirectionnel de type Totem-pole avec différentes technologies de composants. Deux cas ont été étudiés :

- des MOSFETs sur substrat en silicium couplés à un limiteur traditionnel,
- des thyristors fonctionnant en limiteur statique.

Une étude sur les technologies des composants a montré que la caractéristique en Q1 des MOSFETs MDMesh de 5^{ème} génération a été améliorée afin de diminuer les pertes à l'état passant important qu'avaient la 2^{ème} génération. En prenant en compte le limiteur de courant associé à chaque cas étudié, les pertes peuvent évoluer. En effet, la résistance de contact des relais, donnée par les constructeurs, est généralement sur-estimée pour pallier à une augmentation de sa valeur ohmique lors des cycles de commutation. Il en résulte que le limiteur statique à base de thyristors, qui ne paraissait pas être le plus optimal, se révèle finalement comme celui offrant le meilleur rendement (97% à pleine charge).

Enfin, une étude théorique a été menée sur la bidirectionnalité du PFC Totem-pole pour assurer la faisabilité d'une telle solution sur le convertisseur proposé. L'intégration de la réversibilité multiplie les références de contrôle des composants de puissance. Nous proposons dans cette thèse un circuit dit « flottant » pour commander les thyristors (ou les Triacs) avec la même référence de contrôle permettant aussi de diminuer ainsi le nombre d'alimentations auxiliaires sur le convertisseur. Une optimisation de la densité volumique et une réduction de la consommation électrique ont donc été apportées.

Les résultats présentés dans ce mémoire offrent une base de données sur différentes solutions de limitation des courants d'appel dans une structure AC-DC à haut rendement énergétique. Ainsi, les composants fabriqués par la société STMicroelectronics ont pu être évalués en termes de rendement et de qualité des signaux de sortie du convertisseur.

Ces travaux de thèse ouvrent aussi de nombreuses perspectives :

- D'un point de vue applicatif, il nous semblerait intéressant d'intégrer le mode onduleur sur le démonstrateur et d'évaluer les performances du convertisseur dans ce mode de fonctionnement. La conformité aux différentes normes en termes d'émission d'harmoniques et de sécurité devra également être vérifiée.
- Il nous paraît opportun d'augmenter la fréquence de découpage à 300 kHz voire 500 kHz et cela, afin de bénéficier pleinement des caractéristiques des MOSFETs en SiC. Une investigation sur les principales règles de routage, pour ces fréquences de commutation, doit être menée et une étude sur les circuits magnétiques adaptés à cette gamme de fréquence.
- Une investigation sur la fiabilité des solutions de limitation est un sujet de recherche à part entière. Aucune recherche complète n'a été proposée à ce jour. Il faudrait notamment mener une étude comparative entre la robustesse des thyristors et celle des relais électromécaniques. L'étude de fiabilité pourrait, de surcroît, être élargie à une étude globale du système électrique.

Bibliographie

-
- [1] “World Population Clock: 7.7 Billion People (2019) - Worldometers.” [Online]. Available: <https://www.worldometers.info/world-population/>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [2] “La population mondiale devrait atteindre 9,8 milliards en 2050 et 11,2 milliards en 2100, selon l’ONU | ONU DAES | Nations Unies Département des affaires économiques et sociales.” [Online]. Available: <https://www.un.org/development/desa/fr/news/population/world-population-prospects-2017.html>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [3] “La population des régions en 2040 - Insee Première - 1326.” [Online]. Available: <https://www.insee.fr/fr/statistiques/1280900>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [4] RTE, “Memo RTE 2017,” 2017.
- [5] “Eco2mix | RTE France.” [Online]. Available: <https://www.rte-france.com/fr/eco2mix/eco2mix>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [6] “Accord de Paris sur le climat : Quelles sont les étapes de la mise en (...) - Ambassade de France au Laos.” [Online]. Available: <https://la.ambafrance.org/Accord-de-Paris-sur-le-climat-Quelles-sont-les-etapes-de-la-mise-en-oeuvre>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [7] “Climat, air et énergie - édition 2015,” 2015.
- [8] “Chiffres clés de l’environnement - édition 2016,” 2016.
- [9] P. Bansal and A. Singh, “Smart metering in smart grid framework: A review,” in *2016 Fourth International Conference on Parallel, Distributed and Grid Computing (PDGC)*, 2016, pp. 174–176.
- [10] “Comprendre les Smart grids.” [Online]. Available: <http://www.smartgrids-cre.fr/index.php?p=comprendre-les-smart-grids>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [11] D. Rastler, “Distributed energy resources: current landscape and a roadmap for the future,” 2004.
- [12] R. Sabzehgar, “A review of AC/DC microgrid-developments, technologies, and challenges,” in *2015 IEEE Green Energy and Systems Conference (IGESC)*, 2015, pp. 11–17.
- [13] J. J. G. Reid, “Second life-batteries as flexible storage for renewables energies,”

- 2016.
- [14] “EV-Power | Lithium Titanate (LTO) Cells - Technical Advantages.” [Online]. Available: <https://www.ev-power.eu/LTO-Tech/>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [15] L. Nouvelle, “Tesla veut produire des batteries au graphène pour booster les capacités de ses voitures électriques - Technos et Innovations,” Aug. 2014.
- [16] “Du graphène dans les batteries pour faire mieux en voiture électrique qu’en thermique ?” [Online]. Available: <http://www.avem.fr/actualite-du-graphene-dans-les-batteries-pour-faire-mieux-en-voiture-electrique-qu-en-thermique-6375.html>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [17] L. Nouvelle, “Pourquoi la petite batterie sodium-ion mise au point par le CEA et le CNRS a tout d’une grande - L’Usine de l’Energie,” Jan. 2016.
- [18] “La Jamais contente retrouve le sourire,” *L’Alsace*, May 2017.
- [19] “GM EV1, la voiture électrique qui a marqué l’histoire...” [Online]. Available: <https://www.automobile-propre.com/gm-ev1-histoire/>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [20] “Hybrid, PHEV, HEV, BEV What does it all mean? | Shocking Solutions - Transforming Transportation.” [Online]. Available: <https://shockingsolutions.wordpress.com/2009/05/28/hybrid-phev-hev-bev-what-does-it-all-mean/>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [21] L. Nouvelle, “[Dieselgate] "Volkswagen - Heurs et malheurs d’un géant de l’automobile", ou les coulisses du constructeur allemand - L’Usine Auto,” Jul. 2018.
- [22] International Energy Agency, “Global EV Outlook 2017 - Two million and counting,” 2017.
- [23] “Le développement des véhicules électriques et hybrides rechargeables en 2015 et 2016.” [Online]. Available: <https://www.connaissancedesenergies.org/developpement-des-vehicules-electriques-et-hybrides-rechargeables-ou-en-est-161011>. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [24] “Les chiffres clés sur la voiture électrique.” [Online]. Available: <https://www.edf.fr/edf/accueil-magazine/les-chiffres-cles-de-la-voiture->

- electrique. [Accessed: 10-Jul-2019].
- [25] A. G. K. S. Tjamban, “Bidirectional electric vehicle charger for vehicle to home (V2H) system,” *Int. J. Control Theory an Appl.*, 2017.
 - [26] S. Akshya, A. Ravindran, A. S. Srinidhi, S. Panda, and A. G. Kumar, “Grid integration for electric vehicle and photovoltaic panel for a smart home,” in *2017 International Conference on Circuit ,Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2017, pp. 1–8.
 - [27] M. Kwon, S. Jung, and S. Choi, “A high efficiency bi-directional EV charger with seamless mode transfer for V2G and V2H application,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5394–5399.
 - [28] X. Guo, J. Li, and X. Wang, “Impact of grid and load disturbances on electric vehicle battery in G2V/V2G and V2H mode,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5406–5410.
 - [29] “Stockage électrique. Quel potentiel pour la seconde vie des batteries de véhicules électriques? E-CUBE STRATEGY CONSULTANTS FEVRIER PDF.” [Online]. Available: <http://docplayer.fr/17706869-Stockage-electrique-quel-potentiel-pour-la-seconde-vie-des-batteries-de-vehicules-electriques-e-cube-strategy-consultants-fevrier-2016.html>. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [30] S.J. de Hann, “Analysis of the impact of controlled charging and vehicle to grid on growth of electric vehicle and photovoltaic systems: a case study in Amsterdam,” 2016.
 - [31] W. Kempton and S. E. Letendre, “Electric vehicles as a new power source for electric utilities,” *Transp. Res. Part D Transp. Environ.*, vol. 2, no. 3, pp. 157–175, Sep. 1997.
 - [32] “Bornes de recharge EVlink - Guide de mise en service pour EVlink Smart Wallbox, EVlink City, EVlink Parking | Schneider Electric.” [Online]. Available: <https://www.se.com/fr/fr/download/document/DOCA0060FR-06/>. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [33] “80 PLUS — Wikipédia.” [Online]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/80_PLUS. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [34] “Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-2 - Limites pour les émissions

- de courant harmonique (courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase),” 2005.
- [35] “Partie 2 : Environnement - Section 2 : Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension.”
- [36] “Partie 2 : Environnement - Section 4 : Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence.”
- [37] ON Semiconductor, “Power Factor Correction (PFC) Handbook - Choosing the right power factor controller solution,” 2014.
- [38] K. S. S. Abdel-Rahman, F. Stückler, “PFC boost converter design guide,” 2016.
- [39] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, “An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no. 4, pp. 586–599, Jul. 1983.
- [40] Y. Jang and M. M. Jovanovic, “Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401, Jul. 2007.
- [41] F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, “A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 4, pp. 1833–1843, Jul. 2011.
- [42] B. Zhou, “CCM Totem-pole Bridgeless PFC with Ultra-Fast IGBT,” 2014.
- [43] Z. Liu, F. C. Lee, Q. Li, and Y. Yang, “Design of GaN-Based MHz Totem-Pole PFC Rectifier,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 799–807, Sep. 2016.
- [44] G. Benabdelaziz, C. Reymond, and D. Jouve, “Reversible ac-dc and dc-ac thyristor converter,” Jan. 2019.
- [45] G. Benabdelaziz, C. Reymond, and D. Jouve, “Reversible ac-dc and dc-ac triac converter,” Jan. 2019.
- [46] “Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 3-3 - Limitation des variations de tension, des fluctuations de tension et du papillotement dans les réseaux publics d'alimentation basse tension, pour des matériels ayant un courant assigné ≤ 16 A par phase et non soumis à un raccordement conditionnel,” 2008.

-
- [47] J. Aliberti, “Combining Inrush Current Limiting with PFC for White Goods Motor Applications,” 2007.
- [48] Eun-Ju Lee, Jung-Hoon Ahn, Seung-Min Shin, and Byoung-Kuk Lee, “Comparative analysis of active inrush current limiter for high-voltage DC power supply system,” in *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2012, pp. 1256–1260.
- [49] G. Dinesh, B. V. Adithya, and V. Vedula, “Modeling of a traditional aircraft generator and its sub-systems,” in *2015 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, 2015, pp. 1–7.
- [50] “Circuit for limiting inrush current to a power source,” Sep. 2001.
- [51] “Inrush current control for AC to DC converters,” Aug. 2001.
- [52] S. Hodge Jr. I, “Method and circuitry for active inrush current limiter and power factor control,” Mar. 2005.
- [53] B. Rivet, “Commande d’un pont mixte au zéro de tension,” FR 2746981 A1, 1997.
- [54] “Inrush current limiter,” Jul. 1991.
- [55] “Inrush current limiter device and power factor control (PFC) circuit having an improved inrush current limiter device,” Sep. 2006.
- [56] V. G. T. Erno, M. Frisch, “Active PFC with Inrush Limitation and Short Circuit Protection.”
- [57] STMicroelectronics, “Inrush-current limiter circuits (ICL) with Triacs and Thyristors (SCR) and controlled bridge design tips,” 2016.
- [58] VPTPower, “Inrush Current in DC-DC Converters.”
- [59] Chien-An Lai and Yen-Shin Lai, “New AC/DC converter considering both inrush current limitation and start-up time,” in *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013, pp. 1231–1235.
- [60] “PTC thermistors for inrush current limiting: Always on the safe side - TDK Electronics - TDK Europe.” [Online]. Available: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/373562/tech-library/articles/applications---cases/applications---cases/always-on-the-safe-side/761864>. [Accessed: 10-Jul-
-

- 2019].
- [61] Texas Instrument, “Managing Inrush Current,” 2014.
 - [62] STMicroelectronics, “STIL inrush current limitation device for off line power converter.”
 - [63] “InRush Current Limiting NTC Thermistors.” [Online]. Available: <https://www.powerelectronics.com/electromechanical/inrush-current-limiting-ntc-thermistors>. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [64] T. Jiang, P. Cairoli, R. Rodrigues, and Y. Du, “Inrush current limiting for solid state devices using NTC resistor,” in *SoutheastCon 2017*, 2017, pp. 1–7.
 - [65] “Understanding power supplies and inrush current - Electronic Products.” [Online]. Available: https://www.electronicproducts.com/Electromechanical_Components/Understanding_power_supplies_and_inrush_current.aspx. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [66] D. Burger, “Inrush-Current Limiting Wirewound Resistors to Charge the DC-Link Capacitor of an Electric Drive System,” *Bodo’s Power Syst.*, 2015.
 - [67] V. Vogman, “Inrush current tester enables more through validation of server power supplies,” *How2Power*, 2018.
 - [68] A. Zandnia, E. Farjah, and T. Ghanbari, “Development of a high-performance bridge-type fault current limiter,” *IET Gener. Transm. Distrib.*, Dec. 2013.
 - [69] Zheng Ren *et al.*, “Development and Static Mode Characterization of a New Low-Loss AC Switch Based on Super-gain BJT,” *J. Energy Power Eng.*, vol. 8, no. 2, Feb. 2014.
 - [70] “Thermistance — Wikipédia.” [Online]. Available: <https://fr.wikipedia.org/wiki/Thermistance>. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [71] A. Achouri, “Contribution à l’évaluation des technologies CPL bas débit dans l’environnement domestique,” 2015.
 - [72] J-B. Desmoulins, “Etude de l’effet d’empiètement dans un redresseur triphasé,” 2006. [Online]. Available: <https://studylibfr.com/doc/2166190/département-de-physique>. [Accessed: 10-Jul-2019].
 - [73] Texas Instruments, “How to reduce current spikes at AC zero-crossing for totem-

- pole PFC,” *Analog Appl. J.*, 2015.
- [74] G. Benabdelaziz and C. Reymond, “THYRISTOR OR TRIAC CONTROL CIRCUIT,” Apr. 2019.
- [75] “Dispositifs de commande électrique automatiques - Partie 1 : Exigences générales.”
- [76] “Compatibilité électromagnétique (CEM) - Partie 6-4 : normes génériques - Norme sur l’émission pour les environnements industriels.”
- [77] Texas Instruments, “Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits,” 2017.
- [78] “Datasheet Relais OMIH-SH-112-LM.” [Online]. Available: https://www.mouser.fr/datasheet/2/418/NG_DS_OMI_OMIH_series_relay_data_sheet_E_0411-124849.pdf.
- [79] B. Renard, “Smart inrush current limiter enables higher efficiency in ac/dc converters,” *HOW2POWER TODAY Your Power Des. Newsl.*, 2016.
- [80] mpsind, “Improving efficiency and power factor at light load,” *power-mag*, no. 3, 2016.

Annexes

Sommaire

Annexe A : Structure et fonctionnement des thyristors / Triacs.....	161
Annexe B : Calculs des coefficients de l'équation différentielle.....	165
Annexe C : Schéma de simulation du convertisseur AC-DC de type Totem-pole...	166
Annexe D : Dimensionnement des composants passifs.....	168
Annexe E : Dimensionnement de l'asservissement numérique.....	169
Annexe F : Dimensionnement de la PLL-SRF numérique	175

Annexe A : Structure et fonctionnement des thyristors / Triacs

Les thyristors et les Triacs sont utilisés habituellement pour contrôler des charges alternatives notamment dans l'électroménager, pour le contrôle moteur, pour l'éclairage... Ces composants de l'électronique de puissance servent pour commuter de fortes densités de courant à faible fréquence de commutation (généralement celle du réseau).

- **Le thyristor**

Le thyristor est un composant basé sur un empilement vertical de quatre couches semi-conducteur dopées successivement P et N (cf. Figure A.1(a)). Il comporte trois électrodes notées respectivement anode (A), cathode (K) et gâchette (G).

Ce dispositif se comporte comme une diode. Il devient passant en appliquant un courant dans son électrode de gâchette. Celui-ci peut être continu (DC) ou de forme impulsionnel. On parle de diode commandée ou de SCR (Silicon Controlled Rectifier). Une fois le courant de gâchette retiré, le composant reste passant jusqu'à ce que le courant principal circulant dans l'anode s'annule.

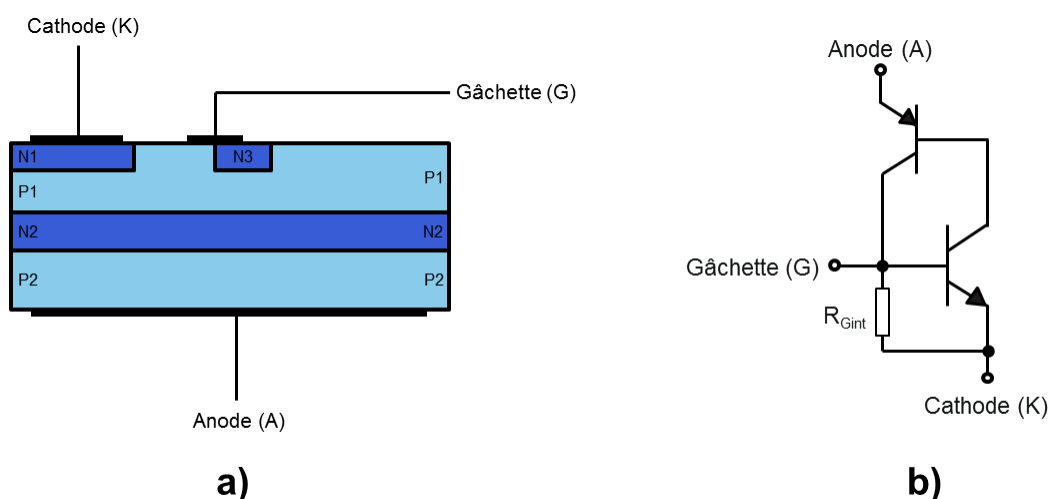


Figure A.1 : Structure interne du thyristor

L'analogie la plus classique pour comprendre le fonctionnement d'un thyristor est un modèle à deux transistors, un PNP et un NPN (cf. Figure A.1(b)). Le thyristor est

unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension. C'est un composant dit « deux quadrants » (cf. Figure A.2).

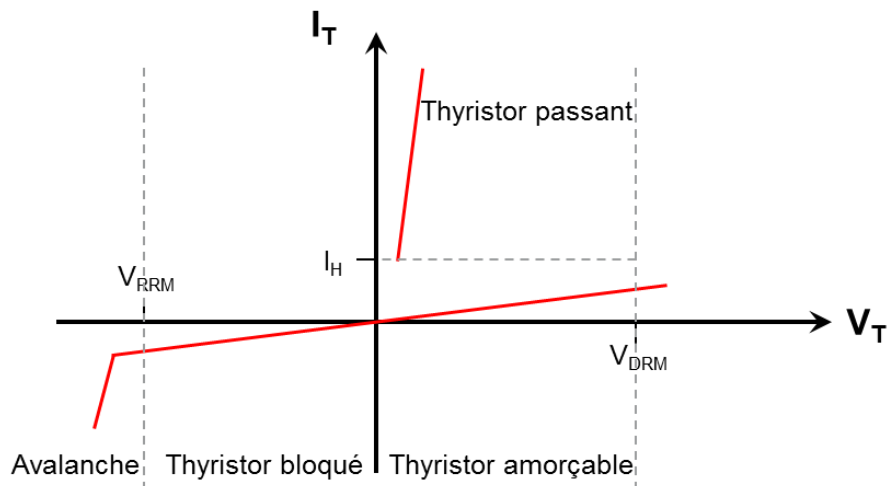


Figure A.2 : Caractéristique statique du thyristor

- **Le Triac**

Lorsque l'on doit faire commuter une charge dans les deux sens de polarité de la tension secteur, il est nécessaire de placer deux thyristors montés en tête-bêche. Un composant unique constitué de ces deux thyristors a été développé dans les années 1950 et est appelé Triac (Triode for alternative current).

Par sa structure, le Triac, tout comme le thyristor est commandable à l'amorçage. Le blocage se fait naturellement au passage à zéro du courant. Ces interrupteurs sont maintenus passants avec un courant continu (DC) ou par impulsion de courant dans la gâchette. Ce courant de gâchette peut être positif, le courant est injecté dans la gâchette, ou négatif, le courant est extrait de la gâchette, quelle que soit la polarité de A2 par rapport à A1. Tout comme le thyristor, ce composant est issu d'un empilement vertical de 4 couches semi-conducteurs dopé P puis N (cf. Figure A.3(a)).

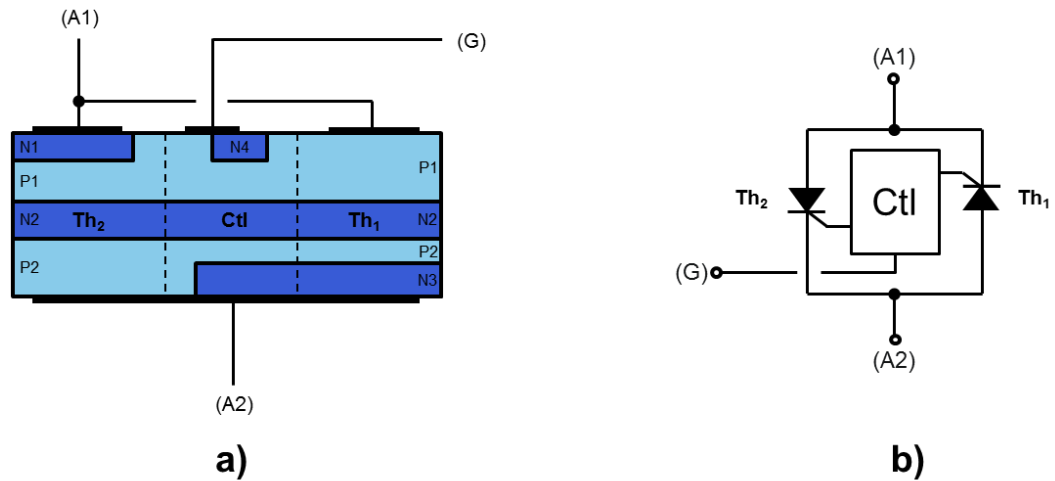


Figure A.3 : Structure interne du Triac

Son schéma équivalent peut être représenté à l'aide de deux thyristors montés en tête bêche (cf. Figure A.3(b)). Le Triac est bidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension. C'est un composant dit « quatre quadrants » (cf. Figure A.4).

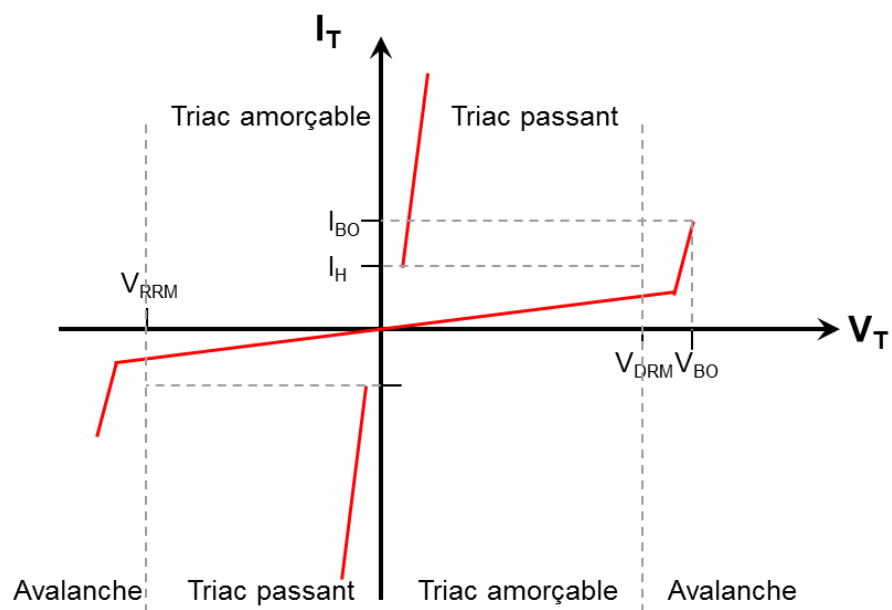


Figure A.4 : Caractéristique statique du Triac

- **Paramètres électriques importants pour les commutations**

Plusieurs paramètres électriques sont donnés dans la documentation du constructeur. Si ces paramètres ne sont pas respectés, le composant peut altérer le fonctionnement normal de l'application et causer des dommages au convertisseur.

- Amorçage :

À l'instant d'amorçage, il faut s'assurer que le di/dt soit inférieur à celui de la datasheet. Le di/dt représente la pente du courant i_T .

- Blocage :

À l'instant de blocage, il faut s'assurer que le couple « $(di/dt)_c$, $(dv/dt)_c$ » soient inférieurs à celui de la datasheet. Le « $(di/dt)_c$ » est la rampe de courant maximale qu'est capable de supporter le Triac lors de son ouverture. Ce paramètre est intimement lié au « $(dv/dt)_c$ » (pour les composants standards) qui est la rampe maximale de ré-application de la tension aux bornes du composant après son ouverture. Au-delà de la spécification constructeur, il y a un risque de réamorçage du Triac. Il ne peut pas être dégradé mais il risque de rester amorcé continuellement.

- Contraintes à l'état passant :

Une limitation thermique existe pour ces composants. Pour une température de boîtier donnée, il faut que le courant RMS dans le thyristor soit inférieur à $I_T(RMS)$ de la documentation constructeur. Il s'agit du courant maximum admissible pour une période du réseau en cas de défaut.

Un autre paramètre important, il s'agit de I^2t . Il indique la caractéristique de protection avant que le composant ne serve de fusible. Par conséquent, l'organe de protection qui se trouve en amont du convertisseur doit posséder une caractéristique inférieure à celle du composant pour être efficace.

Annexe B : Calculs des coefficients de l'équation différentielle

Pour $m < 1$:

$$\begin{aligned}
 - \quad X_1 &= \frac{1}{\omega_p} \cdot \left(-\omega_p \cdot V_{C0} - \frac{V_{INRMS} \sqrt{2} \cdot \omega_p \cdot \sin\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - \omega_p \cdot V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right) \\
 - \quad X_2 &= \frac{1}{\omega_p} \cdot \left(-m \cdot \omega_0 \cdot V_{C0} - \frac{V_{INRMS} \sqrt{2} \cdot \left(m \cdot \omega_0 \cdot \sin\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) + \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) \right) - \omega_0 \cdot m \cdot V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right)
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Pour $m > 1$:

$$\begin{aligned}
 - \quad C_1 &= \frac{1}{r_2 - r_1} \cdot \left(- \frac{V_{INRMS} \sqrt{2} \cdot \left(-r_2 \cdot \sin\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) + \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) \right) + r_2 \cdot V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right) \\
 - \quad C_2 &= \frac{1}{r_2 - r_1} \cdot \left(r_1 \cdot V_{C0} + \frac{V_{INRMS} \sqrt{2} \cdot \left(r_1 \cdot \sin\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) - \omega \cdot \cos\left(\omega \cdot t_a - \text{atan}\left(\frac{R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega}{1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2}\right)\right) \right) - r_1 \cdot V_{DROP}}{\sqrt{(1 - L_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega^2)^2 + (R_{EQ} \cdot C_{EQ} \cdot \omega)^2}} \right)
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

Annexe C : Schéma de simulation du convertisseur AC-DC de type Totem-pole

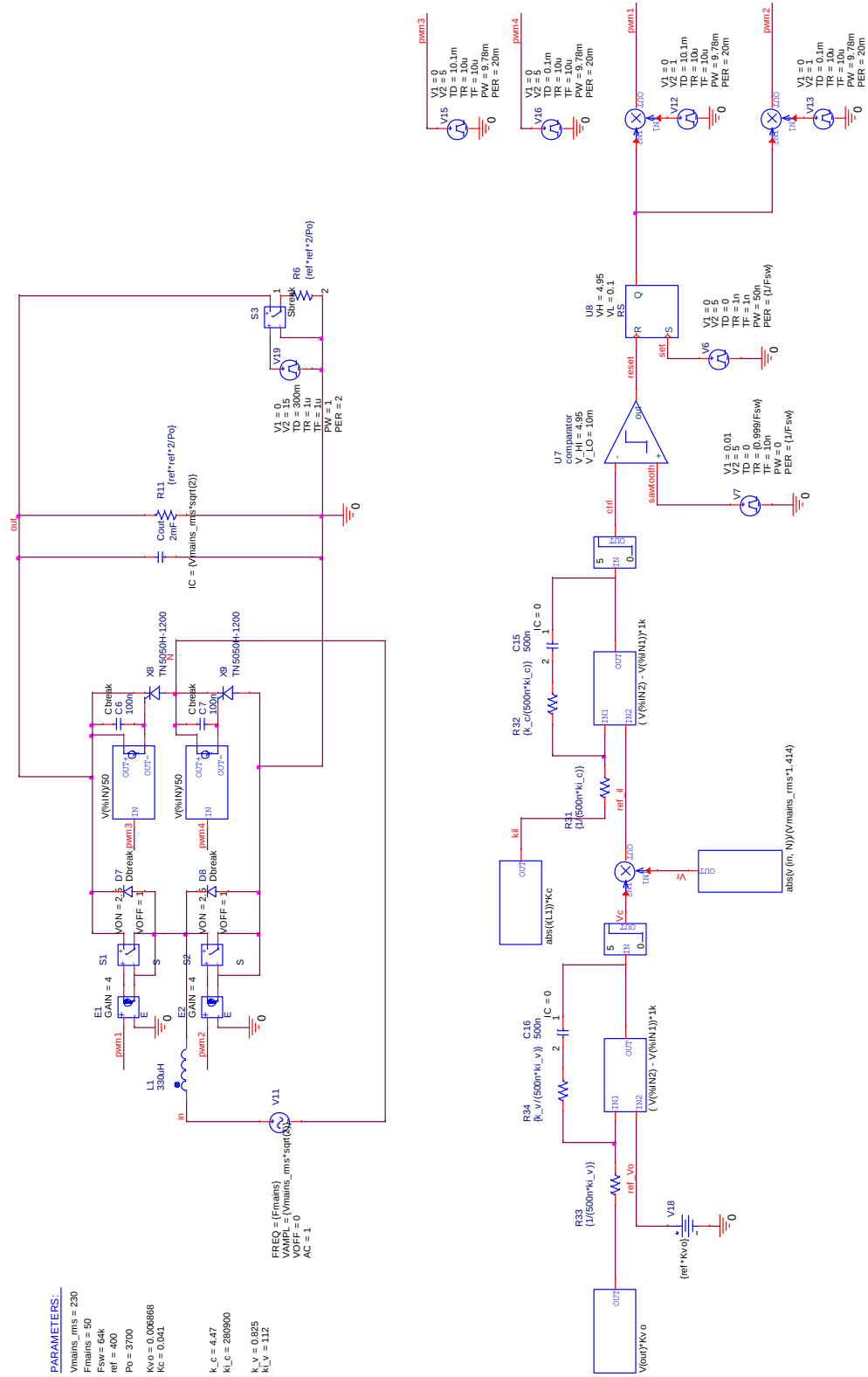
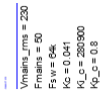


Figure C.1 : Schéma de simulation du convertisseur en mode PFC



167

Annexe D : Dimensionnement des composants passifs

• Design de l'inductance de puissance

L'inductance de puissance du PFC est conçue pour maintenir une ondulation de courant autour de 20% de la valeur maximale du courant en CCM (16 A RMS). L'équation (D.1) définit l'inductance minimale pour un fonctionnement en CCM à pleine charge (3,6 kW). α est le rapport cyclique des MOSFETs SiC S1 et S2. La valeur minimale de l'inductance est définie lorsque $\alpha = 0.5$ (cf. (D.1)). $V_o=400$ V est une tension de sortie du bus continu et $F_s=80$ kHz est la fréquence de découpage des transistors MOSFET SiC S1 et S2. Cette fréquence est la fréquence maximale que peut fournir le microcontrôleur utilisé.

$$L \geq \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_o}{I_{L_{Ripple\%}} \cdot I_{L_{MAX}} \cdot F_s} = \frac{0,5 \cdot (1 - 0,5) \cdot 400}{0,2 \cdot 16 \cdot \sqrt{2} \cdot 80 \cdot 10^3} = 274 \mu H \quad (D.1)$$

La valeur minimale de l'inductance pour obtenir une ondulation de 20% est de 274uH. Nous avons choisi une inductance de 300 μ H la réalisation du PFC Totem-pole.

• Design du condensateur du bus continu

Le condensateur de sortie est défini par les équations D.1 et D.2 en fonction du temps de maintien et de l'ondulation de la tension de sortie. Dans cette carte d'évaluation, le temps de maintien est défini sur 1 demi-cycle du réseau (45 Hz dans le cas le plus défavorable). $V_o=400$ V est une tension de sortie du bus continu, la tension de sortie minimale en fonctionnement normal est de 290V, la puissance d'entrée maximale est de 3,7 kW et l'ondulation de la tension de sortie est réglée à 5%.

$$\left\{ \begin{array}{l} C \geq \frac{2 \cdot P_{IN} \cdot t_{hold}}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} = \frac{2 \cdot 3700 \cdot \frac{2}{45}}{400^2 - 290^2} = 1,1 \text{ mF} \\ C \geq \frac{V_{IN} \cdot I_{IN}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_o \cdot V_{o_{min}}} = \frac{3700}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 400^2 \cdot 290} = 1,63 \text{ mF} \end{array} \right. \quad (D.2)$$

Pour répondre aux critères précédents, trois condensateurs électrolytiques en aluminium de 680 μ F sont utilisés en parallèle.

Annexe E : Dimensionnement de l'asservissement numérique

La Figure E.1 montre le contrôle du courant moyen utilisant une commande numérique implémentée dans un microcontrôleur STM32:

- La boucle externe de tension régule la tension de sortie du PFC Totem-pole. La tension de sortie est introduite en série avec un multiplicateur de la tension d'entrée RMS au carré pour normaliser le gain de la boucle et pour être indépendante de cette dernière. Cela permet de construire une référence de courant proportionnelle à la tension d'entrée.
- La boucle interne de courant est la boucle d'asservissement la plus rapide. Celle-ci est utilisée pour asservir le courant dans l'inductance par rapport à la référence sinusoïdale.
- Une PLL est utilisée pour synchroniser le PFC avec le passage de la tension réseau afin de contrôler les thyristors. Le dimensionnement de la PLL est donné en Annexe F.

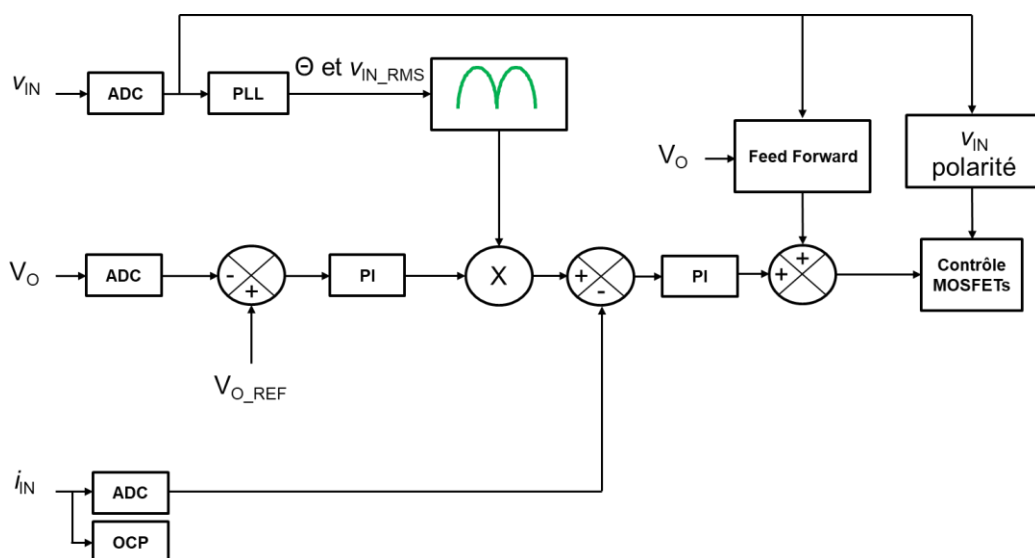


Figure E.1 : Diagramme de contrôle digital du PFC Totem-pole

• Design de la boucle de courant

La Figure E.2 définit le synoptique de la boucle de courant. Le correcteur proportionnel intégral (PI) est largement utilisé dans l'asservissement. Dans ce diagramme, $C_i(s)$ est le correcteur de boucle de courant, $H_i(s)$ correspond à la fonction de transfert de courant, $DPWM$ est le gain numérique de la modulation à largeur d'impulsion, ADC est la fonction de transfert du convertisseur analogue-digital et K_c représente le gain du capteur de courant. La référence de courant est redressée avec deux fois la fréquence de la ligne alternative. Le contrôleur de la boucle de courant réduit l'erreur, à zéro, entre la référence et le courant dans l'inductance.

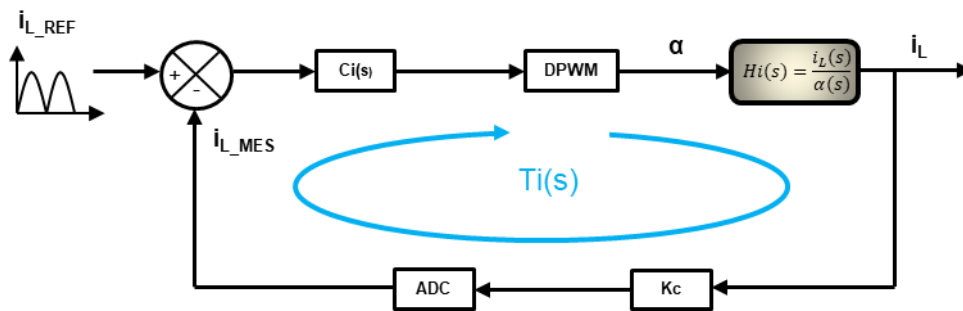


Figure E.2 : Diagramme de la boucle de courant

Le courant de sortie du contrôleur est fourni au bloc PWM pour contrôler le MOSFET SiC. La modulation à largeur d'impulsion va façonner le courant de l'inductance synchronisé avec le signal de référence.

La fonction de transfert complète du courant est définie par l'équation (E.1).

$$T_i(s) = C_i(s) \cdot H_i(s) \cdot ADC \cdot DPWM \cdot K_c \quad (\text{E.1})$$

La fonction de transfert $H_i(s)$ du courant est définie par l'équation (E.2).

$$H_i(s) = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (\text{E.2})$$

Le correcteur $C_i(s)$ de la boucle de courant est défini par (E.3).

$$C_i(s) = K_{p,i} + \frac{K_{i,i}}{s} = K_{p,i} \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad \text{Avec } \tau_i = \frac{K_{p,i}}{K_{i,i}} \quad (\text{E.3})$$

Le coefficient K_c du capteur de courant est défini par l'équation (E.4).

$$K_c = 0,0416 \quad (\text{E.4})$$

La fonction de transfert du convertisseur analogue-digital, *ADC*, du microcontrôleur STM32 est définie par l'équation (E.5).

$$ADC = \frac{2^n}{V_{ref}} = \frac{2^{12}}{3,3} = 1241 \quad (\text{E.5})$$

Le gain numérique PWM (basé sur une résolution d'horloge de 72 MHz et une fréquence de commutation $F_S = 80 \text{ kHz}$) est défini par l'équation (E.6).

$$DPWM = \frac{F_S}{F_{CLK_MCU}} = \frac{80.10^3}{72.10^6} = 1,111.10^{-3} \quad (\text{E.6})$$

Pour obtenir de bonnes performances en boucle de courant, la fréquence de coupure F_{C_i} doit être environ 20 fois inférieure à la fréquence de commutation. Pour assurer la stabilité de la boucle, 2 critères doivent être vérifiés avec PM_i la marge de phase fixée à 70° .

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log(|T_i(s)|) &= 1 \\ \arg(T_i(s)) &= -180 + PM_i \end{aligned} \quad (\text{E.7})$$

D'après ce qui précède, τ_i , K_{p_i} et K_{i_i} sont définis par l'équation (E.8), (E.9) et (E.10).

$$\tau_i = \frac{\tan(PM_i)}{2 \cdot \pi \cdot F_{C_i}} = 7,95 \times 10^{-5} \quad (\text{E.8})$$

$$K_{p_i} = \frac{L \cdot \tau_i \cdot (2 \cdot \pi \cdot F_{C_i})^2}{V_o \cdot ADC \cdot DPWM \cdot K_C \cdot \sqrt{1 + (\tau_i \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_{C_i})^2}} = 0,425 \quad (\text{E.9})$$

$$K_{i_i} = \frac{K_{p_i}}{\tau_i} = 5,34 \times 10^3 \quad (\text{E.10})$$

Une transformation bilinéaire est utilisée pour l'équivalence entre la transformée de Laplace et la transformée en Z (cf. équation (E.11)).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{E.11})$$

Le correcteur de la boucle de courant $C_i(z)$ dans le domaine discret est défini par l'équation (E.12).

$$C_i(z) = \frac{\left(\frac{K_{p_i} T_e}{2 \cdot \tau_i} - K_{p_i}\right) + \left(\frac{K_{p_i} T_e}{2 \cdot \tau_i} + K_{p_i}\right) \cdot z}{z-1} \quad \text{Avec } \tau_i = \frac{K_{p_i}}{K_{i_i}} \quad (\text{E.12})$$

Par identification, nous pouvons déterminer les coefficients K_{p_i} et K_{i_i} .

$$K_{pz_i} = \left(K_{p_i} - \frac{K_{p_i}}{2 \cdot \tau_i \cdot F_{s_i}} \right) = 0,391 \quad (\text{E.13})$$

$$K_{iz_i} = \frac{K_{p_i}}{2 \cdot \tau_i \cdot F_{s_i}} = 0,033 \quad (\text{E.14})$$

Pour utiliser pleinement les ressources du microcontrôleur, les coefficients du correcteur PI sont normalisés au format décimal à virgule fixe (format de données Q1.15). La relation entre la valeur réelle et sa valeur normalisée est définie par les équations (E.15) et (E.16).

$$K_{pz_{iQ1.15}} = K_{pz_i} \cdot 2048 = 801 \quad (\text{E.15})$$

$$K_{iz_{iQ1.15}} = K_{iz_i} \cdot 2048 = 68 \quad (\text{E.16})$$

• Design de la boucle de tension

La Figure E.3 définit le synoptique de la boucle de tension. Dans ce diagramme, $C_v(s)$ est le correcteur de boucle de tension, $H_v(s)$ correspond à la fonction de transfert de tension, ADC est la fonction de transfert du convertisseur analogue-digital et K_v représente le gain du capteur de tension.

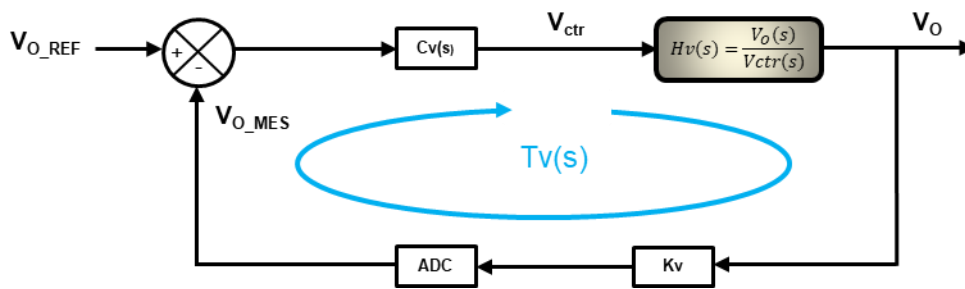


Figure E.3 : Diagramme de la boucle de tension

La fonction de transfert complète de la tension est définie par l'équation (E.17).

$$T_v(s) = H_v(s) \cdot C_v(s) \cdot ADC \cdot K_v \quad (\text{E.17})$$

La fonction de transfert $H_v(s)$ du courant est définie par l'équation (E.18).

$$H_v(s) = \frac{V_{IN} \cdot V_r}{2 \cdot V_o} \cdot \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} \cdot s} \quad (\text{E.18})$$

Le correcteur $C_v(s)$ de la boucle de courant est défini par (E.19).

$$C_v(s) = K_{p_v} + \frac{K_{i_v}}{s} = K_{p_v} \cdot \left(\frac{1 + \tau_v \cdot s}{\tau_v \cdot s} \right) \quad \text{Avec } \tau_v = \frac{K_{p_v}}{K_{i_v}} \quad (\text{E.19})$$

Le coefficient K_{VIN} du capteur de la tension d'entrée est défini par l'équation (E.20).

$$K_{VIN} = 0,003545 \quad (\text{E.20})$$

Le coefficient K_V du capteur de la tension d'entrée est défini par l'équation (E.21).

$$K_V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,0058 \quad (\text{E.21})$$

Pour obtenir de bonnes performances en boucle de courant, la fréquence de coupure F_{C_v} doit être environ 10 fois plus basse que la fréquence du réseau. Pour assurer la stabilité de la boucle, 2 critères doivent être vérifiés avec PM_v la marge de phase fixée à 70° C.

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log(|T_v(s)|) &= 1 \\ \arg(T_v(s)) &= -180 + PM_v \end{aligned} \quad (\text{E.22})$$

D'après ce qui précède, τ_v , K_{p_v} et K_{i_v} sont définis par l'équation (E.23), (E.24) et (E.25).

$$\tau_v = \frac{R \cdot C \cdot F_{C_v} - \tan(PM_v + 90)}{\tan(PM_v + 90) \cdot 2 \cdot R \cdot C \cdot \pi^2 \cdot F_{C_v}^2 + 2 \cdot \pi \cdot F_{C_v}} = 0,022 \quad (\text{E.23})$$

$$K_{p_v} = \frac{4 \cdot V_o \cdot \pi \cdot F_{C_v} \cdot \tau_v \cdot \sqrt{1 + (R \cdot C \cdot \pi \cdot F_{C_v})^2}}{V_{IN} \cdot V_r \cdot K_v \cdot R \cdot \sqrt{1 + (\tau_v \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_{C_v})^2}} = 0,141 \quad (\text{E.24})$$

$$K_{i_v} = \frac{K_{p_v}}{\tau_v} = 6,37 \quad (\text{E.25})$$

Une transformation bilinéaire est utilisée pour l'équivalence entre la transformée de Laplace et la transformée en Z (cf. équation (E.26)).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{E.26})$$

Le correcteur de la boucle de courant $C_v(z)$ dans le domaine discret est défini par l'équation (E.27).

$$C_v(z) = \frac{\left(\frac{K_{p_v} \cdot T_e}{2 \cdot \tau_v} - K_{p_v}\right) + \left(\frac{K_{p_v} \cdot T_e}{2 \cdot \tau_v} + K_{p_v}\right) \cdot z}{z-1} \quad \text{Avec } \tau_v = \frac{K_{p_v}}{K_{i_v}} \quad (\text{E.27})$$

Par identification, nous pouvons déterminer les coefficients K_{pz_v} et K_{iz_v} .

$$K_{pz_v} = \left(K_{p_v} - \frac{K_{p_v}}{2 \cdot \tau_v \cdot F_{s_v}}\right) = 0,109 \quad (\text{E.28})$$

$$K_{iz_v} = \frac{K_{p_v}}{2 \cdot \tau_v \cdot F_{s_v}} = 0,032 \quad (\text{E.29})$$

Pour utiliser pleinement les ressources du microcontrôleur, les coefficients du correcteur PI sont normalisés au format décimal à virgule fixe (format de données Q1.15). La relation entre la valeur réelle et sa valeur normalisée est définie par les équations (E.30) et (E.31).

$$K_{pz_v Q1.15} = K_{pz_v} \cdot 2048 = 224 \quad (\text{E.30})$$

$$K_{iz_v Q1.15} = K_{iz_v} \cdot 2048 = 65 \quad (\text{E.31})$$

Annexe F : Dimensionnement de la PLL-SRF numérique

Pour suivre la fréquence et la phase de la tension alternative du réseau, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée. Le schéma de cette boucle est défini à la Figure F.1 à l'aide d'un filtre passe-bas et d'un correcteur PI implémentés dans le microcontrôleur STM32. La PLL est utilisée pour générer une référence de courant en phase avec la tension du réseau afin de mettre en forme le courant réel du réseau.

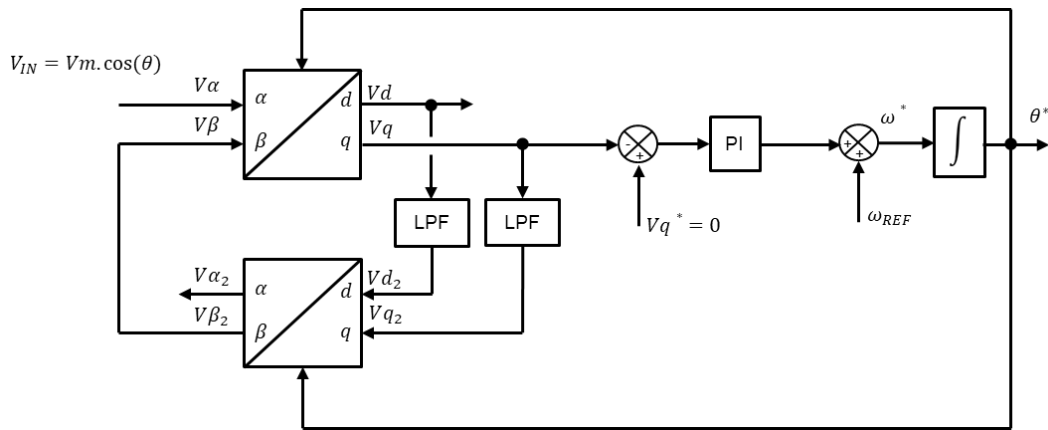


Figure F.1 : Diagramme de la PLL-SRF

La PLL est un système en boucle fermée dont le signal de sortie est contrôlé et où l'erreur de phase entre la phase de sortie de la PLL et la référence est minimale. En régime établi, la sortie de la PLL génère une onde sinusoïdale proche de la tension du réseau. Un correcteur de type PI est utilisé pour réduire l'erreur entre la référence et la valeur V_q mesurée. V_q est définie grâce aux transformations de Park du réseau.

$$\varepsilon = \frac{V_{AC_Peak}}{2} \cdot [\sin((\omega_{VAC} - \omega_{PLL}) \cdot t + (\theta_{VAC} - \theta_{PLL})) + \sin((\omega_{VAC} + \omega_{PLL}) \cdot t + (\theta_{VAC} + \theta_{PLL}))] \quad (F.1)$$

En régime permanent, la PLL et la fréquence du réseau sont proches. D'après l'équation (F.1), l'erreur varie à deux fois la fréquence du réseau. Pour simplifier la mise en œuvre de la PLL au sein de la MCU, l'erreur est définie par l'équation (F.2).

$$\varepsilon = \frac{V_{AC_Peak}}{2} \cdot (\theta_{VAC} - \theta_{PLL}) \quad (F.2)$$

Un schéma de la boucle fermée PLL est défini par la Figure F.2.

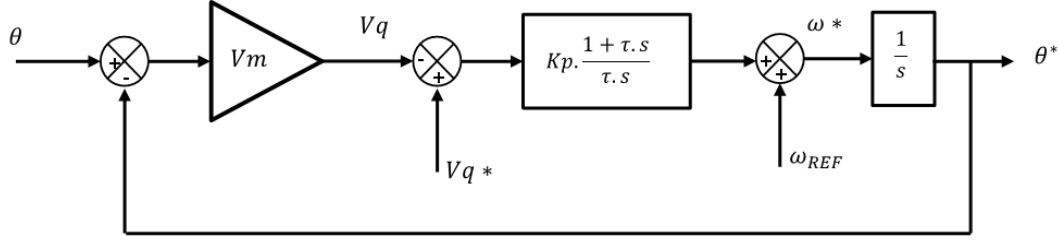


Figure F.2 : Diagramme de la PLL-SRF en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie par l'équation (F.3).

$$P_{LL}(s) = \frac{1}{s} \cdot C_{PLL}(s) \cdot ADC \cdot K_{VIN} \quad (\text{F.3})$$

Le correcteur $C_{PLL}(s)$ de la boucle PLL est défini par l'équation (F.4).

$$C_{PLL}(s) = K_{p_PLL} + \frac{K_{i_PLL}}{s} = K_{p_PLL} \cdot \left(\frac{1 + \tau_{PLL} \cdot s}{\tau_{PLL} \cdot s} \right) \quad \text{Avec } \tau_{PLL} = \frac{K_{p_PLL}}{K_{i_PLL}} \quad (\text{F.4})$$

Pour avoir de bonnes performances en boucle fermée, la fréquence de recouvrement FC_{PLL} est fixée à 65Hz. Pour assurer la stabilité de la boucle, 2 critères doivent être vérifiés avec PM_{PLL} la marge de phase fixée à 45 ° C.

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log(|P_{LL}(s)|) &= 1 \\ \arg(P_{LL}(s)) &= -180 + PM_{PLL} \end{aligned} \quad (\text{F.5})$$

D'après ce qui précède, τ_{PLL} , K_{p_PLL} et K_{i_PLL} sont définis par l'équation (F.6), (F.7) et (F.8).

$$\tau_{PLL} = \frac{\tan(-PM_{PLL})}{2 \cdot \pi \cdot F_{C_{PLL}}} = 0,0004373 \quad (\text{F.6})$$

$$K_{p_{PLL}} = \frac{\tau_{PLL} \cdot (2 \cdot \pi \cdot F_{C_{PLL}})^2}{V_{IN_{MAX}} \cdot ADC \cdot K_{VIN} \cdot \sqrt{1 + (\tau_{PLL} \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_{C_{PLL}})^2}} = 0,546 \quad (\text{F.7})$$

$$K_{i_{PLL}} = \frac{K_{p_{PLL}}}{\tau_{PLL}} = 223 \quad (\text{F.8})$$

Une transformation bilinéaire est utilisée pour l'équivalence entre la transformée de Laplace et la transformée en Z (cf. équation (F.9)).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{F.9})$$

Le correcteur de la boucle de courant $C_{PLL}(z)$ dans le domaine discret est défini par l'équation (F.10).

$$C_{PLL}(z) = \frac{\left(\frac{K_{p_PLL} \cdot T_e}{2 \cdot \tau_{PLL}} - K_{p_PLL}\right) + \left(\frac{K_{p_PLL} \cdot T_e}{2 \cdot \tau_{PLL}} + K_{p_PLL}\right) \cdot z}{z-1} \quad \text{Avec } \tau_{PLL} = \frac{K_{p_PLL}}{K_{i_PLL}} \quad (\text{F.10})$$

Par identification, nous pouvons déterminer les coefficients K_{pz_PLL} et K_{iz_PLL} .

$$K_{pz_PLL} = \left(K_{p_PLL} - \frac{K_{p_PLL}}{2 \cdot \tau_{PLL} \cdot F_{s_PLL}}\right) = 0,535 \quad (\text{F.11})$$

$$K_{iz_PLL} = \frac{K_{p_PLL}}{2 \cdot \tau_{PLL} \cdot F_{s_PLL}} = 0,022 \quad (\text{F.12})$$

Pour utiliser pleinement les ressources du microcontrôleur, les coefficients du correcteur PI sont normalisés au format décimal à virgule fixe (format de données Q1.15). La relation entre la valeur réelle et sa valeur normalisée est définie par les équations (F.13) et (F.14).

$$K_{pz_PLL_{Q1.15}} = K_{pz_PLL} \cdot 1024 = 548 \quad (\text{F.13})$$

$$K_{iz_PLL_{Q1.15}} = K_{iz_PLL} \cdot 1024 = 22 \quad (\text{F.14})$$

Étude et développement d'un convertisseur AC-DC de type Totem-pole avec correction du facteur de puissance

Application aux chargeurs de batterie des véhicules électriques

Résumé

Les gouvernements responsabilisent les états sur l'environnement avec la mise en œuvre de solution pour décarboner la production de l'électricité. En 2020, 20 % de l'énergie produite sera générée par les énergies renouvelables. Cependant ces énergies vertes sont intermittentes et nécessitent une capacité de stockage importante pour la gestion locale des « smart grids ». Cette solution pose deux nouvelles problématiques : la nécessité d'un convertisseur bidirectionnel et la gestion des courants d'appel. Pour faciliter l'étude de ces problématiques, la thèse propose de lier au travers d'un bilan de puissance, les performances des différents limiteurs de courant sur une topologie de convertisseur innovante. Cette analyse permet de mettre en exergue une solution alternative de limitation des courants d'appel dans la conversion de l'énergie. Enfin, un circuit novateur sur le contrôle des composants de puissance de type thyristors/Triacs sera proposé et caractérisé pour palier une des contraintes liées à la réversibilité du convertisseur.

Mots clés : Courant d'appel, contrôle par angle de phase des thyristors, PFC Bridgeless Totem-pole

Abstract

Governments empower states over the environment with implementation of solution to clean up the electricity production sources. In 2020, 20% of the produced energy will be generated by renewable energies. However, these green energies are occasional and require a huge storage capacitance for the local smart grids management. This solution puts two new issues: the necessity of having a bidirectional converter and the inrush currents management. To facilitate the study of these problems, the thesis suggests binding through a power balance, the performances of the current limiter on an innovative topology converter. This analysis highlight an alternative solution of inrush current strategy in energy conversion. Finally, a novel control circuit for SCRs/Triacs components will be proposed and characterized for landing one of the constraints linked to the converter reversibility.

Key words : Inrush current, SCR phase shift control, Totem-pole Bridgeless PFC