

**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.	<i>Mode PFC.....</i>	<i>110</i>
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.	<i>Mode onduleur.....</i>	<i>113</i>
3.2.1.2.1.	Phases de fonctionnement.....	113
3.2.1.2.1.1.	Modélisation du fonctionnement onduleur : principaux résultats	116
3.1.2.	Particularités de fonctionnement de la structure	117
3.1.2.1.	<i>Pics de courant au changement de phase.....</i>	<i>117</i>
3.1.2.2.	<i>Référence de commande</i>	<i>119</i>
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>	<i>129</i>
3.2.1.2.	<i>Pertes dans les MOSFETs SiC.....</i>	<i>130</i>
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>	<i>131</i>
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 (S_3 et S_4) pour le redressement du réseau (cf. Figure 3-1 (a)), et le dernier cas utilise des thyristors Th_1 et Th_2 (cf. Figure 3-1 (b)). La phase de roue libre est réalisée en faisant fonctionner les MOSFETs en SiC (S_1 et S_2) dans le quadrant Q3. Dans un premier temps, nous allons évaluer les pertes pour chacun des cas.

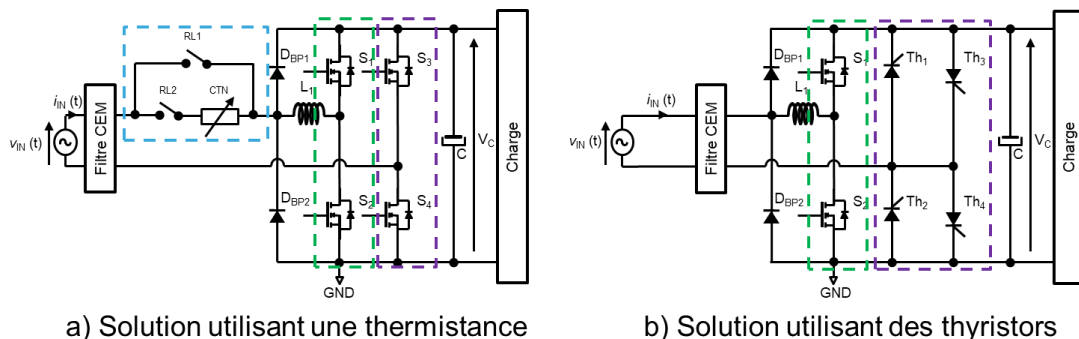


Figure 3-1 : Différentes configurations du PFC Totem-pole, a) cas 1 et b) cas 2

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.

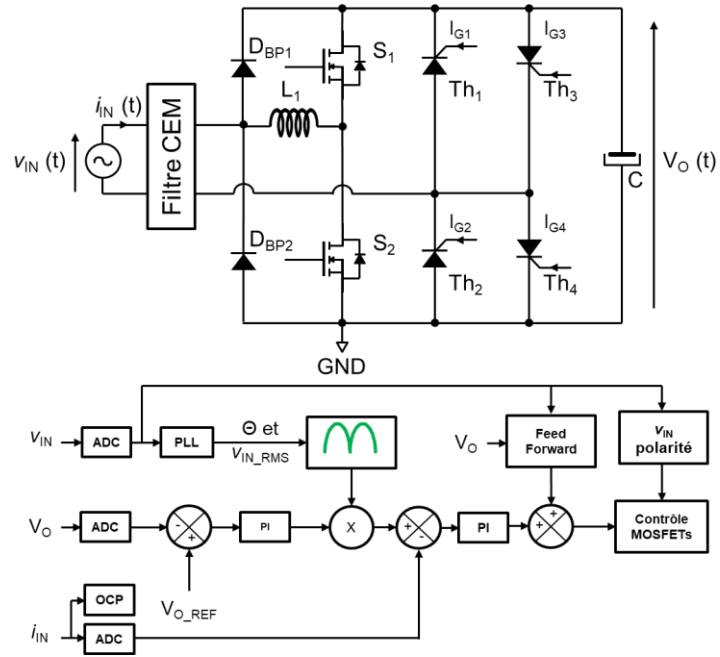


Figure 3-2 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode PFC

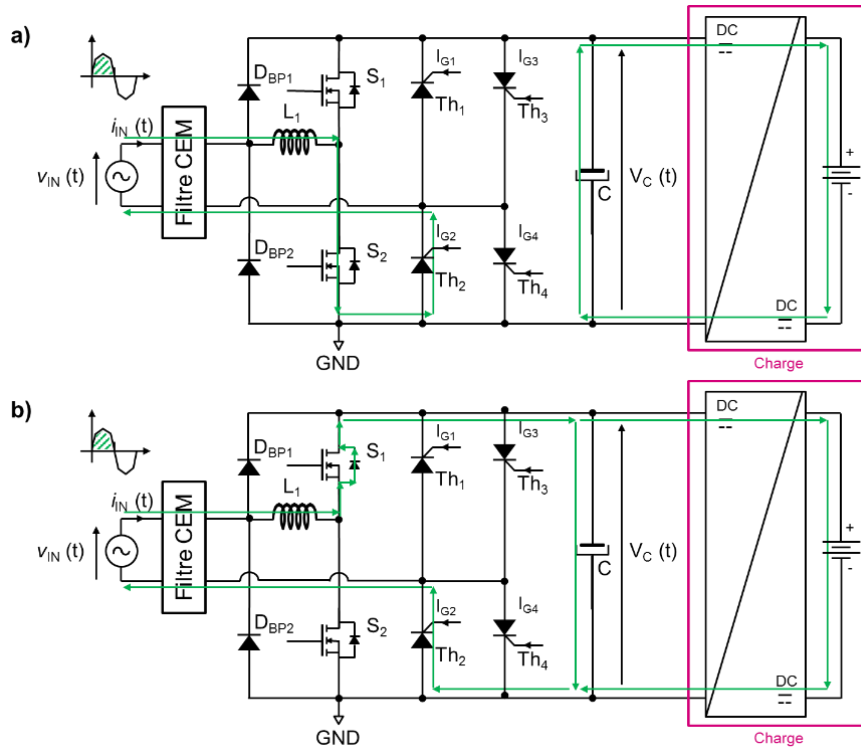


Figure 3-3 : Fonctionnement en mode PFC durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.Ts]$, b) $[\alpha.Ts ; Ts]$

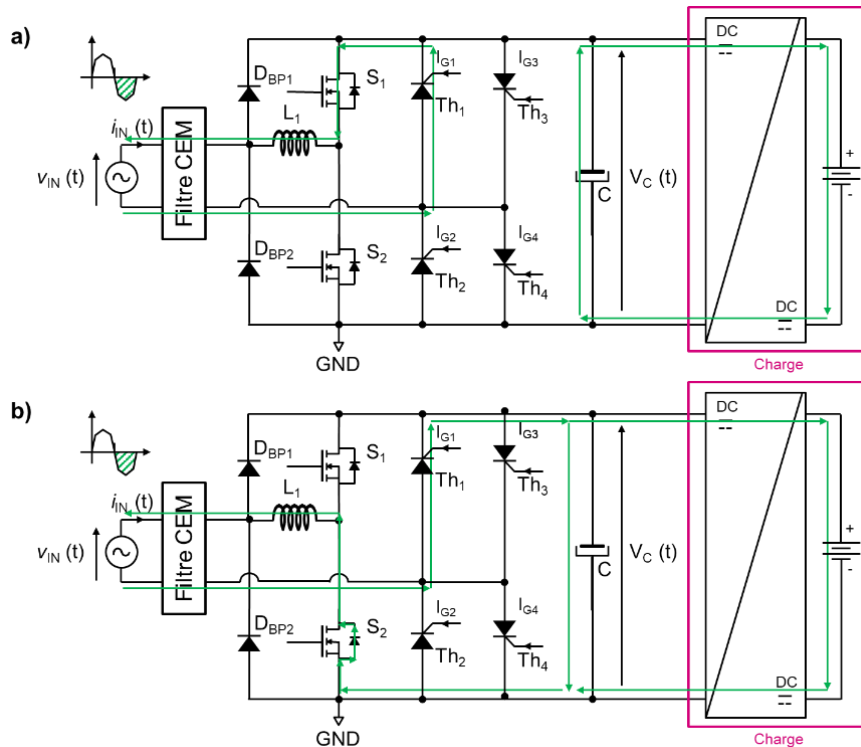


Figure 3-4 : Fonctionnement en mode PFC durant l’alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.T_s]$, b) $[\alpha.T_s ; T_s]$

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), k_{i_v} (112),
- gains des correcteurs de la boucle de la boucle de courant k_i (4,47), k_{i_i} (280900).

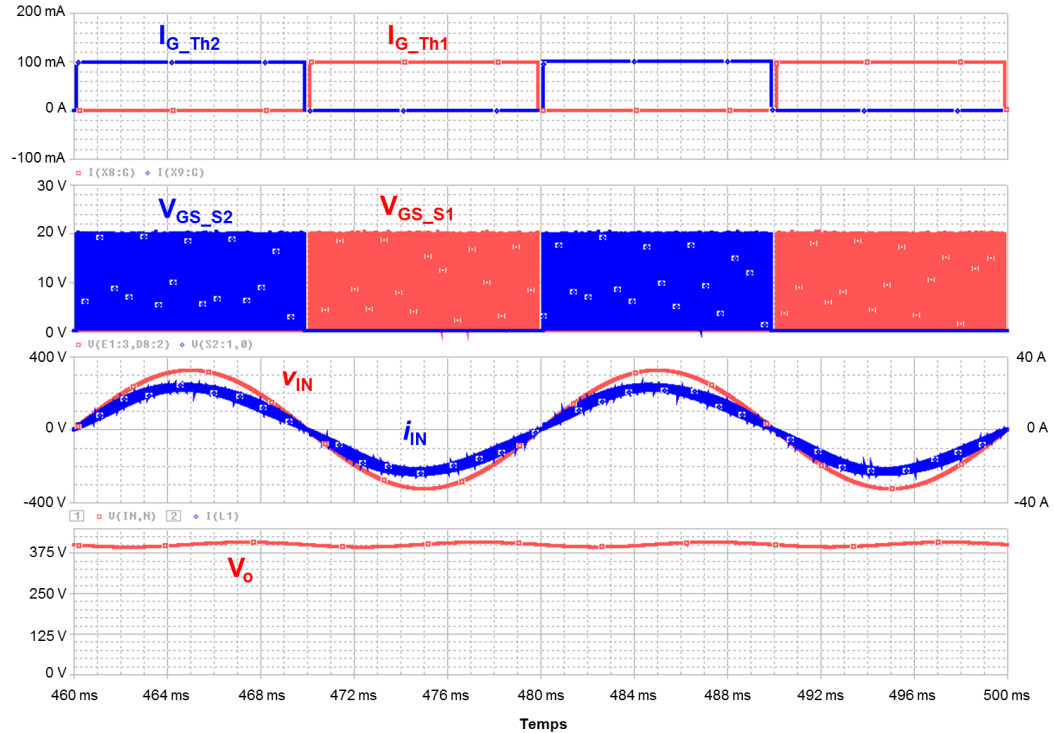


Figure 3-5 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode PFC

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.

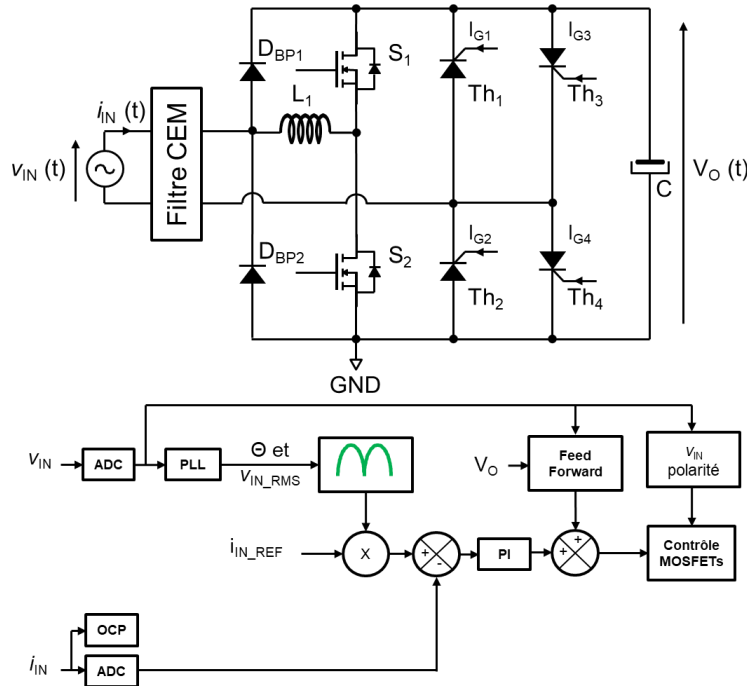


Figure 3-6 : Principe d'asservissement du système bouclé en mode onduleur

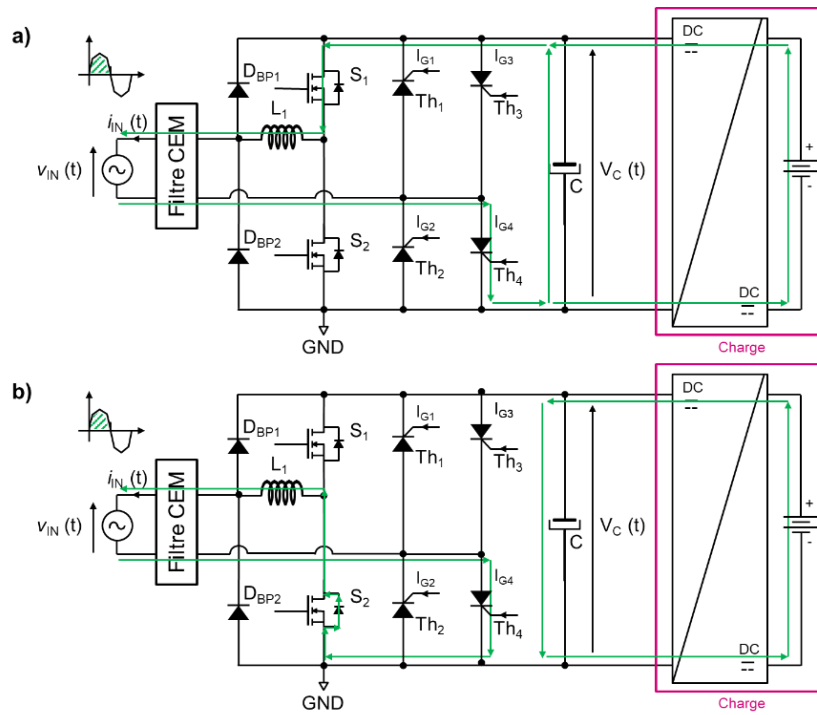


Figure 3-7 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance positive de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.Ts]$, b) $[\alpha.Ts ; Ts]$

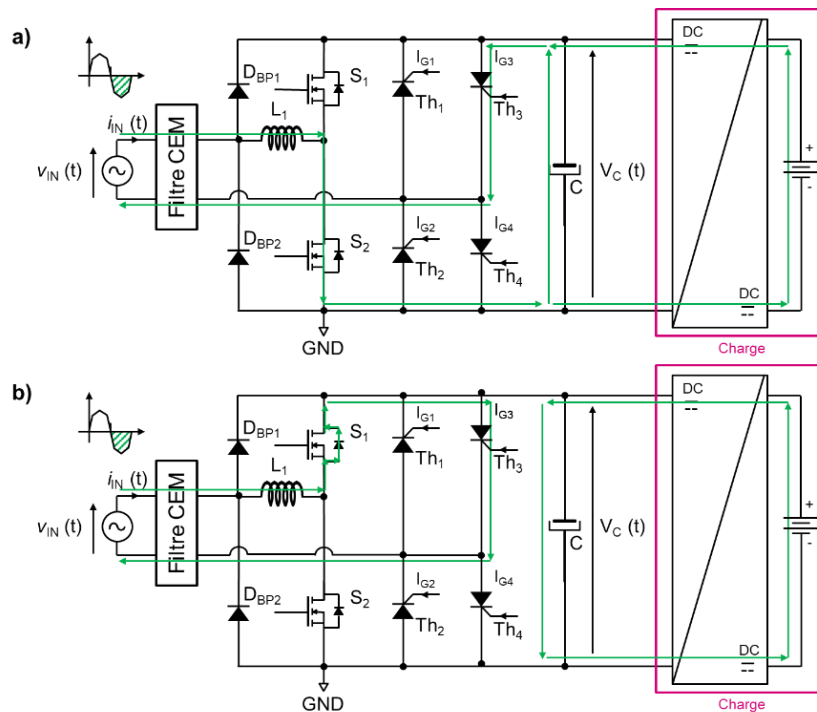


Figure 3-8 : Fonctionnement en mode onduleur durant l'alternance négative de la tension du réseau AC a) $[0 ; \alpha.Ts]$, b) $[\alpha.Ts ; Ts]$

3.1.1.1. 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)

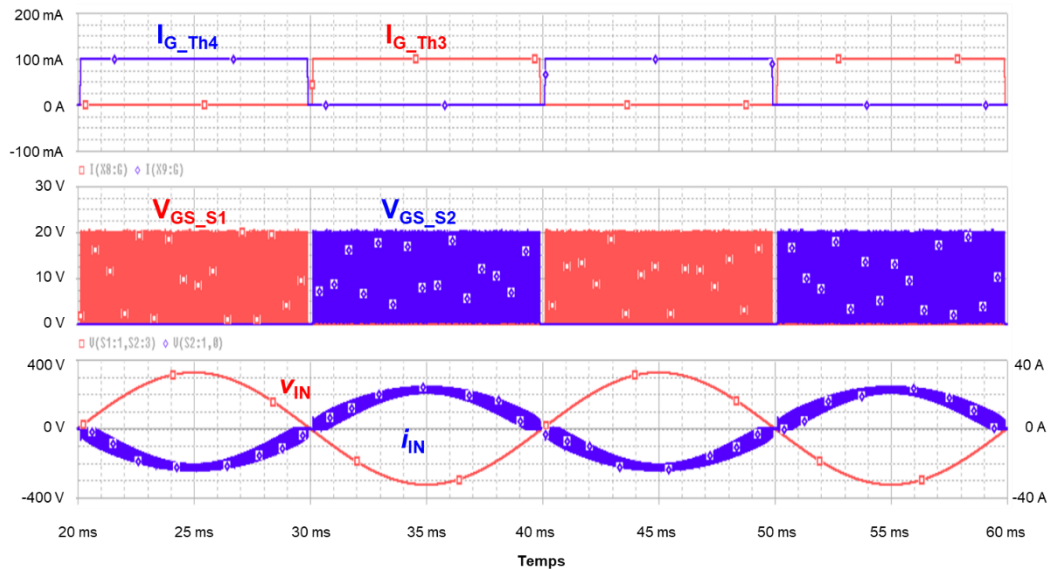


Figure 3-9 : Signaux de commande des thyristors et des MOSFETs, de la tension et du courant d'entrée et de la tension de sortie du convertisseur en mode onduleur

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.

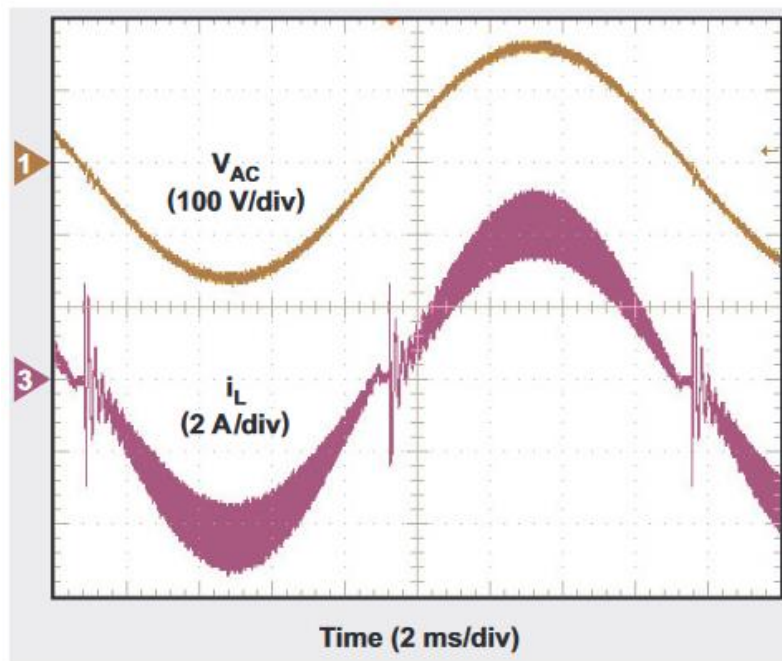


Figure 3-10 : Pic de courant au ZVD [73]

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.

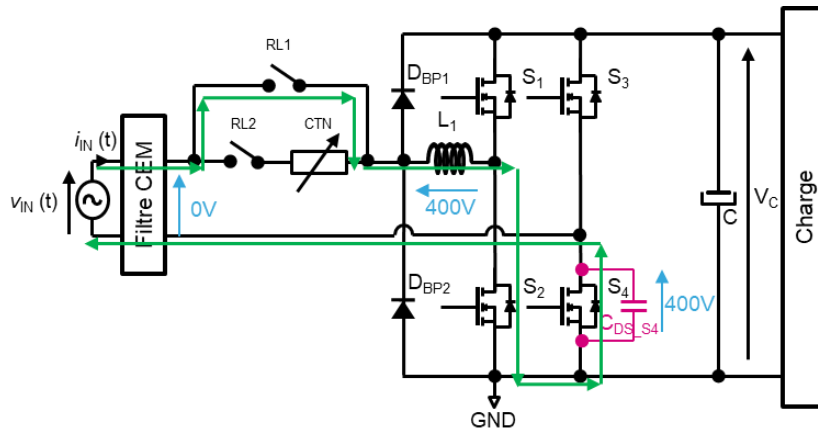


Figure 3-11 : Explication de la variation brusque de la tension aux bornes de l'inductance au ZVD

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.

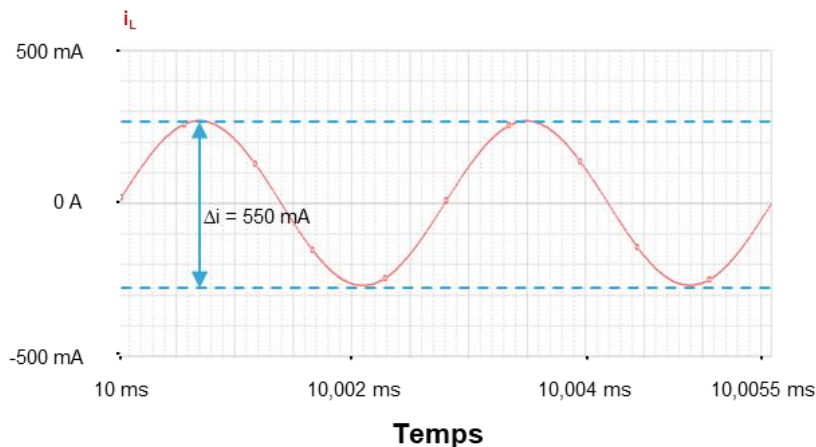


Figure 3-12 : Ondulation du courant au ZVD

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.

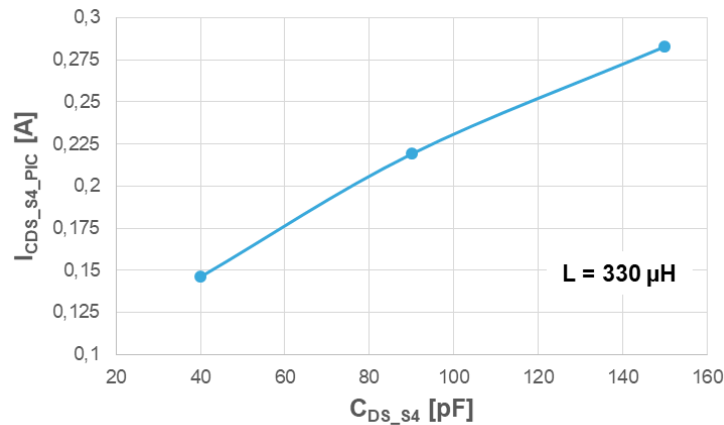


Figure 3-13 : Pic de courant en fonction de la capacité drain-source des MOSFETs

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.

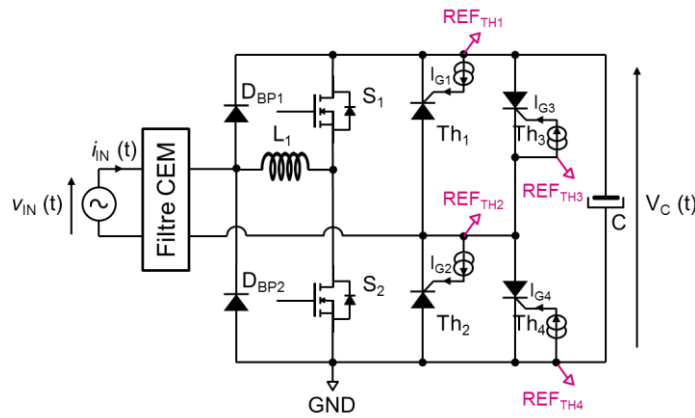


Figure 3-14 : Problème de référence de commande des thyristors

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.

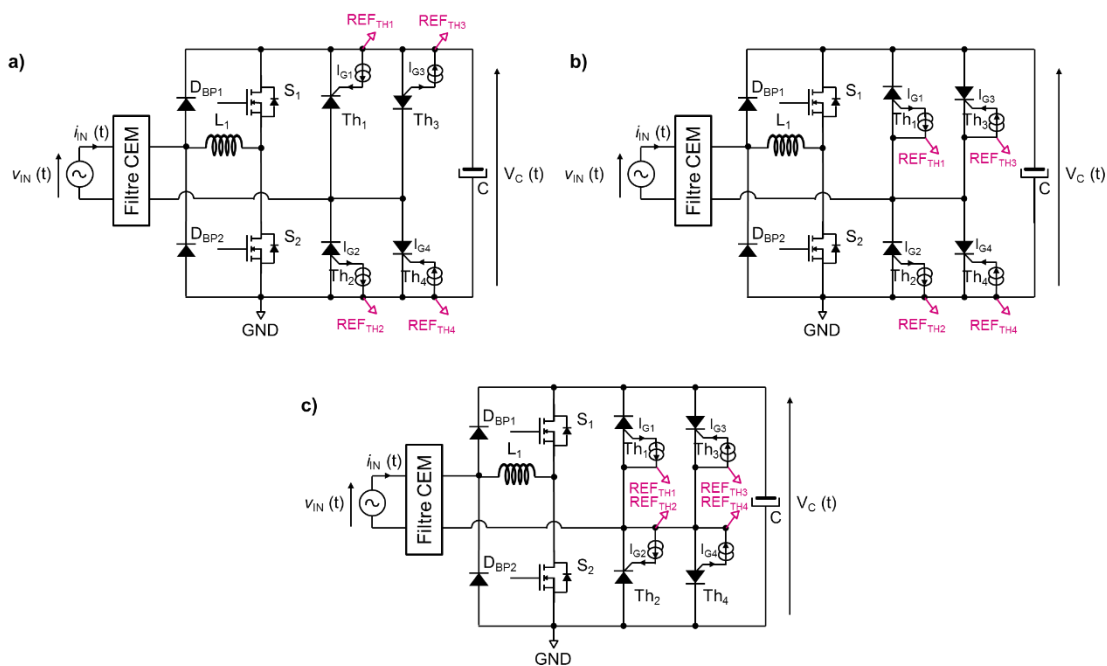


Figure 3-15 : Référence de commande des thyristors avec des AGT

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.

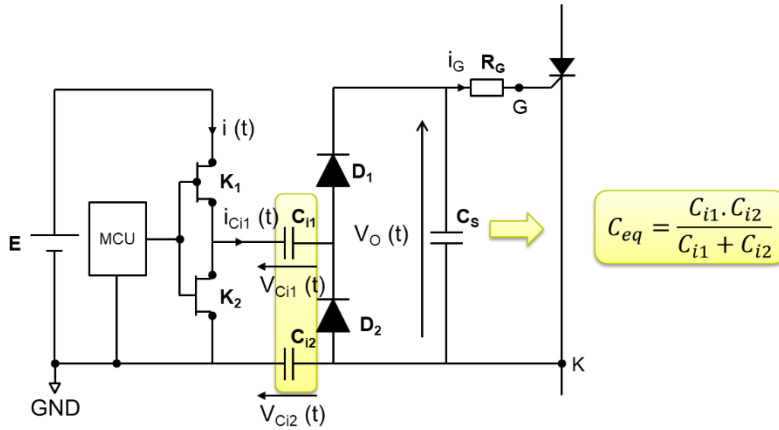


Figure 3-16 : Circuit de commande de thyristor/Triac flottante par des condensateurs à haute tension [74]

Le signal de commande de K1 et K2 est un créneau généré par un microcontrôleur, de fréquence $Freq$ (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 D_1 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 D_2 . Ce circuit correspond à une structure à liaison capacitive.

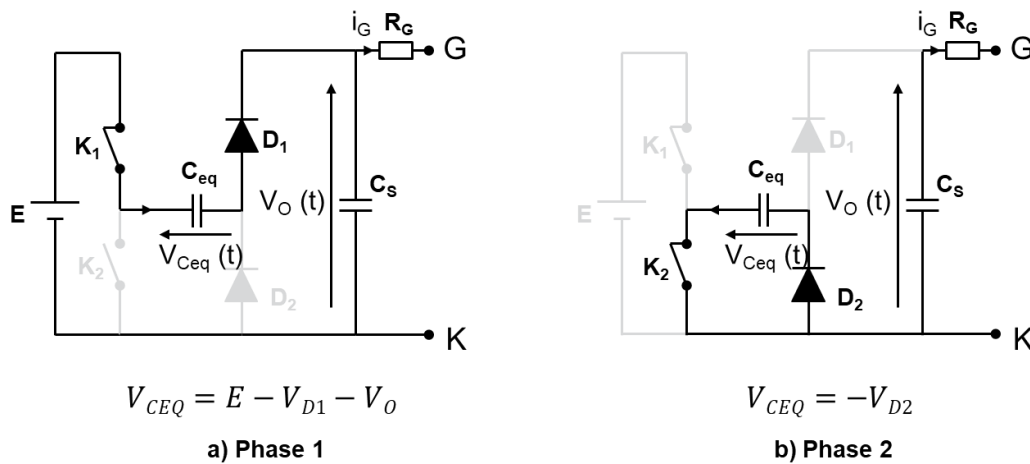


Figure 3-17 : Phases de fonctionnement du circuit de commande proposé

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'isolement 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)).

$$C_{eq} = \frac{i_G}{Fs.(E - 2.V_D - V_0)} \quad (3-4)$$

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.

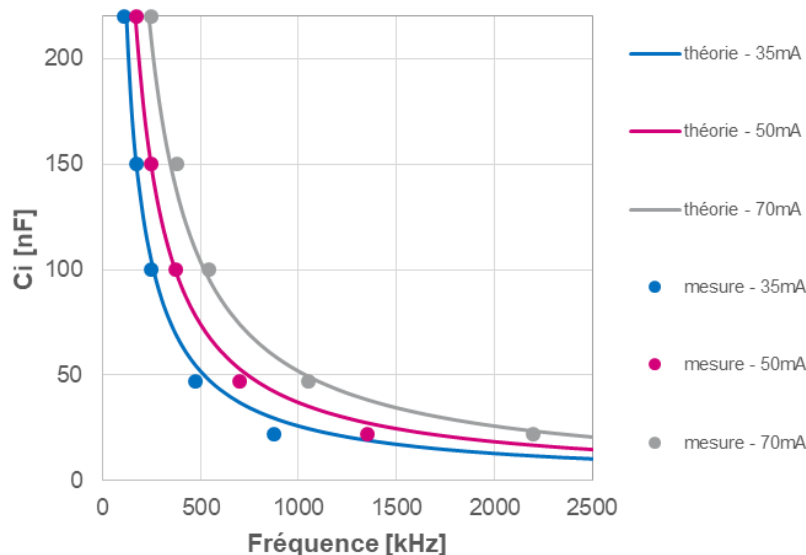


Figure 3-18 : Comparaison de la caractéristique C_i / Freq entre la théorie et les mesures expérimentales

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.

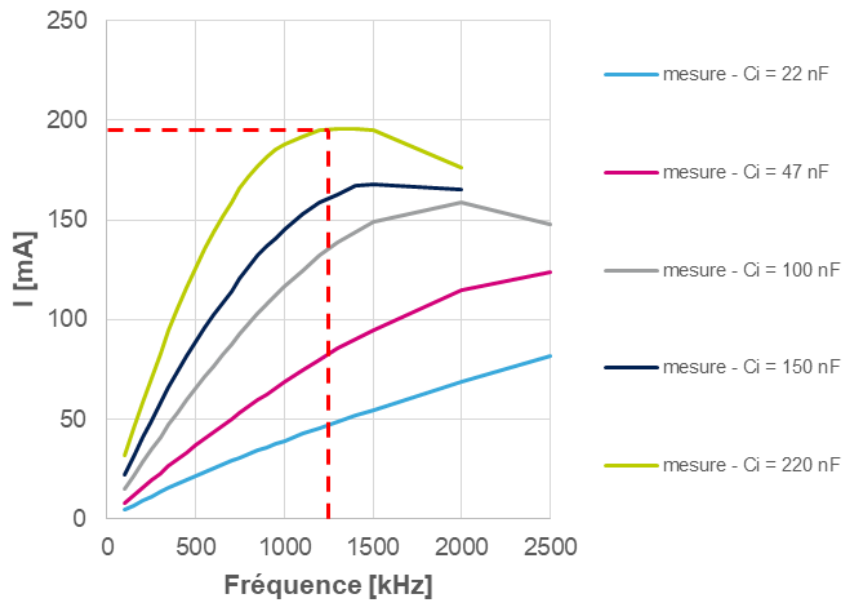


Figure 3-19 : Caractéristique I_G /Freq suivant différentes valeur de condensateurs haute tension

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_{C_i}), de la tension de sortie (V_0), du courant de gâchette (I_G) sont représentées dans la Figure 3-20.

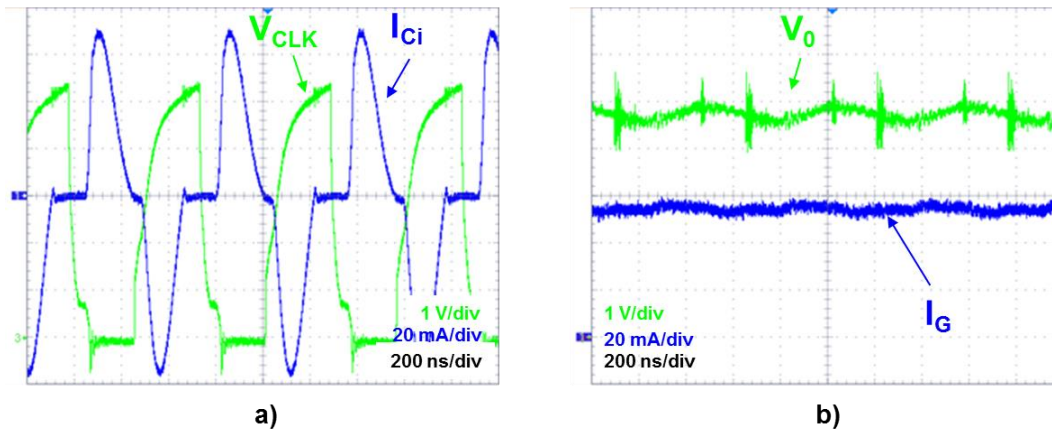


Figure 3-20 : Formes d’ondes (a) du courant dans le condensateur HT et de la tension à ses bornes, (b) du courant et de la tension de sortie du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = $1,8 \text{ MHz}$ – $C_s = 10 \text{ }\mu\text{F}$

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).

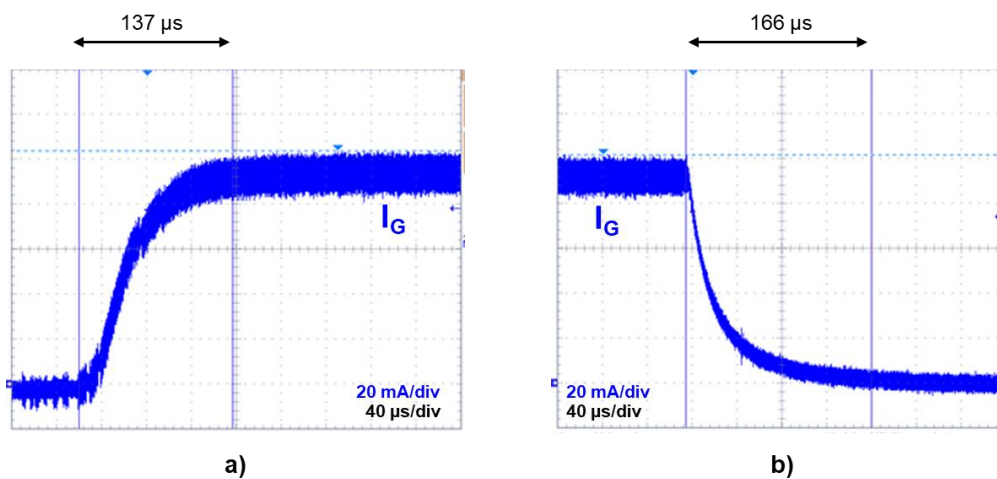


Figure 3-21 : Temps (a) de démarrage et (b) d’extinction du driver – $C_i = 47 \text{ nF}$ – Freq = $1,8 \text{ MHz}$ – $C_s = 10 \text{ }\mu\text{F}$

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 prouvent que ce circuit est immune car le niveau du champ électrique reste inférieur au gabarit défini par la norme EN 61000-6-4

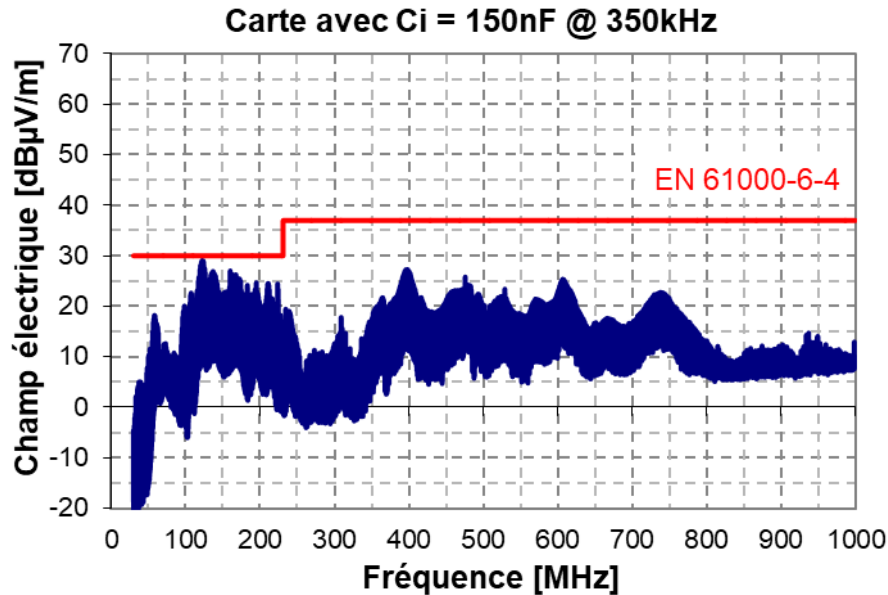


Figure 3-22 : Mesures CEM en émission rayonnée du driver – Ci = 150 nF –
Freq = 350 kHz – IG = 70 mA

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.

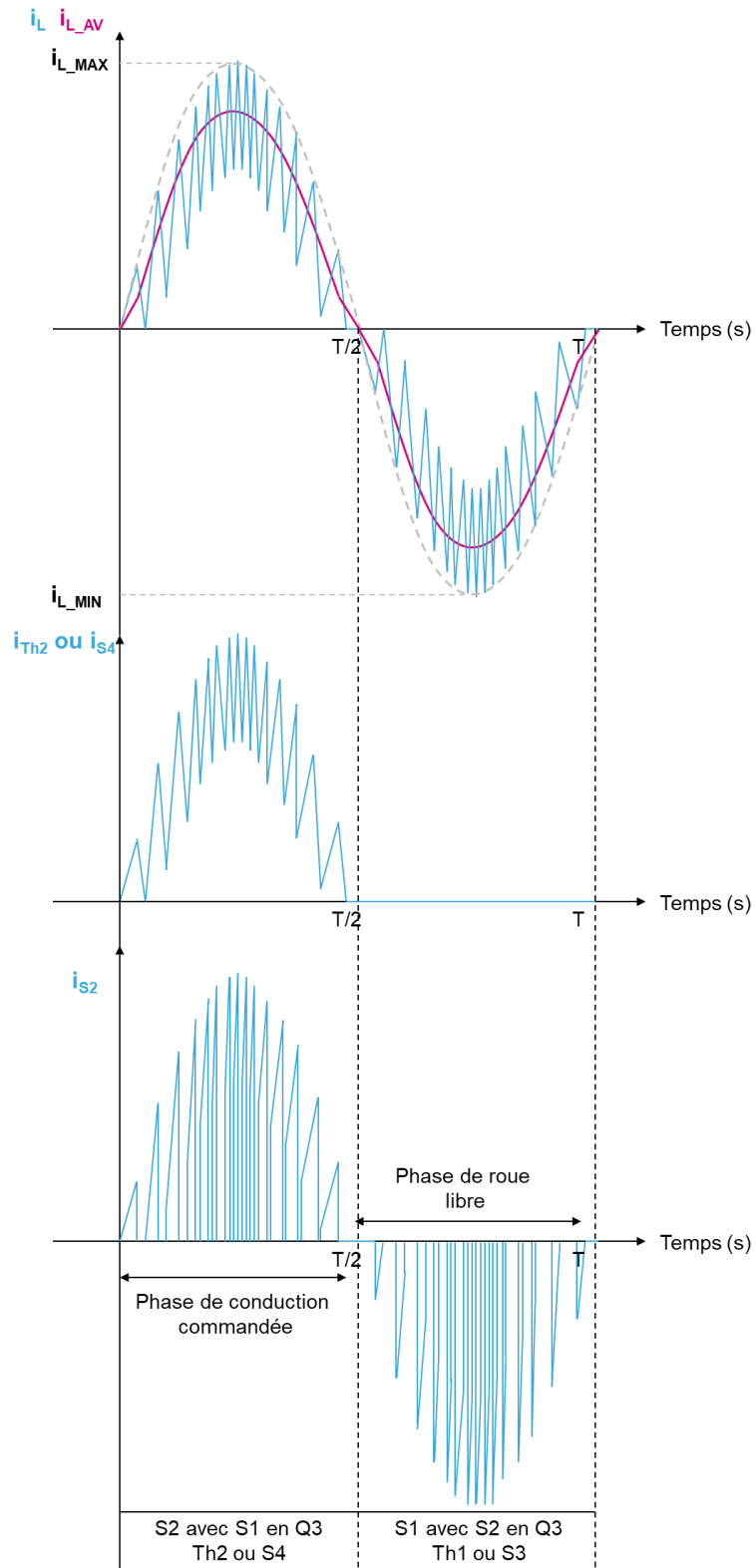


Figure 3-23 : Formes d'ondes théoriques dans les semi-conducteurs

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

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

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).

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

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

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

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

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

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).

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

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

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).

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

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

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

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).

$$I_{MOSFETQ3RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\theta)^2 \cdot (1 - \alpha(\theta) - 2 \cdot \Delta tr) \cdot d\theta} = \frac{P_O}{V_{INRMS} \cdot \eta} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{INRMS} - \Delta tr}{3 \cdot V_O \cdot \pi}} = 9,6 A \quad (3-15)$$

$$I_{MOSFETQ3AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\theta) \cdot (1 - \alpha(\theta) - 2 \cdot \Delta tr) \cdot d\theta = \frac{P_O \cdot (\pi \cdot V_{INRMS} - 4 \cdot \sqrt{2} \cdot V_O \cdot \Delta tr)}{2 \cdot \pi \cdot V_O \cdot V_{INRMS} \cdot \eta} = 4,72 A \quad (3-16)$$

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).

$$P_{COND_{MOSFETQ3}} = R_{DS(ON)} \cdot I_{MOSFETQ3RMS}^2 = 5,6 W \quad (3-17)$$

$$P_{ON_{MOSFETQ3}} = E_{ON} \cdot Fs = 3,62 W [77] \quad (3-18)$$

$$P_{OFF_{MOSFETQ3}} = E_{OFF} \cdot Fs = 2,4 W [77] \quad (3-19)$$

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].

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

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.

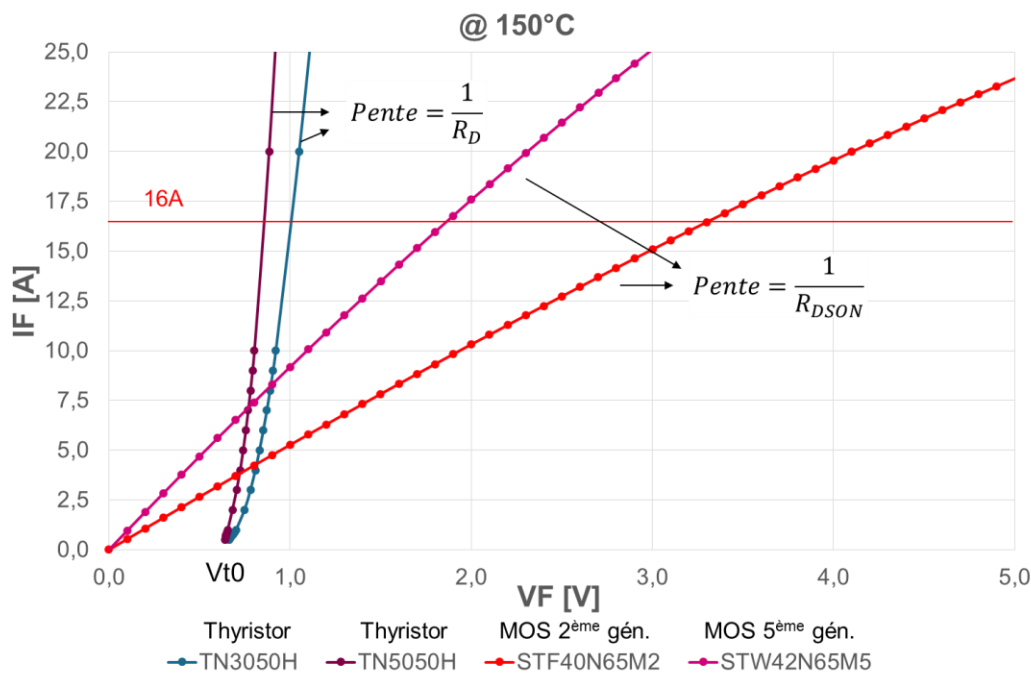


Figure 3-24 : Caractéristiques statiques (Q1) des semi-conducteurs

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 A/mm²), les thyristors ont une chute à l'état passant plus faible que celle des MOSFETs (de 0,34 V).

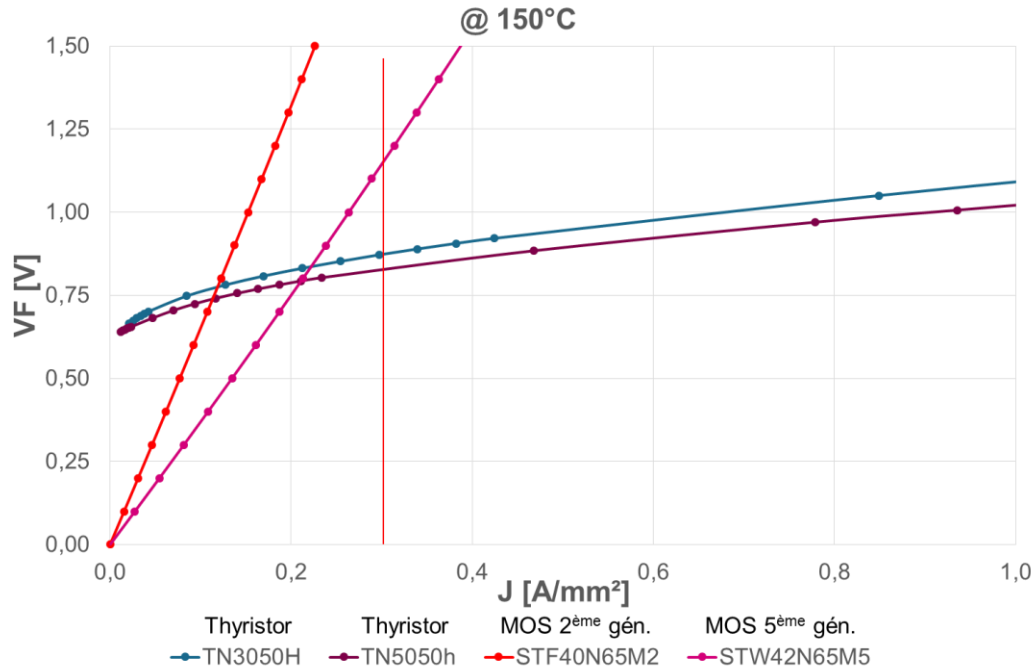


Figure 3-25 : V_F en fonction de la densité de courant des semi-conducteurs

Les pertes en conduction du convertisseur ont été évaluées pour un PFC bridgeless de type totem-pole d'une puissance nominale de 3,7 kW à la tension d'entrée de 230 V AC RMS – 50 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 mΩ. Cette valeur est surestimée par le fabricant. Le relais utilisé dans notre application a une résistance de contact mesurée à 55 mΩ. La plupart des relais ont une résistance de contact encore plus faible, de l'ordre de 5 mΩ.

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.

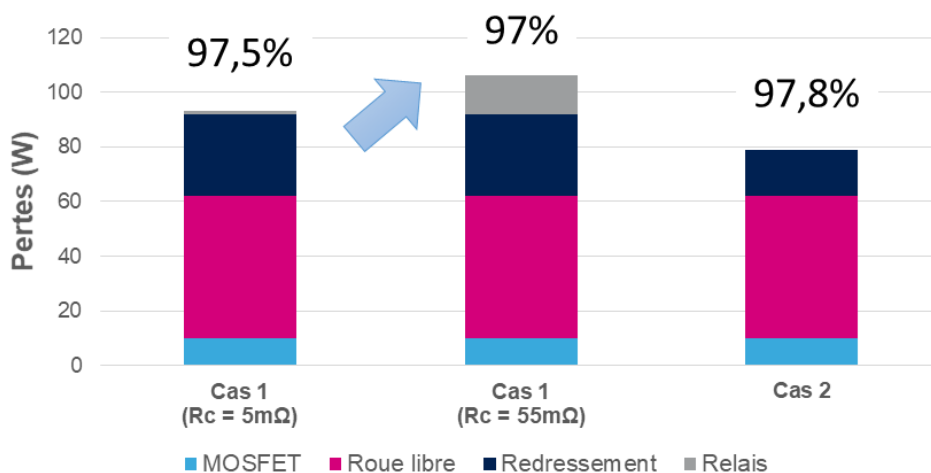


Figure 3-26 : Bilan de puissance des deux solutions (calculs)

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.

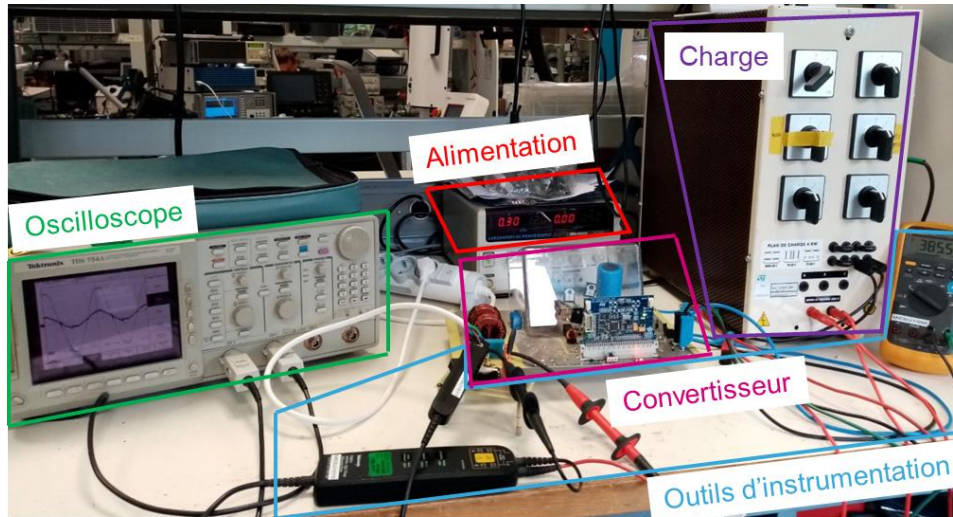


Figure 3-27 : Banc d'essai du convertisseur Bridgeless PFC-Boost Totem-pole

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).

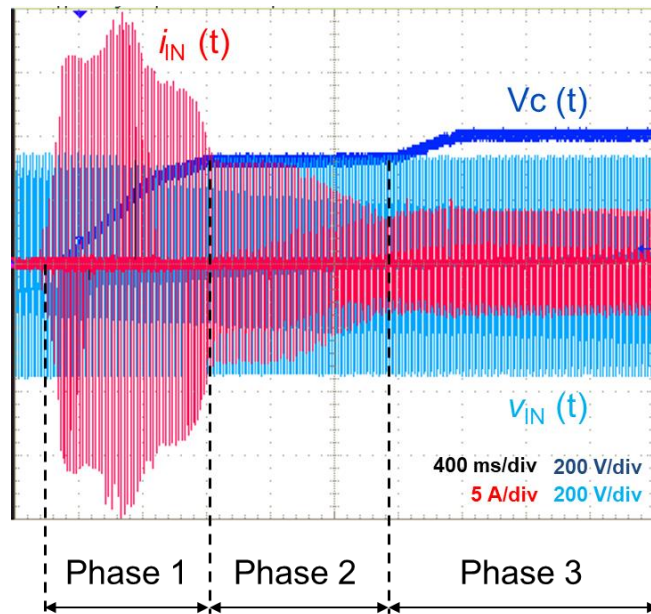


Figure 3-28 : Caractérisation expérimentale d'un limiteur actif des courants d'appel implémenté dans un PFC Totem-pole

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.

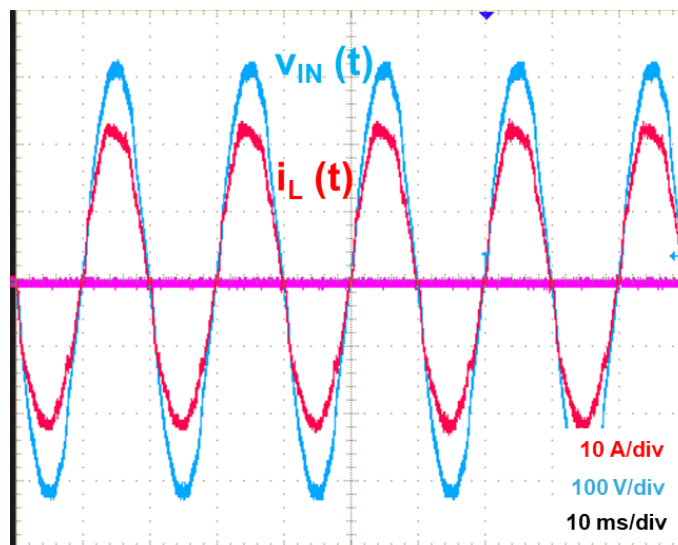


Figure 3-29 : Formes d'ondes de la tension $v_{IN}(t)$ et du courant $i_{IN}(t)$ d'entrée à 230 V - 50 Hz – $P_o = 3,6$ kW

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.

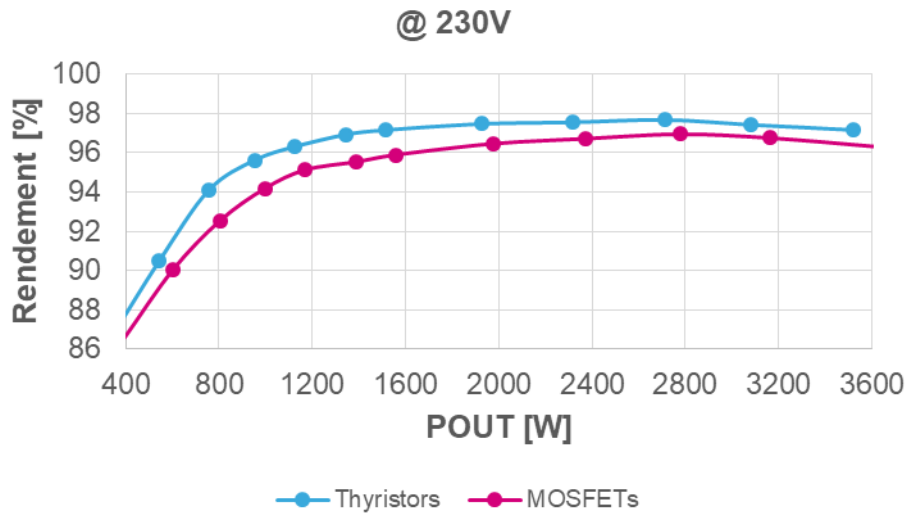


Figure 3-30 : Comparaison des rendements à 230V RMS

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.

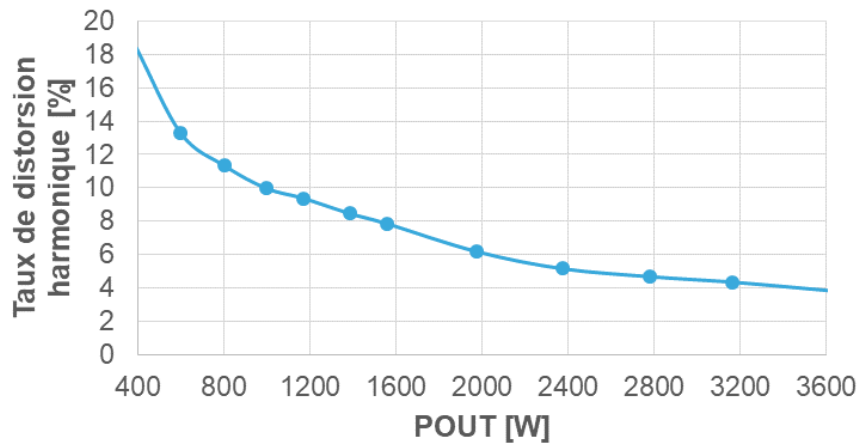


Figure 3-31 : Taux de distorsion harmonique du courant d'entrée à 230 V

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.