

# Filière Systèmes industriels

Orientation Power and Control

## Diplôme 2008

*Julien Morard*

*ACL command  
with forward converter*

Professeur

Hans-Peter Biner

Expert

Pierre-Olivier Moix

Confidentiel / Vertraulich

☐ oui / ja ☒ non / nein

<input checked="" type="checkbox"/> FSI <input type="checkbox"/> FTV	Année académique / Studienjahr <b>2007/2008</b>	No PS / Nr. PS <b>pc/2008/35</b>
Mandant / Auftraggeber <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Ecole hôte	Etudiant / Student <b>Julien Morard</b>	Lieu d'exécution / Ausführungsort <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Ecole hôte
Professeur / Dozent <b>Hans-Peter Biner</b>	Expert / Experte (données complètes) <b>Pierre-Olivier Moix</b> Studer Innotec, Rue des Casernes 57, 1950 Sion	

Titre / Titel

**ACL command with forward converter**



Description et Objectifs / Beschreibung und Ziele

Une nouvelle technologie de commande pour les lampes ACL 200W, utilisées comme éclairage scénique, est à développer et à réaliser. Le circuit électronique envisagé contient un « Power Factor Corrector PFC » et un convertisseur de type « Forward ». L'idée est l'intégration de la partie électronique de puissance ainsi que de la commande DMX dans le support de montage des lampes.

Suite aux résultats obtenus lors du travail de semestre, l'objectif du travail de diplôme est de réaliser le convertisseur Forward conçu et de dimensionner, simuler et réaliser un circuit Power Factor Corrector PFC.

Le travail contient notamment à:

- la réalisation du convertisseur forward
- la conception et la réalisation d'un circuit PFC
- l'étude et la réalisation de la régulation du convertisseur forward et du PFC à l'aide d'un DSP
- la réalisation des tests exhaustifs du système.

Signature ou visa / Unterschrift oder Visum  Resp. de la filière Leiter des Studieng.: .....   Etudiant/Student: ..... 	Délais / Termine  Attribution du thème / Ausgabe des Auftrags: 01.09.2008  Remise du rapport / Abgabe des Schlussberichts: 21.11.2008, 12:00  Exposition publique / Ausstellung Diplomarbeiten: 28.11.2008  Défense orale / Mündliche Verfechtung: semaine/Woche 49
--	---

## ACL Command with Forward Converter

### Objectif

Les ACL sont des lampes 28V/250W utilisées dans le domaine de l'éclairage scénique. Jusqu'à présent 8 lampes sont branchées en série sur le réseau ce qui interdit toute commande individuelle.

L'appareil conçu dans ce projet contient un « Power Factor Corrector PFC » pour pouvoir créer un bus de tension à 400V et un convertisseur de type « Forward » pour chaque lampe qui réduit la tension à 28 Volts efficace.

Le convertisseur Forward a été conçu lors du travail de semestre. L'objectif est de simuler et concevoir le PFC et de réaliser le tout en utilisant un DSP pour la régulation du PFC et la commande du Forward.

### Résultats

Le convertisseur Forward réalisé fonctionne correctement, cependant les transformateurs chauffent un peu trop.

Le PFC conçu et réalisé fonctionne correctement à puissance nominale mais moins bien à basse puissance.

La régulation par le DSP ainsi que la commande des lampes fonctionne.

### Mots-clés

Power Factor Corrector, Convertisseur Forward, Bus de tension, DSP

### Ziel

*Die ACL sind Lampen 28V/250W, die im Bereich der Szenenbeleuchtung verwendet werden. Bis heute 8 Lampen werden in Serie auf dem Netz angeschlossen, was jeden Einzelantrieb verbietet.*

*Das geplante Gerät in diesem Projekt enthält ein « Power Factor Corrector PFC », um einen Spannungsbus von 400V schaffen zu können. Die Projekt enthält auch einen Konverter von Typ « Forward » für jede Lampe, die die Spannung auf 28 Volt reduziert.*

*Der Forward-Konverter ist bei der Arbeit von Halbjahr geplant worden. Die Zielsetzung ist, das PFC zu simulieren und zu planen, und zu verwirklichen das Ganze mit einem DSP für die Regulierung.*

### Resultate

*Der Forward Konverter funktioniert richtig aber die Transformatoren heizen ein wenig.*

*Das PFC funktioniert richtig an der Nennleistung aber ziemlich schlecht an einer niedrigeren Leistung.*

*Die Regulierung durch das DSP sowie den Auftrag der Lampen funktioniert.*

### Schlüsselwörter

*Power Factor Corrector, Forward Konverter, Spannungsbus, DSP*

## **1 TABLE DES MATIÈRES**

1	Table des matières .....	1
2	Annexes .....	3
3	Références .....	3
4	Introduction .....	4
5	Objectif .....	4
6	Planification .....	4
7	Schéma bloc .....	5
8	Convertisseur Forward .....	6
8.1	Choix de transistors .....	7
8.1.1	Calcul de refroidissement .....	7
8.2	Sécurité .....	8
8.2.1	Simulation .....	8
9	Carte Forward .....	9
9.1	Schéma bloc .....	9
9.2	Conception .....	9
9.2.1	Réglage Duty Cycle .....	9
9.2.2	Alimentation .....	10
9.2.3	Drivers .....	10
9.2.4	Protection MOSFET .....	11
9.2.5	Bascule RS .....	12
10	Tests Carte Forward .....	13
10.1	Partie 15V .....	13
10.1.1	Oscillateur .....	13
10.1.2	Sorties SG3525 .....	13
10.1.3	Commandes MOSFETs .....	14
10.1.4	Overload .....	14
10.2	Mesure en court-circuit .....	15
10.2.1	Mesure VDS .....	16
10.3	Mesure avec lampe halogène .....	16
10.3.1	Commutations .....	18
10.3.2	Démarrage .....	19
10.3.3	Réglage de tension de sortie .....	21
10.3.4	Analyse ondulation de sortie .....	22
10.3.5	Filtrage tension de sortie .....	23
11	Power Factor Correcteur .....	24
11.1	Principe de régulation .....	24
11.2	Condensateurs .....	25
11.3	Inductance du PFC .....	26
11.3.1	Conception .....	27
11.4	Régulation .....	28
11.4.1	Feed Forward .....	29
11.4.2	Régulation en courant .....	30
11.4.3	Régulation en tension .....	31
11.4.4	Simulation .....	32
11.5	Démarrage PFC .....	35
11.5.1	Simulation .....	36
12	Carte PFC Forward 2 Canaux .....	38
12.1	Choix des éléments de puissance .....	39
12.1.1	Diode du pont d'entrée .....	39
12.1.2	Thyristor du pont d'entrée .....	39
12.1.3	Switch du PFC .....	40
12.1.4	Diode du PFC .....	40
12.2	Refroidissement .....	41
12.2.1	IGBT .....	41
12.2.2	Diode PFC .....	41

12.2.3	Thyristors du pont d'entrée.....	41
13	Tests carte PFC Forward 2 canaux .....	42
13.1	Flyback .....	42
13.1.1	Optimisation consommation .....	43
13.1.2	Remarque .....	44
13.2	DSP .....	45
13.3	Pont d'entrée .....	47
13.3.1	Soft start .....	48
13.4	IGBT .....	48
13.4.1	Commutations .....	49
13.5	Régulation .....	51
13.5.1	Régulation du courant .....	51
13.5.2	Analyse Spectrale .....	53
13.5.3	Régulation de la tension .....	53
13.6	Canaux de sortie.....	54
13.6.1	Transformateur du Forward .....	54
13.6.2	Test de l'overload .....	55
13.7	Rendement .....	56
14	Conclusions.....	57
15	Remerciements.....	57

## **2 ANNEXES**

---

- Annexe 1 : Les normes de l'association Suisse des électriciens EN61000-3-2
- Annexe 2 : Test de la self du PFC, inductance et saturation
- Annexe 3 : Comparatif des différents snubber pour le filtrage de la tension de sortie
- Annexe 4 : Test du transformateur du Forward
- Annexe 5 : Caractéristiques du refroidisseur SK100
- Annexe 6 : Schéma du step up down
- Annexe 7 : Schéma de la carte 1 : ACL command
- Annexe 8 : Schéma de la carte 2 : ACL PFC command 2 channels
- Annexe 9 : Schéma bloc du code du DSP
- Annexe 10 : Schéma bloc du superviseur

## **3 RÉFÉRENCES**

---

Les références se trouvent sur le CD du travail de diplôme.

- [1] : Lampe ACL 28V/250W
- [2] : Lampe halogène 24V/250W
- [3] : Datasheet du comparateur LM311
- [4] : Datasheet du driver TLP705
- [5] : Datasheet du MOSFET du Forward FCP11N60F
- [6] : Datasheet de la ferrite transformateur Forward E32/16/9
- [7] : Datasheet de la porte NAND pour RS de l'overload CD4093BC
- [8] : Datasheet du générateur d'impulsions SG3525
- [9] : Datasheet des condensateurs du point milieu NRLMW 330uF 250V
- [10] : Datasheet de la diode régulateur de tension du Flyback LMV431
- [11] : Datasheet du PWM Controller du Flyback LM5021
- [12] : Datasheet des diodes du pont d'entrée BY550
- [13] : Datasheet des thyristors du pont d'entrée
- [14] : Datasheet de l'IGBT du PFC IRG4PC50W
- [15] : Datasheet de la diode du PFC DSEI3010A
- [16] : Datasheet du driver TLP251
- [17] : Datasheet de la ferrite de la self PFC 42/21/20
- [18] : Rapport du projet de semestre



## **4 INTRODUCTION**

---

Les lampes ACL ou Anti Collision Lamps ont tout d'abord été développées dans le domaine de l'aviation. En effet, ce type de lampes a l'avantage de créer un faisceau de lumière très fin et d'une grande luminosité. Ces caractéristiques ont rendu ces lampes attrayantes pour le domaine de l'éclairage professionnel.

Ces lampes fonctionnent en 28V/250W et jusqu'à présent elles étaient montées en série de huit et directement raccordées au réseau 230 Volts. Malheureusement, les Anti Collision Lamps ont un sérieux désavantage, leur durée de vie ne dépasse guère les 25 heures d'utilisation, donc avec ce montage si une lampe ne fonctionne plus, c'est toute la rangée qui s'éteint. De plus, le montage en série interdit toute commande individuelle.

L'idée est de concevoir un montage de commande pour ces lampes, comprenant la partie électronique de puissance et la commande dans un tube qui sert de support pour le montage des lampes ACL.

Suite aux résultats obtenus lors du travail de semestre, le but est de réaliser le convertisseur Forward et de dimensionner, simuler et réaliser un circuit Power Factor Corrector PFC.

Le datasheet des lampes ACL est en référence 1.

## **5 OBJECTIF**

---

Le travail consiste à :

- Réaliser le convertisseur Forward.
- Concevoir et réaliser un circuit PFC.
- Etudier et réaliser la régulation du convertisseur Forward et du PFC à l'aide d'un DSP.
- Réaliser des tests exhaustifs du système.

## **6 PLANIFICATION**

---

L'attribution du thème se fait le 1<sup>er</sup> septembre 2008, la remise du rapport est pour le 21 novembre 2008.

L'exposition des travaux de diplôme est prévu pour la journée du 28 novembre 2008 et la défense oral aura lieu le 4 décembre 2008 à 8h00 en salle BR01.

## 7 SCHÉMA BLOC

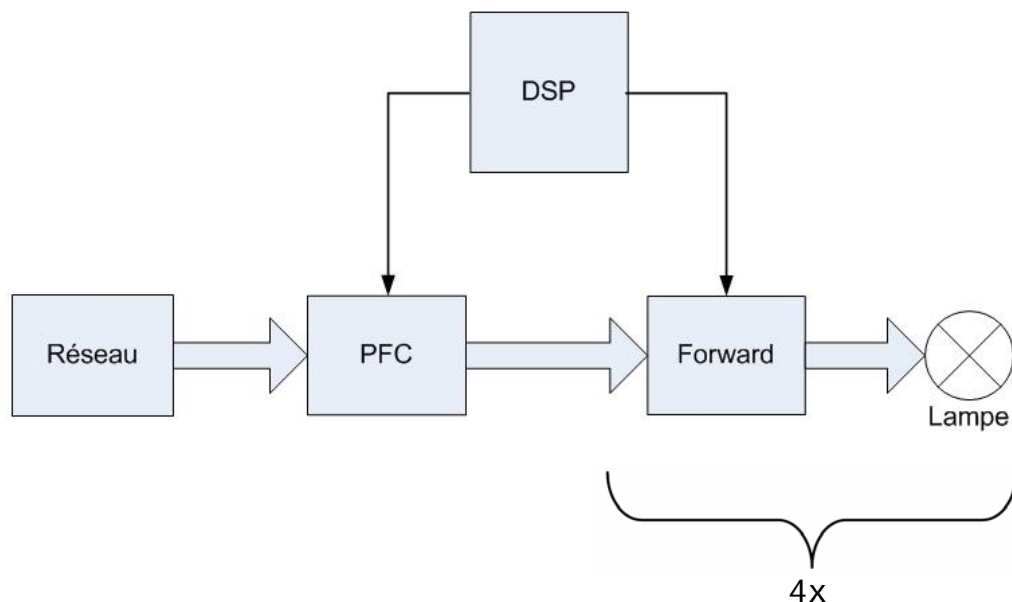


Figure 7.1 : Schéma bloc du système

Le PFC est utilisé pour redresser la tension du réseau tout en consommant un courant sinusoïdal afin de respecter la norme EN 61000-3-2 de l'Association Suisse des Electriciens (Annexe 1). Le PFC fournit une tension de 400Vdc au convertisseur Forward. La régulation du PFC est gérée par le DSP

Le convertisseur Forward doit passer à  $28V_{RMS}$ , en effet la lampe peut consommer du courant alternatif ou continu, c'est la valeur efficace qui détermine sa puissance.

La variation d'intensité lumineuse est faite par le DSP qui commande la commutation du convertisseur Forward.

Il y aura quatre fois la partie Forward/Lampe.



## 8 CONVERTISSEUR FORWARD

La conception du convertisseur Forward a été faite lors du travail de semestre (référence 18), la solution retenue a été un push-pull.

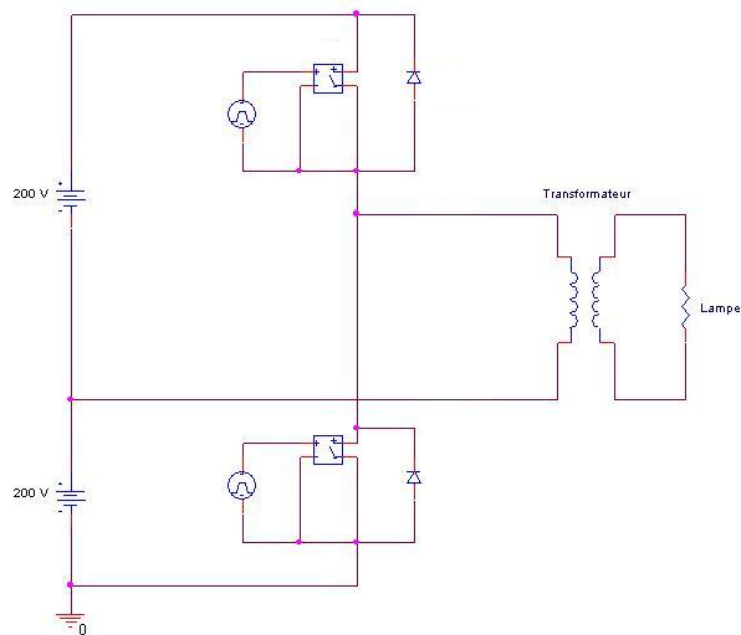


Figure 8.1 : Schéma de principe du push-pull

En Figure 8.1 se trouve le principe de fonctionnement du push-pull du circuit à réaliser.

Les 400 Volts fournis par le PFC sont séparés en deux fois 200 Volts à l'aide de deux condensateurs, ici représentés par deux sources de tension. Les transistors commutent afin d'obtenir  $\pm 200$  Volts à l'entrée du transformateur.

Le transformateur est dimensionné pour avoir  $\pm 28$  Volts sur la lampe, ici représenté par une résistance.

Comme dit plus haut, il n'est pas nécessaire de redresser cette tension car l'intensité lumineuse de la lampe se fait en fonction de la tension efficace.

La résistance de la lampe est la suivante :

$$R_{lampe} = \frac{U_{lampe}^2}{P_{lampe}} = \frac{28^2}{250} = 3.14 \Omega$$

La conception du transformateur a été réalisée au point 7.3 du travail de semestre (référence 18), le noyau choisi est un E32/16/9 de chez Epcos (référence 6). Il reste cependant à dimensionner le reste du circuit.

## 8.1 Choix de transistors

Le choix du transistor est fait dans le but de minimiser les pertes, plusieurs famille de transistor ont été évalués : MOSFET, Cool-MOS, IGBT.

Il en ressort qu'il est préférable d'opter pour un type légèrement surdimensionné afin de réduire les pertes de conduction.

Le transistor choisi est le FCP11N60F (référence 5), c'est un MOSFET 600V 11A

### 8.1.1 Calcul de refroidissement

Pour un transistor de famille MOSFET, les pertes de conduction se calculent à l'aide de la résistance de conduction  $R_{DS_{ON}}$  et du courant efficace parcourant le transistor. Cependant la valeur de cette résistance est en règle générale influencée par la température, il est donc important d'étudier le datasheet pour savoir à quel point.

Ici la résistance est donnée pour une température de 100°C et la valeur de courant efficace vient des simulations faites au travail de semestre.

$$P_{Cond} = R_{DS_{ON}} \cdot I_{RMS}^2 = 0.5 \cdot 0.87^2 = 378mW$$

Les pertes se composent généralement des pertes de conduction et de commutation, l'avantage des MOSFET est que les pertes de commutation sont négligeables.

Pour déterminer si il y a besoin d'un refroidisseur, le datasheet donne la valeur de la résistance thermique " jonction à ambiant "  $R_{th_{JA}}$  ainsi que la température de jonction maximale  $T_{JMAX}$ .

$$R_{th_{JA}} \leq \frac{T_{JMAX} - T_A}{P_{TOT}} \Rightarrow T_{AMAX} = T_{JMAX} - R_{th_{JA}} \cdot P_{TOT} = 150 - 62.5 \cdot 0.378 = \underline{128.4^{\circ}C}$$

Au vue du calcul ci-dessus il n'est pas nécessaire d'utiliser un refroidisseur, c'est l'avantage d'utiliser des composants légèrement surdimensionnés avec moins de pertes.

## 8.2 Sécurité

Il est important de vérifier les effets d'erreur d'utilisation qui pourraient être dangereuse et au besoin de les limiter.

Dans notre système le point critique est la sortie vers la lampe. Si l'utilisateur fait un court-circuit en sortie, il faut déterminer si les switchs peuvent supporter le courant de court-circuit.

Pour que les simulations correspondent à la réalité il faut rajouter les résistances de cuivre du transformateur.

### 8.2.1 Simulation

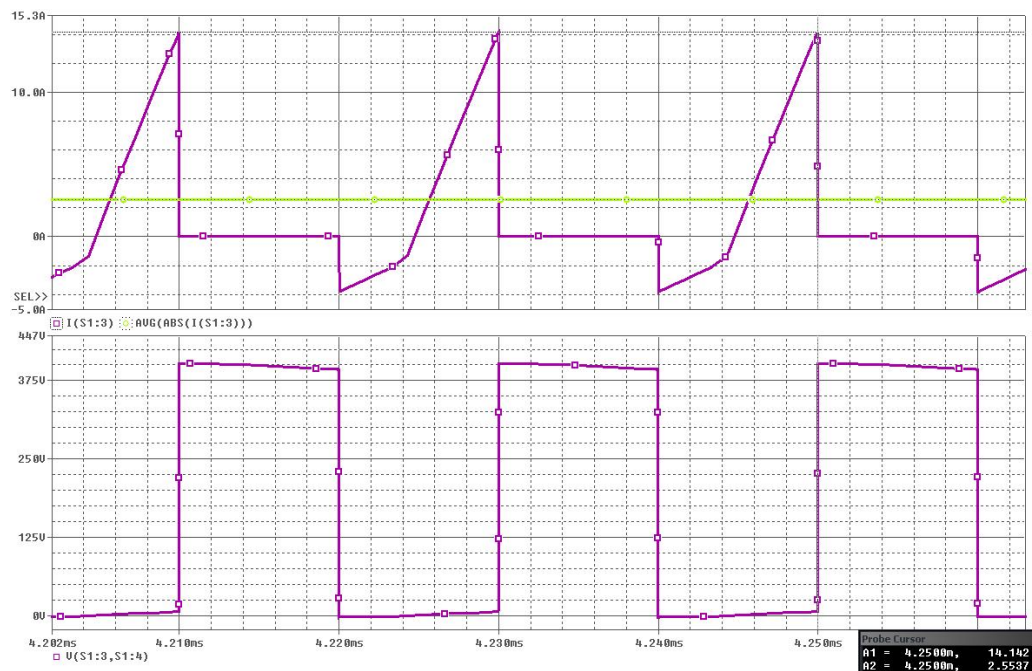


Figure 8.2 : Simulation court-circuit

Le courant ne dépasse pas les 15 Ampères et le courant moyen se situe autour des 2.5 Ampères.

Le MOSFET choisi supporte 33 Ampères pic et 7 Ampères continue, il devrait donc supporter un court circuit de sortie.

Il ne serait donc pas nécessaire d'utiliser des protections de switch, la détection de court-circuit peut se faire en mesurant la tension de sortie.

Cependant par précaution, un système de protection de switch est mis en place.

## 9 CARTE FORWARD

Une première carte est réalisée afin de pouvoir tester seulement le Forward, par la suite sera rajouté le PFC et le DSP sur une seconde carte.

Les schémas de cette carte sont en annexe 7.

### 9.1 Schéma bloc

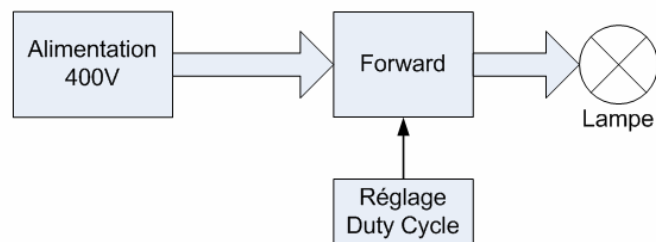


Figure 9.1 : schéma bloc de la carte Forward

Le système est simplifié le plus possible pour minimiser les risques d'erreurs sur la carte et pouvoir effectuer les premiers tests efficacement. Comme le DSP n'est pas sur cette carte, il est nécessaire de prévoir un système de réglage du duty cycle afin de pouvoir varier la tension de sortie.

### 9.2 Conception

#### 9.2.1 Réglage Duty Cycle

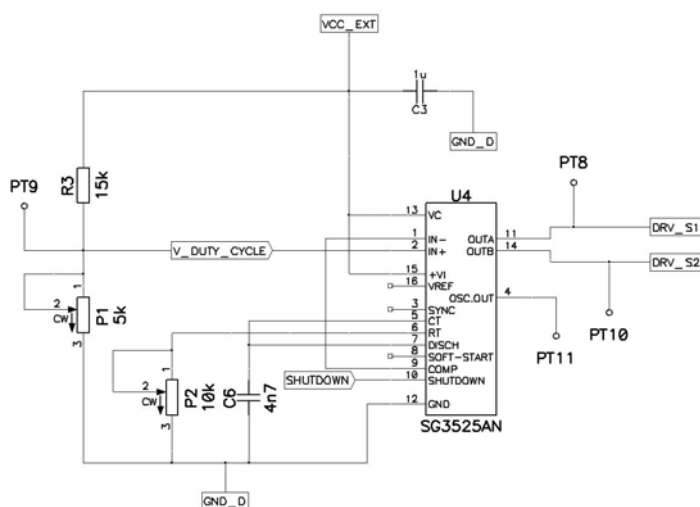


Figure 9.2 : Schéma du SG3525

Le réglage du duty cycle des deux switches se fait à l'aide d'un SG3525 (référence 8). Ce composant donne des impulsions décalées symétriquement sur ses deux sorties OUT A et OUT B.

La fréquence de ces impulsions est donnée par un oscillateur réglable à l'aide d'un condensateur et d'une résistance. Ici le potentiomètre P2 a été préféré à une résistance afin de fixer précisément la fréquence d'oscillation.

Le duty cycle de ces impulsions est défini par la tension appliquée sur l'entrée IN+, cette tension est réglable par le potentiomètre P1. Ainsi l'intensité de la luminosité de la lampe est réglable par ce potentiomètre.

Le SG3525 possède également une entrée SHUTDOWN actif haute afin de pouvoir couper les sorties.

### 9.2.2 Alimentation

Par la suite, les alimentations des composants devront se faire par le réseau, mais pour cette première carte, il est plus simple d'utiliser une alimentation externe et de rajouter des convertisseurs DC/DC +16V/-8V pour les drivers. En effet, les MOSFETs sont alimentés en +16V/-8V par sécurité, avec une tension négative le MOSFET ne risque pas de s'enclencher par le bruit sur le signal de commande.

### 9.2.3 Drivers

Les drivers utilisés sont des TLP705 (référence 4), ce sont des drivers rapides, ils peuvent être utilisés jusqu'à 250kHz. Ils sont alimentés par les convertisseurs DC/DC pour attaquer les MOSFETs et ils peuvent fournir 450mA.

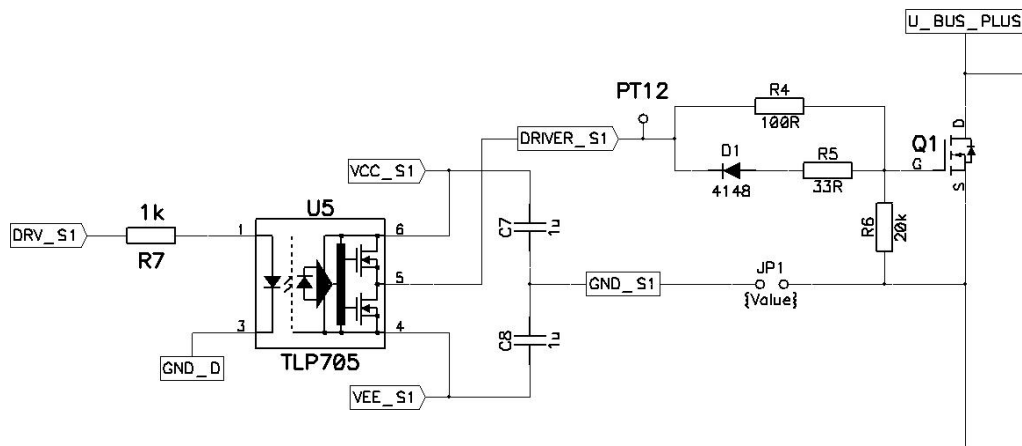


Figure 9.3 : Schéma du driver TLP705

Il est important d'avoir un temps d'enclenchement supérieur au temps de déclenchement pour éviter, les courts-circuits. Pour ce faire, deux résistances sont mises en parallèle avec une diode pour l'une d'elle.

On voit sur la Figure 9.3 que la résistance d'enclenchement est R4, tandis que celle de déclenchement équivaut à R4 en parallèle à R5.

Ces résistances doivent être choisies en fonction du courant que peut fournir le driver.

$$R_{ENCL\_MIN} = \frac{V_{a\lim+}}{I_{driver}} = \frac{16V}{450mA} = 35.5\Omega \quad R_{DECL\_MIN} = \frac{V_{a\lim-}}{I_{driver}} = \frac{8V}{450mA} = 17.77\Omega$$

La résistance d'enclenchement est de 100Ω, ce qui retarde l'enclenchement par sécurité.

$$R_{DECL} = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} = \frac{100 \cdot 33}{100 + 33} = 24.8\Omega$$

La résistance de déclenchement est proche de la limite afin d'obtenir un déclenchement rapide. Ces résistances pourront être modifiées par la suite, si des phénomènes de surtension ou de courant inverse sont détectés.

#### 9.2.4 Protection MOSFET

Un circuit de protection des switchs est mis en place pour éviter de détruire les MOSFETs en cas de problème. L'idée est de mesurer la tension  $V_{DS}$  lorsque le switch conduit, si cette tension dépasse le niveau admissible un signal overload est envoyé au SG3525. Le problème est que lorsque le switch est fermé, il y a 200V.

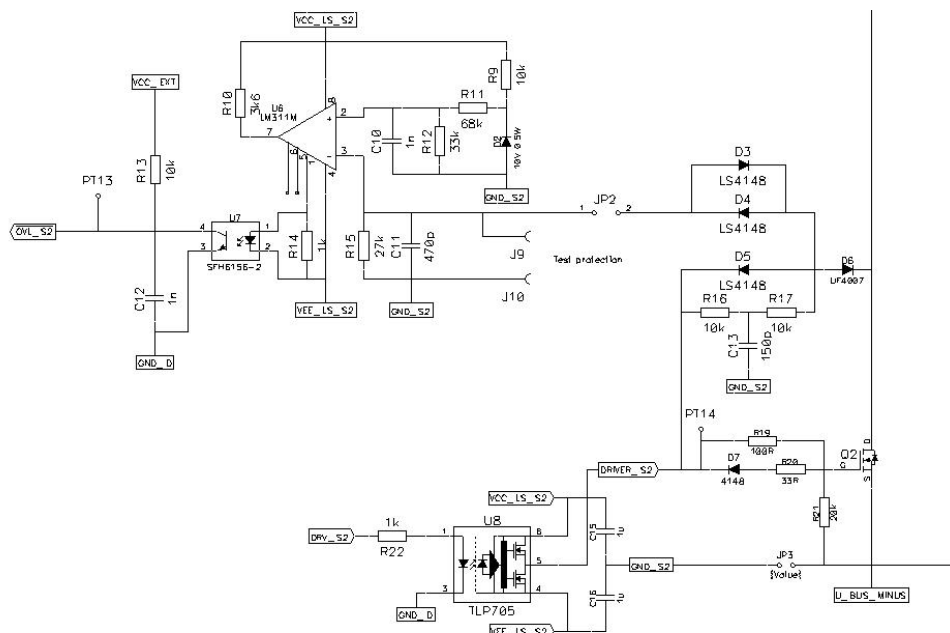


Figure 9.4 : Schéma de la protection MOSFET

Le système se comporte de la façon suivante :

Lorsque la tension positive (+16V) est appliquée sur le MOSFET, un courant parcourt la diode de puissance D6, la diode D4 est là pour compenser la chute de tension de diode D6, ainsi la tension qui arrive au comparateur LM311 (référence 3) et de :

$$V_{DS} + V_{D6} - V_{D4} = V_{DS} + 0.7 - 0.7 = V_{DS}$$

Lorsque la tension négative (-8V) est appliquée sur le MOSFET, la diode D6 bloque, et c'est le - 8 V qui arrive au comparateur.

Le LM311 compare la tension VDS avec la tension de référence supportable définie par le diviseur de tension R11 et R12. Si VDS dépasse la tension de référence la sortie 1 active l'optocoupleur qui envoie un signal d'overload.

### 9.2.5 Bascule RS

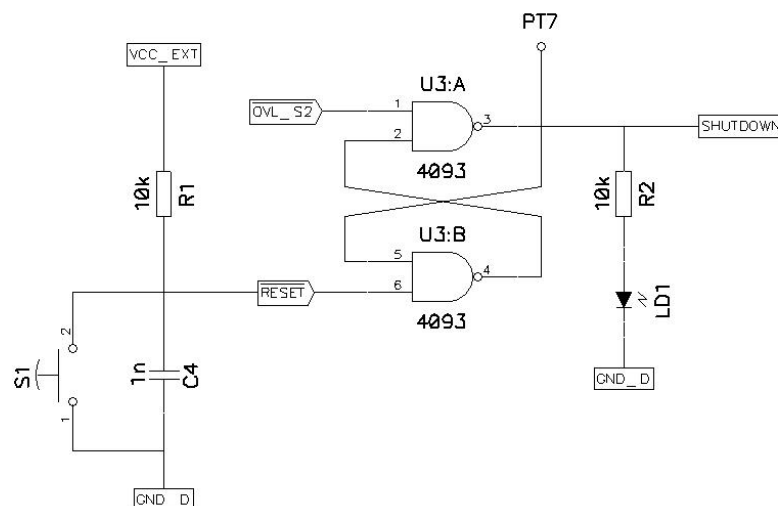


Figure 9.5 : Schéma de la bascule RS

Lorsque l'overload coupe les signaux de commande du SG3525, les deux switchs sont à l'état bloqué, il n'y a plus de tension sur le LM311. L'overload va donc repasser à 0 ce qui a pour effet de réenclencher le SG3525. Comme il faut attendre que le problème soit résolu pour réenclencher le SG3525, il faut prévoir une mémoire.

Une bascule RS formé de deux portes NAND (référence 7) garde en mémoire l'état de l'overload, pour réenclencher le SG3525, il faut appuyer sur le bouton poussoir S1.

La Led LD1 signal un overload.

Les entrées des portes non utilisées sont mises à la masse

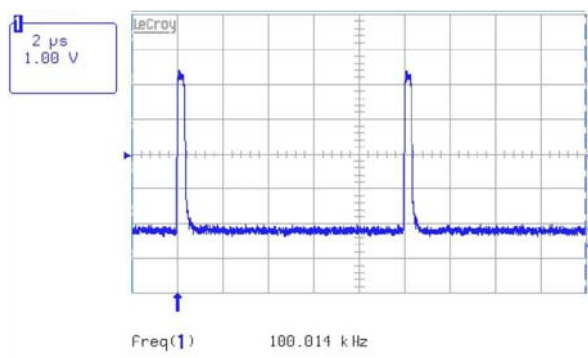


## 10 TESTS CARTE FORWARD

### 10.1 Partie 15V

Pour débiter les tests de la carte, seul la partie basse puissance est étudiée. Si tout est en ordre la partie puissance sera connectée.

#### 10.1.1 Oscillateur

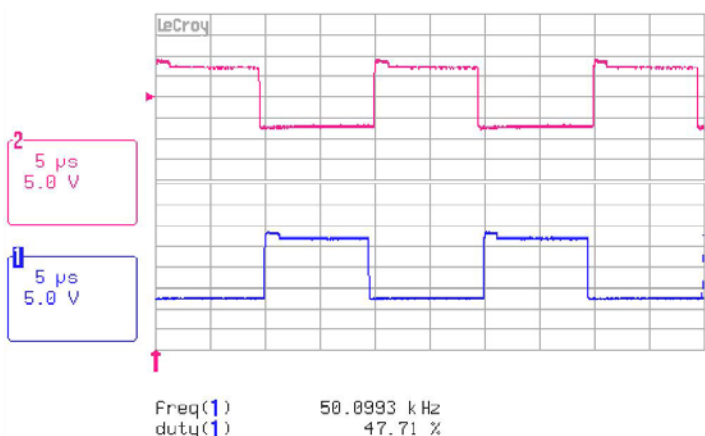


Le signal de l'oscillateur est mesuré, il est réglable au moyen du potentiomètre P2

Pour que les impulsions de commande des MOSFETs soient à 50kHz, il faut que l'oscillateur ait une fréquence de 100kHz

Figure 10.1 : Test de l'oscillateur

#### 10.1.2 Sorties SG3525

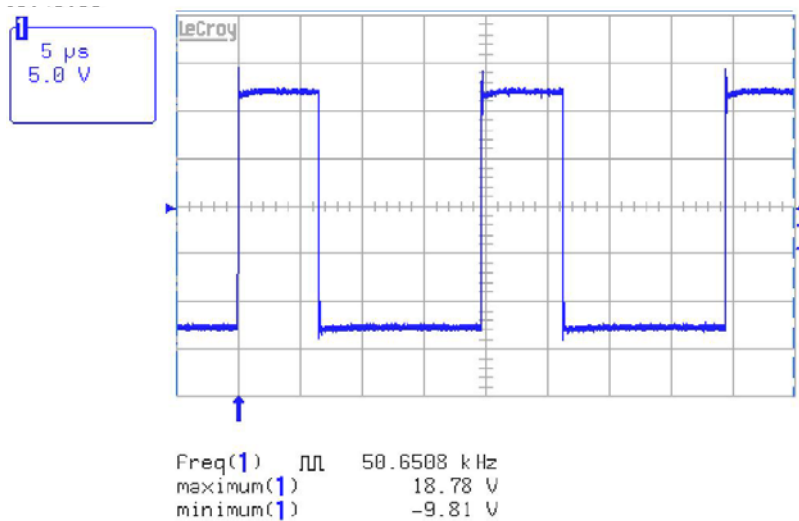


Les deux sorties OUT A et OUT B sont bien à 50kHz. Les deux signaux sont effectivement décalés de façon symétrique.

Le duty cycle maximum est de 47.71 %, il est réglable à l'aide du potentiomètre P1.

Figure 10.2 : Test des sorties du SG3525

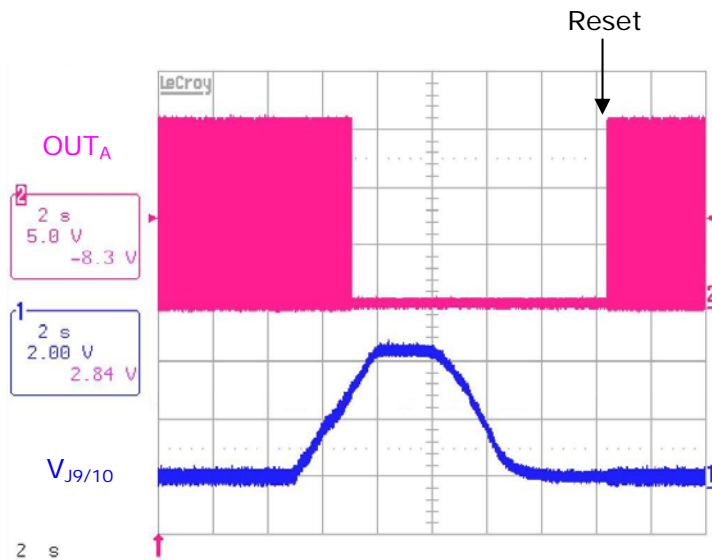
### 10.1.3 Commandes MOSFETs



On retrouve le signal du SG3525 à la sortie des optocoupleurs en + 16 V / - 8 V.

Figure 10.3: Test de la commande MOSFET

### 10.1.4 Overload



Avec ce test, on vérifie que le système de protection et de maintien fonctionne correctement. Le jumper JP2 est enlevé et une tension est appliquée sur les bornes J9/10.

A un certain niveau, réglable par la suite, les signaux de commande du SG3525 s'arrêtent et reste tous les deux à zéro. La bascule RS garde le signal d'overload, Le SG3525 ne se réenclenche que lors du Reset.

Figure 10.4 : Test de l'overload

Le système de protection devra aussi être testé en fonctionnement normal, afin de voir si le système déclenche à bien à 50kHz.

La partie basse puissance fonctionne correctement, il est maintenant temps de s'intéresser à la partie puissance.

## 10.2 Mesure en court-circuit

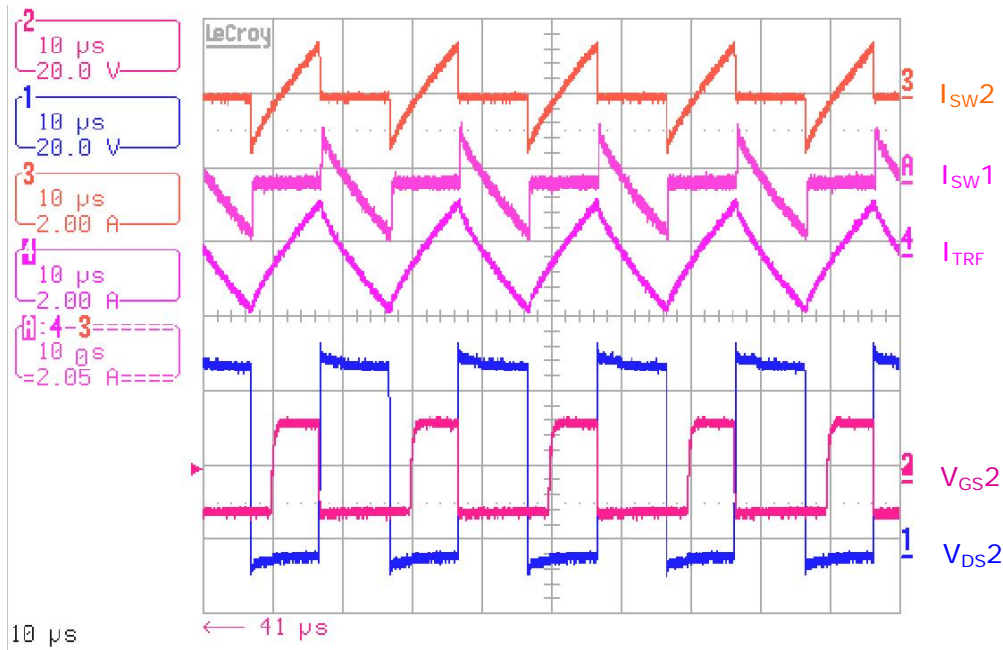
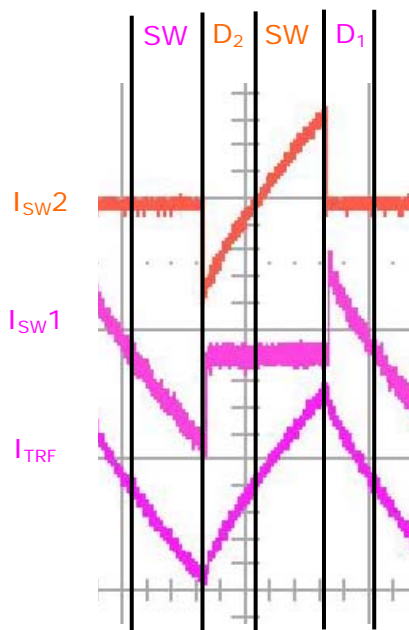


Figure 10.5 : Mesure courant et tension de switches



Pour effectuer ce test, la tension  $U_{BUS}$  est seulement de 60V car cela suffit pour observer les courants.

Lorsque l'on met la sortie en court-circuit, on distingue très bien les différentes zones de conduction :

1. Le switch 1 conduit, le courant dans la bobine est fixé dans un sens.
2. Le switch 1 est ouvert, le courant accumulé dans la bobine passe dans la diode 2, la bobine se décharge.
3. Lorsque le courant arrive à zéro, le switch 2 peut s'enclencher et le courant passe dans l'autre sens.
4. Le switch 2 s'ouvre, le courant passe dans la diode 1.

Figure 10.6 : Zone de conduction

### 10.2.1 Mesure VDS

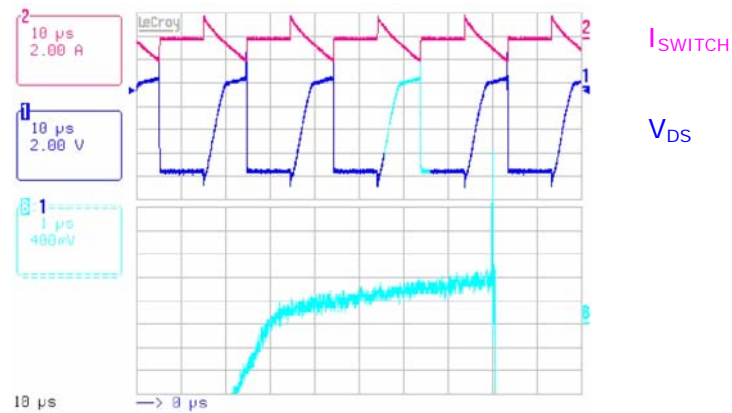


Figure 10.7 : Mesure VDS pour la protection

Toujours en court-circuit, la tension VDS est mesurée. Lorsque le transistor bloque la tension est de – 8 V comme vu plus haut.

En cas de conduction, on constate ici qu'il y a environ 800mV mesuré pour un courant de 2A traversant le transistor. Ce qui veut dire que  $R_{DS(on)}$  serait de 0.4 Ohm. Ça correspond bien au datasheet qui donnait un  $R_{DS(on)}$  allant de 0.3 à 0.5 Ohm selon la température.

### 10.3 Mesure avec lampe halogène

Pour pouvoir tester en fonctionnement, des lampes halogènes 24V/250W sont utilisées (référence 2). Comme les lampes ACL sont 28V 250W il suffit simplement de mettre une tension appropriée sur le pont pour avoir à peu près les mêmes conditions d'utilisations.

Comme le rapport de transformation est connu, la tension est de :

$$2 \cdot V_{Lampe} \cdot \ddot{u} = 2 \cdot 24 \cdot 7,14 = 342,7V$$

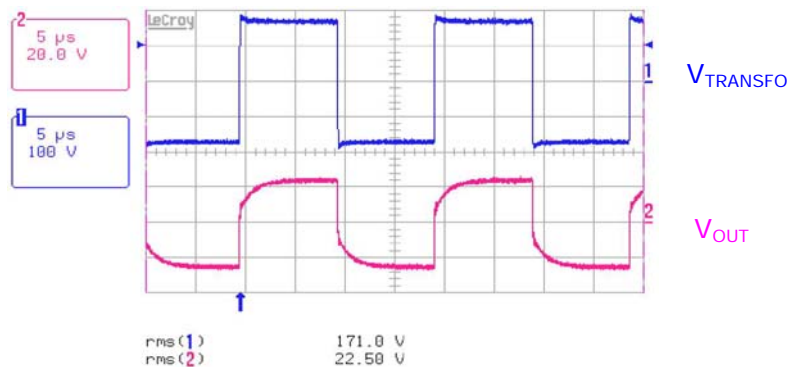


Figure 10.8 : Mesure tension de sortie RMS

On constate que la tension efficace de sortie est quelque peu moins élevée que prévue comme le signal n'est pas totalement carré.

Pour remédier à ce problème, il suffit de réadapter le rapport de transformation à l'erreur calculable ici.

$$Erreur = \frac{24}{22.5} = 6.25\%$$

Le nouveau rapport de transformation est donc de :

$$\ddot{u} = \frac{U_{in}}{U_{out}} \cdot (1 - Erreur) = \frac{200}{28} \cdot \left(1 - \frac{6.25}{100}\right) = 6.69$$

Le nombre de spires au secondaire doit être ramené de 14 spires précédemment à :

$$N_s = \frac{N_p}{\ddot{u}} = \frac{98}{6.69} = 14.6 \rightarrow 15 \text{ spires}$$

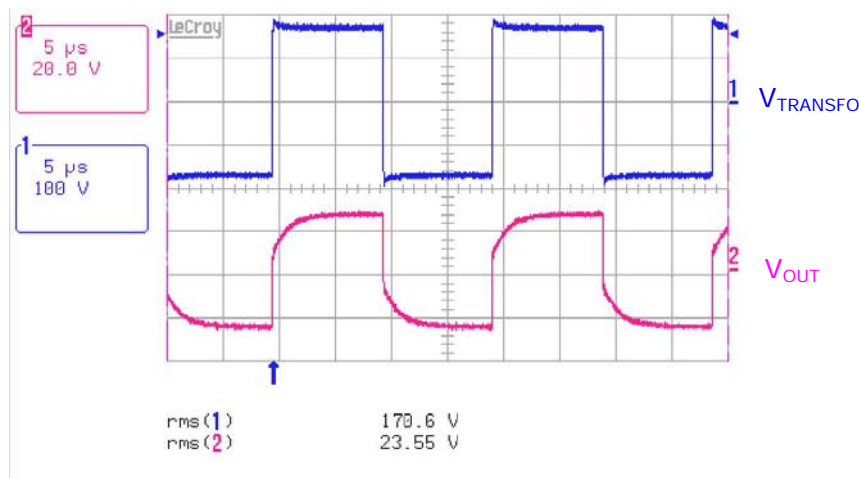


Figure 10.9 : Tension de sortie avec changement de spires au secondaire

En rajoutant une spire au secondaire, la valeur efficace de sortie est élevée d'un Volt.

Par la suite, le niveau de tension à la sortie du PFC sera adapté pour avoir les 28 V en sortie.

### 10.3.1 Commutations

#### 10.3.1.1 Enclenchement

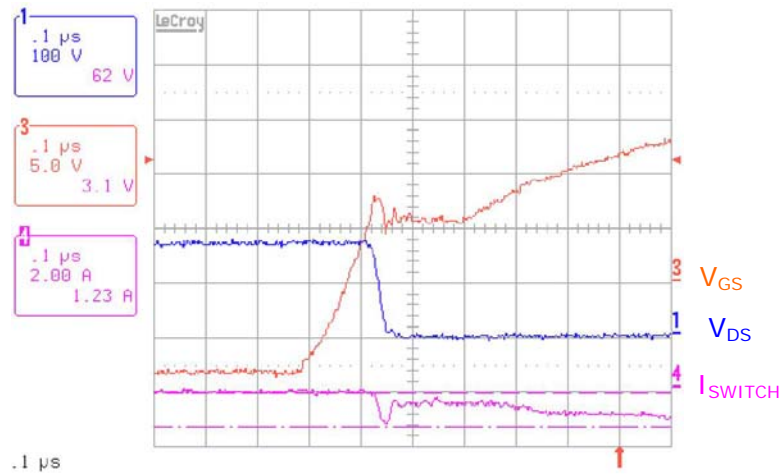


Figure 10.10 : Enclenchement du MOSFET

Lors de l'enclenchement, des phénomènes de courant inverse peuvent apparaître. En Figure 10.10, le courant inverse est de 1.2A, ce qui est acceptable.

#### 10.3.1.2 Déclenchement

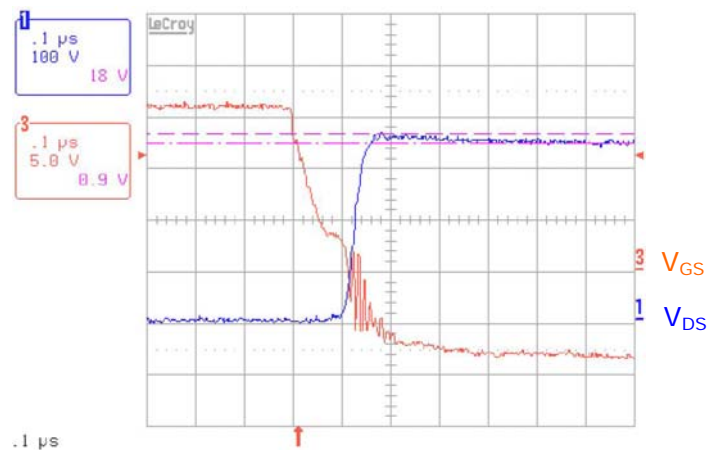


Figure 10.11 : Déclenchement du MOSFET

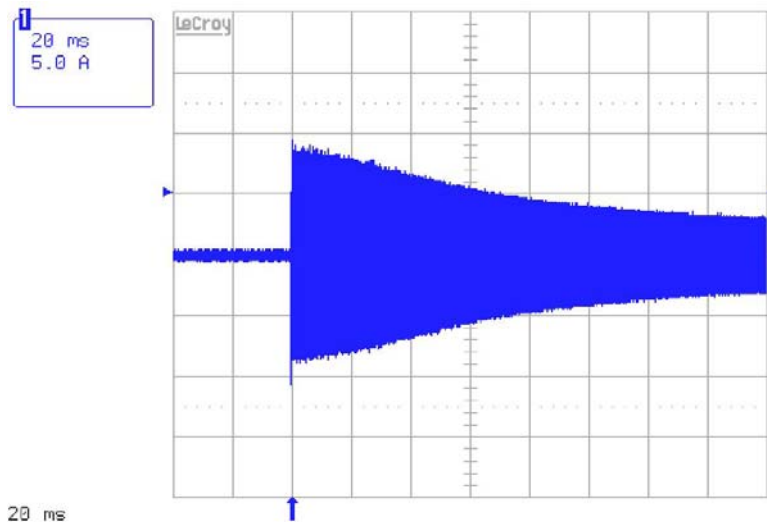
Lors du déclenchement une surtension apparaît sur la tension VDS, cette surtension dépend du temps de commutation. Ici elle est d'une vingtaine de Volts, pour une tension de bus de 340V.

Comme prévu dans le dimensionnement des résistances de gate, le temps d'enclenchement est plus lent que celui de déclenchement.

### 10.3.2 Démarrage

Pour simuler un brusque démarrage de la lampe, l'overload est activé et les 340 V sont appliqués en sortie.

Le démarrage se fait en resetant l'overload. Ici le courant au primaire est mesuré.

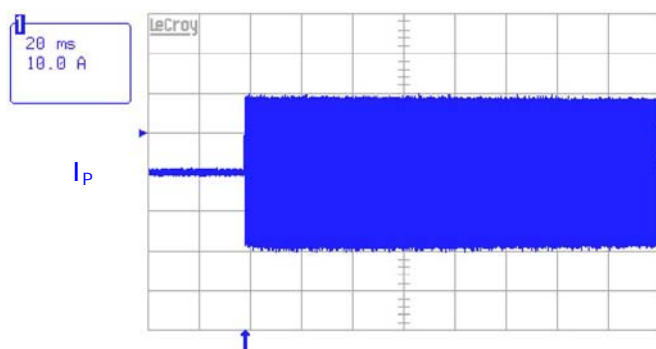


Lors d'un démarrage, le courant peut monter jusqu'à 10A, ce qui correspond à près de 6 fois le courant nominal :

$$I_p = \frac{P}{U} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} = \frac{250}{24} \cdot \frac{1}{6.69} = 1.55A$$

Figure 10.12 : Courant de démarrage

#### 10.3.2.1 Court-circuit



Lors d'un démarrage en court-circuit, le courant monte jusqu'au environ de 20A.

Il y a donc une marge de 10A entre le démarrage normal et en court-circuit. Il est donc possible d'ajuster le système de protection afin que le démarrage normal passe alors que le court-circuit soit bloqué.

Figure 10.13 : Courant de court-circuit



### 10.3.2.2 Saturation

Le danger dans ce circuit est que le transformateur sature, en effet si la commande manque une impulsion, le courant du transformateur ne se décharge pas et continue de là où il est resté lors de l'impulsion suivante.

Il apparaît que le SG3525 n'est pas complètement fiable, surtout dans ses extrema de duty cycle.

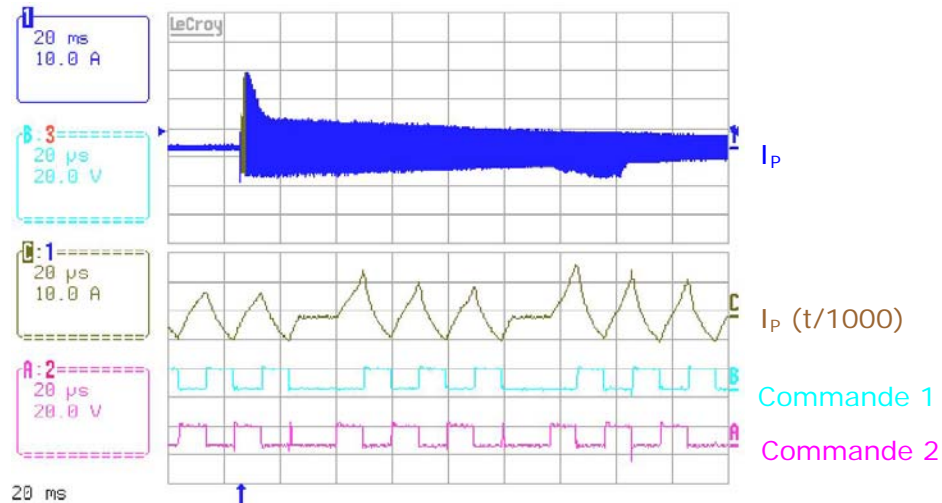


Figure 10.14 : Mesure saturation

En Figure 10.14, se trouve le test d'un démarrage normal comme vu plus haut. Lorsque le SG3525 manque une impulsion, le courant monte très vite à des niveaux dangereux pour le circuit.

Le réglage précis du circuit de protection devra se faire sur la carte à DSP, car le SG3525 a trop d'imprécisions pour pouvoir régler le circuit de façon optimale.

### 10.3.3 Réglage de tension de sortie

Le but premier de ce circuit est la commande de la tension sortie. L'utilisateur doit pouvoir varier l'intensité lumineuse des lampes en agissant sur la tension de sortie.

En analysant la tension VDS sur un transistor, les zones de conduction suivantes sont déterminées :

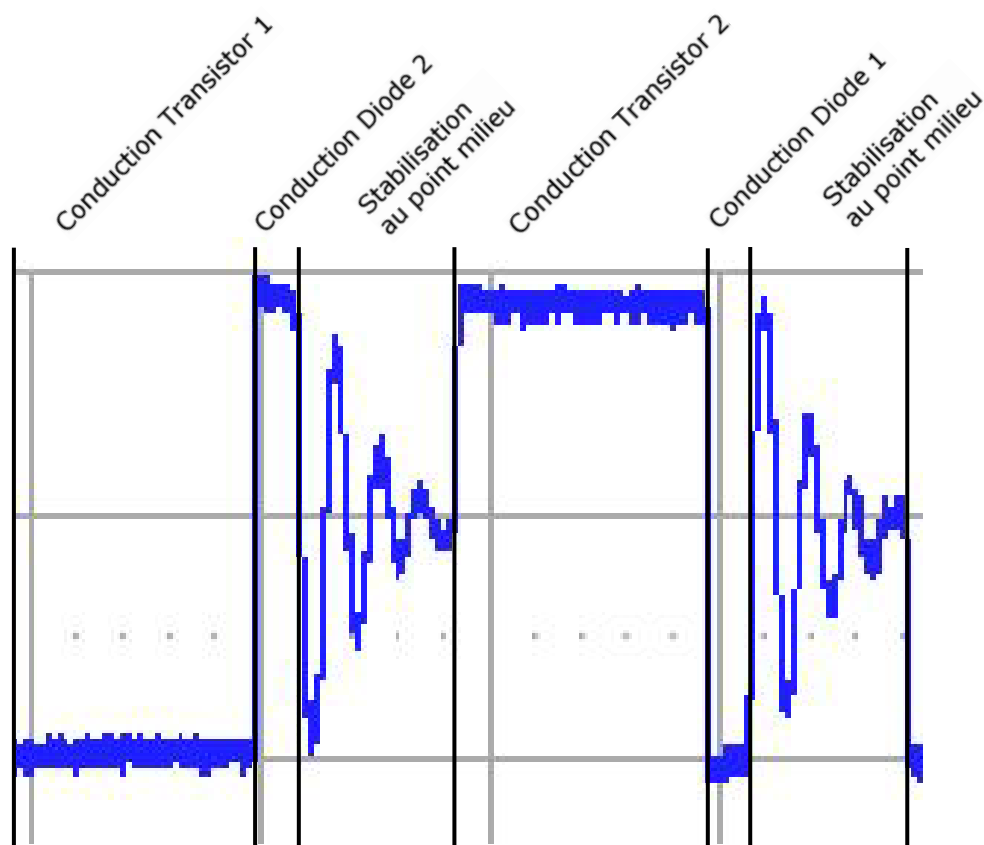


Figure 10.15 : Zone de conduction sur la tension VDS

Le circuit se comporte comme en simulation, sauf pour la stabilisation au point milieu, une ondulation non désirée est constatée.

Cette ondulation vient des capacités parasites du circuit.

### 10.3.4 Analyse ondulation de sortie

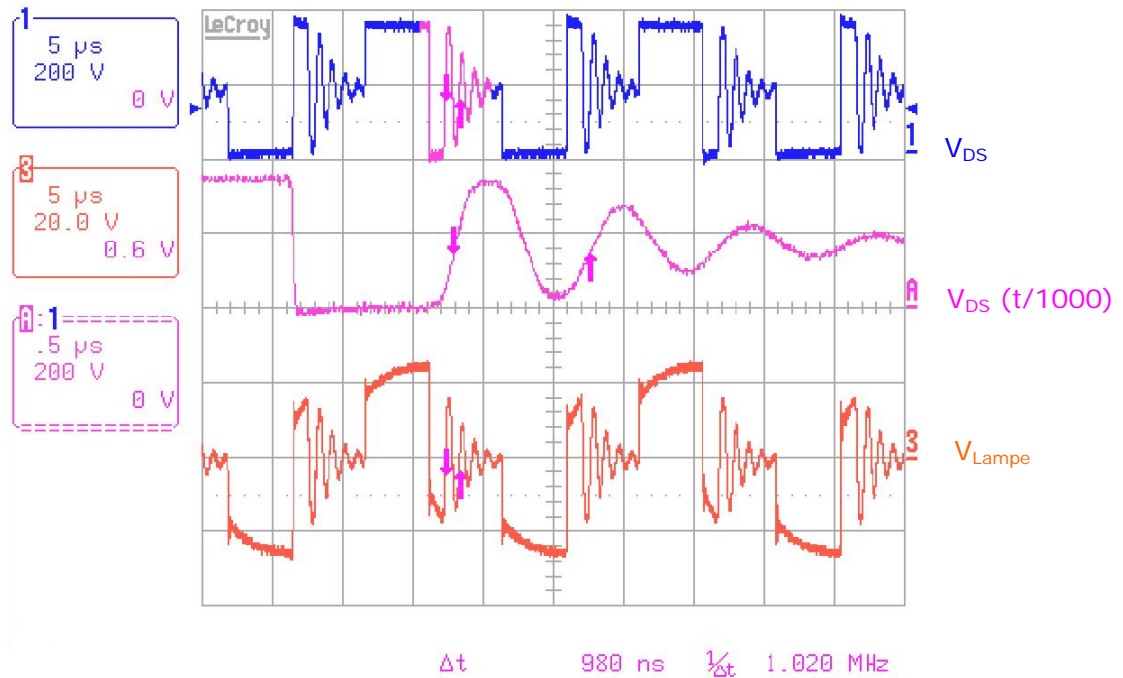


Figure 10.16 : Analyse ondulation de sortie

L'ondulation de  $V_{DS}$  se retrouve sur la tension de sortie, c'est un problème au niveau des perturbations EMC.

En effet, lors du travail de semestre, des calculs ont été réalisés pour s'assurer de limiter les perturbations (point 6.1 du travail de semestre référence 18). Ce système est destiné à une application dans le milieu du spectacle, particulièrement sensible aux distorsions, en particulier le matériel de son.

L'idée est d'installer le montage dans le tube des lampes, afin d'avoir une longueur de câble minimum, et de fixer une fréquence où ce câble n'agit pas comme une antenne.

La constatation était qu'à 50kHz, l'émission était suffisamment faible pour ne pas perturber les autres appareils.

Or ici l'ondulation de tension est à une fréquence de 1 MHz, ce qui créerait d'importantes émissions sur les câbles de lampes.

Il faut donc absolument enlever ces ondulations de tension, pour se faire un circuit RC, aussi appelé snubber, est ajouté au circuit.

### 10.3.5 Filtrage tension de sortie

Dans ce système, l'ondulation provient du transformateur et des capacités parasites du circuit. Pour enlever cette ondulation, il faut mettre un circuit RC en parallèle au primaire du transformateur.

La résistance à mettre se calcul de la façon suivante :

$$R \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

L'inductance de fuite a été mesurée sur le transformateur réalisé au point 10 du travail de semestre (référence 18), elle est de 66.6uH. Comme premier essai un condensateur de 680pF est utilisé.

$$R \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{L\sigma}{C}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{66.6 \cdot 10^{-6}}{680 \cdot 10^{-12}}} = 625.9\Omega$$

Le problème du snubber est qu'il génère des pertes.

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \Delta U^2 = \frac{1}{2} \cdot 680 \cdot 10^{-12} \cdot 400^2 = 46.55 \cdot 10^{-6} J$$

$$P = W \cdot 2 \cdot F = 46.55 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 4.65W$$

En annexe 3 se trouve un comparatif de différents filtres, avec la tension sur la lampe et sur la résistance du snubber à un duty cycle de 25% et à plein régime, ainsi que les pertes réelles calculées à l'aide de la tension RMS sur la résistance.

En effet, le snubber a été testé avec différents RC afin de déterminer quel filtre est le plus approprié à cette application en considérant l'efficacité et les pertes.

#### Constatations :

Les pertes sont plus importantes lorsque la tension de sortie est abaissée, ce qui est normal car c'est justement dans ce cas que le filtre RC doit travailler.

Il apparaît que le filtrage avec un condensateur de 330pF est le plus approprié pour lisser cette ondulation, tout en ne concédant pas trop de pertes.

## 11 POWER FACTOR CORRECTEUR

### 11.1 Principe de régulation

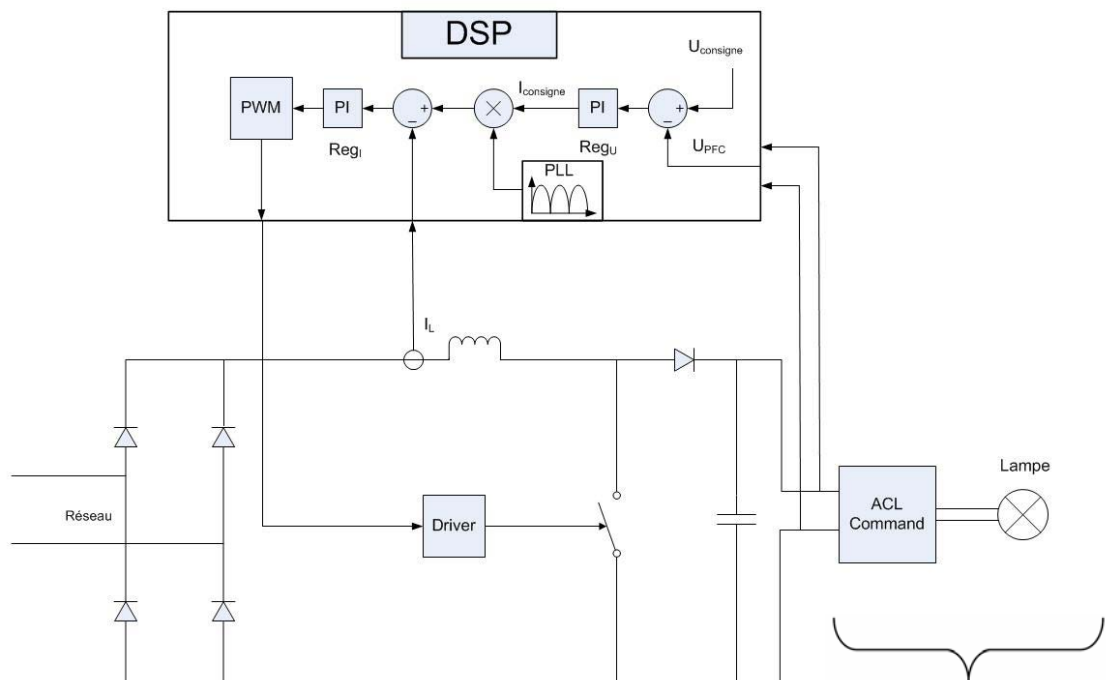


Figure 11.1 Schéma du PFC

4x

En Figure 11.1 se trouve le schéma du PFC avec son principe de régulation.

La régulation du PFC commence par un régulateur de tension PI, la tension d'entrée de l'ACL Command (400V) est mesurée et comparée à une valeur de consigne. Ce régulateur donne la consigne du régulateur de courant qui suit, laquelle est multipliée avec un sinus redressé de 100Hz donné par la PLL du DSP. Ainsi le courant de la self du PFC tend à être un sinus redressé. C'est le principe du PFC pour consommer un courant sinusoïdale du réseau. Le régulateur de courant va sur une PWM qui attaque le switch à l'aide d'un driver.

Avant de pouvoir estimer les paramètres des régulateurs de tension et de courant du PFC, il faut dimensionner l'inductance.

En réalité il n'y aura pas un condensateur au PFC mais quatre fois les deux condensateurs de point milieu du Forward. Il faut également les dimensionner.

## 11.2 Condensateurs

Les deux condensateurs du point milieu du Forward sont dimensionnés en utilisant la simulation pspice du travail de semestre. Un générateur de courant en sinus redressé simule le PFC.

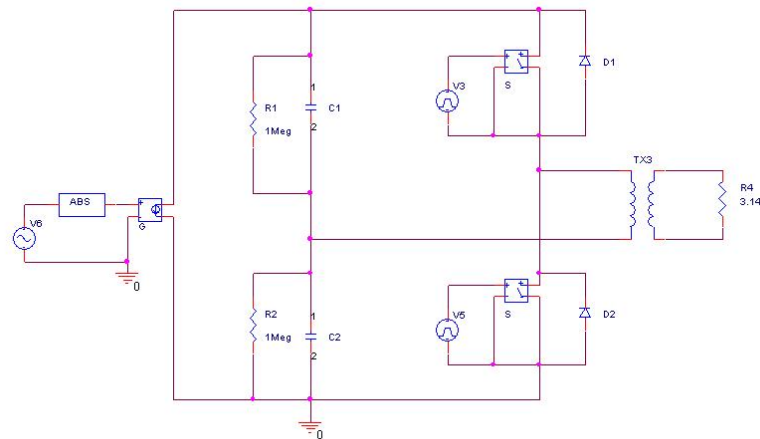


Figure 11.2 : Schéma pspice du Forward

Avec des condensateurs de 330uF, l'ondulation de tension est acceptable, environ  $\pm 5$  Volts pour une consommation de 250 Watts. Pour choisir un condensateur, il faut déterminer le courant qu'il doit fournir (Ripple Current).

Sur cette simulation en Figure 11.3, il y a 750mA. Sur cette base, les condensateurs NIC série NRLMW 330uF 250V sont choisis (référence 9).

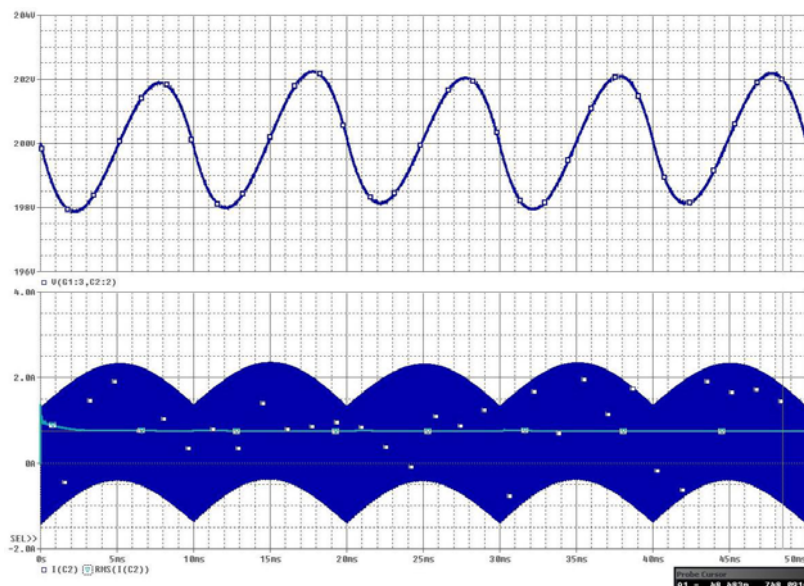


Figure 11.3 : Simulation condensateur

### 11.3 Inductance du PFC

L'inductance du PFC est en fait celle d'un élévateur de tension, il faut donc déterminer le taux de modulation de cet élévateur pour arriver au 400V.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1-m} \Rightarrow m = 1 - \frac{U_1}{U_2} = 1 - \frac{325}{400} = 0.1875$$

Ainsi le temps d'enclenchement de la self est calculable.

$$T_{ON} = m \cdot T = m \cdot \frac{1}{f} = 0.1875 \cdot \frac{1}{48 \cdot 10^3} = 3.91 \mu s$$

La valeur de l'inductance est déterminée par l'ondulation de courant que l'on admet sur la bobine et par le temps d'enclenchement. L'énergie à stocker est déterminée en fonction de l'inductance et du courant pic la traversant.

Le volume se calcule pour une ferrite classique avec une induction magnétique de 0.3 T et un champ magnétique de 100 A/m.

Le courant pic est défini par la puissance à fournir en sortie. Les quatre canaux représentent 1 Kilowatt.

$$I_{RMS} = 4 \cdot \frac{P_{Lampe}}{U_{Switch}} = 4 \cdot \frac{250}{200} = 5 A \quad \hat{I} = I_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 7.07 A$$

A l'aide des trois formules de conception d'inductance ci-dessous, l'inductance est évaluée en fonction de l'ondulation de courant que l'on admet sur la self.

$$L = \frac{U_1}{\Delta i} \cdot T_{ON} \quad W = \frac{L \cdot \hat{I}^2}{2} \quad W = \frac{\hat{B} \cdot \hat{H}}{2} V_e$$

F = 50kHz		L [mH]	W [mJ]	Ve [mm³]
$\Delta i$ [A]	0.20	6.09	187.8	12517070
	0.40	3.05	93.9	6258535
	0.60	2.03	62.6	4172357
	0.80	1.52	46.9	3129268
	1.00	1.22	37.6	2503414
	1.20	1.02	31.3	2086178
	1.40	0.87	26.8	1788153
	1.60	0.76	23.5	1564634
	1.80	0.68	20.9	1390786
	2.00	0.61	18.8	1251707

Figure 11.4 : Inductance, Energie et Volume en fonction de l'ondulation de courant



Il apparaît que les volumes de ferrites sont beaucoup trop importants, il faut donc avoir recours à un entrefer afin de pouvoir stocker l'énergie demandée.

### 11.3.1 Conception

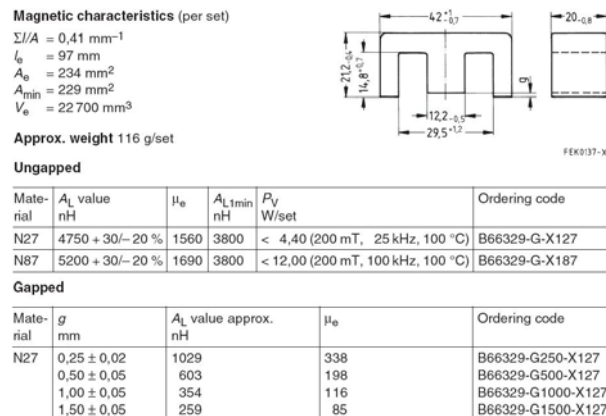


Figure 11.5 : Caractéristique ferrite E42/21/20 avec entrefer

Le noyau magnétique choisi est un E42/21/20 de chez Epcos (référence 17).

Pour concevoir l'inductance il faut déterminer l'énergie stockable. On choisi un entrefer de 3mm.

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{B}^2}{\mu_0} \left( \frac{V_{FE}}{\mu_r} + V\delta \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{0.3^2}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \left( \frac{22700 \cdot 10^{-9}}{1560} + 12.2 \cdot 20 \cdot 3 \cdot 10^{-9} \right) = 26.74 \text{ mJ}$$

L'énergie de cette ferrite est comparée à la Figure 11.4, pour évaluer quelle inductance concevoir. Il est décidé de réaliser une inductance de 790μH et ainsi d'admettre une ondulation de courant de 1.6 A.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{790 \cdot 10^{-6}}{259}} = 55.2 \rightarrow 56 \text{ spires}$$

Il y a 5 A<sub>RMS</sub> qui passent dans l'inductance à plein régime, il faudra donc utiliser une section de fil d'environ 1,2 mm<sup>2</sup> pour être à 4A/mm<sup>2</sup>. Il faut contrôler l'espace disponible pour le cuivre.

$$Espace_{cu} = 56 \cdot 1.2 = 67.2 \text{ mm}^2$$

$$Espace_{disp} = 229 \text{ mm}^2$$

$$\frac{Espace_{cu}}{Espace_{disp}} = 29.35\%$$

Les tests ont été effectués comme au travail de semestre, à l'aide du circuit step\_up\_down (schéma en annexe 6), ce circuit permet d'appliquer un signal carré aux bornes de la self afin de déterminer son inductance. Les résultats sont en annexe 2, ils correspondent aux calculs ci-dessus.

## 11.4 Régulation

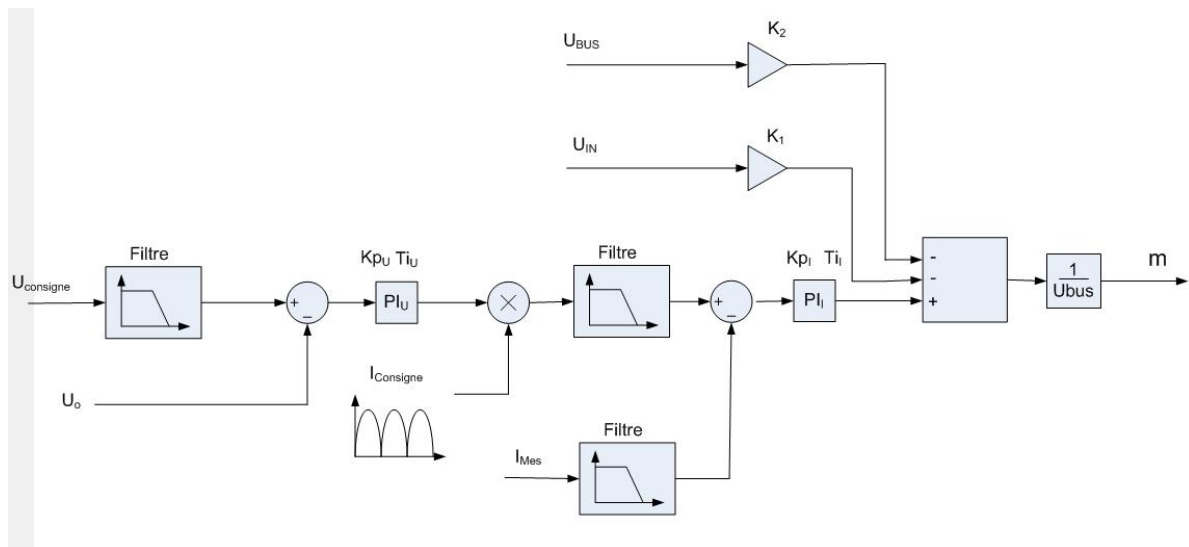


Figure 11.6 : Régulation du PFC

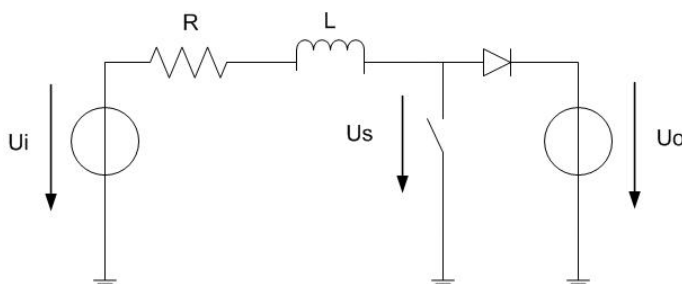
En Figure 11.6 se trouve la régulation du PFC, il y a deux régulateur PI, il faut trouver les paramètres de chacun d'eux.

Il y a plusieurs filtres dans ce schéma :

- Un filtre sur la consigne de tension, c'est un filtre pour compenser les zéros du régulateur PI de tension.
- Un filtre sur la mesure de courant pour enlever le bruit.
- Un filtre entre les deux régulateurs afin de les rendre indépendants l'un de l'autre.

Il y a également un Feed Forward pour la régulation de courant, il est expliqué plus bas comment trouver les valeurs à soustraire.

Pour commencer seulement le régulateur I est pris en compte, pour trouver ses coefficients.



Ci contre une représentation du PFC, la tension sur le switch est la suivante :

$$U_s = U_o \cdot \frac{T_{off}}{T} = U_o \cdot (1 - m)$$

Figure 11.7 : Représentation du PFC

De cette représentation les équations suivantes sont déterminées :

$$Us + (R + s \cdot L) \cdot I = Ui$$

Donc :

$$m \cdot Uo = (R + s \cdot L) \cdot I + Uo - Ui$$

Pour réguler le courant, les valeurs parasites sont les tensions d'entrée et de sortie. Pour compenser cette erreur, des gains sont ajoutés à ces deux tensions, cette méthode est appelée le Feed Forward.

#### 11.4.1 Feed Forward

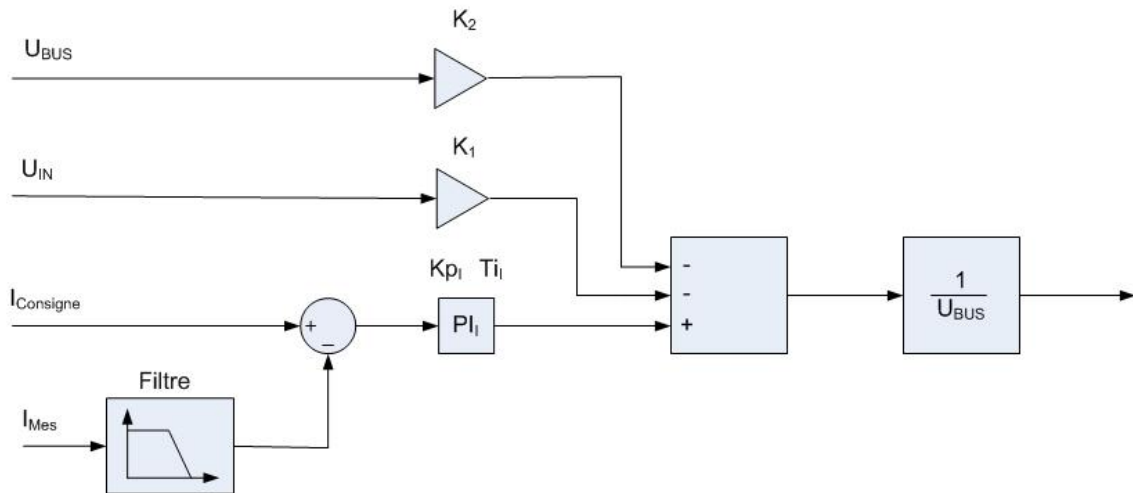


Figure 11.8 : Régulation du courant du PFC

Par la boucle de régulation en Figure 11.8, l'équation suivante est déduite :

$$m = (W - I \cdot F(s)) \cdot GPI_I(s) - k_1 \cdot U_{IN} - k_2 \cdot U_{BUS}$$

Il suffit à présent de mettre en relation les deux équations :

$$(R + s \cdot L) \cdot I + U_{BUS} - U_{IN} = \frac{U_{BUS}}{U_{BUS}} \cdot ((W - I \cdot F(s)) \cdot GPI_I(s) - k_1 \cdot U_{IN} - k_2 \cdot U_{BUS})$$

$$GPI_I(s) \cdot W = (R + s \cdot L + GPI_I(s) \cdot F(s)) \cdot I + U_{IN} \cdot (k_1 - 1) + U_{BUS} \cdot (k_2 + 1)$$

Les gains du Feed Forward sont adaptés, afin de supprimer l'influence des tensions d'entrée et de sortie.

$$k_1 - 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad k_1 = 1$$

$$k_2 + 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad k_2 = -1$$

### 11.4.2 Régulation en courant

Maintenant que les tensions d'entrée et de sortie sont compensées, il faut déterminer la fonction de transfert du système afin de la comparer avec la fonction objective du troisième ordre. Les coefficients a et b sont donnés en fonction du type de régulateur à réaliser, ici l'amortissement critique est choisi.

$$F_{REG_I} = \frac{I}{W} = \frac{1}{\frac{R + s \cdot L}{G_{PI}(s)} + F(s)} \quad \text{Avec :} \quad G_{PI_I} = Kp_I + \frac{Ki_I}{s}$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT}$$

La fréquence du filtre est choisie à 3kHz, pour enlever le bruit sur la mesure sans la perturber.

Les coefficients du régulateur de courant sont fixés en comparant les dénominateurs des deux fonctions suivantes :

$$F_{REG_I} = \frac{\dots}{s^3 \cdot \frac{L \cdot T}{Ki_I} + s^2 \cdot \frac{L + R \cdot T}{Ki_I} + s \cdot \frac{R + Kp_I}{Ki_I} + 1} \quad F_{Obj} = \frac{\dots}{\left( \frac{a_1}{\omega_n} \cdot s + 1 \right) \left( s^2 \cdot \frac{b_2}{\omega_n^2} + s \cdot \frac{a_1}{\omega_n} + 1 \right)}$$

$$Ki_I = \frac{L \cdot T \cdot \omega_n^3}{a_1 \cdot b_2} \quad Kp_I = Ki_I \cdot \frac{a_1 + a_2}{\omega_n}$$

La fréquence du régulateur est choisie de la façon suivante :

$$\omega_n \gg Q \cdot \frac{R}{L}$$

La pulsation propre choisie est de 4500 rad/s ce qui nous donne les coefficients suivants :

$$Ki_I = 21465 \quad Kp_I = 6.79$$

### 11.4.3 Régulation en tension

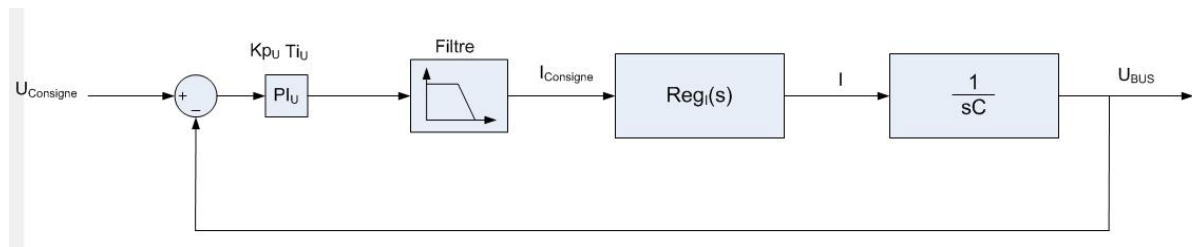


Figure 11.9 : Régulation de tension du PFC

Comme la régulation de tension sera beaucoup plus lente que celle du courant, le régulateur de courant peut être remplacé par un gain de 1 sur la Figure 11.9. Le filtre est fixé à 70Hz.

La fonction de transfert de la régulation de tension est la suivante :

$$F_{REG_U} = \frac{U_{BUS}}{W} = \frac{\frac{G_{PI}}{s^2 \cdot C \cdot T + s \cdot C}}{1 + \frac{G_{PI_U}}{s^2 \cdot C \cdot T + s \cdot C}} \quad \text{Avec :} \quad G_{PI_U} = Kp_U + \frac{Ki_U}{s}$$

Comme auparavant, la fonction de transfert est comparée à la fonction objective du troisième ordre. Les coefficients a et b sont les mêmes que pour le régulateur de courant.

$$F_{REG_U} = \frac{\dots}{s^3 \cdot \frac{C \cdot T}{Ki_U} + s^2 \cdot \frac{C}{Ki_U} + s \cdot \frac{Kp_U}{Ki_U} + 1} \quad F_{Obj} = \frac{\dots}{\left( \frac{a_1}{\omega_n} \cdot s + 1 \right) \left( s^2 \cdot \frac{b_2}{\omega_n^2} + s \cdot \frac{a_1}{\omega_n} + 1 \right)}$$

$$Ki_U = \frac{C \cdot T \cdot \omega_n^3}{a_1 \cdot b_2} \quad Kp_I = Ki_U \cdot \frac{a_1 + a_2}{\omega_n}$$

La fréquence du régulateur de tension doit être bien plus basse que celle du régulateur de courant. La pulsation propre de ce régulateur est fixée à 80.

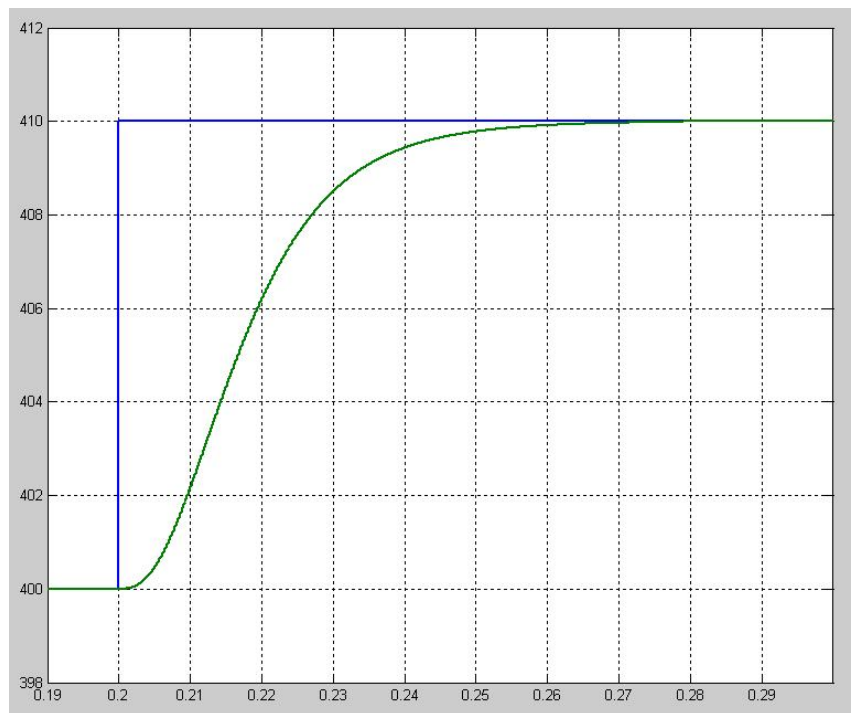
Les coefficients de ce régulateur sont les suivants :

$$Ki_I = 2.89 \quad Kp_I = 0.05$$

#### 11.4.4 Simulation

##### 11.4.4.1 Régulateur de tension

Le modèle du régulateur de tension vu en Figure 11.9 a été recréé sur MATLAB pour vérifier les calculs effectués plus haut.



*Figure 11.10 : Réponse du régulateur de tension*

Un saut de consigne de 400 à 410 est introduit sur le système pour pouvoir constater la rapidité du régulateur.

Comme les coefficients  $a$  et  $b$  ont été choisis pour un amortissement critique, la réponse n'a pas de dépassement.

La pulsation propre du système a été choisie à 80 rad/s, ce qui correspond à une constante de temps de 78.5ms. Cette constante se retrouve sur la Figure 11.10.

Les calculs étaient donc corrects, le régulateur fonctionne comme dimensionné plus haut.

#### 11.4.4.2 Fonctionnement stable

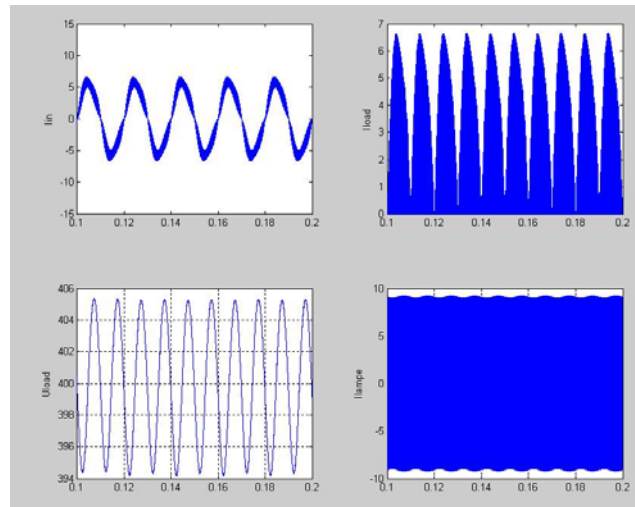


Figure 11.11 : Fonctionnement stable régulation PFC

Les valeurs des coefficients des régulateurs ont l'air correctes, le courant a une forme sinusoïdale.

Lors d'un fonctionnement stable, ici les quatre lampes allumées à pleine puissance, l'ondulation de tension du bus est de 10V. Cette ondulation se retrouve atténuée du rapport de transformation en sortie, ce qui donne une ondulation raisonnable. Cette variation de puissance n'est pas visible à l'œil nu.

#### 11.4.4.3 Analyse spectrale

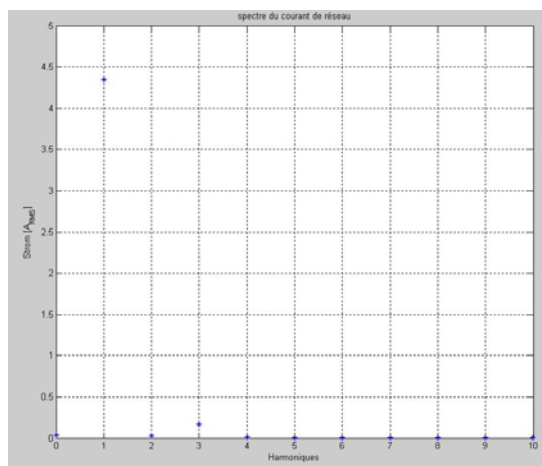
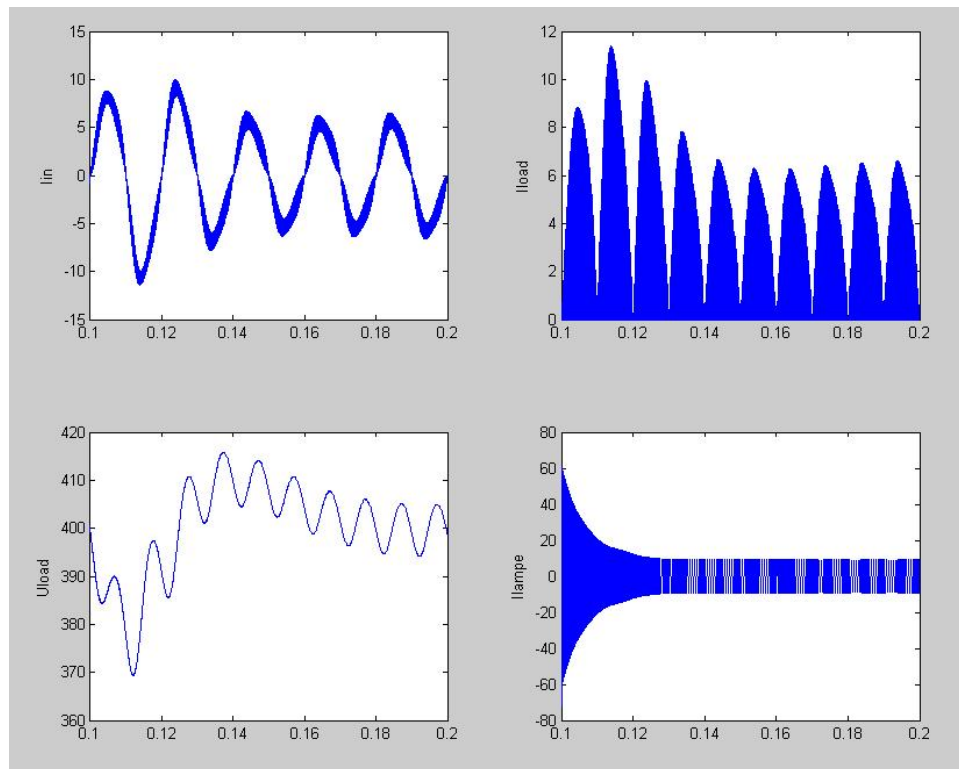


Figure 11.12 : Analyse spectrale du courant d'entrée

Le courant d'entrée est bien sinusoïdal, l'analyse spectrale respecte la norme EN 61000-3-2 de l'Association Suisse des Electriciens. (Annexe 1)



#### 11.4.4.4 Démarrage à froid



*Figure 11.13 : Démarrage des lampes à froid*

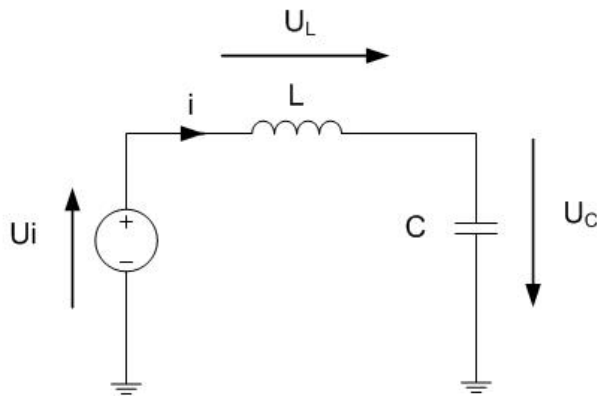
Pour simuler le démarrage à froid, des charges variant en fonction du temps sont mises en sortie des quatre canaux.

Lors d'un démarrage à froid, la lampe passe de un dixième de sa valeur nominale à cette dernière en environ 30ms. Ces conditions sont recréées dans la simulation en Figure 11.13.

L'appel de courant demandé fait chuter la tension Uload, mais le régulateur compense rapidement cette erreur et très vite la tension est à nouveau à 400V

## 11.5 Démarrage PFC

Il est judicieux de s'intéresser au courant de démarrage du PFC, car comme il n'y a pas de résistance pour limiter le courant, ce dernier risque d'atteindre des valeurs dangereuses pour le circuit en chargeant les condensateurs.



$$u_i = U_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$$

$$\text{Avec : } \omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$- u_i = u_L + u_C$$

$$\text{Avec : } u_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \text{et} \quad i_C = C \cdot \frac{du}{dt}$$

Figure 11.14 : Schéma démarrage PFC

L'équation différentielle suivante est déterminée :  $\ddot{u}_C + \frac{u_C}{L \cdot C} = -\frac{U_1}{L \cdot C} \cdot \sin(\omega \cdot t)$

La solution de l'équation homogène est la suivante :  $\lambda_{1,2} = \pm j \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$

Donc 
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

L'équation particulière donne :  $U_C = B \cdot \cos(\omega \cdot t) + A \cdot \sin(\omega \cdot t) + K \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$

Avec 
$$K = -\frac{U_1}{1 - \omega_1^2 \cdot L \cdot C}$$

En introduisant les conditions initiales  $u_C(t=0)=0$  et  $i_C(t=0)=0$ , A et B sont déduit.

$$A = -K \cdot \frac{\omega_1}{\omega} \quad B = 0$$

La tension sur le condensateur est donc de :

$$u_c(t) = \frac{U_1}{1 - \omega_1^2 \cdot L \cdot C} \cdot \left( \frac{\omega_1}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot t) - \sin(\omega_1 \cdot t) \right)$$

Le courant est donc de :

$$i_c(t) = \frac{U_1 \cdot C \cdot \omega_1}{1 - \omega_1^2 \cdot L \cdot C} \cdot (\cos(\omega \cdot t) - \cos(\omega_1 \cdot t))$$

Le moment où le courant est maximal peut être déterminé en recherchant le zéro de la dérivée du courant. Estimation : L = 1mH et C = 1mF.

$$\frac{d}{dt}(i_c(t)) = 0 \quad \Rightarrow \quad t_{MAX} = 3.42ms$$

Ainsi on peut déterminer le pic maximal de courant au démarrage

$$I_{MAX} = i_c(t_{MAX}) = \underline{\underline{169.7A}}$$

### 11.5.1 Simulation

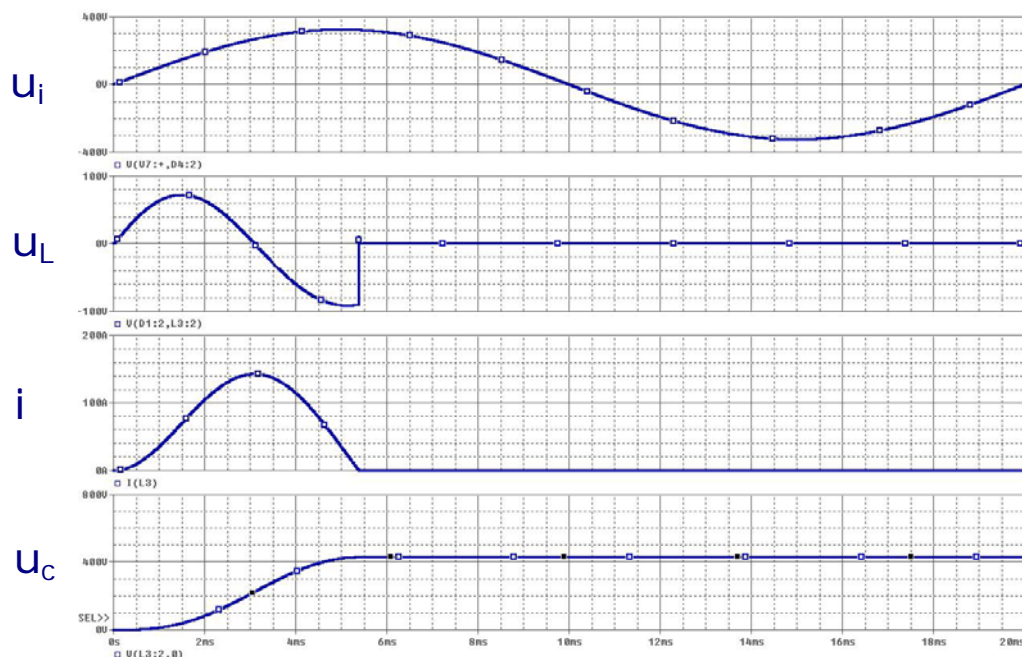


Figure 11.15 : Simulation d'un démarrage du PFC

En simulation, les courbes correspondent aux calculs.

## 11.6 Soft Start

Un tel courant n'est pas admissible sur le circuit, il faut donc trouver un moyen de limiter le courant au démarrage.

L'idée est d'intégrer des thyristors dans le pont redresseur et de les commander de façon à limiter le courant à un niveau choisi. Cette commande peut se faire sur le DSP.

Juste deux thyristors suffiront, un pour chaque alternance. Lorsque les condensateurs seront chargés, il suffira d'utiliser les thyristors comme des diodes afin d'en revenir au pont classique.

En Figure 11.16 se trouve un exemple de démarrage contrôlé, où les thyristors sont commandés de façon à rester sous la barre des 20A.

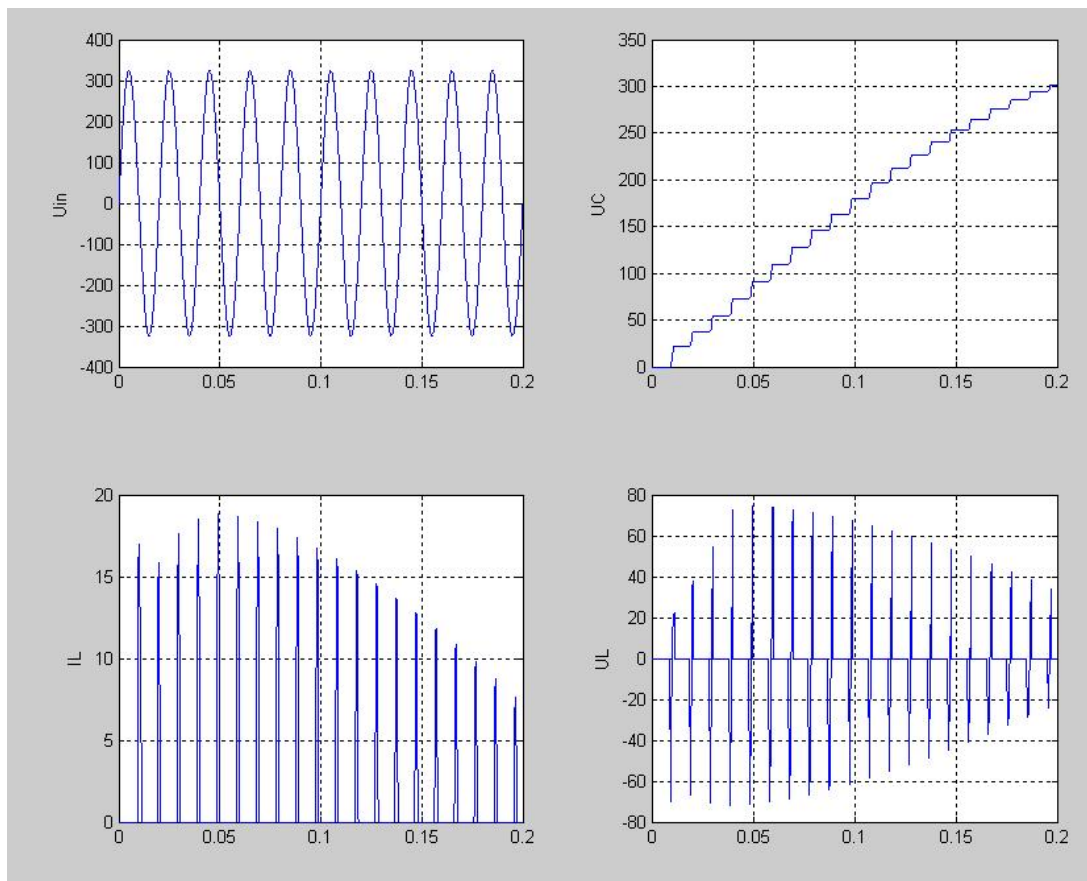


Figure 11.16 : Exemple de démarrage commandé

La tension monte par petits à-coups, cela est dû aux pics de courant contrôlés. Ces derniers ne dépassent pas 20 A, le démarrage prend donc plus de temps mais est moins agressif pour le système

## 12 CARTE PFC FORWARD 2 CANAUX

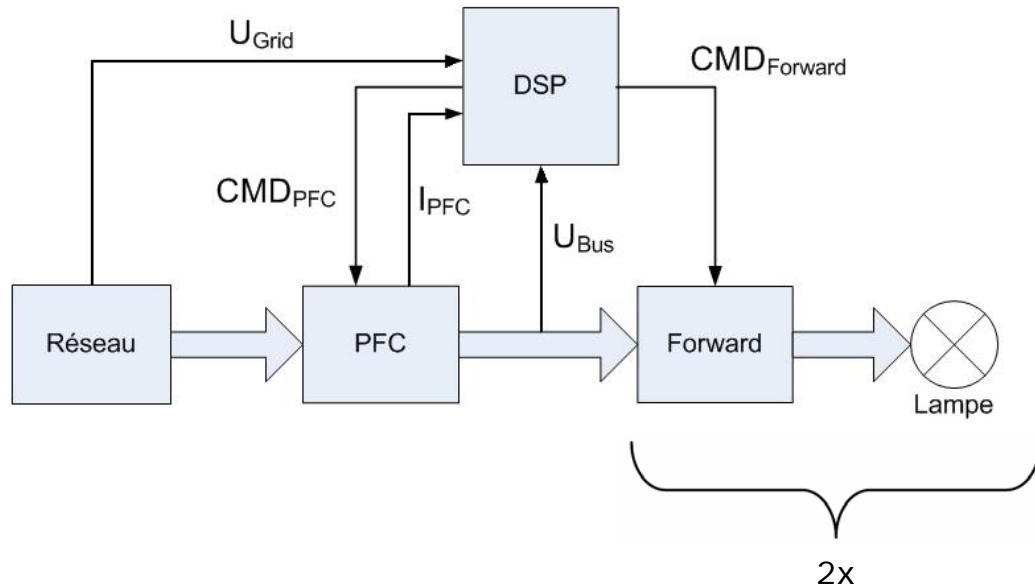


Figure 12.1 : Schéma bloc de la carte PFC Forward 2 Canaux

Les schémas de cette carte se trouvent en annexe 8.

La carte de test du PFC et du Forward se composera des parties suivantes :

- PFC
- Deux Forward
- Mesures
- Flyback d'alimentation
- DSP

Le PFC est dimensionné pour quatre canaux de sortie, mais afin de gagner du temps, seulement deux canaux sont prévu sur cette version, ils suffisent pour débiter les tests.

Les schémas sont repris d'un projet de M. Alain Germanier similaire et adapté à cette application au niveau des éléments de puissance.

Le schéma du canal de sortie est repris de la carte Forward avec les modifications apportées, notamment le snubber et les alimentations des drivers qui viennent d'un Flyback et plus des convertisseurs DC/DC.

Il y a quatre mesures qui parviennent au DSP :

- Courant de la self PFC
- Tension du réseau
- Tension de bus
- Température du refroidisseur

Le schéma du Flyback est également repris du projet de M. Alain Germanier, un transformateur a pu être récupéré sur un ancien projet.

La carte du DSP est déjà existante, elle viendra branchée sur des connecteurs prévus à cet effet.

## 12.1 Choix des éléments de puissance

### 12.1.1 Diode du pont d'entrée

Deux diodes sont nécessaires au pont d'entrée, comme les deux autres sont des thyristors. Il serait préférable d'utiliser des diodes axiales si les pertes sont assez raisonnables pour éviter de refroidir.

Les pertes sont calculées pour un fonctionnement à plein régime, ce qui n'est pas toujours le cas pour un système de commande de lampes.

Diode BY550-1000 (référence 12) :

$$P = V_{DS} \cdot I_{AVG} + R_{Diff} \cdot I_{RMS}^2 = 0.7 \cdot \frac{7}{\pi} + 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{7}{2}\right)^2 = 1.68W$$

$$Rth_{JA} \leq \frac{T_{JMAX} - T_A}{P_{TOT}} \Rightarrow T_{AMAX} = T_{JMAX} - Rth_{JA} \cdot P_{TOT} = 175 - 25 \cdot 1.68 = \underline{133^\circ C}$$

On peut donc utiliser ces diodes au pont du redresseur, leur température monte d'une quarantaine de degrés lorsque le système travaille à plein régime, ce qui est acceptable.

### 12.1.2 Thyristor du pont d'entrée

Thyristor BT152-800R (référence 13) :

La consommation des thyristors est estimée lors du fonctionnement normal du pont, comme le soft start ne dure qu'un bref instant

$$P = V_{DS} \cdot I_{AVG} + R_{Diff} \cdot I_{RMS}^2 = 0.7 \cdot \frac{7}{\pi} + 90 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{7}{2}\right)^2 = 2.66W$$

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - Rth_{JA} \cdot P_{TOT} = 150 - 60 \cdot 2.66 = \underline{-9.6^{\circ}C}$$

L'échauffement sur les thyristors est trop important pour les laisser à l'air libre, ils doivent être fixés sur un refroidisseur.

Les courants efficaces et moyens du transistor et de la diode ont été estimés en simulation pspice. Le duty cycle du transistor étant fixé pour obtenir 400V en sortie du PFC et en consommant un courant de 5 A<sub>RMS</sub>.

La fréquence de commutation venant du code sera de 48kHz.

### 12.1.3 Switch du PFC

IGBT IRG4PC50W (référence 14) :

$$P_{Cond} = V_{CE} \cdot I_{RMS} = 1.2 \cdot 2 = 2.4W$$

$$P_{Comm} = E_{tot} \cdot f = 0.2 \cdot 10^{-3} \cdot 48 \cdot 10^3 = 9.6W$$

$$P_{TOT} = P_{Cond} + P_{Comm} = 12W$$

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - Rth_{JA} \cdot P_{TOT} = 150 - 40 \cdot 12 = \underline{-330^{\circ}C}$$

Evidemment il va falloir refroidir l'IGBT, il ne peut en aucun cas travailler sans refroidisseur.

### 12.1.4 Diode du PFC

Diode DSEI30 06A (référence 15) :

$$P = V_{DS} \cdot I_{AVG} + R_{Diff} \cdot I_{RMS}^2 = 0.7 \cdot 2.6 + 40 \cdot 10^{-3} \cdot 3.3^2 = 2.3W$$

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - Rth_{JA} \cdot P_{TOT} = 150 - 40 \cdot 2.3 = \underline{58^{\circ}C}$$

A la limite, la diode du PFC n'aurait pas besoin d'un refroidisseur, mais il s'agit tout de même d'une élévation de température de plus de 90°. Comme un refroidisseur est déjà prévu pour l'IGBT et les thyristors ça ne coûte rien de monter en plus la diode afin de réduire cette élévation de température.

## 12.2 Refroidissement

Le refroidisseur choisi est un SK100 150 mm de chez Fischer Elektronik. Avec 150 millimètres, il possède une résistance thermique de 1 °K/W. les caractéristiques de ce composant se trouvent en annexe 5.

### 12.2.1 IGBT

$$R_{th_{SA}} \leq \frac{T_{JMAX} - T_{AMAX}}{P} - R_{th_{JC}} - R_{th_{CS}}$$

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - (R_{th_{SA}} + R_{th_{JC}} + R_{th_{CS}}) \cdot P_{TOT} = 150 - (1 + 0.76 + 0.25) \cdot 12 = \underline{125.88^{\circ}C}$$

Il y a donc une élévation de température de 24°, ce qui correspond à une augmentation de 2°/W.

### 12.2.2 Diode PFC

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - (R_{th_{SA}} + R_{th_{JC}} + R_{th_{CS}}) \cdot P_{TOT} = 150 - (1 + 0.9 + 0.25) \cdot 2.3 = \underline{145^{\circ}C}$$

L'élévation de température est de 5°, l'augmentation est de 2,2°/W.

### 12.2.3 Thyristors du pont d'entrée

$$T_{AMAX} = T_{JMAX} - (R_{th_{SA}} + R_{th_{JC}} + R_{th_{CS}}) \cdot P_{TOT} = 150 - (1 + 1.1 + 0.5) \cdot 2.66 = \underline{144^{\circ}C}$$

L'élévation de température est de 6°, l'augmentation est de 2,6°/W.



## 13 TESTS CARTE PFC FORWARD 2 CANAUX

### 13.1 Flyback

La première chose à tester est le Flyback afin de contrôler les alimentations, donc pour commencer les éléments de puissance ne sont pas montés et le DSP n'est pas connecté. La tension du réseau vient uniquement sur le pont redresseur du Flyback. Un variac est utilisé pour amener la tension du réseau.

Une résistance est connectée à la place du DSP de façon à tirer un courant de 400mA du Flyback, ce qui correspond à la consommation maximale du DSP.

La tension de mesure de la régulation est fixée à 6.2V au moyen du potentiomètre P1. C'est la diode LMV431 (référence 10) qui régule ce niveau de tension.

En Figure 13.1 se trouve la tension d'entrée du LM5021 (référence 11),  $V_{COMP}$ , ainsi que sa tension de sortie qui commande le MOSFET. La tension  $V_{COMP}$  est régulée par le LM5021 pour rester autour de 1.8V.

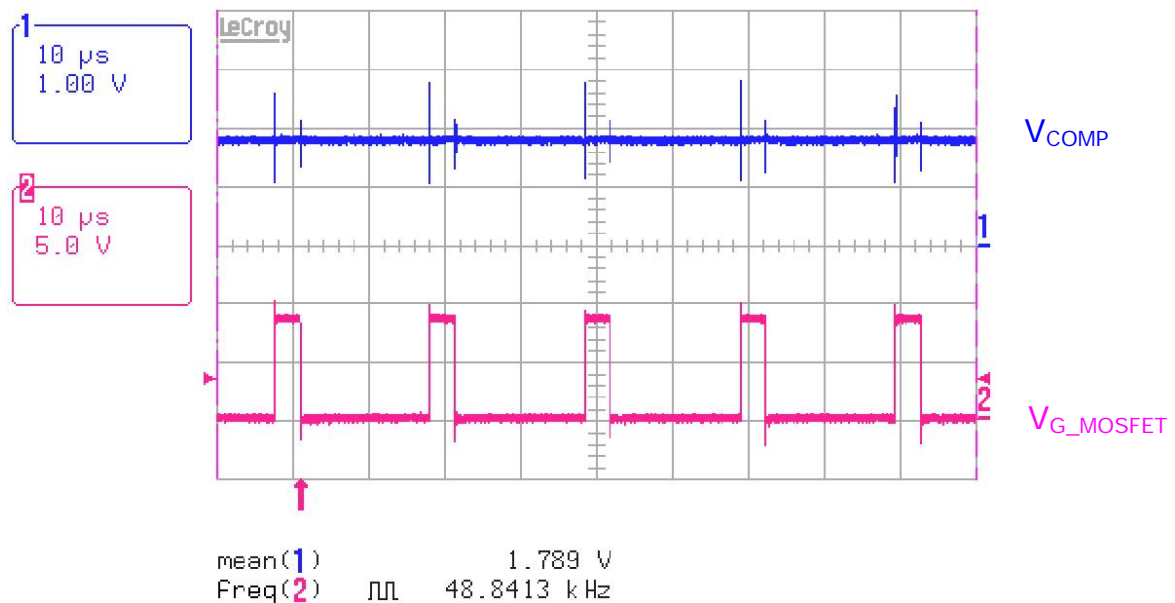


Figure 13.1 : Régulation du Flyback

Il est important ensuite d'optimiser les résistances qui limitent le courant dans les diodes zener et dans le driver.

### 13.1.1 Optimisation consommation

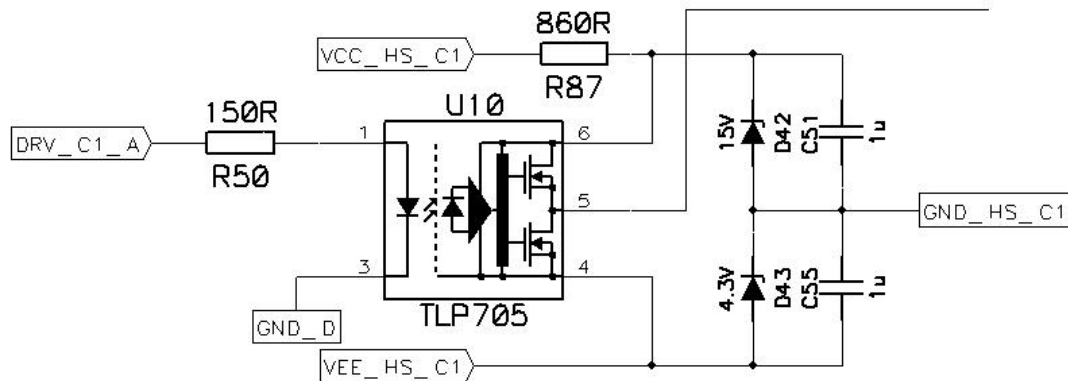


Figure 13.2 : Driver high side canal 1

En Figure 13.2, c'est la résistance R87 qui limite le courant, cette résistance doit être dimensionnée pour le courant consommé du driver et des diodes zener. S'il y a trop de courant, le surplus va dans les diodes zener ce qui crée des pertes inutiles.

En se basant sur les datasheet des différents drivers utilisés, une estimation du courant est faite.

Les TLP705 (référence 4) consomme 3mA au maximum, 2mA sont estimés pour les diodes zener.

Les TLP251 (référence 16) consomme 11mA au maximum, l'estimation du courant des diodes zener reste inchangée.

Les tensions de sortie aux bornes du transformateur ont été mesurées et introduites dans le tableau de la Figure 13.3. En sachant la tension des deux diodes zener, la chute de tension sur la résistance est déterminée et la valeur de la résistance est fixée en fonction du courant demandé.

Sortie transformateur	Tension de sortie [V]	Tension demandée sur les zener [V]	Tension sur la résistance [V]	Type de driver	Courant demandé [mA]	Résistance [Ω]	Normalisée [Ω]
Thyristor	14.4	12.1	2.3	TLP 251	13	177	180
Low Side	22.7	19.3	3.4	TLP 705	5	680	680
High Side Canal 1	23.5	19.3	4.2	TLP 705	5	840	860
High Side Canal 2	22.7	19.3	3.4	TLP 705	5	680	680

Figure 13.3 : Tableau de dimensionnement des résistances de limitation de courant

En mettant les résistances du tableau, les tensions sur les diodes zener sont celles demandées à 200mV près, ce dépassement est admissible.

### 13.1.2 Remarque

Au début des tests du Flyback, il n'était pas possible de régler le niveau de tension à réguler avec le potentiomètre P1.

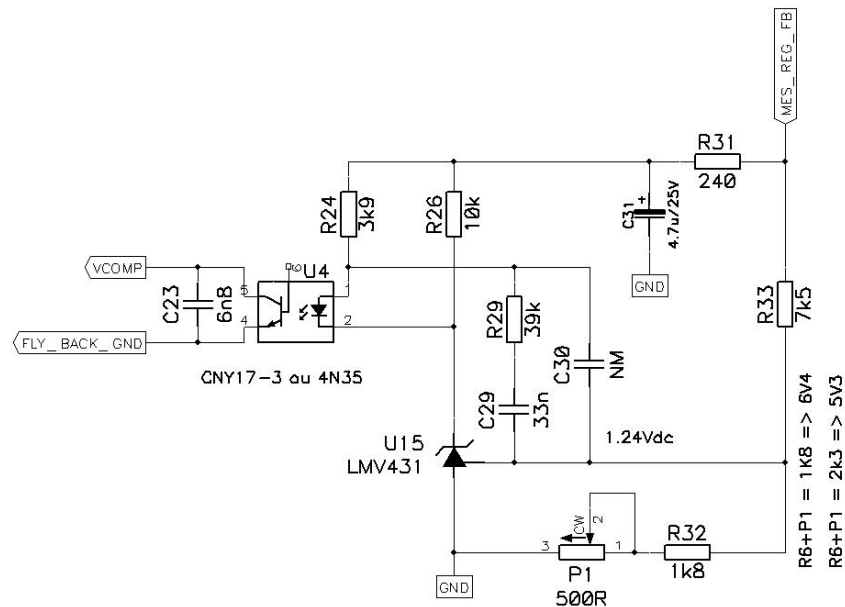


Figure 13.4 : Schéma de la régulation de tension du Flyback

Le problème venait de la résistance R24, la chute de tension sur cette dernière était de 4.3 V. En sachant que l'optocoupleur a une chute de tension d'environ 1.5V, il est normal que la tension ne puisse être réglée par le potentiomètre

Le courant traversant la résistance R24 est de :

$$I_{R24} = \frac{U_{R24}}{R24} = \frac{4.3}{3.9 \cdot 10^3} = 1.1mA$$

Pour que le circuit fonctionne correctement, il faudrait avoir une chute de tension sur R24 d'environ 2 Volts. La résistance R24 est remplacée par une résistance de 2kΩ.

En effectuant ce changement, la chute de tension sur R24 est de 2.2V et la tension mesurée est réglable avec le potentiomètre P1.

## 13.2 DSP

Le DSP qui est monté sur la plaque comporte la carte du DSP et de communication avec des convertisseurs AD. Cette carte est utilisée pour pouvoir acquérir, et envoyer des données sur le processeur durant son fonctionnement. Grâce aux convertisseurs AD, les signaux mesurés sur la carte et ceux envoyés depuis le DSP, comme les signaux de régulation, peuvent être mesurés.

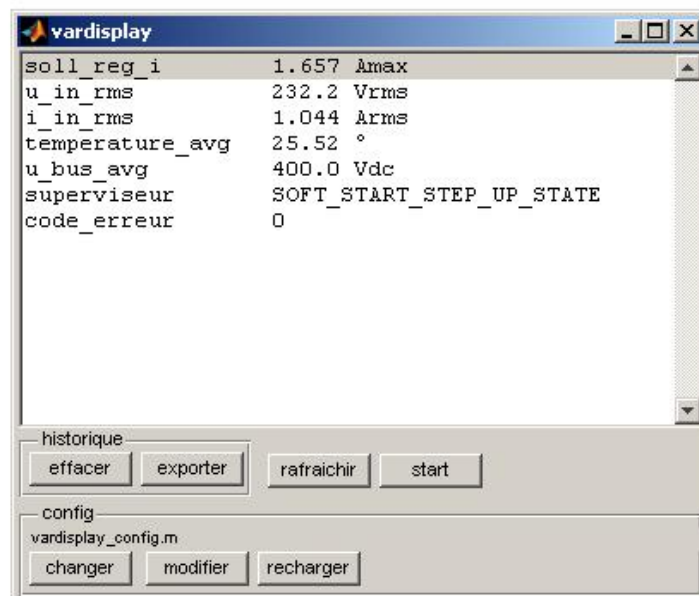
Le code a été fourni par M. Alain Germanier, les quelques modifications apportées concernent les coefficients de régulation et le choix des signaux pour les interfaces graphiques. Un schéma bloc du code DSP est en annexe 9.

Il y a trois vitesses différentes dans lesquelles travaillent le DSP, par exemple la régulation de courant se fait dans la boucle de 48kHz alors que celle de tension s'effectue dans une boucle de 8kHz.

Un superviseur gère les différents états du système. Lors du démarrage, il existe une succession d'état avant d'en arriver à la régulation en mode PFC. Un schéma bloc de ces états du démarrage à la régulation PFC est en annexe 10. Le superviseur gère également les erreurs du système et renvoie un code spécifique à chacune d'elle en cas d'erreur.

Des interfaces graphiques ont été développées lors de précédent projet pour pouvoir visionner et commander ces différents signaux depuis MATLAB :

Il y a trois interfaces :



*Figure 13.5 : Interface MATLAB visualisation*

L'interface de visualisation permet d'acquérir différentes valeurs mesurées sur la carte comme la tension sur le bus ou l'état du superviseur avec son code d'erreur.

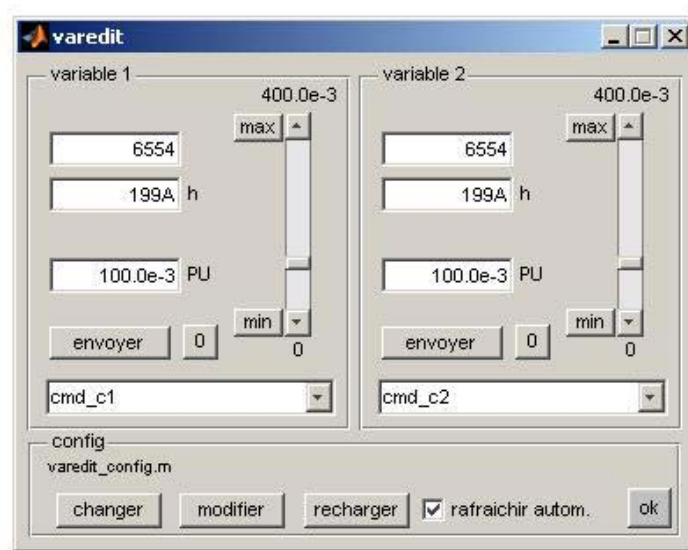


Figure 13.6 : Interface de commande de la luminosité

La première interface de commande est utilisée pour agir sur la luminosité des lampes. Les variables cmd\_c1 et cmd\_c2 agissent respectivement sur les duty cycles envoyées sur les MOSFETs des canaux 1 et 2.

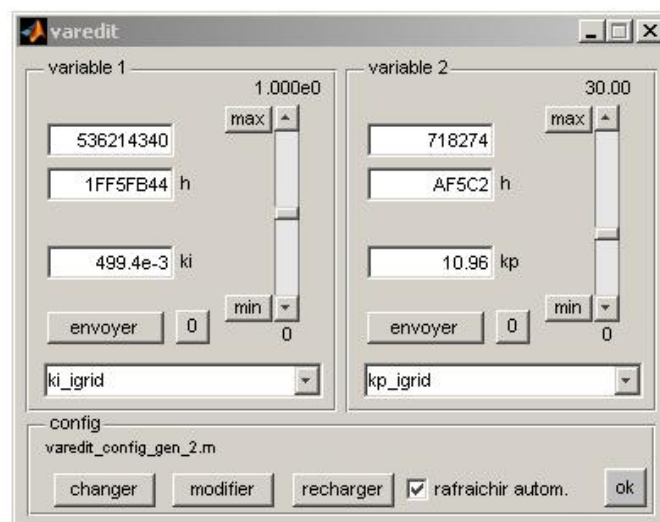


Figure 13.7 : Interface de commande des coefficients des régulateurs

La deuxième interface peut changer la valeur des coefficients des régulateurs de tension et de courant. C'est utile pour modifier les régulateurs en fonctionnement et sans devoir tout reprogrammer.

### 13.3 Pont d'entrée

Pour tester le pont d'entrée, les éléments de puissance ne sont pas montés, sauf ceux du pont d'entrée, ainsi il n'y a pas de risque de détruire les éléments suivants en cas de problème.

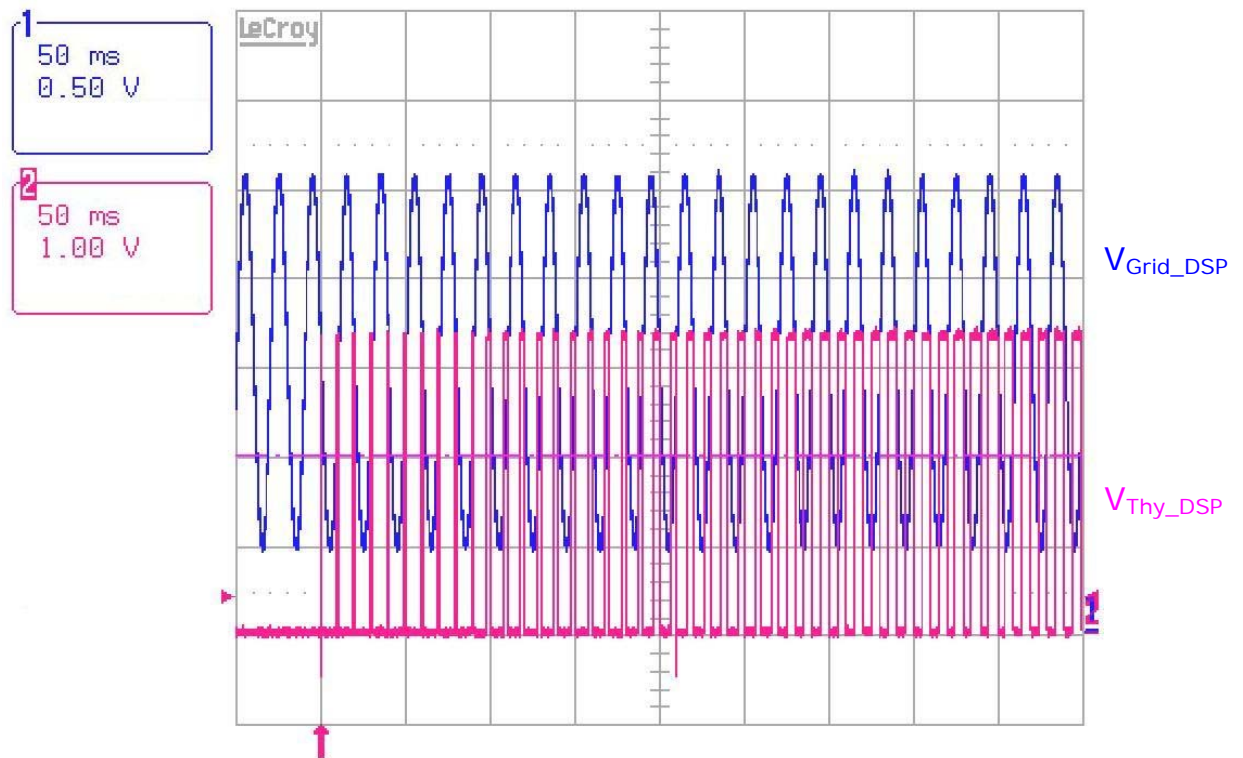


Figure 13.8 : Signal de commande en sortie du DSP

En Figure 13.8 se trouve le signal de commande des thyristors sortant du DSP et la mesure de la tension du réseau venant des sorties DAC.

Le thyristor doit s'enclencher un très bref instant avant le passage à zéro du signal du réseau puis de plus en plus tôt afin de consommer de petits pics de courant jusqu'à arriver à l'enclenchement total des thyristors.

### 13.3.1 Soft start

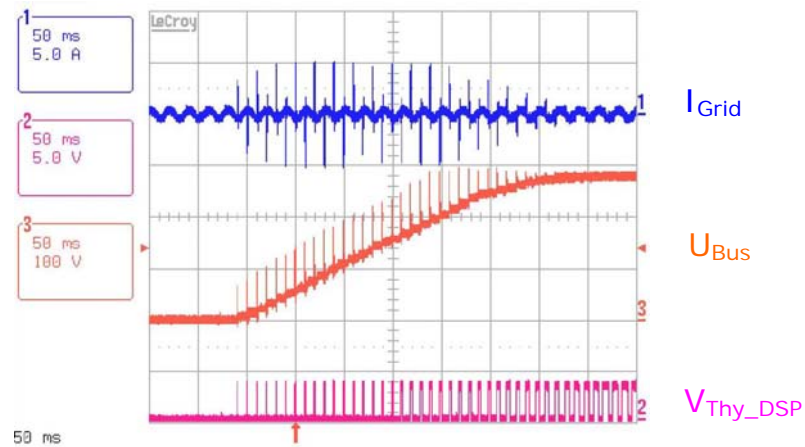


Figure 13.9 : Démarrage soft start

Pour cette mesure le pont d'entrée et la diode du PFC sont montés, le courant va donc charger les condensateurs du bus de tension.

Le sinus du courant de réseau est la consommation du Flyback, ce sont les pics de courant aux enclenchements des thyristors qui chargent les condensateurs.

### 13.4 IGBT

Lorsque l'IGBT est monté, il est nécessaire de mettre une charge sur la tension de bus pour pouvoir élever la tension sans risque.

La charge est choisie pour une consommation de 500W.

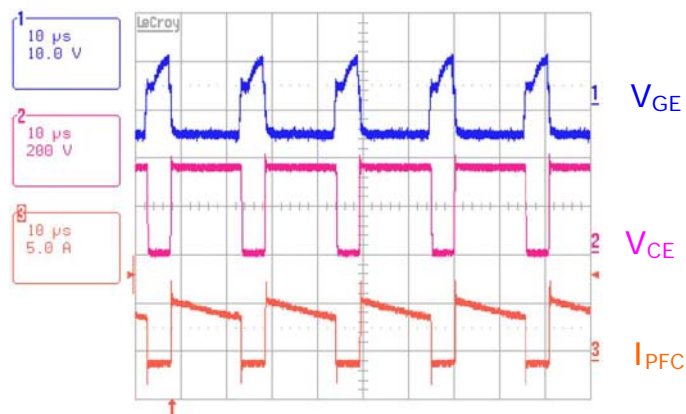


Figure 13.10 : Commutations de l'IGBT

Les tensions  $V_{GE}$  et  $V_{CE}$  de l'IGBT sont mesurées ainsi que le courant du PFC, pris sur le fil en borne J8/J9 prévu à cet effet.

La forme particulière du signal d'enclenchement  $V_{GE}$  est due à l'effet Miller.



### 13.4.1 Commutations

Les valeurs des résistances de gate sont recalculées comme les niveaux de tension ne sont plus donnés par les convertisseurs DC/DC mais par deux diodes zener qui fixe la tension donné du Flyback.

#### 13.4.1.1 Enclenchement

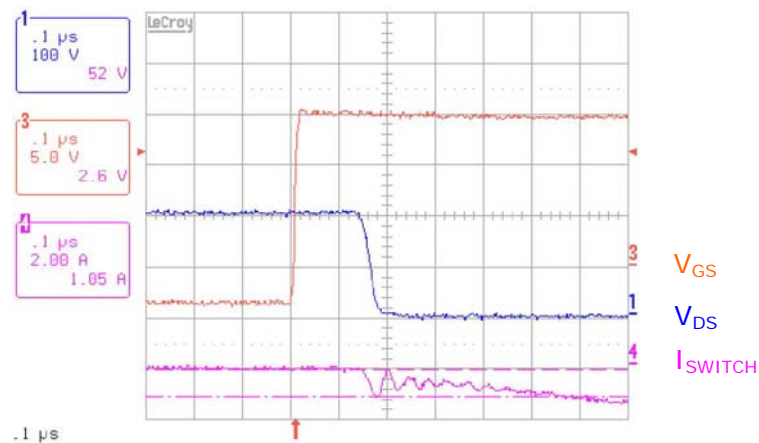


Figure 13.11 : Enclenchement du MOSFET

Après l'adaptation des résistances de gate, le comportement à l'enclenchement est toujours aussi propre, il y a à peine 1 Ampère de courant inverse.

#### 13.4.1.2 Déclenchement

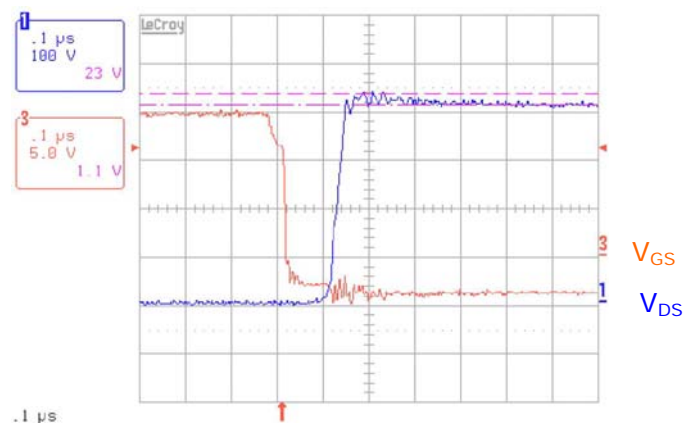


Figure 13.12 : Déclenchement du MOSFET

Au déclenchement également, il n'y a pas de changement la surtension est à nouveau autour des 20 Volts.



### 13.4.1.3 Aide à la commutation

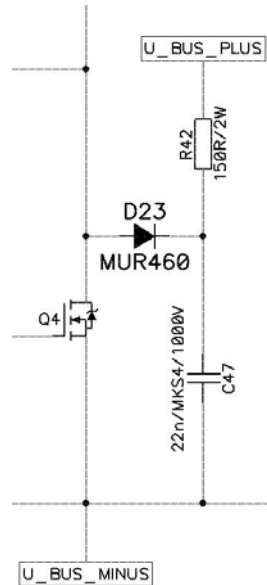


Figure 13.13 : Schéma de l'IGBT du PFC

La surtension n'est pas importante car il y a un snubber sur l'IGBT qui sert d'aide à la commutation comme vu en Figure 13.13.

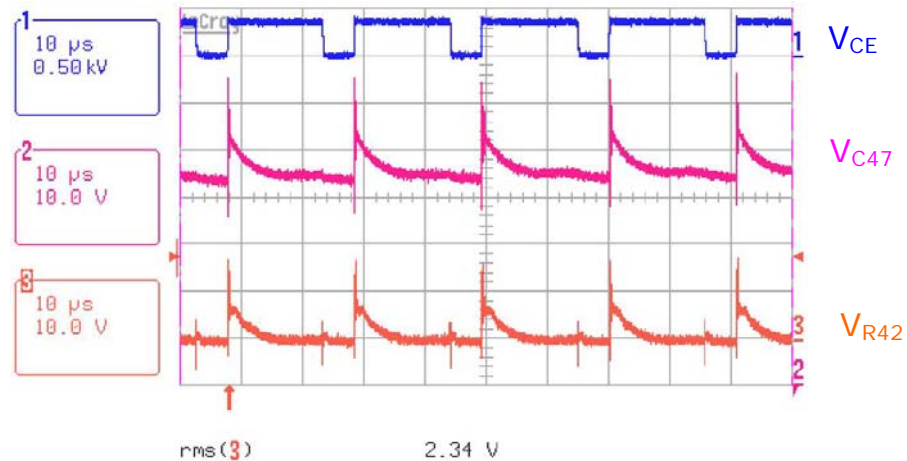


Figure 13.14 : Mesure de l'aide à la commutation

Le condensateur en parallèle du l'IGBT absorbe une partie de cette surtension. Pour savoir les pertes qu'engendre le snubber, il suffit de mesurer la tension efficace sur la résistance :

$$Perte_{RC} = \frac{U_{R42}^2}{R24} = \frac{2.34^2}{150} = 35.26mW$$

## 13.5 Régulation

### 13.5.1 Régulation du courant

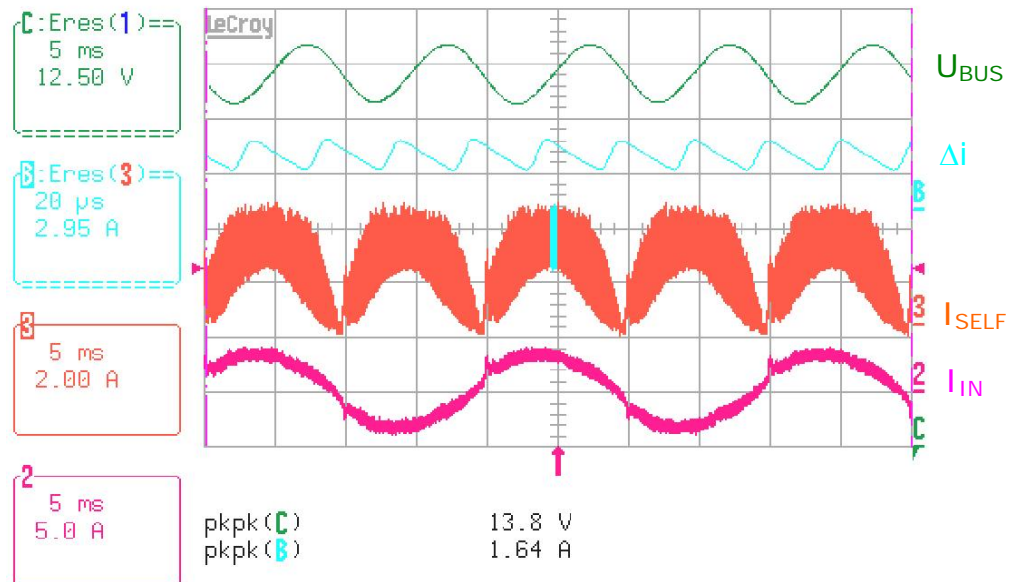


Figure 13.15 : Régulation à 500W

Les paramètres du régulateur de courant sont ajustés depuis MATLAB à l'aide des fenêtres de commande afin d'obtenir un comportement optimal.

L'ondulation de tension est de  $\pm 6.9$  Volts, ça correspond à la simulation pspice effectué pour dimensionner les condensateurs.

L'ondulation de courant sur la bobine du PFC est bien de 1.6 Ampères comme défini lors du dimensionnement de cette self.

Le courant d'entrée est sinusoïdal, il y a juste une imperfection lorsque l'inductance arrive à un courant nul. Malgré tout le courant passe les normes. De plus la sortie est de 500Watts alors que le PFC est conçu pour une consommation de 1KiloWatt, plus la consommation en sortie est grande, meilleur sera le signal du courant d'entrée.

Par contre la régulation pose un problème si la luminosité des lampes est très basse, et donc la consommation très faible. Le courant n'est plus assez important pour permettre une ondulation de 1.6 Ampères et le régulateur ne fonctionne plus correctement.

Il apparaît qu'en dessous d'une puissance d'environ 150W à la sortie la régulation ne fonctionne plus correctement.

Pour résoudre ce problème une des solutions est d'augmenter la valeur de l'inductance du PFC, afin d'obtenir une ondulation de courant plus faible, et ainsi de pouvoir descendre la puissance de sortie.

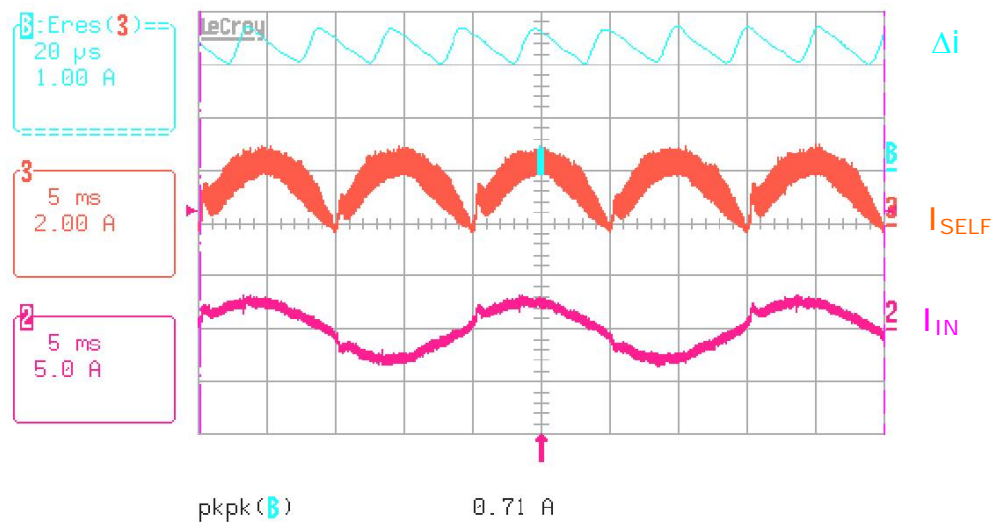


Figure 13.16 : Régulation à 500W avec une inductance de 1.8mH

Une self de 1mH est rajoutée en série à celle de 800uH déjà montée. Les coefficients du régulateur de courant sont recalculés en conséquence

L'ondulation de courant s'en trouve évidemment réduite de plus de la moitié, il n'y a maintenant plus qu'une ondulation de 700 milliampères.

Grâce à cette augmentation d'inductance, la puissance minimale est maintenant de 90 Watts.

Pour pouvoir régler la luminosité du maximum à zéro, il faudrait encore une self un peu plus grande.

#### 13.5.1.1 Constatation

La self risque de devenir assez grande et coûteuse pour pouvoir fonctionner correctement dans les petites puissances.

Une autre solution à envisager est de choisir une self plus petite et d'effectuer la régulation en discontinue. Cette solution devrait mieux fonctionner à basse puissance, comme le courant doit s'annuler. Par contre comme la self est plus petite, l'ondulation de courant est plus grande et il y a plus de pertes. Le problème de cette solution est que le courant doit toujours s'annuler, si ce n'est plus le cas la régulation ne fonctionne plus, il n'est donc pas possible de trop monter en puissance.

Cette solution n'a pas été testée dans ce projet car elle demande un changement de self et de régulation.

### 13.5.2 Analyse Spectrale

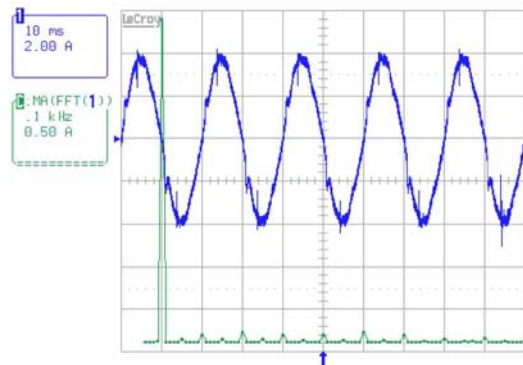


Figure 13.17 : Analyse spectral du courant d'entrée à 500W

Comme le courant est quasiment sinusoïdal, il n'y a pas de surprise au niveau de l'analyse spectral, les harmoniques sont très faibles.

### 13.5.3 Régulation de la tension

Le régulateur de tension a été fixé plus facilement que celui de courant, les valeurs des coefficients trouvés en simulation ont été reprises.

Un saut de charge de 200W a été effectué en Figure 13.18.

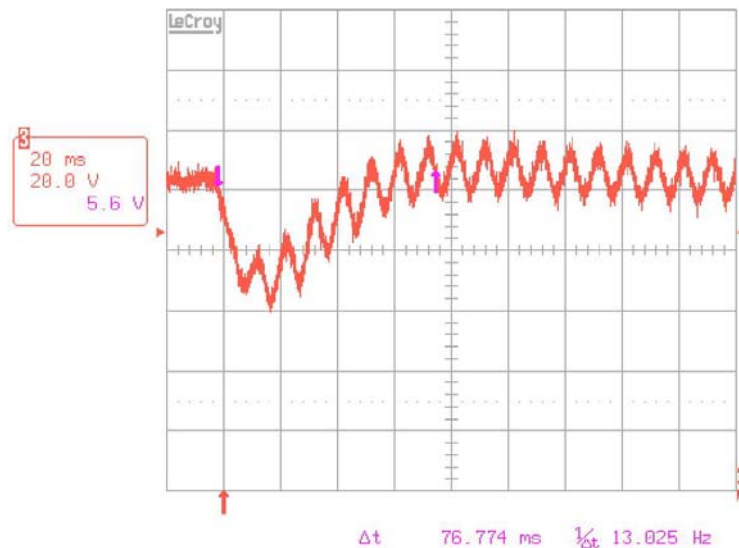


Figure 13.18 : Saut de charge de 200W

La chute de tension dû à ce saut de charge est tout à fait acceptable, elle ne descend pas en dessous de 360 Volts.

La vitesse du régulateur de tension est à peu près de 13 Hertz, ça correspond à la pulsation propre du régulateur fixée à 80.

## 13.6 Canaux de sortie

Les MOSFETs des canaux de sortie sont montés sur la plaque, ce sont les derniers éléments de puissance pas encore montés. Les lampes halogènes 24V 250W sont connectées aux deux canaux de sortie. Comme le convertisseur Forward est prévu pour obtenir 28V en sortie au maximum, il est important de limiter le duty cycle qui est appliqué sur les lampes afin de ne pas aller plus haut que 24V de tension efficace sur les lampes.

### 13.6.1 Transformateur du Forward

La première constatation est que les transformateurs du Forward chauffent de façon anormale. Comme ils ne chauffaient pas lors du test avec le circuit du step\_up\_down au travail de semestre, il est possible que l'effet pelliculaire joue un rôle dans ces pertes car la fréquence de commutation était plus faible avec le step\_up\_down.

L'effet pelliculaire joue un rôle pour le secondaire, pas pour le primaire qui a une petite section de fil. Pour enlever cet effet le fil du secondaire est remplacé par une bande de cuivre de 0.1 mm d'épaisseur et de 18mm de largeur. Ça correspond à une section de  $1.8\text{mm}^2$ , mais au moins il est certain qu'il n'y a pas d'effet pelliculaire.

La valeur de l'inductance mesurée à l'aide du step\_up\_down était bien plus grande que celle calculée pour transmettre la puissance (35.1mH pour 21.7mH). Comme l'espace est restreint et que les bandes prennent un peu plus de place que le fil, les nombre de spires ont été quelque peu revu à la baisse

$$N_p = 87\text{spires} \qquad N_s = N_p \cdot \frac{1}{\ddot{u}} = 87 \cdot \frac{1}{6.69} = 13\text{spires}$$

Les valeurs de l'inductance primaire, secondaire et de fuite ont été mesurées avec le circuit du step\_up\_down. Le tout est en annexe 4.

Après avoir effectué les modifications ci-dessus, les transformateurs chauffent beaucoup moins. Mais l'échauffement est quand même encore relativement important à plein régime, ils peuvent monter jusqu'à plus de 100°C. L'échauffement est important surtout si le produit doit être intégré dans un boîtier par la suite.

Il est possible que l'effet de proximité ait une influence. L'enroulement primaire fait tout de même trois couches, pour bien, il faudrait séparer ces trois couches avec un isolant pour mettre de la distance entre elles. Ce n'est pas possible pour cette bobine car il y a déjà trop peu d'espace disponible.

Pour la suite de ce projet il faudra envisager d'utiliser des ferrites un peu plus grandes afin de restreindre l'effet de proximité constaté ici.

### 13.6.2 Test de l'overload

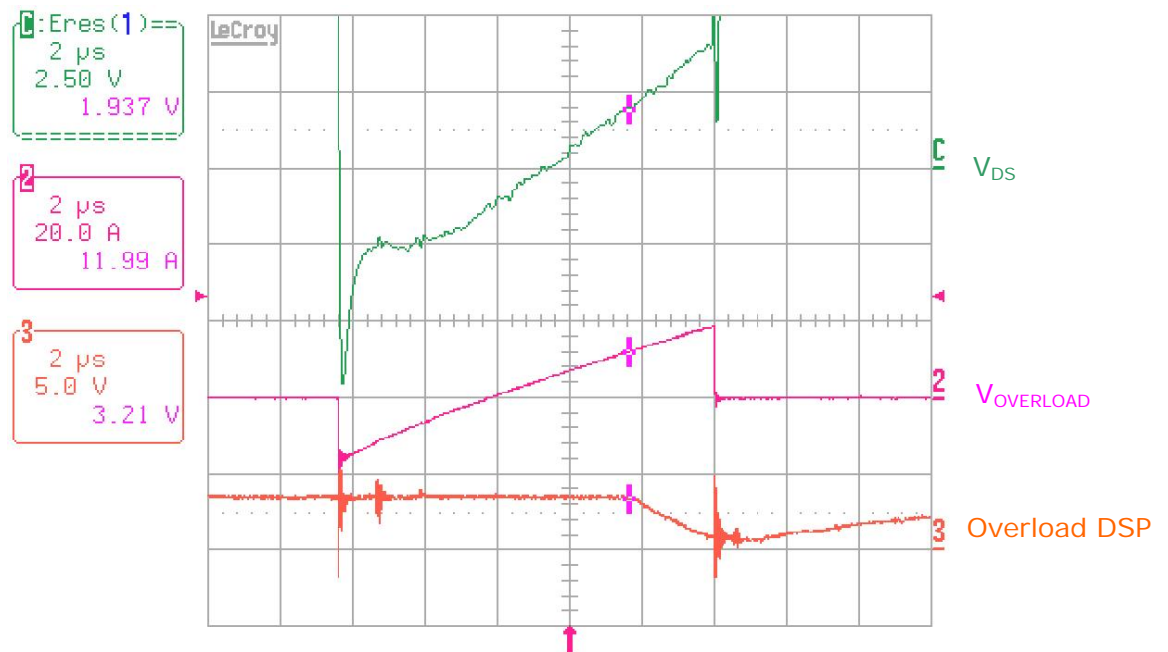


Figure 13.19 : Réception d'un overload

Pour le test de l'overload, la sortie est mise en court-circuit et la commande du duty cycle du Forward doit être au maximum pour que le transformateur puisse atteindre un niveau de courant détectable par le système d'overload.

Lorsque le courant atteint les 12 Ampères l'overload détecte un court circuit et passe à zéro pour indiquer l'erreur.

Par la suite, il a également été testé si l'overload ne se déclenche pas en fonctionnement normal et avec des sauts de consigne.

### 13.7 Rendement

Pour finir il reste à réaliser une mesure de rendement. Pour l'effectuer l'appareil Zimmer LMG 500 est utilisé. La puissance d'entrée et les puissances des deux canaux sont mesurées. Avec ces trois valeurs le rendement est calculable, il a ensuite été rapporté sur la Figure 13.20.

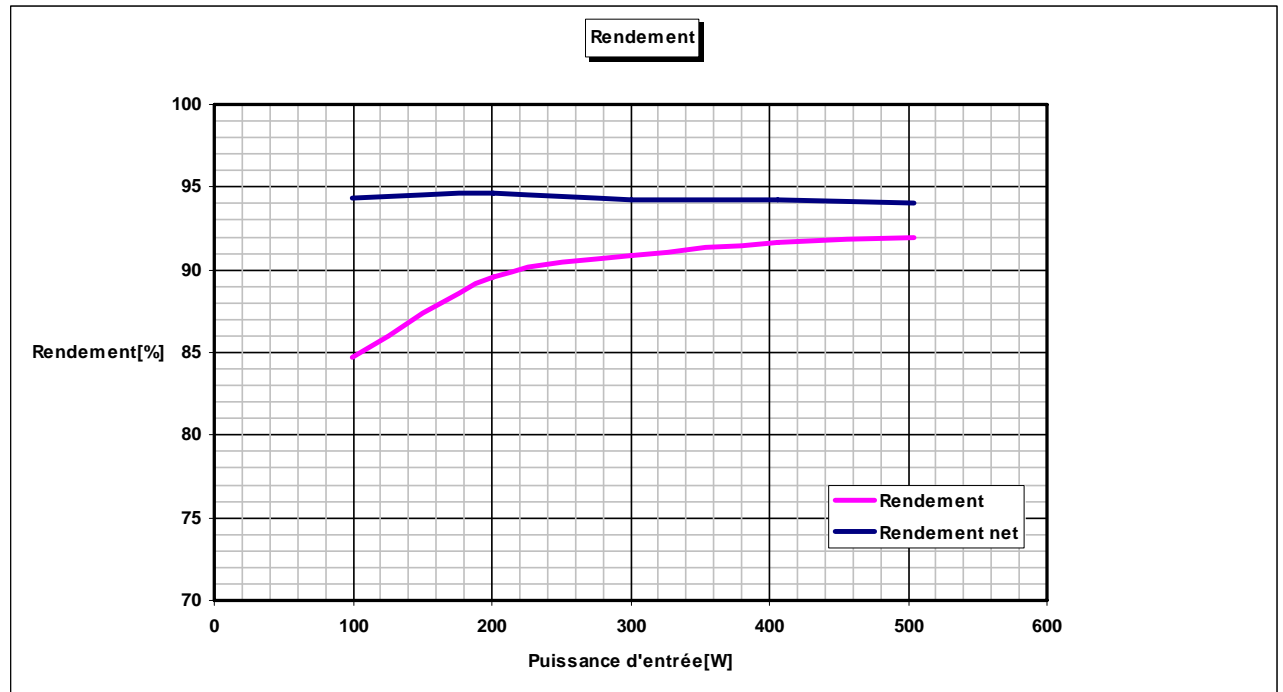


Figure 13.20 : Rendement du système

Le rendement chute en basse puissance car les pertes dues à l'alimentation ne sont pas dépendantes de la puissance consommée. Le rendement net correspond au rendement sans les pertes du Flyback qui sont mesuré à 12W.

Le rendement net est assez stable, il reste autour des 94%, ce qui correspond aux estimations faites pour l'ensemble PFC/canaux de sortie.

La puissance maximale mesurée est de 500W comme il n'y a que deux canaux en sortie à la place des quatre prévus initialement.

## **14 CONCLUSIONS**

---

Dans l'ensemble les objectifs principaux de ce projet ont été réalisés, il reste cependant à optimiser quelques points :

- L'alimentation Flyback a été reprise d'un ancien projet, mais elle n'est pas optimale.
- Les étages de sorties fonctionnent correctement tous les deux ainsi que leur overload respectif. Par contre, les transformateurs chauffent trop malgré les modifications effectuées pour réduire l'effet pelliculaire. Il semble qu'il faille en faire de plus grand, isolés entre chaque couche de fils pour éviter l'effet de proximité.
- La régulation conçu fonctionne correctement mais pour l'application demandée où la puissance doit pouvoir varier de zéro à 1 Kilowatt, il est possible qu'une régulation en discontinue soit plus efficace.

## **15 REMERCIEMENTS**

---

Je tiens à remercier toute l'équipe du laboratoire AE02 pour l'aide qu'ils m'ont apportée durant ce projet.

En particulier M. Alain Germanier pour m'avoir suivi et conseillé ainsi que pour le code du DSP, M. Carmine Arcudi pour avoir routé les deux cartes de ce projet

Je remercie également M. Hans-Peter Biner pour ses conseils et sa patience.

Sion, le 21 novembre 2008

Julien Morard