

Filière Systèmes industriels

Orientation Power & Control

Diplôme 2015

Nicolas Bonvin

*Convertisseur DC/DC 3kW pour
photovoltaïque*

- *Professeur*
Philippe Barrade
- *Expert*
Cédric Fournier
- *Date de la remise du rapport*
10.07.2015



Ce rapport est l'original remis par l'étudiant.
Il n'a pas été corrigé et peut donc contenir des inexactitudes ou des erreurs.

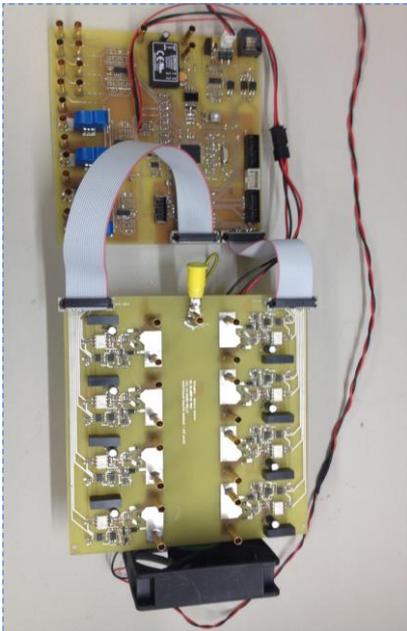
SI	TV
X	X

<input checked="" type="checkbox"/> FSI <input type="checkbox"/> FTV	Année académique / Studienjahr 2014/15	No TD / Nr. DA pc/2015/28
Mandant / Auftraggeber <input type="checkbox"/> HES—SO Valais <input checked="" type="checkbox"/> Industrie Studer Innotec SA <input type="checkbox"/> Etablissement partenaire <i>Partnerinstitution</i>	Etudiant / Student Nicolas Bonvin <hr/> Professeur / Dozent Philippe Barrade	Lieu d'exécution / Ausführungsort <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Etablissement partenaire <i>Partnerinstitution</i>
Travail confidentiel / vertrauliche Arbeit <input type="checkbox"/> oui / ja ¹ <input checked="" type="checkbox"/> non / nein	Expert / Experte (données complètes) Cédric Fournier Studer Innotec SA Rue des Casernes 57 Sion	

Titre / Titel <p style="text-align: center;">Convertisseur DC/DC 3kW pour photovoltaïque</p>
Description / Beschreibung <p>En lien avec la société Studer Innotec SA, on propose de réaliser un convertisseur DC/DC, dédié aux applications photovoltaïques. Des études ont déjà été réalisées à la HES-SO Valais, pour des applications de puissance 500W. Le niveau de puissance visé est ici de 3kW. On précise que le résultat final doit comporter les éléments qui conduiront à la mise en œuvre d'un prototype fonctionnel lors d'un projet ultérieur.</p> <p>L'étude théorique a déjà été réalisée.</p> <p>Objectifs / Ziele L'objet de ce travail consiste en la validation expérimentale, qui comprend :</p> <ul style="list-style-type: none"> - Le développement de cellules élémentaires de conversion d'énergie - L'association de plusieurs de ces cellules afin de tester les diverses topologies de conversion étudiées de manière théorique. <p>Ce travail sera conclu par un rapport, ainsi qu'une soutenance orale.</p>

Signature ou visa / Unterschrift oder Visum Responsable de l'orientation Leiter der Vertiefungsrichtung: 	Délais / Termine Attribution du thème / Ausgabe des Auftrags: 11.05.2015 Remise du rapport / Abgabe des Schlussberichts: 10.07.2015, 12:00 Expositions / Ausstellungen der Diplomarbeiten: 26 – 28.08.2015 Défense orale / Mündliche Verfechtung: Semaine Woche 36
¹ Etudiant / Student : 	

¹ Par sa signature, l'étudiant-e s'engage à respecter strictement la directive DI.1.2.02.07 liée au travail de diplôme.
Durch seine Unterschrift verpflichtet sich der/die Student/in, sich an die Richtlinie DI.1.2.02.07 der Diplomarbeit zu halten.



Convertisseur DC/DC 3kW pour photovoltaïque

Diplômant Nicolas Bonvin

Objectif du projet

L'objectif du projet est de développer un système électronique permettant de tester différentes topologies de convertisseurs DC/DC de 3kW.

Méthodes | Expériences | Résultats

Une étude théorique effectuée pendant le travail de semestre avait permis de sélectionner deux convertisseurs DC/DC. Le premier est un 'Boost à 4 canaux entrelacés travaillant en mode discontinu' et le second un 'convertisseur Full Bridge'.

Une carte de puissance et une carte de commande ont été réalisées pendant le travail de diplôme. La carte puissance contient les cellules élémentaires de conversion d'énergie pouvant être interconnectées entre elles de manière modulaire. La carte de commande contient un DSP et une CPLD permettant de lire des mesures et d'agir sur la commande des semi-conducteurs de puissance. Les cartes sont fonctionnelles.

Les deux convertisseurs ont été testés expérimentalement grâce à la plateforme mise en place. Les résultats obtenus ont pu être comparés avec les simulations et les calculs de l'étude théorique.

On dispose à présent d'outils génériques permettant l'étude d'un grand nombre de structures de conversion d'énergie.

Travail de diplôme
 | édition 2015 |

Filière
 Systèmes industriels

Domaine d'application
 Power & Control

Professeur responsable
 Philippe Barrade
 Philippe.Barrade@hevs.ch

Partenaire
 Studer Innotec SA

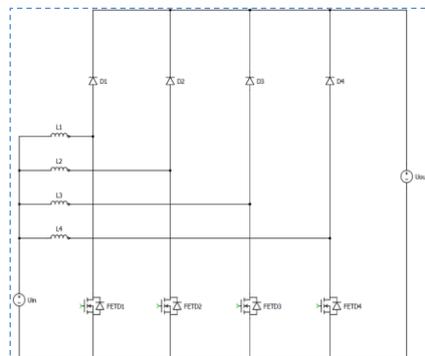


Schéma du convertisseur Boost à 4 canaux entrelacés

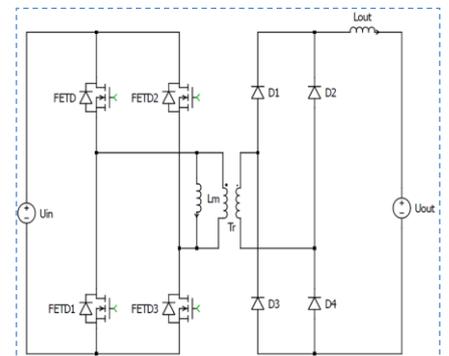


Schéma du convertisseur Full Bridge

TABLE DES MATIÈRES

INDEX DES FIGURES	4
INDEX DES TABLEAUX	6
I. REMERCIEMENTS	7
II. INTRODUCTION.....	8
III. CAHIER DES CHARGES	9
IV. PLANNING INITIAL	10
V. PLANNING RÉEL	11
VI. RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DU CONVERTISSEUR.....	12
VII. PLAQUE D'EXPÉRIMENTATION.....	13
1. BLOC : CELLULE DE COMMUTATION	13
1.1 PRINCIPE.....	13
1.2 COMPOSANTS.....	15
1.2.1 MOSFETS.....	15
1.2.2 DRIVERS	16
1.2.3 REFROIDISSEUR.....	16
1.2.4 VENTILATEUR.....	17
1.2.5 CAPTEUR DE TEMPÉRATURE.....	17
1.3 REFROIDISSEMENT	19
1.4 DÉTECTION DES OVERLOADS.....	21
2. BLOC : INDUCTANCE.....	22
2.1 PRINCIPE.....	22
2.2 COMPOSANTS.....	22
3. BLOC : MESURE COURANT	24
3.1 PRINCIPE.....	24
3.2 COMPOSANTS.....	24
3.2.1 CAPTEUR DE COURANT.....	24
3.2.2 AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL.....	25
3.2.3 CONVERSION EN BIT DANS LE DSP	28
4. BLOC : MESURE TENSION	30
4.1 PRINCIPE.....	30

4.2	COMPOSANTS.....	30
5.	BLOC : DSP ET CPLD.....	31
5.1	PRINCIPE.....	31
5.2	COMPOSANTS.....	31
5.2.1	DSP.....	31
5.2.2	CPLD.....	32
6.	BLOC : ALIMENTATION.....	32
6.1	PRINCIPE.....	32
6.2	COMPOSANTS.....	33
6.2.1	ALIMENTATION 24VDC->24VDC ISOLÉ.....	33
6.2.2	ALIMENTATION 24VDC->5VDC.....	33
6.2.3	ALIMENTATION 5VDC->3.3VDC ET 1.8VDC.....	34
6.2.4	ALIMENTATION 3.3VDC->1.5VDCREF.....	34
7.	BLOC TRANSFORMATEUR.....	34
8.	CONCEPTION DES CARTES.....	34
9.	GESTION DU MATÉRIEL.....	36
9.1	MATÉRIEL COMMANDÉ.....	36
9.2	LISTE DU MATÉRIEL ET PRIX.....	37
VIII.	PROGRAMMATION.....	38
1.	CPLD.....	38
1.1	DESCRIPTION DU PROGRAMME.....	38
2.	DSP.....	39
2.1	STRUCTURE DU PROGRAMME.....	39
3.	INTERFACE GRAPHIQUE.....	39
IX.	TEST ET VÉRIFICATION DE LA CARTE.....	42
1.	PROTOCOLE DE TEST.....	42
2.	TEST DES OVERLOADS.....	42
2.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA DÉTECTION.....	42
2.2	MONTAGE MIS EN PLACE POUR LE TEST.....	44
X.	MONTAGE 1 : BOOST À QUATRE CANAUX ENTRELACÉS TRAVAILLANT EN MODE DISCONTINU.....	47
1.	SCHÉMA DU MONTAGE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	47
2.	EQUATIONS DÉCRIVANT LE MONTAGE.....	52
3.	RÉALISATION PRATIQUE DU MONTAGE.....	53

3.1	ALIMENTATION.....	53
3.2	LIAISON ALIMENTATION<-> INDUCTANCE	53
3.3	LIAISON ENTRE L'ANODE DE LA DIODE ET LE DRAIN DU SWITCH.....	54
3.4	CONDENSATEUR DE SORTIE	54
3.5	CHARGE	55
4.	MESURE SUR LE CONVERTISSEUR	55
4.1	MESURE DES FORMES D'ONDES À L'OSCILLOSCOPE	55
	RÉPARTITION DES PERTES AU POINT DE FONCTIONNEMENT NOMINAL	62
4.2	MESURE DU RENDEMENT AU WATTMÈTRE	63
XI.	MONTAGE 2 : CONVERTISSEUR FULL BRIDGE (CAS IDÉAL).....	65
1.	SCHÉMA DU MONTAGE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	65
2.	EQUATIONS DÉCRIVANT LE MONTAGE	68
3.	DESIGN DU TRANSFORMATEUR.....	69
3.1	RAPPORT DE SPIRE :	69
3.2	CHOIX D'UN CORE MAGNÉTIQUE :	70
3.3	SCHÉMA ÉQUIVALENT MAGNÉTIQUE DU TRANSFORMATEUR :	71
3.4	CALCUL DE DIMENSIONNEMENT :	74
3.5	VÉRIFICATION EN SIMULATION :	75
3.6	CARACTÉRISATION DU TRANSFORMATEUR :	77
3.6.1	ESSAI EN COURT-CIRCUIT :	78
3.6.2	ESSAI À VIDE :	79
XII.	MONTAGE 2 : CONVERTISSEUR FULL BRIDGE (CAS RÉEL).....	80
1.	NOUVEAUX CALCULS THÉORIQUES :	83
1.1	INFLUENCE DES INDUCTANCES DE FUITE SUR LA TENSION AU SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR	83
XIII.	ORIENTATIONS FUTURES	94
1.	MONTAGE BOOST À 4 CANAUX ENTRELACÉS :	94
2.	MONTAGE FULL BRIDGE :	94
XIV.	CONCLUSION	95
XV.	DATE ET SIGNATURE.....	96
XVI.	RÉFÉRENCES.....	97
XVII.	LISTE DES ANNEXES	99

INDEX DES FIGURES

Figure 1 : planning initial	10
Figure 2 : planning réel	11
Figure 3 : contexte de l'étude de l'installation	12
Figure 4 : Bloc cellule de commutation	13
Figure 5 : Boost 1 canal	14
Figure 6 : Full bridge	15
Figure 7 : composant : Mosfet.....	15
Figure 8 : Driver.....	16
Figure 9 : dimension du refroidisseur.....	16
Figure 10 : Ventilateur.....	17
Figure 11 : diviseur de tension	18
Figure 12 : modèle thermique	19
Figure 13 : Rth du refroidisseur fischer elektronik FK100 en fonction de sa longueur	20
Figure 14 : paramètre 'a' en fonction de la vitesse de circulation d'air	21
Figure 15 : Carte inductance.....	22
Figure 16 : résultat du programme de dimensionnement des inductances	23
Figure 17 : carte mesure courant.....	24
Figure 18 : caractéristique tension/courant du Lem.....	24
Figure 19 : capteur Lem	26
Figure 20 : Schéma de l'amplificateur opérationnel de mesure.....	26
Figure 21 : caractéristique statique avec Lt Spice	27
Figure 22 : Courant mesuré par le LEM.....	28
Figure 23 : Tension lue par le DSP	29
Figure 24 : en vert courant mesuré et en bleu : tension sur le DSP avec adaptation offset et gain	29
Figure 25 : mesure tension sur le DSP	31
Figure 26 : DSP.....	31
Figure 27 : CPLD.....	32
Figure 28 : carte des alimentations.....	33
Figure 29 : Recom RH-2412D.....	33
Figure 30 : Alimentation Cincon	33
Figure 31 : régulateur de tension TPS767D318	34
Figure 32 : régulateur de tension LMV431.....	34
Figure 33 : inductances	35
Figure 34 : transformateur.....	35
Figure 35 : Carte de commande	35
Figure 36 : carte de puissance 2.....	35
Figure 37 : carte de puissance.....	35
Figure 38 : Carte commande et carte puissance	36
Figure 39 : Etat et transition du programme	39
Figure 40 : IHM onglet : Advanced User Control	40
Figure 41 : IHM onglet Virtual Scope	41
Figure 42 : détection des overloads.....	42
Figure 43 : courant traversant le switch en fonction de la tension drain source pour une température de 25°C.....	43
Figure 44 : Circuit de test des overloads.....	44
Figure 45 : détection d'overload pour le switch H1	45

Figure 46 : boost à 4 canaux entrelacés	47
Figure 47 : Courant dans les inductances	48
Figure 48 : courant dans un switch	48
Figure 49 : Courant dans la diode.....	49
Figure 50 : allure des tensions et des courants	49
Figure 51 : tension drain source switch.....	50
Figure 52 : tension sur la diode.....	51
Figure 53 : liaison point milieu entre switch et diode	54
Figure 54 : capacité enfichable	54
Figure 55 : Power Resistor Box	55
Figure 56 : Mesure du courant les inductances	56
Figure 57 : tension entrée (jaune), tension sortie (rouge), courant entrée (bleu), courant sortie (vert)	56
Figure 58 : Tension sur le switch (jaune) et tension sur la diode (rouge).....	57
Figure 59 : fréquence des oscillations.....	57
Figure 60 : courant RMS dans un switch	58
Figure 61 : Courant circulant dans une diode	59
Figure 62 : modèle équivalent de la diode	59
Figure 63 : Courant dans une inductance	60
Figure 64 : Pertes à l'enclenchement.....	61
Figure 65 : Pertes au déclenchement	61
Figure 66 : Répartition des pertes au point de fonctionnement nominal	62
Figure 67 : mesure du rendement.....	63
Figure 68 : mesure du rendement.....	64
Figure 69 : Convertisseur full bridge	65
Figure 70 : graphique 1 : tension entrée en vert et tension de sortie en rouge graphique 2 : Courant entrée en vert et courant de sortie en rouge.....	66
Figure 71 : Tension au primaire du transformateur et courant magnétisant.....	67
Figure 72 : Graphique 1 : Tension primaire et secondaire transformateur Graphique 2 : Tension redressée	67
Figure 73 : Dimensions du core en U pour le transformateur	70
Figure 74 : dimensions du transformateur	70
Figure 75 : Circuit équivalent magnétique du transformateur.....	71
Figure 76 : schéma équivalent électrique du transformateur.....	73
Figure 77 : modèle magnétique du transformateur.....	75
Figure 78 : Courant magnétisant.....	76
Figure 79 : flux magnétique.....	77
Figure 80 : schéma équivalent à vide du transformateur.....	79
Figure 81 : modèle réel du transformateur.....	80
Figure 82 : Tension d'entrée (vert), tension de sortie (rouge), courant de sortie (bleu)	81
Figure 83 : tension entrée (vert), tension sortie (rouge), courant sortie (bleu)	81
Figure 84 : tension primaire (vert), tension secondaire (rouge) et courant secondaire (bleu).....	82
Figure 85 : mesure de la tension primaire (vert), tension secondaire (rouge) et courant secondaire du transformateur (bleu).....	82
Figure 86 : schéma équivalent	84
Figure 87 : Allure des courants et des tensions	84
Figure 88 : schéma équivalent pendant l'empiètement	85

Figure 89 : schéma équivalent avec source de courant	86
Figure 90 : schéma équivalent	87
Figure 91 : Transformateur bobinage version 1	89
Figure 92 : transformateur bobinage version 2	89
Figure 93 : Tension primaire du transformateur (vert)/tension secondaire du transformateur (jaune) tension sortie (rouge) et courant de sortie (bleu)	90
Figure 94 : Tension primaire transformateur (vert), tension secondaire transformateur (jaune), tension sortie (rouge) et courant de sortie (bleu)	91
Figure 95 : Tension primaire du transformateur et courant de magnétisation	91
Figure 96 : tension primaire du transformateur [V] et courant de magnétisation [A]	92
Figure 97 : comparaison simulation mesure (simulation)	92
Figure 98 : comparaison simulation mesure (mesure).....	93

INDEX DES TABLEAUX

Tableau 1 : codage des overloads	38
Tableau 2 : courant lors de la détection d'overload	46
Tableau 3 : Valeur des pertes [W].....	62
Tableau 4 : modèle équivalent du transformateur en court-circuit.....	78

I. REMERCIEMENTS

Avant de commencer le rapport de mon travail de diplôme, je tiens à remercier mon professeur responsable, M. Philippe Barrade, pour son aide et pour le soutien qu'il m'a apporté durant ce travail. Je tiens également à remercier toute l'équipe du laboratoire d'électronique de la HES-So pour le temps qu'ils ont consacré à répondre à mes questions. Merci également à Carmine Arcudi pour le routage du PCB. Un grand merci aussi à M. Samuel Chevailler pour son aide concernant la réalisation du transformateur. Merci aussi à mon amie, Caroline Délèze, pour la relecture du rapport et la correction des fautes d'orthographe.

II. INTRODUCTION

Le but de ce travail de diplôme est de poursuivre l'étude théorique réalisée lors du travail de semestre [1]. Deux convertisseurs avaient été retenus durant ce travail. Le premier, sans isolation galvanique, est un convertisseur Boost multibranches travaillant en mode discontinu. Le second, avec séparation galvanique, est le convertisseur full bridge. Il s'agira pendant le diplôme de choisir les composants permettant la réalisation des deux circuits ci-dessus. Il faudra ensuite réaliser les schémas électriques. Le montage devra être conçu sous forme de plateforme de test modulable permettant ainsi une grande souplesse de réalisation de convertisseurs. Il faudra concevoir de manière à pouvoir tester d'autres convertisseurs. Des mesures seront ensuite prises sur les circuits réalisés afin de comparer l'étude théorique aux mesures récoltées.

III. CAHIER DES CHARGES

Toutes les tâches à réaliser durant le travail de diplôme sont citées point par point ci-dessous.

- Choix des composants
- Réalisation des schémas électriques
- Montage du PCB
- Programmation du DSP pour la commande des commutateurs de puissance
- Programmation de la CPLD
- Vérification du fonctionnement du montage Boost multibranches à l'aide de mesures
- Vérification du fonctionnement du montage Full bridge à l'aide de mesures
- Documentation du projet

IV. PLANNING INITIAL

A partir du cahier des charges défini ci-dessus et des jours de travail à disposition, j'ai pu planifier mon travail de la manière suivante :

	Lundi	Mardi	Mercredi	Jeudi	Vendredi
Semaine 1 : du 11.05.2015 au 15.05.2015	Discussion avec le professeur responsable Etablissement du planning global Recherche du matériel Après-midi : visite du CEF de Prêverenge	Réalisation des schémas électriques Recherche du matériel	Réalisation des schémas électriques Rédaction du rapport Choix du matériel	Férieré	Férieré
Semaine 2 : du 18.05.2015 au 22.05.2015	Choix du matériel Rédaction du rapport Préparation du matériel (Ex : bobinage inductance, transformateur)	Réalisation des schémas électriques Choix du matériel manquant	Préparation du matériel (Ex : bobinage inductance, transformateur) Réalisation des schémas électriques Choix du matériel manquant	Préparation du matériel (Ex : bobinage inductance, transformateur) Réalisation des schémas électriques Choix du matériel manquant	Après 2 semaines, le matériel devra être prêt et les schémas terminés. Le routage pourra commencer. Rédaction du rapport
Semaine 3 : du 25.05.2015 au 29.05.2015 (Attente du routage du PCB)	Férieré	Programmation (IHM, DSP,...)	Programmation (IHM, DSP,...)	Programmation (IHM, DSP,...) Rédaction du rapport	Programmation (IHM, DSP,...) Rédaction du rapport A la fin de cette semaine, le routage devrait être terminé afin de commencer le montage dès lundi.
Semaine 4 : du 01.06.2015 au 05.06.2015	Montage du PCB	Montage du PCB	Montage du PCB	Férieré	Montage du PCB
Semaine 5 : du 08.06.2015 au 12.06.2015	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes
Semaine 6 : du 15.06.2015 au 19.06.2015	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes Rédaction du rapport	Test du PCB et dépannage des problèmes Rédaction du rapport
Semaine 7 : du 22.06.2015 au 26.06.2015	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux Rédaction du rapport
Semaine 8 : du 29.06.2015 au 03.07.2015	Mesure et test du convertisseur Full Bridge Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Full Bridge Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Full Bridge Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Full Bridge Rédaction du rapport	Mesure et test du convertisseur Full Bridge Rédaction du rapport
Semaine 9 : du 06.07.2015 au 10.07.2015	Réserve Rédaction du rapport	Réserve Rédaction du rapport	Réserve Rédaction du rapport	Réserve Rédaction du rapport	Réserve Rédaction du rapport

Figure 1 : planning initial

V. PLANNING RÉEL

Le planning réel est rempli au fur et à mesure du projet. Il permet de s'assurer que l'avancement du travail se passe conformément au planning initial défini. La version détaillée du planning réel se trouve dans mon journal de travail présent à l'**annexe 1**.

	Lundi	Mardi	Mercredi	Jeudi	Vendredi
Semaine 1 : du 11.05.2015 au 15.05.2015	Discussion avec le professeur responsable réalisation des schémas électriques Etablissement du planning global Recherche du matériel Après-midi : visite du CEF de Préverenge	Réalisation des schémas électriques Recherche du matériel Rédaction du rapport	Réalisation des schémas électriques Simulation des capteurs LEM sur LtSpice	Férié	Férié
Semaine 2 : du 18.05.2015 au 22.05.2015	Dimensionnement et choix d'un système de refroidissement Rédaction du rapport	Réalisation IHM Réalisation d'un schéma d'implantation des cartes électroniques	Schéma d'implantation des cartes électroniques Liste de matériel Suite de la recherche de matériel	Recherche d'information sur le bobinage des transformateurs Discussion avec Carmine pour le routage du PCB	Préparation de la programmation du DSP et de la CPLD
Semaine 3 : du 25.05.2015 au 29.05.2015 (Attente du routage du PCB)	Férié	Programmation (IHM, DSP,...)	Dimensionnement et réalisation des inductances	Réalisation de la carte inductance Préparation du montage pour les autres cartes (matériel)	montage du PCB
Semaine 4 : du 01.06.2015 au 05.06.2015	Montage du PCB	Montage du PCB Commande du matériel manquant Simulation chaîne mesure tension et courant sur Ltspice	Simulation et dimensionnement du transformateur	Férié	Réalisation du transformateur
Semaine 5 : du 08.06.2015 au 12.06.2015	Réception du matériel et test de la carte	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes
Semaine 6 : du 15.06.2015 au 19.06.2015	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du PCB et dépannage des problèmes	Test du convertisseur Full bridge	Test du convertisseur Full bridge
Semaine 7 : du 22.06.2015 au 26.06.2015	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux	Mesure et test du convertisseur Boost 4 canaux	Rédaction du rapport	Rédaction du rapport	Etude et simulation du convertisseur Full bridge avec inductances de fuite
Semaine 8 : du 29.06.2015 au 03.07.2015	Rédaction du rapport	Rédaction du rapport	Rédaction du rapport Mesure sur le convertisseur Full Bridge	Rédaction du rapport Réalisation d'un nouveau transformateur	Journée consacrée à la méthode EMR pour la régulation
Semaine 9 : du 06.07.2015 au 10.07.2015	Mesure sur le convertisseur Modification du bobinage du transformateur Rédaction du rapport	Rédaction du rapport	Rédaction du rapport	Rédaction du rapport et préparation de la documentation	Relecture finale et remise du rapport

Figure 2 : planning réel

VI. RAPPEL DES SPÉCIFICATIONS DU CONVERTISSEUR

Durant le travail de semestre [1], les spécifications du convertisseur ont été établies. Le schéma suivant montre le contexte de l'étude de l'installation avec les valeurs de tension en entrée et en sortie du convertisseur.

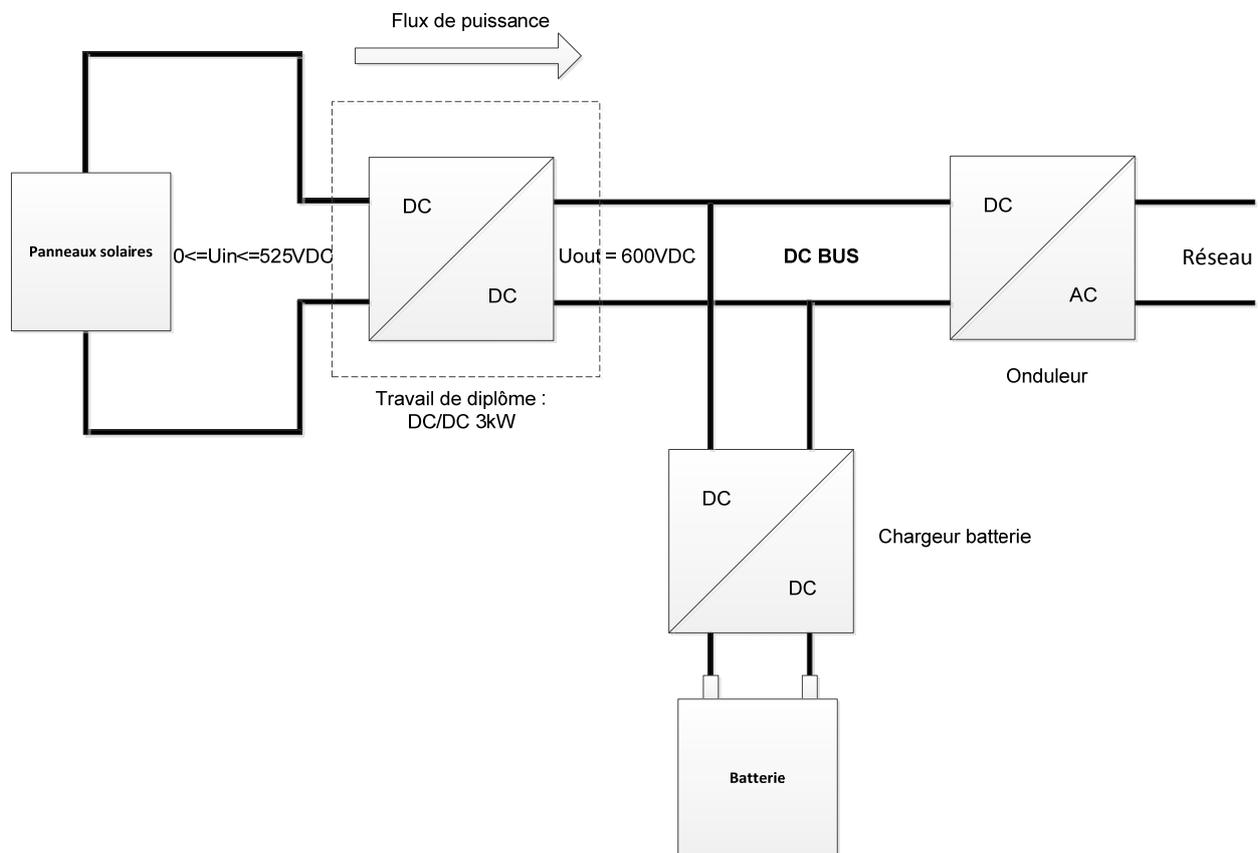


Figure 3 : contexte de l'étude de l'installation

La tension nominale d'entrée vaut : 400V

La tension de sortie du convertisseur vaut : 600V

La puissance nominale vaut : 3kW

VII. PLAQUE D'EXPÉRIMENTATION

Le but de la plaque d'expérimentation est de pouvoir non seulement tester les deux montages choisis durant le travail de semestre mais également d'autres montages. On doit donc garantir une grande flexibilité lors de la réalisation du PCB. L'idée choisie est de découper le problème en plusieurs « blocs » ou « briques » élémentaires ayant une fonction bien précise. La liste des blocs à réaliser est la suivante :

- Bloc : Cellule commutation
- Bloc : Inductance
- Bloc : Mesure courant
- Bloc : Mesure tension
- Bloc : DSP/CPLD
- Bloc : Alimentation
- Bloc : Transformateur

1. Bloc : Cellule de commutation

1.1 Principe

Ce bloc correspond à la pièce principale du circuit. Il se compose de quatre briques élémentaires. Chaque brique se compose de deux mosfets (avec diode en parallèle) et des drivers pour la commande de gate. Le schéma fonctionnel est le suivant :

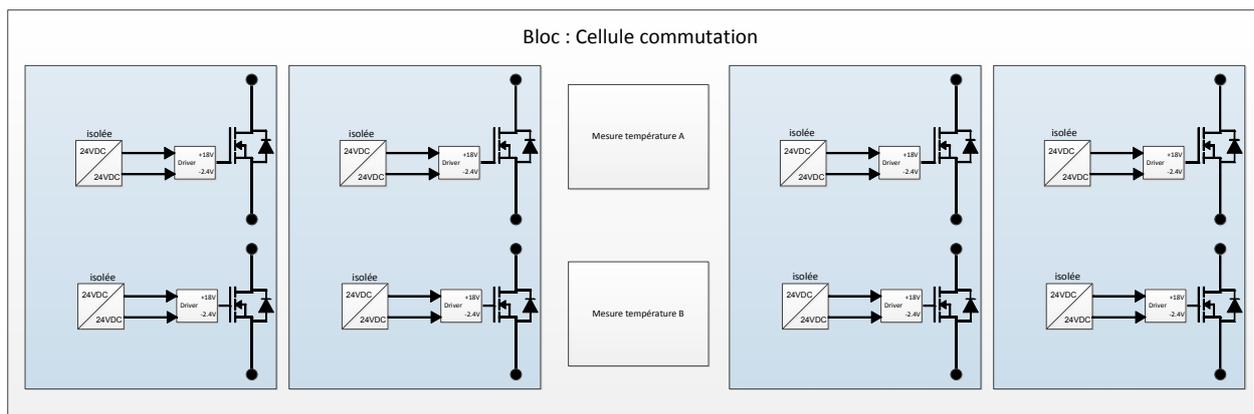


Figure 4 : Bloc cellule de commutation

Les mosfets sont connectés sur des bornes bananes 4mm. On peut, avec ce bloc de base, tester différents montages. En reliant une inductance au point milieu, le potentiel inférieur des

panneaux solaires au connecteur banane inférieur et la tension de sortie au connecteur banane supérieur, on obtient le schéma suivant :

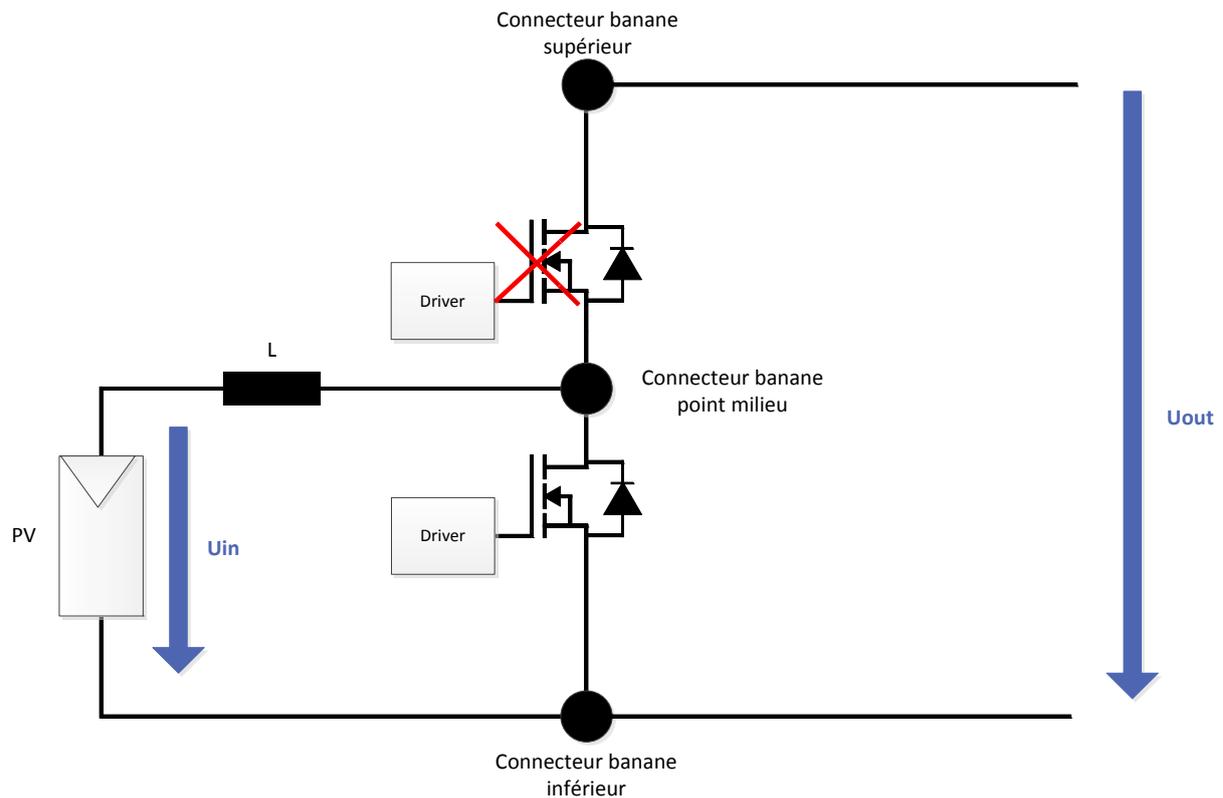


Figure 5 : Boost 1 canal

Ce circuit correspond au boost à 1 canal. Le switch du haut ne commute pas et on utilise la diode en parallèle dans ce cas. Si on cascade ce montage 4 fois, on obtient le circuit testé lors du travail de semestre (boost multibranches à 4 canaux).

Le deuxième montage (full bridge) s'obtient de la manière suivante :

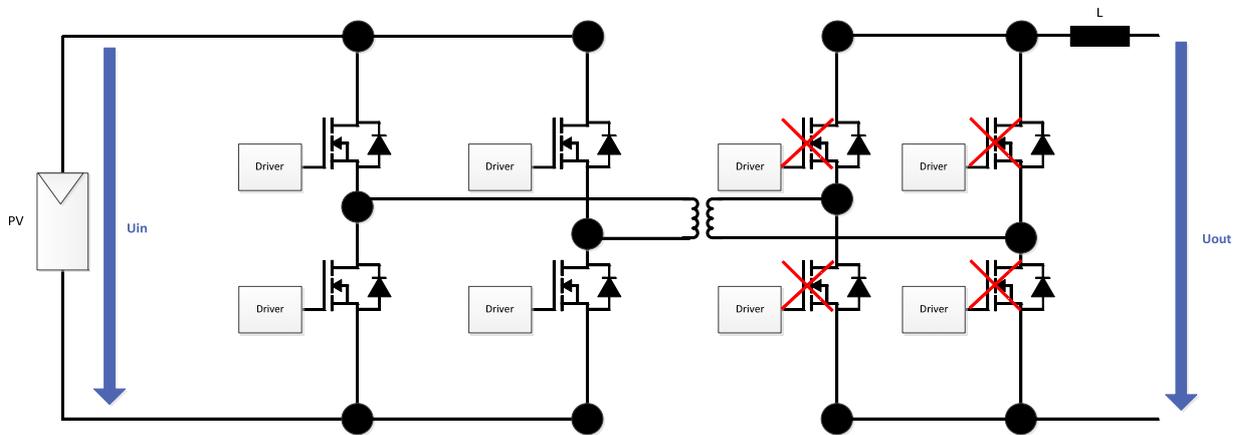


Figure 6 : Full bridge

Dans ce cas, les mosfets des 2 cellules de commutation en entrée commutent. En sortie, les mosfets des 2 cellules de commutation ne commutent pas. Ils travaillent en redresseur à diodes (Pont de Graetz).

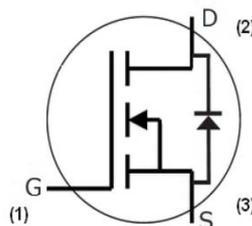
1.2 Composants

1.2.1 Mosfets

Les mosfets utilisés sont des CREE CMF10120D [2].



TO-247-3



V_{DS}	= 1200 V
$I_{D(MAX)}$	= 24 A
$R_{DS(on)}$	= 160mΩ

Figure 7 : composant : Mosfet

1.2.2 Drivers

Les drivers utilisés sont des FOD3180S du fabricant Fairchild Semiconductor [3].

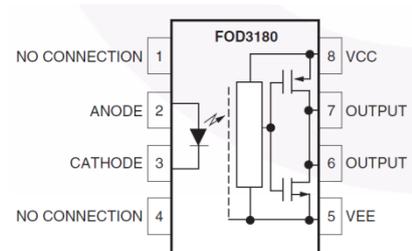


Figure 8 : Driver

1.2.3 Refroidisseur

Les commutateurs de puissance sont placés sur un refroidisseur afin de dissiper les pertes thermiques engendrées. Le refroidisseur choisi est un SK100 de fischer elektronik [4]. Les dimensions sont données dans l'image ci-dessous :

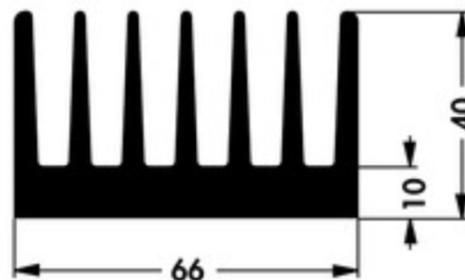


Figure 9 : dimension du refroidisseur

Ce refroidisseur a une longueur de 133mm. La méthode de calcul pour les pertes thermiques sera présentée au chapitre 1.3.

1.2.4 Ventilateur

Un ventilateur est placé afin de permettre une circulation forcée d'air au travers du refroidisseur. Ceci permet de mieux dissiper les pertes thermiques des composants. La méthode de calcul est également présentée au chapitre 1.3 ci-dessous. Le ventilateur choisi est un KD2409PTS1 de la marque Sunon [5].



Figure 10 : Ventilateur

1.2.5 Capteur de température

Afin de s'assurer que la température ne devienne pas supérieure à une valeur critique pouvant détruire les switches, des capteurs de température sont utilisés. Il s'agit de résistance variant en fonction de la température. Le type utilisé est KTY81-120 de Philips [6]. Le tableau ci-dessous montre la variation de résistance en fonction de la température :

Température [°C]	Résistance [Ohm]
-55	490
-50	515
-40	567
-30	624
-20	684
-10	747
0	815
10	886
20	961
25	1000
30	1040
40	1122
50	1209
60	1299
70	1392
80	1490
90	1591
100	1696

Table 1 : variation de la résistance en fonction de la température

Le diviseur de tension utilisé pour la mesure de température est le suivant :

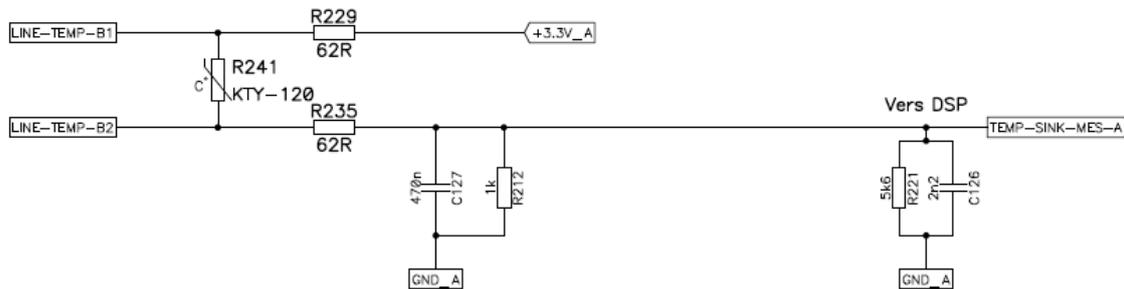


Figure 11 : diviseur de tension

La tension en entrée de l'A/D du DSP vaut :

$$U_{mes}(T) = 3.3V \cdot \frac{\frac{R_{212} \cdot R_{221}}{R_{212} + R_{221}}}{R_{229} + R_{241}(T) + R_{235} + \frac{R_{212} \cdot R_{221}}{R_{212} + R_{221}}}$$

Avec les valeurs des résistances choisies ci-dessus dans la Figure 11, on obtient les tensions en entrée de l'A/D du DSP (en bleu) :

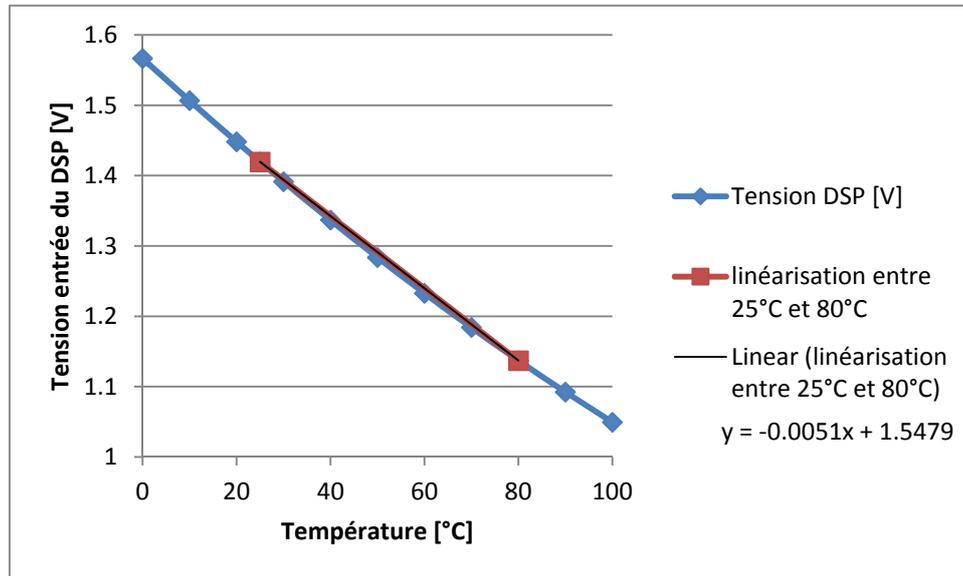


Table 2 : Tension en entrée du DSP en fonction de la température

Une linéarisation entre les points de fonctionnement de 25°C et 80°C nous donne l'équation de la droite affichée dans le graphique. On pourra ainsi implémenter l'offset et le gain dans le DSP pour mesurer correctement la température.

1.3 Refroidissement

Les pertes dans les commutateurs de puissance engendrent une élévation de température du composant pouvant provoquer la destruction de ce dernier. Pour éviter cela, on monte les interrupteurs de puissance sur un refroidisseur. Afin de dimensionner ce dernier, on peut établir un modèle thermique permettant de connaître l'élévation de température engendrée par les pertes. Le modèle thermique est le suivant :

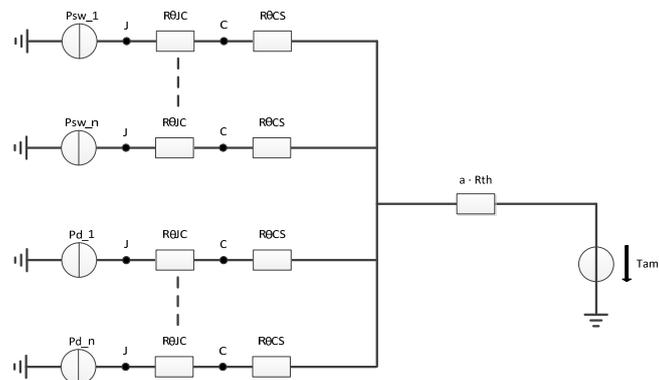


Figure 12 : modèle thermique

P_{sw_1} représente les pertes en [W] dans le commutateur de puissance numéro 1.

P_{sw_n} représente les pertes en [W] dans le commutateur de puissance numéro n. On a à disposition 8 commutateurs de puissance (pouvant travailler en switch ou en diode). Le nombre n et les pertes dépendront donc du montage testé.

P_{d_1} représente les pertes en [W] dans la diode du commutateur de puissance numéro 1.

P_{d_n} représente les pertes en [W] dans la diode du commutateur de puissance numéro n. Le nombre de diode dépendra également du montage testé.

$R_{\theta JC}$ correspond à la résistance thermique entre la jonction et le boîtier du mosfet en [K/W]. On trouve dans le datasheet du mosfet CREE CMF10120 :

$$R_{\theta JC} = 0.82 \frac{K}{W}$$

$R_{\theta CS}$ correspond à la résistance thermique entre le boîtier et le refroidisseur [K/W]. On trouve dans le datasheet du mosfet CREE CMF10120 :

$$R_{\theta CS} = 0.25 \frac{K}{W}$$

R_{th} correspond à la résistance thermique du refroidisseur en [K/W]. Elle dépend du modèle de refroidisseur. Pour le refroidisseur de fischer elektronik SK100, on trouve le graphique suivant donnant la valeur de la résistance thermique en fonction de la longueur :

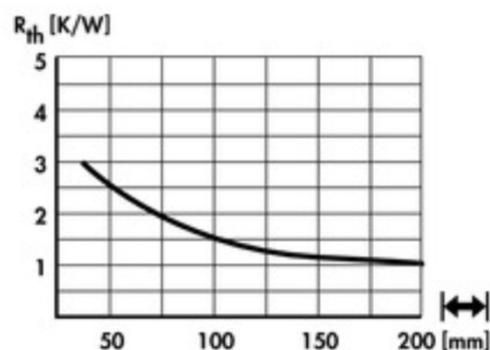


Figure 13 : R_{th} du refroidisseur fischer elektronik FK100 en fonction de sa longueur

Avec une longueur de 133mm, on a :

$$R_{th} = 1.3 \frac{K}{W}$$

'a' est un paramètre qui varie si on utilise un ventilateur ou non. Le graphique suivant montre l'évolution de ce paramètre en fonction de la vitesse de circulation d'air au travers du refroidisseur.

Résistances thermiques des profilés quelconques en refroidissement forcé
 $R_{thKf} \approx a \cdot R_{thK}$
 R_{thKf} = résistance thermique en refroidissement forcé
 R_{thK} = résistance thermique en refroidissement naturel
 a = facteur de proportionalités

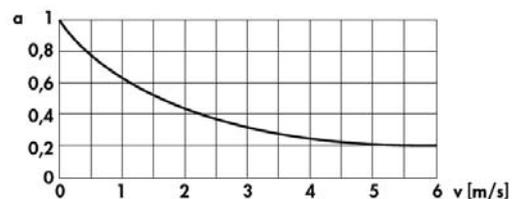


Figure 14 : paramètre 'a' en fonction de la vitesse de circulation d'air

Le ventilateur Sunon KD2409PTS1 peut délivrer un débit d'air de 84.95CFM à 24V soit un débit de $0.04 \text{ m}^3/\text{s}$. Le diamètre des pales vaut 85mm. La surface correspondante est donc égale à :

$$A_{\text{ventilateur}} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0.085^2}{4} = 5.67 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

La vitesse équivalente vaut donc :

$$v_{\text{ventilateur}} = \frac{Q}{A_{\text{ventilateur}}} = \frac{0.04}{5.67 \cdot 10^{-3}} = 7.05 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

En prenant cette vitesse de l'air pour le refroidissement forcé, on voit que le paramètre 'a' peut prendre des valeurs comprises entre :

$$0.2 \leq a \leq 1$$

On peut maintenant connaître la température de la Jonction au point J pour le refroidisseur choisi, une vitesse de rotation du ventilateur et des pertes données. Par sécurité, on veillera à ce que la température de la jonction ne dépasse pas les 80°C .

1.4 Détection des overloads

Pour protéger les switches d'un courant de défaut élevé qui pourrait les détruire, une détection d'overload hardware est implémentée. Le fonctionnement du système sera fait au Chapitre IX.2.1

2. Bloc : Inductance

2.1 Principe

Ce bloc est très simple. Il s'agit d'une inductance bobinée sur un noyau magnétique. Cette inductance est reliée à deux connecteurs bananes pour pouvoir la raccorder facilement aux autres blocs.

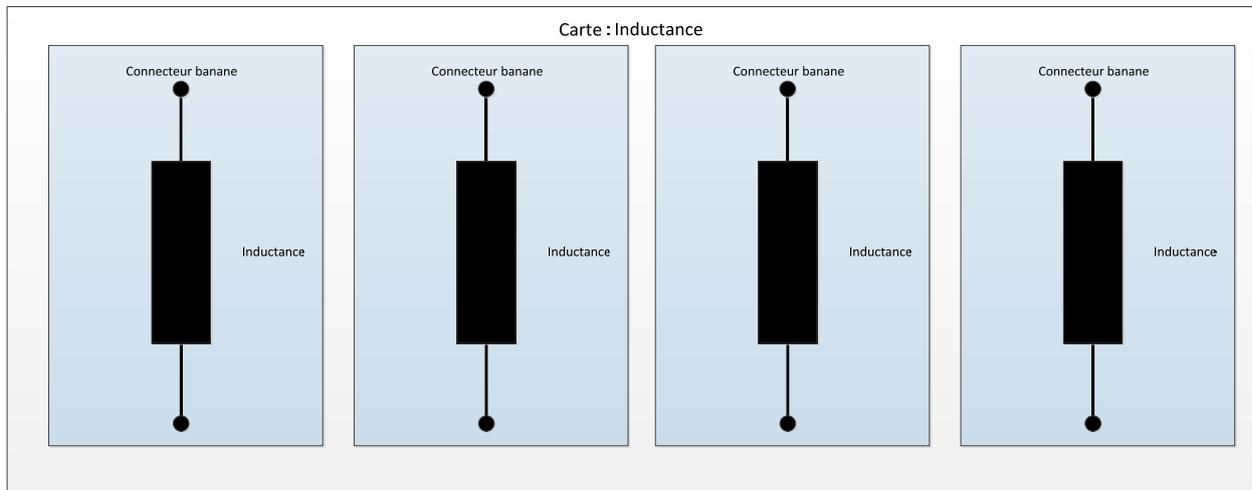


Figure 15 : Carte inductance

2.2 Composants

L'inductance est réalisée à partir d'un noyau Kool Mu 0077439A7 de la marque Magnetics [7]. Pour dimensionner cette inductance, j'ai utilisé le programme Excel fourni par le fournisseur (**annexe 2**). J'ai utilisé les valeurs du montage boost entrelacé à 4 canaux. On trouve :

STEP 4		
Design Output		
Inductance at Full Load	0.894	mH
Inductance at No Load	1.35	mH
Specified Current Inductance	1.08	mH
Total Loss	8.01	W
Temp Rise	48.3	°C
Number of Turns	100	
Wire Size	21	AWG
Winding Factor	11.3%	
DC Resistance of Winding	276.53	mΩ
Finished OD	51.1	mm
Finished HT	22.5	mm
Adjust Turns		

Figure 16 : résultat du programme de dimensionnement des inductances

Les valeurs ont également été vérifiées à l'aide du protocole de dimensionnement donné sur le site et les 2 résultats concordent.

3. Bloc : Mesure courant

3.1 Principe

Le but de ce bloc est de transmettre les mesures de courant au DSP. J'ai décidé d'en utiliser 4 afin de pouvoir mesurer les 4 courants dans les inductances pour le convertisseur boost multibranches à 4 canaux. Le schéma suivant représente cette brique de mesure de courant :

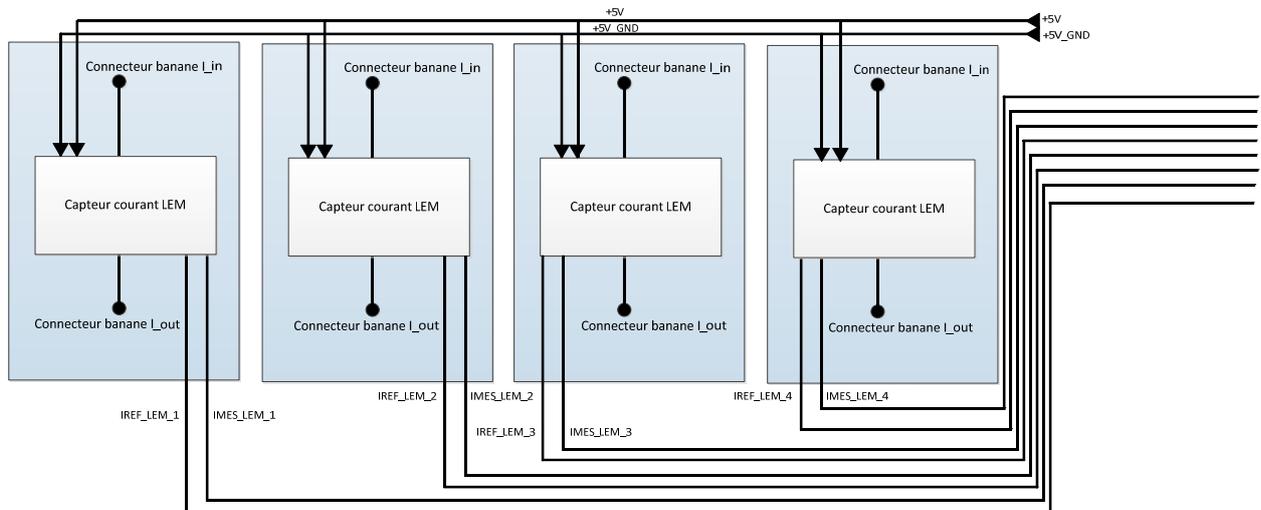


Figure 17 : carte mesure courant

3.2 Composants

3.2.1 Capteur de courant

Le capteur de courant utilisé est un Lem Ltsr 15-np [8]. Sa caractéristique statique est la suivante :

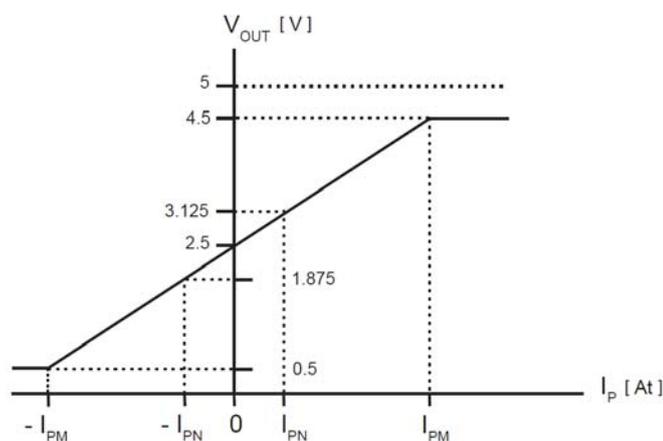


Figure 18 : caractéristique tension/courant du Lem

La pente vaut :

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_p} = \frac{3.125 - 2.5}{I_{PN}} = \frac{0.625}{I_{PN}}$$

Le fournisseur permet de choisir 3 valeurs pour le courant IPN. La valeur de la pente correspondante vaut donc :

$$IPN = 15A \Rightarrow \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_p} = 41.6 \frac{mV}{A}$$

$$IPN = 7.5A \Rightarrow \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_p} = 83.3 \frac{mV}{A}$$

$$IPN = 5A \Rightarrow \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_p} = 125 \frac{mV}{A}$$

Plus le IPN diminue, plus la pente augmente. On atteindra donc plus rapidement les valeurs de saturation de 4.5V pour des courants positifs et 0.5V pour des courants négatifs.

Les gammes de mesure équivalentes sont les suivantes :

IPN = 15A -> +/-48A

IPN = 7.5A-> +/-24A

IPN = 5A-> +/-16A

Mes mesures de courant prendront des valeurs comprises entre environ -20A et 20A. Je choisis donc la configuration IPN = 7.5A. Le courant mesuré devra faire deux tours dans le capteur. La connexion recommandée se trouve dans le datasheet [8].

Le gain du capteur vaudra donc :

$$G_{cap} = 83.3 \frac{mV}{A}$$

3.2.2 Amplificateur opérationnel

Il faut maintenant choisir le gain de l'amplificateur opérationnel. On veut que 24A donne 3V au DSP et -24A donne 0V au DSP. Il faut donc choisir un gain de 0.75 V/V et ajouter un offset de 1.5V sur l'ampli.

$$G_{ampli} = 0.75 \frac{V}{V}$$

Pour vérifier le bon fonctionnement de la chaîne de mesure ci-dessus, une simulation avec Lt Spice a été faite. Le schéma se trouve ci-dessous :

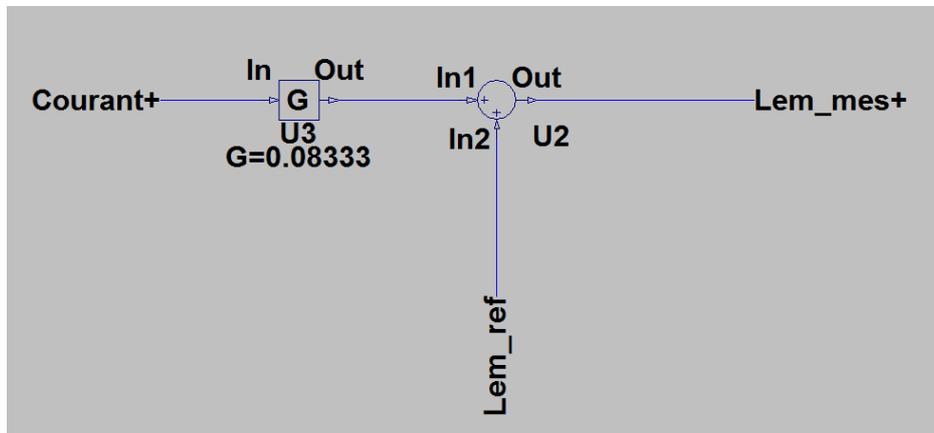


Figure 19 : capteur Lem

Ce premier bloc représente le capteur LEM. Le signal $Courant+$ correspond au courant mesuré qui traverse le LEM. Il est ensuite multiplié par le gain du capteur. On ajoute ensuite à cette valeur les 2.5V de référence ($Courant+ = 0A$, $Lem_mes+ = 2.5V$). Ce signal va ensuite sur l'amplificateur opérationnel :

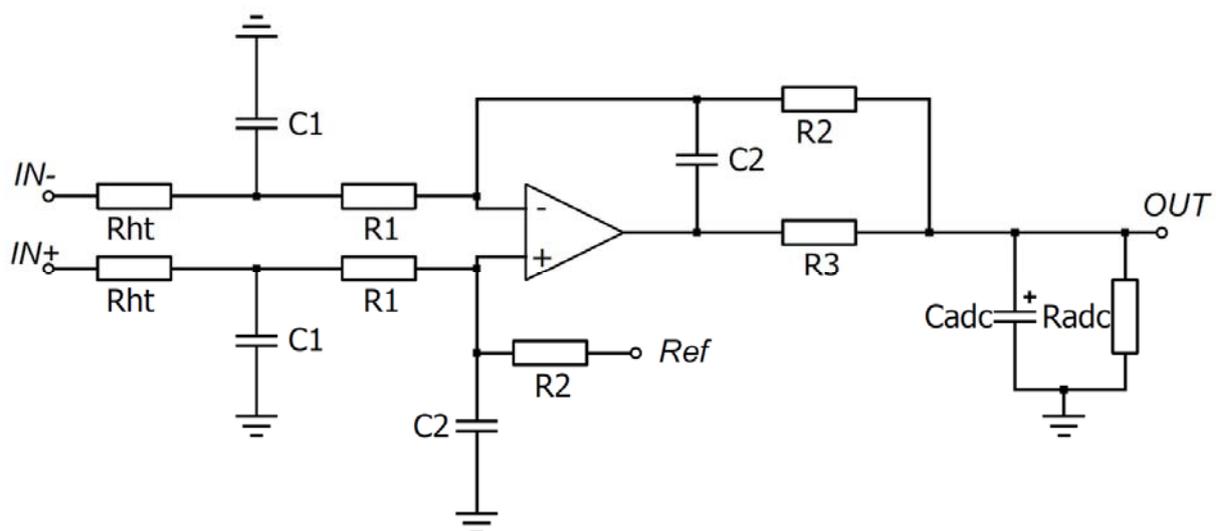


Figure 20 : Schéma de l'amplificateur opérationnel de mesure

Pour dimensionner le gain de l'ampli op, j'ai utilisé un programme Excel développé par le laboratoire d'électronique industriel de la HES (**annexe 3**). La fréquence de coupure de l'amplificateur a été fixée à 200kHz, ce qui correspond à la bande passante du capteur. On ne filtre ainsi pas le signal en hardware. Les valeurs des composants trouvées sont :

R_{dc} : 10kΩ

R_{ht} : 1.3kΩ

R₁ : 160Ω

R₂ : 1.1kΩ

R₃ : 100Ω

C_{dc} : 2.2nF

C₁ : 3.3nF

C₂ : 680pF

On fait la mesure différentielle entre le signal Lem_mes+ et la référence (Lem_ref = 2.5V). La Ref permet d'ajouter l'offset pour que lorsque le courant vaut 0A, on ait 1.5V en entrée du DSP afin de pouvoir mesurer des courants négatifs. Le résultat de la caractéristique statique est le suivant :

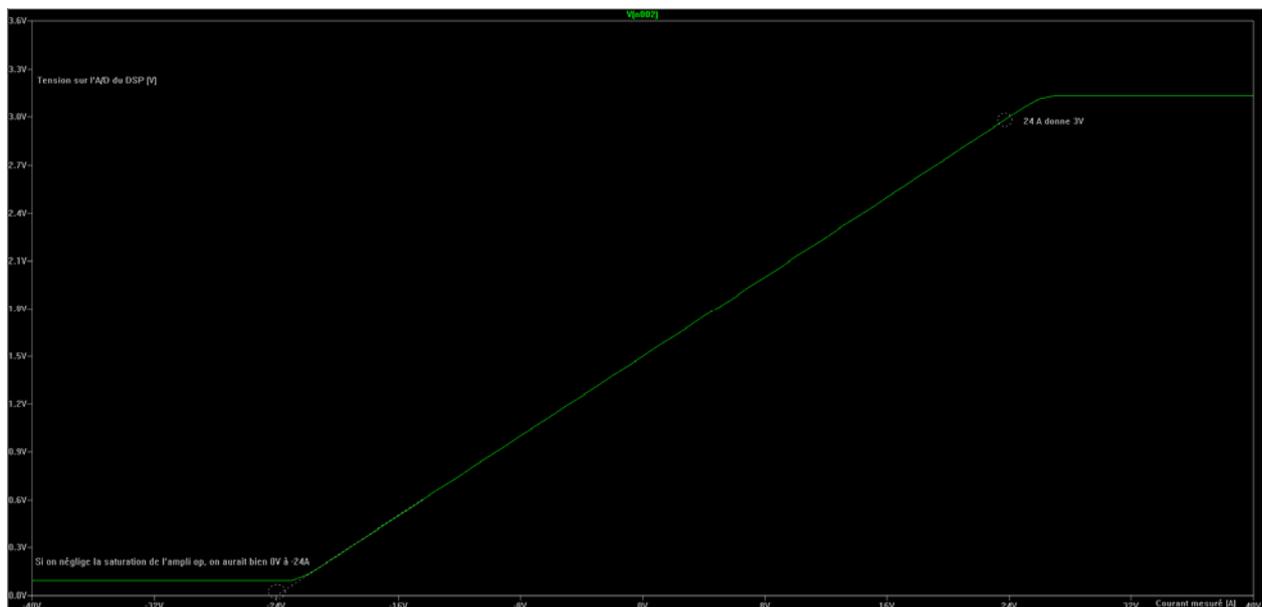


Figure 21 : caractéristique statique avec Lt Spice

L'amplificateur opérationnel utilisé est le modèle de l'AD8648. On voit que 24 A correspond bien à 3V sur le DSP. 0A donne une tension de 1.5V sur le DSP. Pour la tension négative, il y a une saturation à 0.1V. Cependant, si on linéarise la caractéristique, on voit qu'on aurait bien 0V pour -24A. Les gains sont donc correctement choisis.

3.2.3 Conversion en bit dans le DSP

La résolution de l'A/D du DSP est de 12bits soit 4096 valeurs possibles. Le gain de l'A/D vaut donc :

$$G_{AD} = \frac{\Delta bit}{\Delta U_{DSP}} = \frac{4096}{3.3} = 1241 \frac{bit}{V}$$

La chaîne totale de mesure a donc un gain de :

$$G_{tot} = G_{cap} \cdot G_{ampli} \cdot G_{AD} = 77.58 \frac{bit}{A}$$

Si on veut savoir le delta minimal de courant nécessaire à faire changer 1 bit dans le DSP, on a :

$$\frac{1}{77.58} \frac{A}{bit} = 12.9 \frac{mA}{bit}$$

La figure suivante montre le comportement dynamique de la chaîne de mesure. On applique en entrée du capteur un signal similaire à celui du courant mesuré dans une inductance pour le convertisseur boost à 4 canaux. On regarde la tension vue en entrée du DSP :

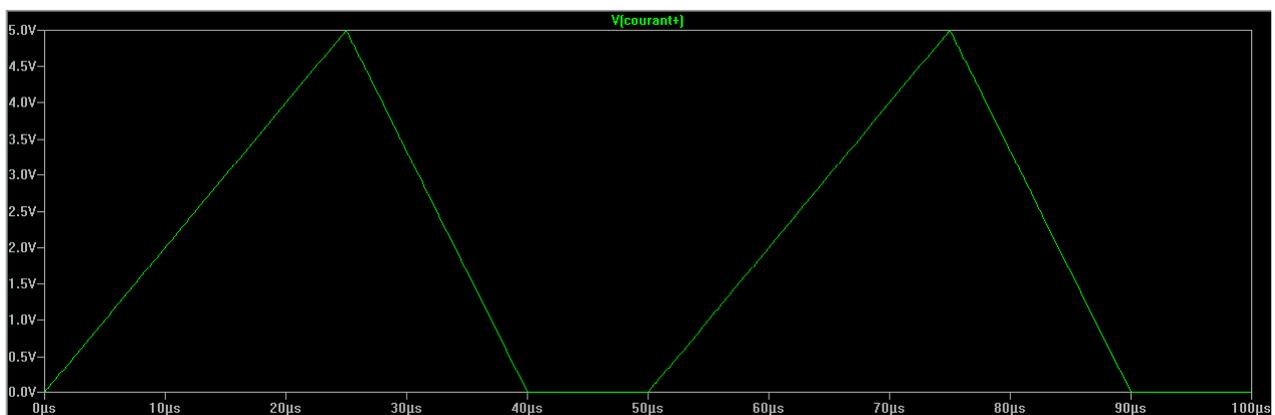


Figure 22 : Courant mesuré par le LEM

L'unité de l'axe des y représente des ampères. On a donc un courant crête de 5A.

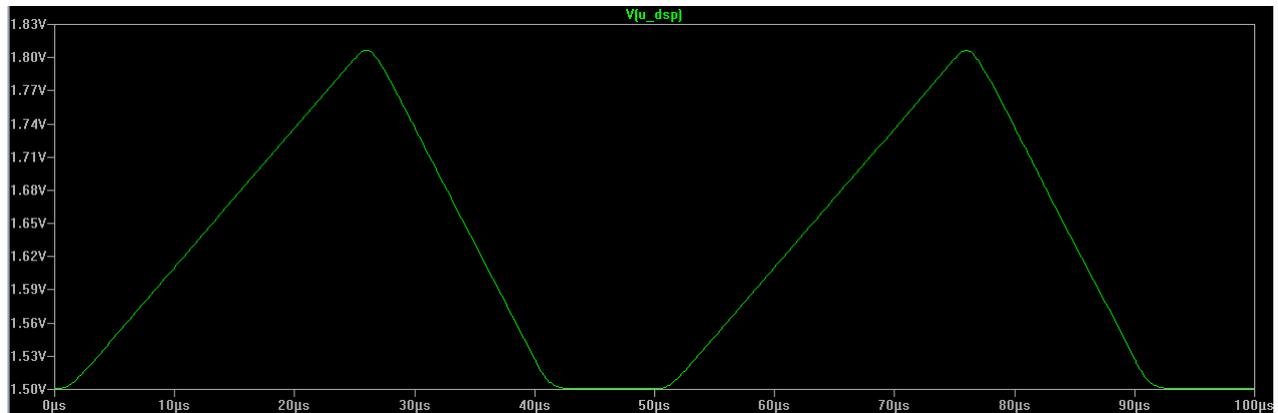


Figure 23 : Tension lue par le DSP

On voit que le fait d'avoir une fréquence de coupure de 200kHz conserve correctement la forme d'onde mesurée. La lecture de la valeur sera synchronisée au milieu de la montée du courant. La figure suivante montre les deux signaux sur le même graphique (avec adaptation d'offset et de gain sur la tension du DSP) pour visualiser le temps de retard :

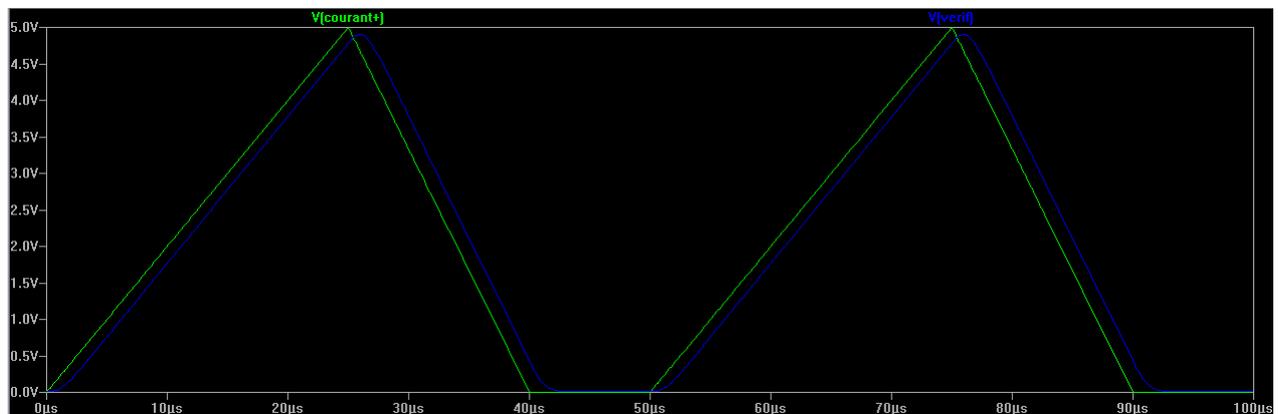


Figure 24 : en vert courant mesuré et en bleu : tension sur le DSP avec adaptation offset et gain

On voit que le temps de retard est d'environ 1 μ s et que les formes d'ondes restent très similaires. La simulation de la chaîne de mesure de courant peut donc être validée.

4. Bloc : Mesure tension

4.1 Principe

Le but de ce bloc est de pouvoir mesurer des tensions pour pouvoir par la suite cascader un régulateur de tension au régulateur de courant. 4 mesures seront mises à disposition. Pour ce faire, on utilise le même schéma que la Figure 20.

4.2 Composants

Pour dimensionner le gain, je choisis de pouvoir mesurer des tensions comprises entre 0V à 700V correspondant à 0V à 3V en entrée du DSP. Le gain théorique vaudrait donc :

$$G_{mesU} = \frac{3 \text{ V}}{700 \text{ V}} = 4.29 \frac{\text{mV}}{\text{V}}$$

Cependant, les simulations avec le modèle réel de l'amplificateur opérationnel AD8648 ont montré que pour éviter les saturations, un gain de 2mV/V est requis.

Concernant le filtrage de la mesure, j'ai choisis de fixer la fréquence de coupure f_g à 10kHz. Avec ces valeurs, on trouve pour les valeurs des composants :

$R_{adc} = 10\text{k}\Omega$

$R_{ht} = 10.8\text{M}\Omega$

$R_1 = 200\text{k}\Omega$

$R_2 = 22\text{k}\Omega$

$R_3 = 2\text{k}\Omega$

$C_{adc} = 2.2\text{nF}$

$C_1 = 47\text{pF}$

$C_2 = 680\text{pF}$

La tension de référence est reliée au GND car on mesure uniquement des tensions positives.

Les résultats obtenus sont pour un saut de tension de 400V à 700 V :

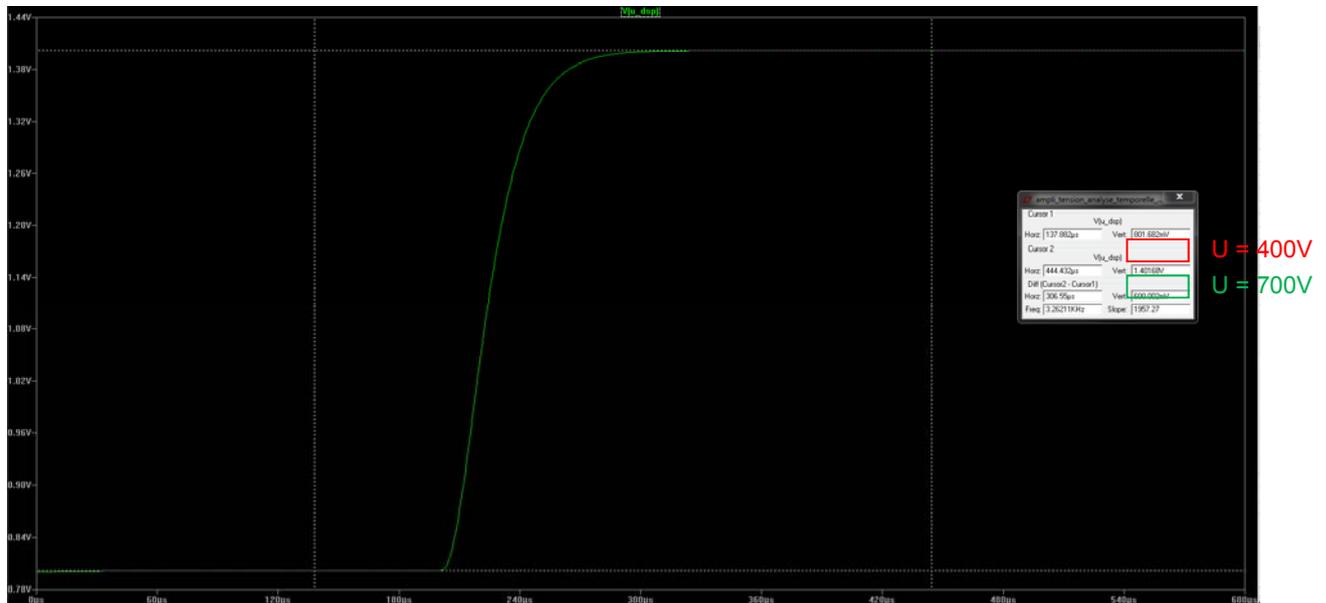


Figure 25 : mesure tension sur le DSP

Les valeurs mesurées correspondent avec le gain désiré.

5. Bloc : DSP et CPLD

5.1 Principe

Le but de ce bloc est de lire les mesures et de pouvoir agir sur la commande des switches. Un DSP et une CPLD sont utilisés.

5.2 Composants

5.2.1 DSP

Le DSP utilisé est un TMS320F2808 100-PIN PZ LQFP de Texas Instruments [9].



Figure 26 : DSP

Ses fonctions principales sont :

- Générer les signaux de commande PWM pour la commutation des mosfets
- Acquérir les mesures de tension, courant et température
- Commander le ventilateur
- Communiquer avec l'ordinateur pour afficher les mesures et donner les consignes PWM

5.2.2 CPLD

La CPLD utilisée est une XC2C128-XVQ100C de Xilinx [10].



Figure 27 : CPLD

Une CPLD est utilisée pour 2 raisons :

- Le courant fourni par le DSP pour piloter les drivers est trop faible pour attaquer directement l'optocoupleur du driver. On utilise donc une CPLD entre les signaux PWM du DSP et les drivers pour pouvoir amplifier le courant. Remarque : on aurait également pu utiliser des buffers. Le point suivant va justifier le choix de la CPLD.
- La CPLD permet de réaliser du code à l'aide de portes logiques. On peut traiter de l'information de manière hardware (très rapide) en plus du DSP (gestion des overloads par exemple).

6. Bloc : Alimentation

6.1 Principe

Sa fonction est de fournir les tensions nécessaires au bon fonctionnement des composants présents dans les autres blocs. L'énergie sera fournie de manière externe à l'aide d'une alimentation de laboratoire +24VDC. La liaison en énergie se fait à l'aide de câble à connecteur banane 4mm. L'alimentation pour les drivers doit impérativement être isolée. En effet, le système doit permettre de tester différentes configurations de montage. Avec l'isolation, on augmente la flexibilité des montages possibles. Une alimentation 24VDC->5VDC isolée permet d'alimenter les capteurs de courant LEM. Une alimentation 5VDC->3.3VDC et 1.8VDC permet de générer les niveaux de tension nécessaires au bon fonctionnement du DSP et de la CPLD.

Finalement, un régulateur de tension 3.3VDC->1.5Vref permet de générer une référence en tension pour les mesures de courant.

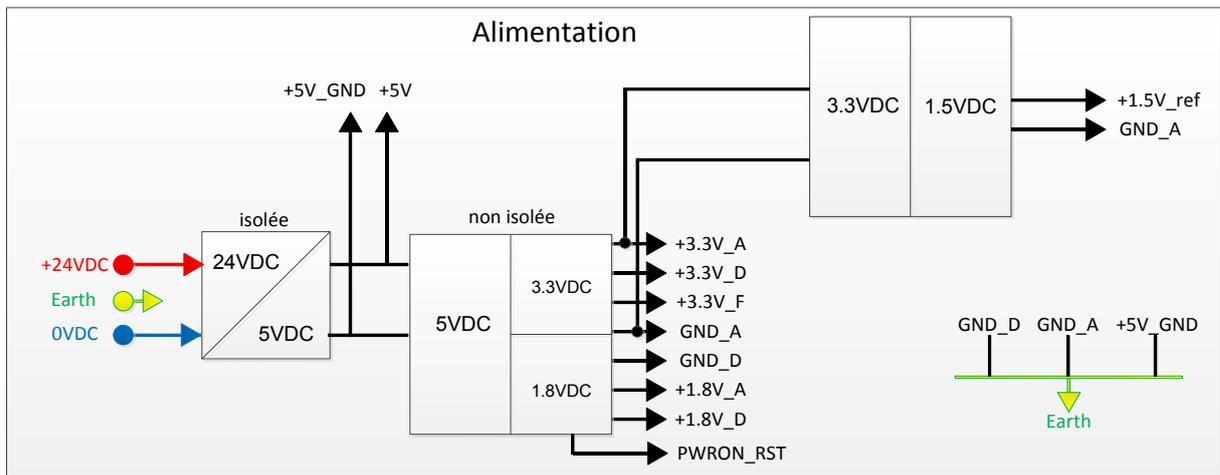


Figure 28 : carte des alimentations

6.2 Composants

6.2.1 Alimentation 24VDC->24VDC isolé

Les 8 alimentations utilisées pour les drivers sont des Recom 2W RH-2412D [11].



Figure 29 : Recom RH-2412D

6.2.2 Alimentation 24VDC->5VDC

L'alimentation générant du 5VDC est une alimentation Cincon 418-EC4A11H 5W [12].



Figure 30 : Alimentation Cincon

6.2.3 Alimentation 5VDC->3.3VDC et 1.8VDC

Ce régulateur de tension est un TPS767D318 de Texas Instruments [13].



Figure 31 : régulateur de tension TPS767D318

6.2.4 Alimentation 3.3VDC->1.5VDCref

Pour générer la référence de tension de 1.5V, on utilise le composant LMV431 de Texas Instruments [14] permettant de fournir la tension stabilisée de 1.5V.

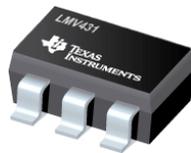


Figure 32 : régulateur de tension LMV431

7. Bloc Transformateur

Le transformateur se connecte au reste du circuit grâce à des connecteurs bananes. Son dimensionnement sera expliqué dans le chapitre XI et XII consacré au convertisseur full bridge.

8. Conception des cartes

Il faut maintenant assembler toutes les 'briques' présentées ci-dessus afin de réaliser un prototype. Le découpage des fonctions a été fait de la manière suivante :

1 carte 'contrôle' contenant :

- Les alimentations
- Les mesures de courant
- Les mesures de tension
- Le DSP et la CPLD

1 carte 'puissance' contenant :

- Les alimentations isolées des drivers
- Les commutateurs
- Le circuit de détection d'overload

1 carte 'inductance' avec les 4 inductances

1 transformateur avec des connecteurs bananes

Un schéma a été réalisé sur Visio afin de représenter l'interaction des signaux avec les blocs et les cartes. Il se trouve à l'**annexe 4**.

Les figures suivantes montrent le résultat des cartes, des inductances et du transformateur :

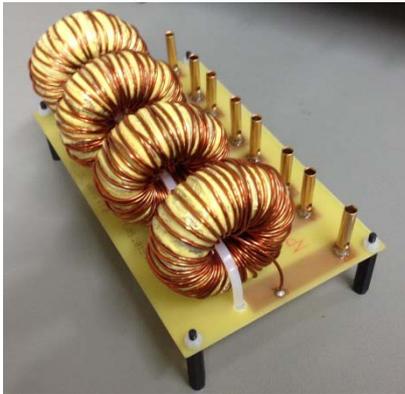


Figure 33 : inductances



Figure 34 : transformateur

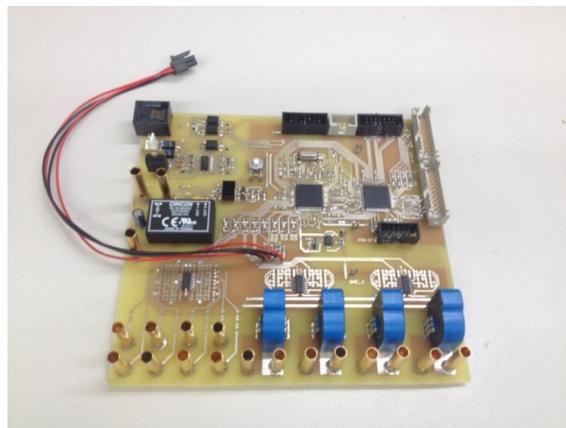


Figure 37 : Carte de commande



Figure 36 : carte de puissance

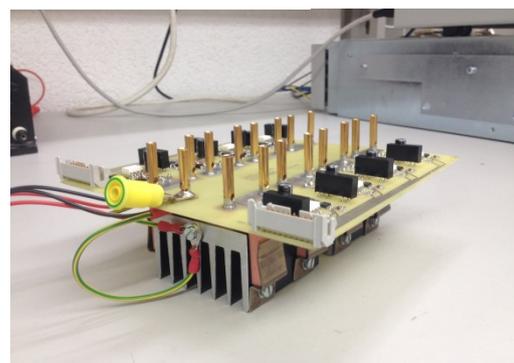


Figure 35 : carte de puissance 2

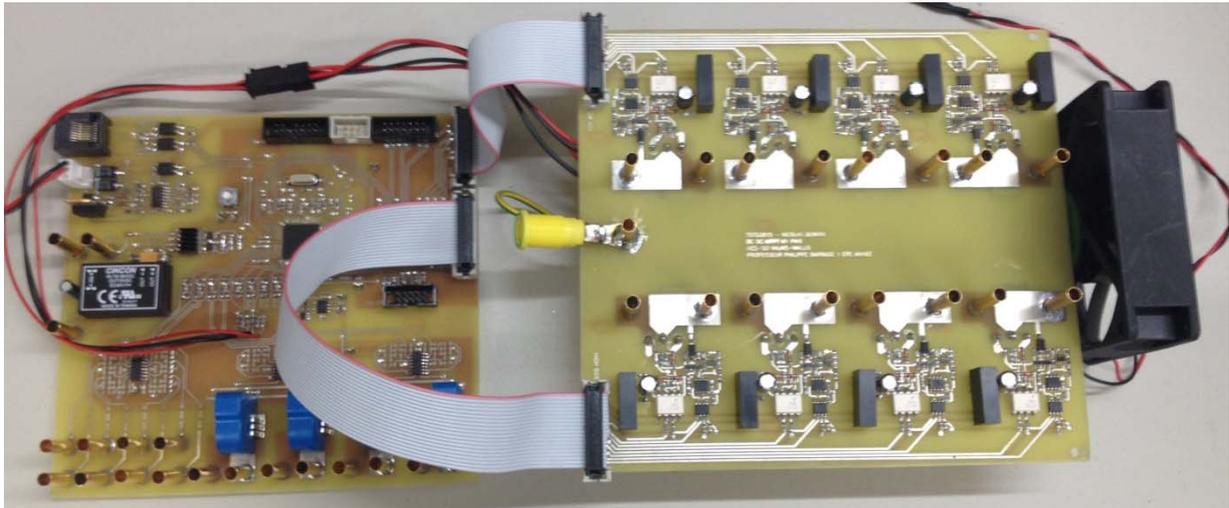


Figure 38 : Carte commande et carte puissance

Le schéma électrique se trouve à l'**annexe 5**. Il a été conçu sur la base d'un schéma que le laboratoire d'électronique de la Hes-So connaît bien et réutilise lors de nouveaux projets. Il m'a été fourni par M. Horta Rodolfo. Les plans du PCB se trouvent à l'**annexe 6**.

9. Gestion du matériel

9.1 Matériel commandé

La plus grande partie du matériel a été récupérée du stock restant d'autres projets du laboratoire d'électronique de puissance. Uniquement 4 pièces ont été commandées chez Mouser :

Composant	Référence Mouser	Quantité	Prix unitaire		Prix total	
Carte : Commande						
Amplificateur LMP7701	926-LMP7701MA/NOPB	1	2.7	fr.	2.7	fr.
Alimentation CINCON 418-EC4A11H	418-EC4A11H	1	15.05	fr.	15.05	fr.
Carte : Puissance						
RECOM RH-2412D	919-RH-2412D	2	7.61	fr.	15.22	fr.
Optocoupleur SI8717	634-SI8717BC-A-IS	8	1.23	fr.	9.84	fr.
Total :						42.81 fr.

Table 3 : matériel commandé

9.2 Liste du matériel et prix

Voici la liste complète du matériel avec le prix de chaque composant :

Quantité	Nom du composant	Nom du pattern	Valeur	Prix unitaire [Fr]	Prix total [Fr]
3	AMPLI_OP_QUAD_SO14_TYPE1	IC_SO14_SOIC14	AD8648	2.67	8.01
1	AMPLI_OP_SINGLE_SO08_TYPE1	IC_SO08_SOIC08	LMP7701	2.7	2.7
16	BAV99	SOT23-3	BAV99	0.1252	2.0032
44	BORNE-4MM-PCB	BORNE-4MM-PCB	-	1.7	74.8
8	COMPARATOR_SINGLE_SMD_TYPE1	IC_SO08_SOIC08	LM311	0.741	5.928
1	CRYSTAL-HC49/4H	CRYSTAL-HC49/4H	20MHz	0.41	0.41
1	C_FIL_D06.0_RM02.5	C_FIL_D06.0_RM02.5	22u/50V ESR	0.155	0.155
8	C_FIL_D06.0_RM02.5	C_FIL_D06.0_RM02.5	47u/50V ESR	0.155	1.24
2	C_SMD_1206_P_TAJ-A	1206P_TAJ-A	22u/6.3V	0.102	0.204
2	C_SMD_2916P_TAJ-D	2916P_TAJ-D	22uF 35V	0.102	0.204
1	C_SMD_2916P_TAJ-D	2916P_TAJ-D	33u / 16V	0.102	0.102
1	DC/DC-TEN-SINGLE	DC/DC-TEN	418-EC4A11H	15.05	15.05
8	DC/DC-TMV-DUAL	DC/DC-TMV-DUAL	RH-2412D	7.61	60.88
8	DZ_MINIMELF_DO213AA_SOD80	D_MINIMELF_DO213AA_SOD80	2V4	0.096	0.768
8	DZ_MINIMELF_DO213AA_SOD80	D_MINIMELF_DO213AA_SOD80	20V	0.096	0.768
1	DZ_MINIMELF_DO213AA_SOD80	D_MINIMELF_DO213AA_SOD80	Z-Diode 10V 0.5W MiniMelf	0.096	0.096
9	D_SMD_DO214AC	D_DO214AC	US1M	0.069	0.621
9	D_SMD_MINIMELF_DO213AA_SOD80	D_MINIMELF_DO213AA_SOD80	LS4148	0.096	0.864
8	FOD3180S	LSOP_8	FOD3182S	2.53	20.24
8	HGTG10N120BN-UP	TO247-UP	CMF10120D	16.97	135.76
1	IGBT_MOSFET_TYPE1	P_TO220_3P	IRF530	3.48	3.48
2	KTY-TO92	TO92-2PIN	KTY-120	0.945	1.89
2	LED_SMD_0805	805	GREEN	0.7	1.4
1	LED_SMD_0805	805	Red	0.7	0.7
4	LEM-LTSR-15-NP	LEM-LTSR-15-NP	LEM LTSR 15-NP	17.2	68.8
1	LMV431	TO_92_3PIN	LMV431	0.589	0.589
8	LMV431XXM5	SOT23-5	TL431	0.704	5.632
4	Noyau Magnetics 0077439A7	-	1mH	2.95	11.8
8	OPTO_HIGH_SPEED_LVTTL	IC_SO08_SOIC08	SI8717	1.23	9.84
3	OPTO_SMD_4P	IC_SMD_4	SFH6156	0.741	2.223
12	PTEST150X1.4	CONN1X1-150X1.4	-	0.2	2.4
1	PUSHBUTT-ITT-KSA0M210	PUSHBUTT-ITT-KSA0M210	-	0.435	0.435
1	TMS320F2808 100-PIN PZ LQFP	S-PQFP-G100-TI	-	20.79	20.79
1	TPS767D3XX	TSSOP28_REF	TPS767D318	5.03	5.03
1	XC2C128-XVQ100C	S-PQFP-G100-TI	-	16.7	16.7
274	Résistance SMD	805	-	0.089	24.386
167	condo smd	805	-	0.021	3.507
1	Ventilateur SUNON KD2409PTS1	-	KD2409PTS1	25	25
4	Condensateur 5uF	-	MKP4	4.69	18.76
1	Refroidisseur SK100	-	SK100	13.8	13.8
2	core U100/57/25 Philips	-	U100/57/25	40.85	81.7
				Prix total [Fr.]	649.67

Table 4 : liste du matériel et prix

VIII. PROGRAMMATION

Le laboratoire à développer une structure de programmation de base qu'il réutilise lors de nouveaux projets. Il contient un programme pour le DSP, un programme pour la CPLD et une interface graphique. Cette architecture standard m'a été fournie par Rodolfo Horta.

1. CPLD

1.1 Description du programme

Le programme se trouve à l'**annexe 7**. Ce programme permet de protéger l'installation lorsqu'un sur courant est détecté. Si un overload se produit dans l'un des 8 switches, les commandes d'enclenchement sont immédiatement stoppées afin d'ouvrir tous les interrupteurs. Une led rouge présente sur la carte de commande signale le défaut. Un message de 5 bits est ensuite envoyé au DSP pour lui signaler quel switch a eu un défaut et mettre le programme en état de défaut. Le tableau ci-dessous montre le codage du message envoyé au DSP :

Overload bit 0	Overload bit 4	Overload bit 3	Overload bit 2	Overload bit 1	Description
0	0	0	0	0	-
0	0	0	0	1	Overload H1
0	0	0	1	0	Overload L1
0	0	0	1	1	Overload H2
0	0	1	0	0	Overload L2
0	0	1	0	1	Overload H3
0	0	1	1	0	Overload L3
0	0	1	1	1	Overload H4
0	1	0	0	0	Overload L4
0	1	0	0	1	Réserve
0	1	0	1	0	Réserve
0	1	0	1	1	Réserve
0	1	1	0	0	Réserve
0	1	1	0	1	Réserve
0	1	1	1	0	Réserve
0	1	1	1	1	Réserve

Tableau 1 : codage des overloads

Le bit 0 est à '1' lorsqu'il n'y a pas de défaut.

2. DSP

2.1 Structure du programme

La logique du programme est gérée à l'aide d'une machine d'état. La figure ci-dessous montre (sous forme de grafcet) les 7 états implémentés ainsi que les conditions de transitions pour franchir les étapes :

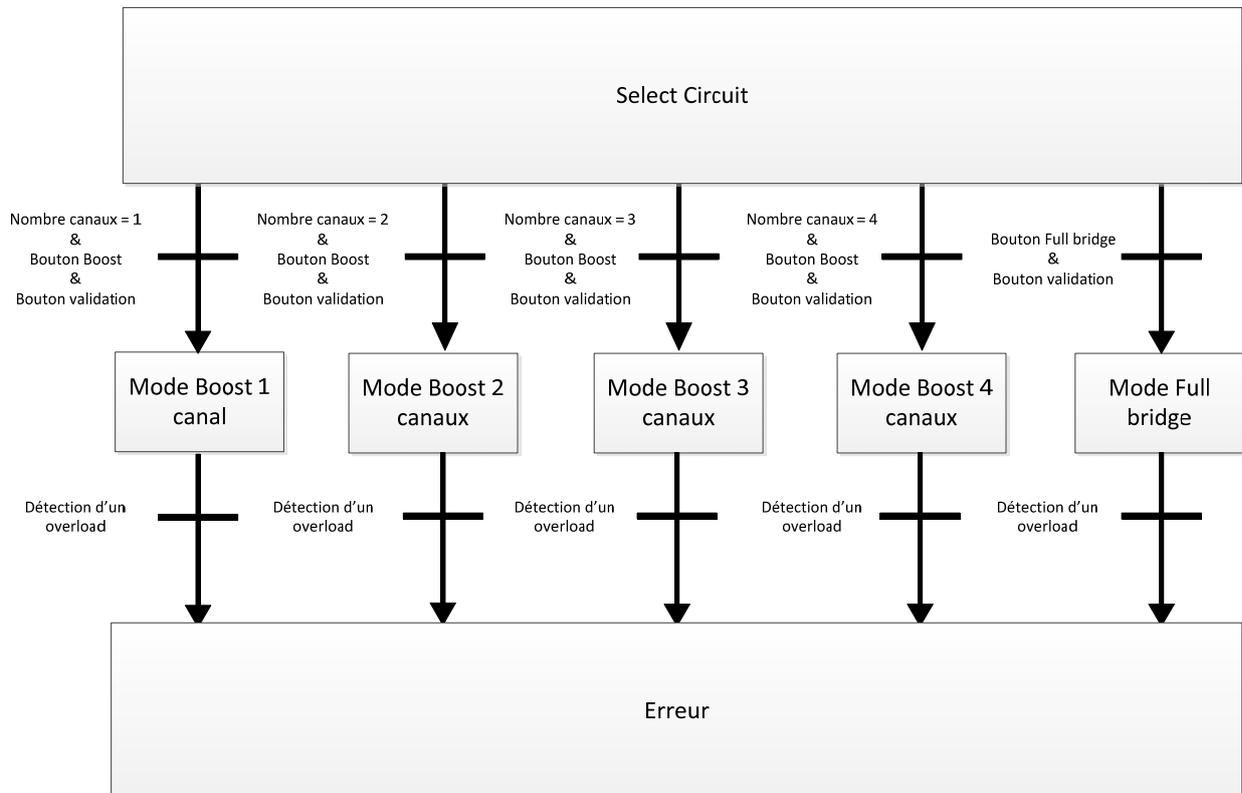


Figure 39 : Etat et transition du programme

3. Interface graphique

Afin de pouvoir donner des consignes au DSP et afficher les mesures, une interface a été développée. La figure ci-dessous montre l'allure de l'IHM.



Figure 40 : IHM onglet : Advanced User Control

- 1 : Permet de naviguer entre l'onglet présenté ci-dessus et l'onglet de visualisation des mesures ci-dessous.
- 2 : permet de faire un reset et de programmer le DSP.
- 3 : montre dans lequel des 7 états le programme se trouve.
- 4 : permet de choisir le convertisseur à tester ainsi que le nombre de canaux pour le boost.
- 5 : Affichage des 4 mesures de tension et des 4 mesures de courant.
- 6 : Aide l'utilisateur dans les actions qu'il doit entreprendre
- 7 : permet de valider le choix du convertisseur sélectionné.
- 8 : réglage manuel du taux de modulation pour les deux convertisseurs
- 9 : affichage des mesures des 2 températures
- 10 : permet d'accéder en lecture/écriture aux variables du DSP
- 11 : Affiche à l'utilisateur quel commutateur a subi un overload

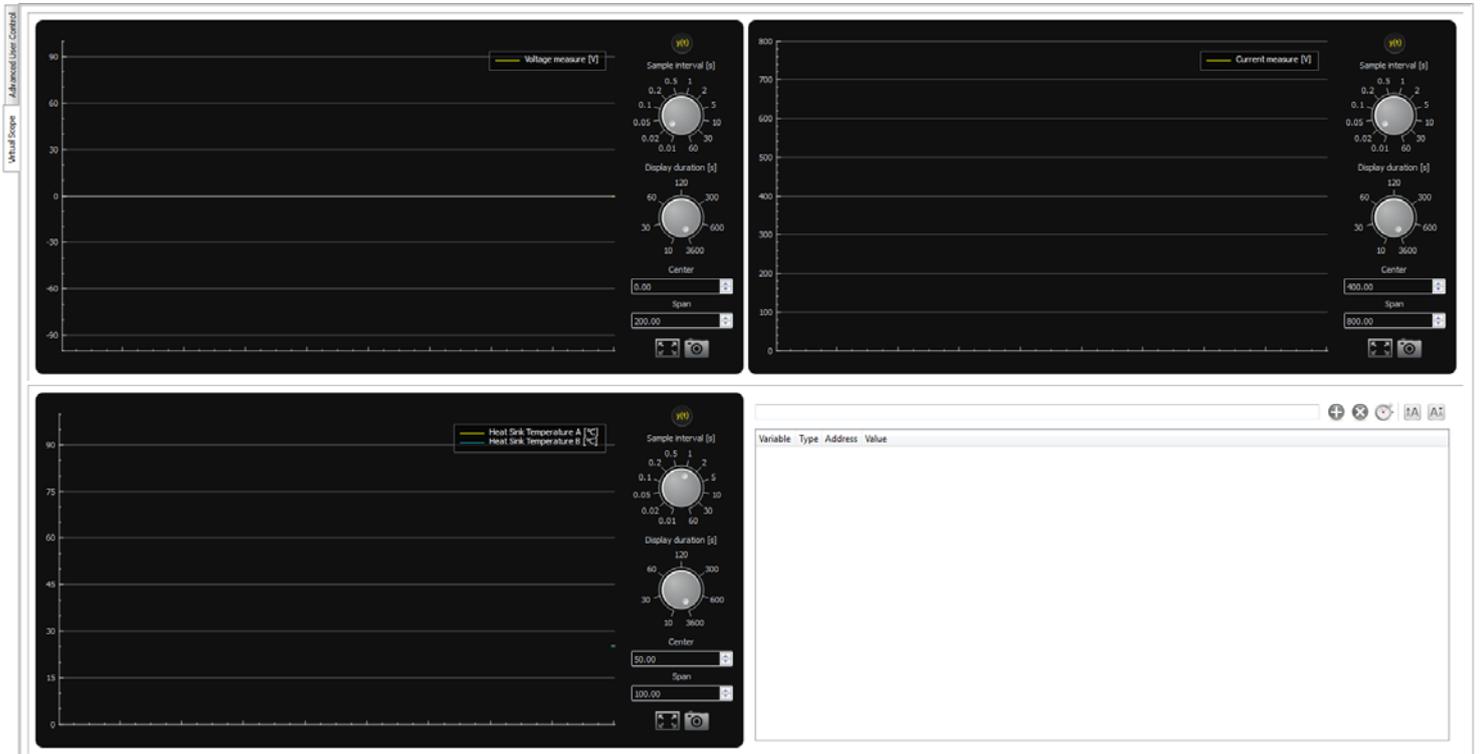


Figure 41 : IHM onglet Virtual Scope

Le deuxième onglet permet de visualiser sous forme graphique les valeurs mesurées dans le temps.

IX. TEST ET VÉRIFICATION DE LA CARTE

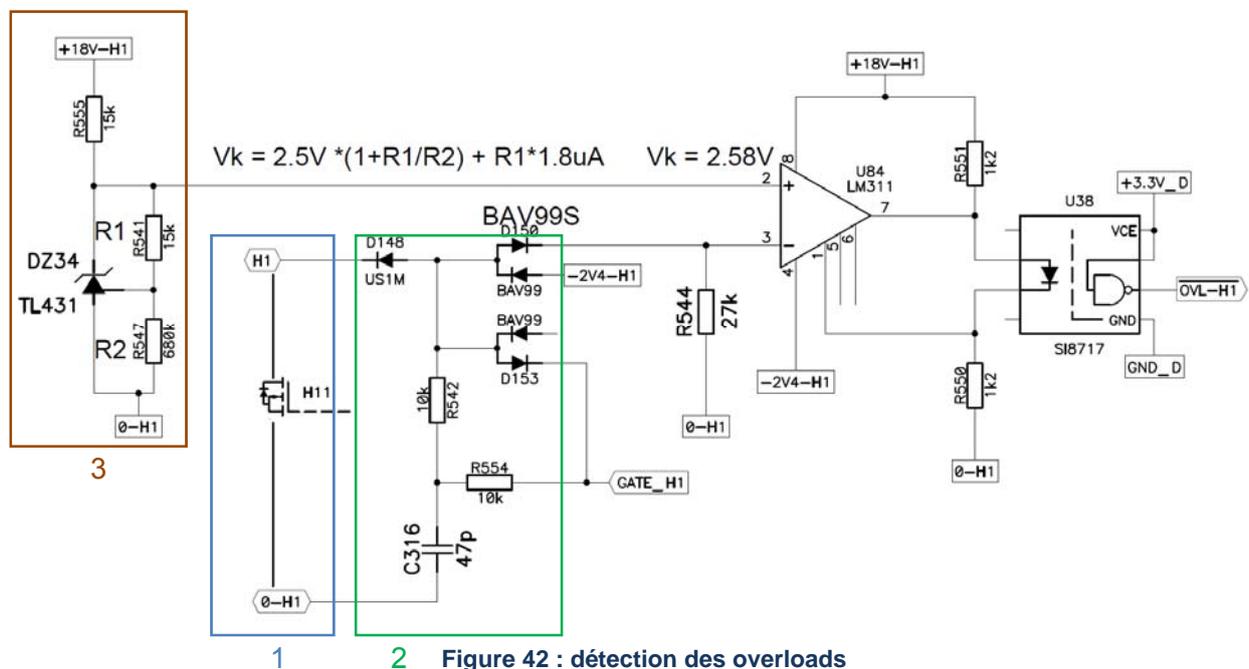
1. Protocole de test

Un protocole de test a été suivi lors de la première mise en fonction des cartes. Il se trouve à l'annexe 8.

2. Test des overloads

2.1 Principe de fonctionnement de la détection

Afin de protéger les commutateurs de puissance contre un surcourant, une détection d'overload a été mise en place pour chaque switch. La figure ci-dessous présente le montage électronique réalisant cette fonction de sécurité :



Le carré 1 ci-dessus correspond à une image du courant circulant à travers le switch. H1 correspond au potentiel du drain et 0-H1 au potentiel de la source. En mesurant la tension entre le drain et la source, on peut connaître le courant qui traverse le switch à l'aide de la caractéristique suivante :

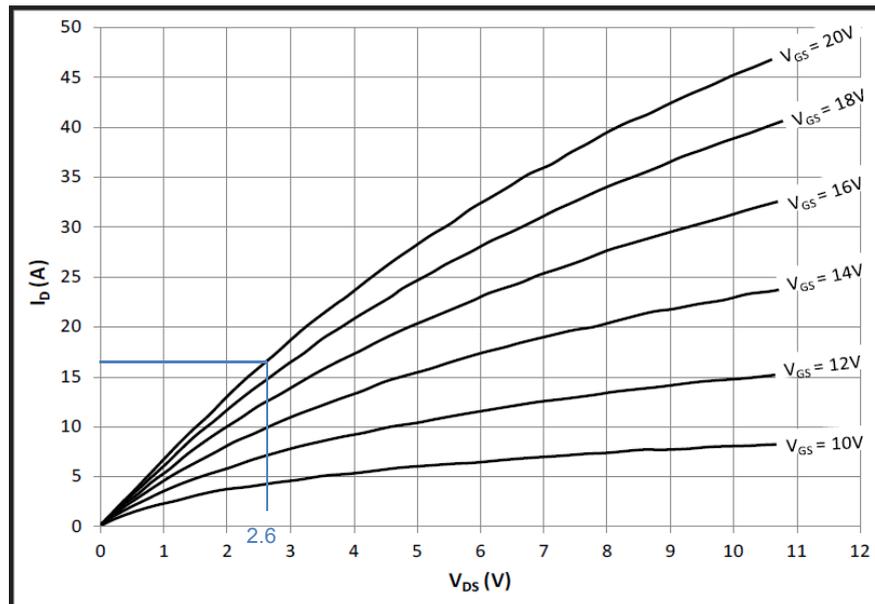


Figure 43 : courant traversant le switch en fonction de la tension drain source pour une température de 25°C

J'ai choisi de limiter le courant I_d à environ 15A. La tension correspondante sera, pour une tension V_{gs} de 18V, d'environ 2.6V.

Le carré 2 ci-dessus a pour fonction de contrôler la tension uniquement lorsque le switch est enclenché (signal gate H1 à '1'). On introduit également un temps de retard avec le circuit RC afin de ne pas tester l'overload immédiatement après la commutation pour éviter de mesurer une tension incorrecte. Lorsque ces conditions sont remplies, la tension drain source se retrouve sur l'entrée 3 du comparateur LM311.

Le carré 3 permet de fixer la valeur de la référence de tension drain source (et donc du courant I_d) que l'on veut limiter. Afin d'obtenir environ 15A, on peut déterminer, à l'aide de l'équation présentée dans la figure, les valeurs des résistances R1 et R2 nécessaires. J'ai choisi :

$$R1 = 15k\Omega$$

$$R2 = 680k\Omega$$

Ce qui me donne une tension de référence de 2.58V.

La sortie du comparateur attaque l'optocoupleur permettant de faire changer l'état du signal d'overload du switch. Par défaut, le signal est à l'état '1' lorsqu'il n'y a pas de surcourant.

Lorsque la tension mesurée devient supérieure à la valeur de référence, le signal d'overload passe à l'état '0' afin que la CPLD détecte le défaut.

2.2 Montage mis en place pour le test

Afin de tester la détection d'overload, le circuit boost suivant a été mis en place :

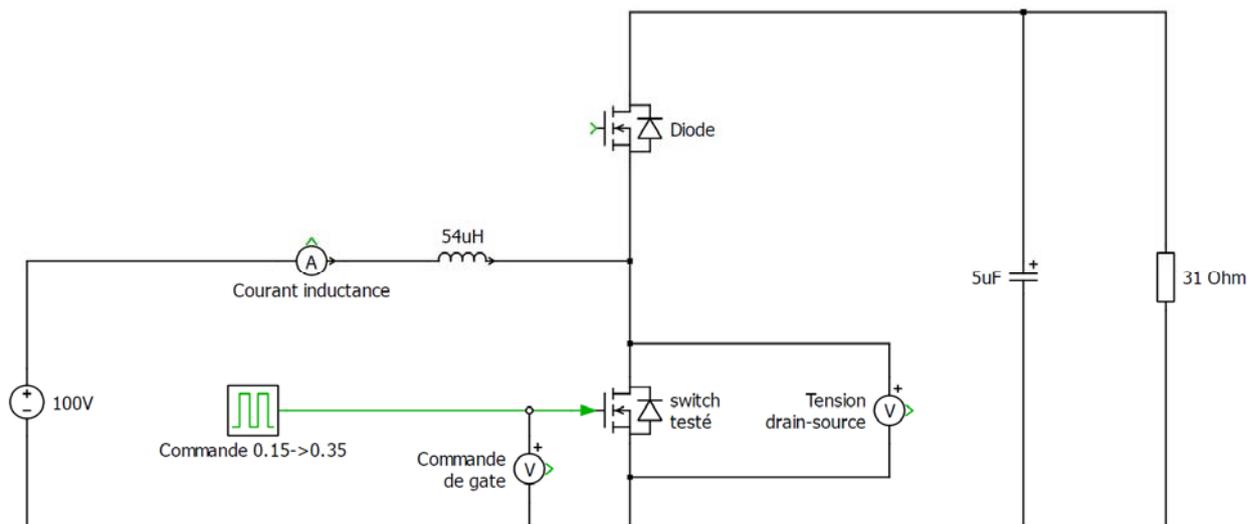


Figure 44 : Circuit de test des overloads

Une tension de 100VDC est appliquée en entrée du circuit à l'aide d'une alimentation TDK Lambda. Une inductance de faible valeur (54uH) est utilisée pour avoir un grand ripple de courant. En sortie, un condensateur de 5uF et une résistance de 31Ohm sont utilisés afin que le courant redescende suffisamment rapidement lors des mesures. Le switch à tester est placé en bas du montage. Le switch du haut fonctionne comme une diode. On applique un saut sur le taux de modulation afin d'augmenter le courant à une valeur supérieure à la valeur considérée comme un overload (j'ai choisi de faire un saut de 0.15 à 0.35).

Une mesure a été faite sur les 8 interrupteurs afin de garantir que la détection d'overload fonctionne correctement et à la valeur désirée. La figure ci-dessous montre le résultat obtenu à l'oscilloscope pour le switch H1 :

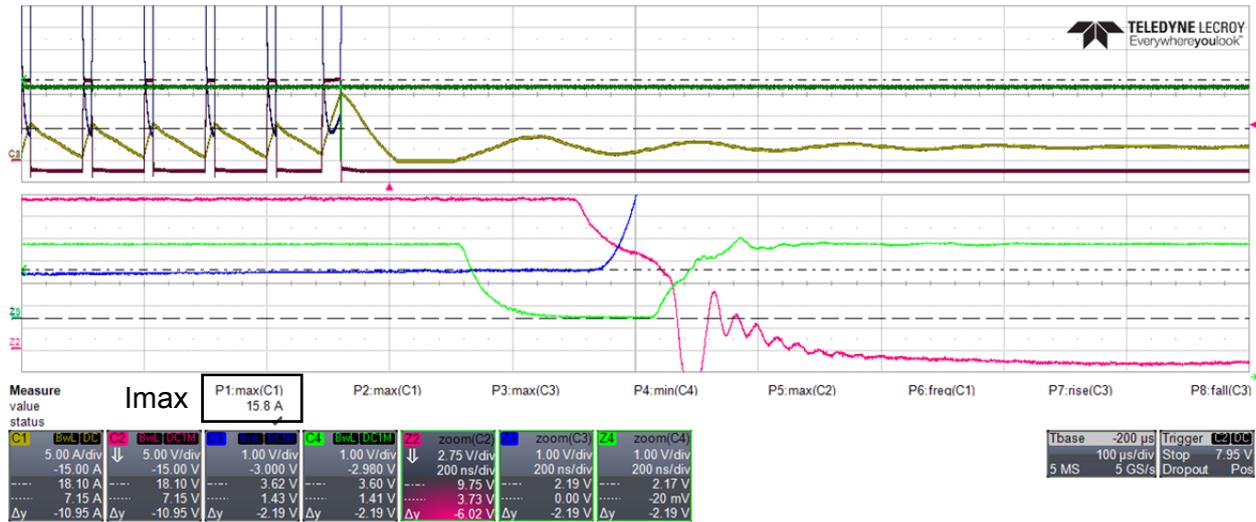


Figure 45 : détection d'overload pour le switch H1

On voit sur le graphique en jaune, le courant dans l'inductance, en rouge, le signal de commande de gate, en bleu, la tension drain source et en vert le signal d'overload envoyé à la CPLD (OVL-H1). L'échelle de la tension drain source a été réglée sur 1V/div afin de voir ce qui se passe durant la phase de conduction. C'est la raison pour laquelle elle sort de l'écran lorsque le switch est à l'état bloqué. La partie du bas montre un zoom des signaux (sans le courant pour augmenter la visibilité) lorsque la détection d'overload se produit. On voit sur le graphique du haut que lorsque le saut du taux de modulation a lieu, le courant monte jusqu'à une valeur maximale de 15.8A. Ensuite, la commande du switch s'arrête et le courant redescend. Il finit par se stabiliser à une valeur d'environ 3A. Cela peut s'expliquer en analysant le montage. Lorsque le switch est ouvert est que le système atteint le régime permanent, toute la tension d'alimentation se retrouve sur la résistance de sortie. Selon la loi d'Ohm, on a donc bien :

$$I_{final} = \frac{U}{R} = \frac{100}{31} = 3.23A$$

Sur le graphique du zoom, On voit que le signal d'overload est envoyé lorsque la tension drain source vaut 2.2V soit environ les valeurs dimensionnées précédemment. Le tableau ci-dessous montre les résultats obtenus pour tous les switches :

Switch :	courant d'overload lors de la coupure [A]
H1	15.8
H2	15.3
H3	16.3
H4	15.4
L1	16.5
L2	14.8
L3	15.3
L4	15.8

Tableau 2 : courant lors de la détection d'overload

Par rapport à la valeur de référence fixée à 15A, on a une erreur maximale de 1.5A. Ces résultats sont donc satisfaisants.

X. MONTAGE 1 : BOOST À QUATRE CANAUX ENTRELACÉS TRAVAILLANT EN MODE DISCONTINU

1. Schéma du montage et principe de fonctionnement

Le premier montage testé est un convertisseur boost à quatre canaux entrelacés travaillant en mode discontinu. Il s'agit d'un circuit sans isolation galvanique. Le schéma est le suivant :

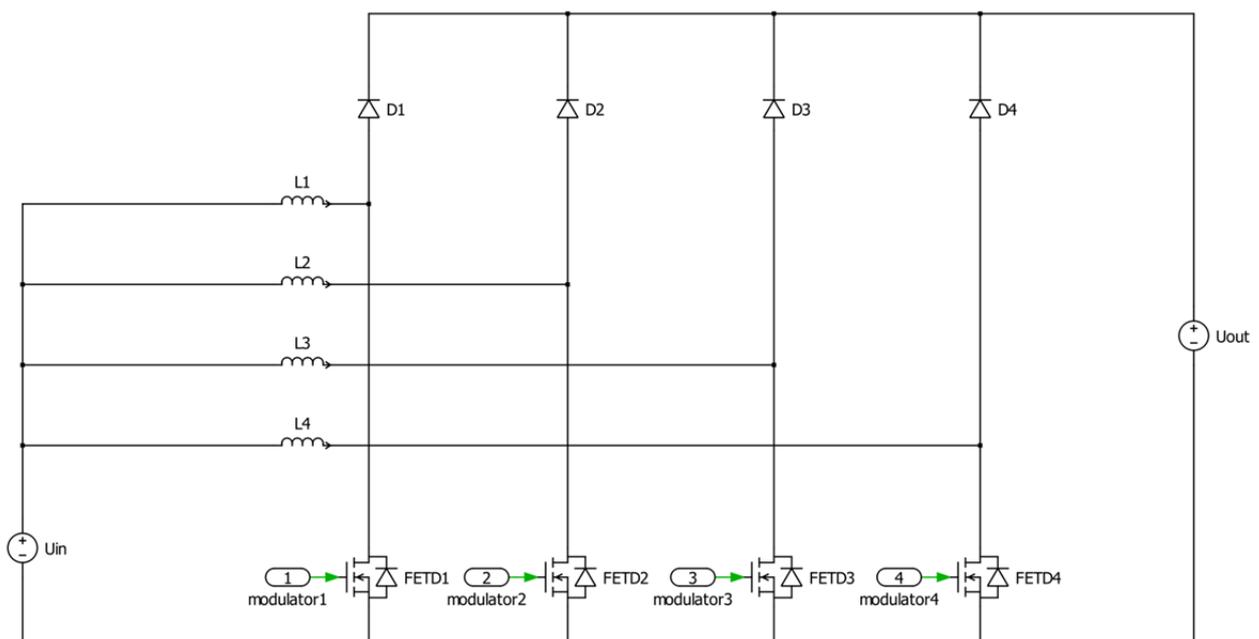


Figure 46 : boost à 4 canaux entrelacés

Le principe de fonctionnement est similaire au convertisseur boost classique travaillant en discontinu. La différence principale réside dans la commande des mosfets. Si on définit la variable 'N' comme étant le nombre de canaux du circuit, on va déphaser la commande des interrupteurs de $360^\circ/N$. Dans notre cas, la commande de chaque switch sera donc déphasée de 90° . Les figures ci-dessous montrent les différents courants et tensions du circuit :

$$U_{in} = 400V / U_{out} = 600V / P = 3kW$$

$$R_{out} = 120\Omega / C_{out} = 20\mu F$$

$$L = 1.08mH$$

$$m = 0.25$$

Les informations de la simulation se trouvent à l'**annexe 9**.

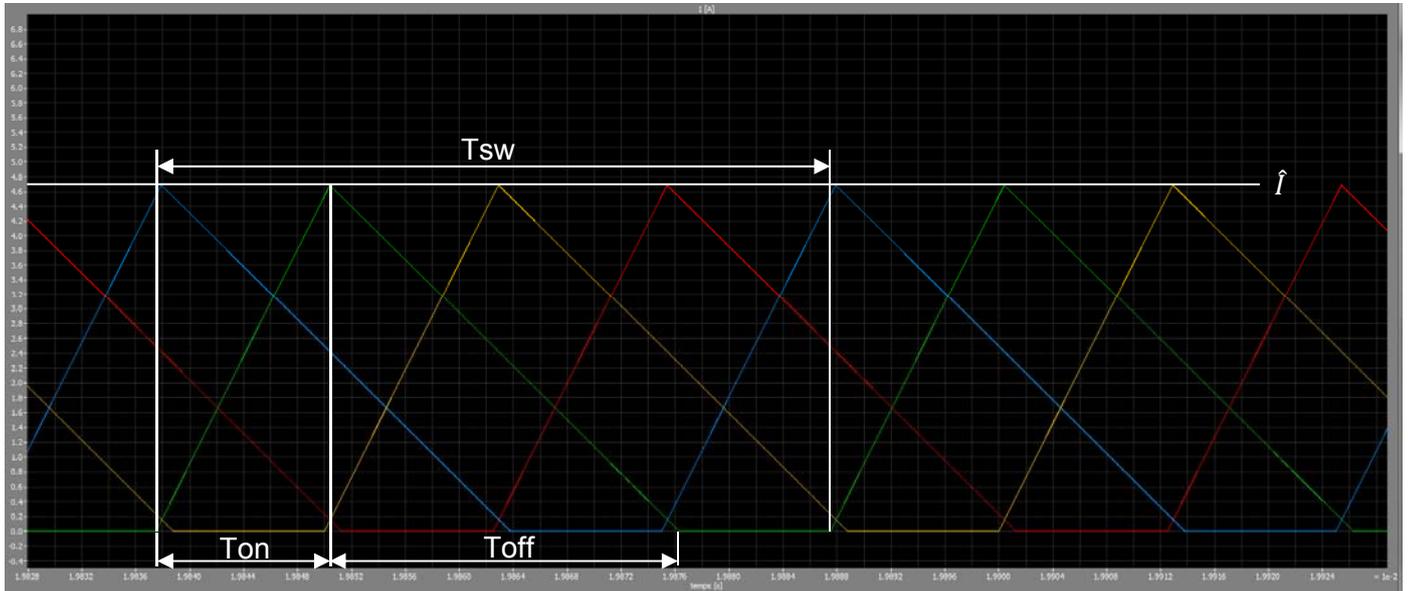


Figure 47 : Courant dans les inductances

Le courant circulant dans chaque inductance a l'allure ci-dessus. Il correspond au courant circulant dans le switch durant la phase de conduction (temps : T_{on}) et au courant circulant dans la diode lorsque le switch est fermé (temps : T_{off}). Comme on travaille en mode discontinu, il reste un temps où le courant est maintenu à 0A (temps : $T_{sw} - (T_{on} + T_{off})$). L'allure du courant dans le switch est donc :

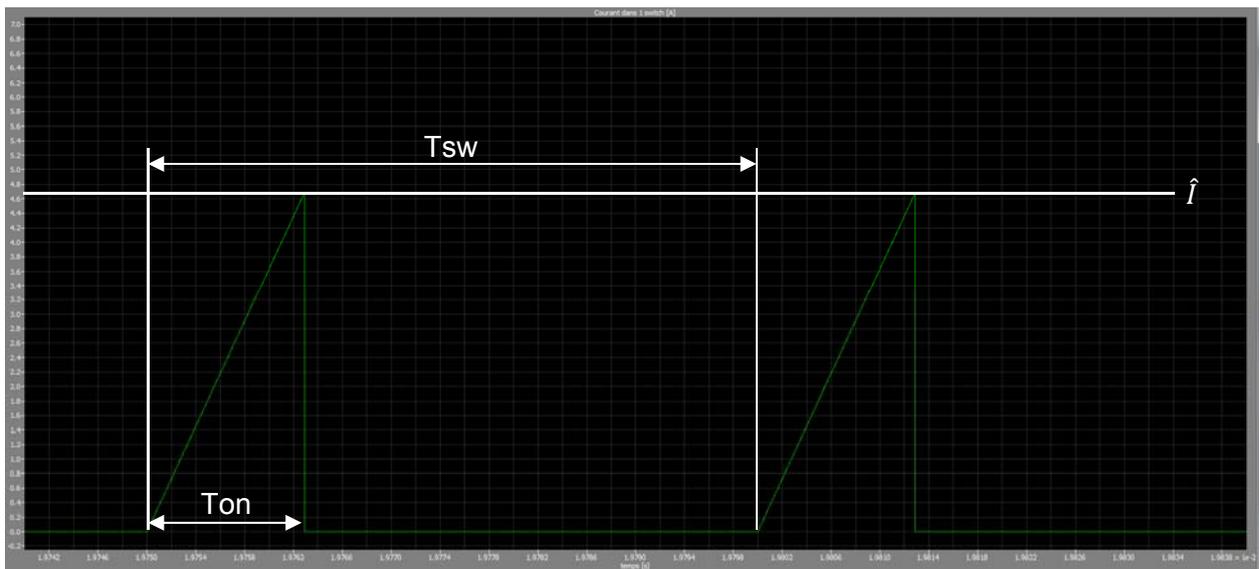


Figure 48 : courant dans un switch

L'allure du courant dans la diode est :

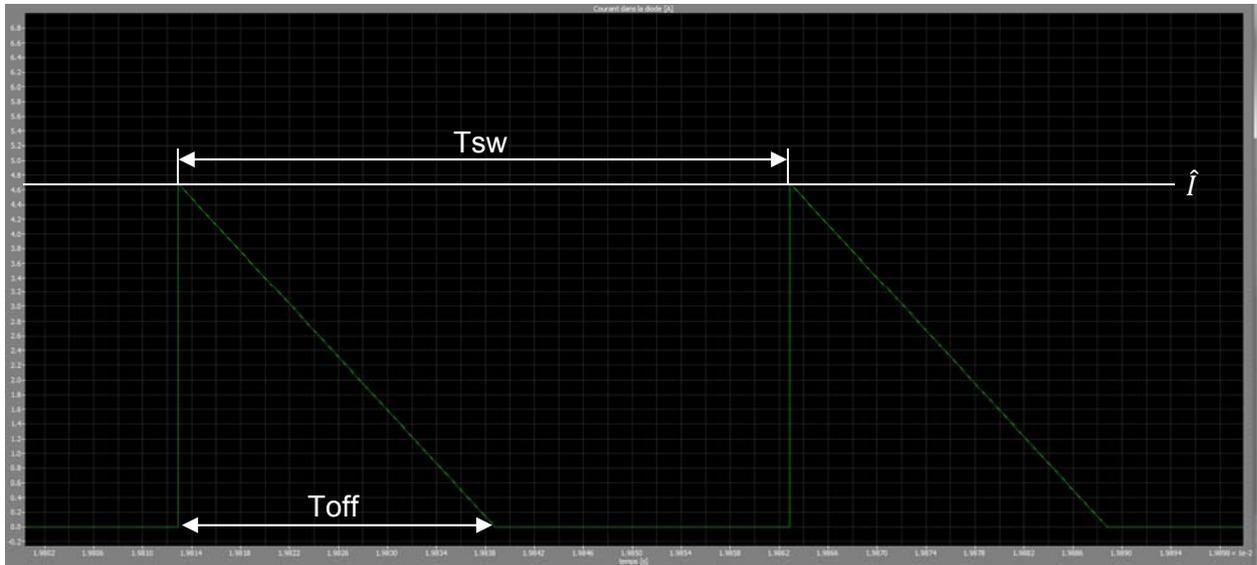


Figure 49 : Courant dans la diode

Finalement, l'allure des tensions en entrée et en sortie ainsi que des courants en entrée et en sortie :

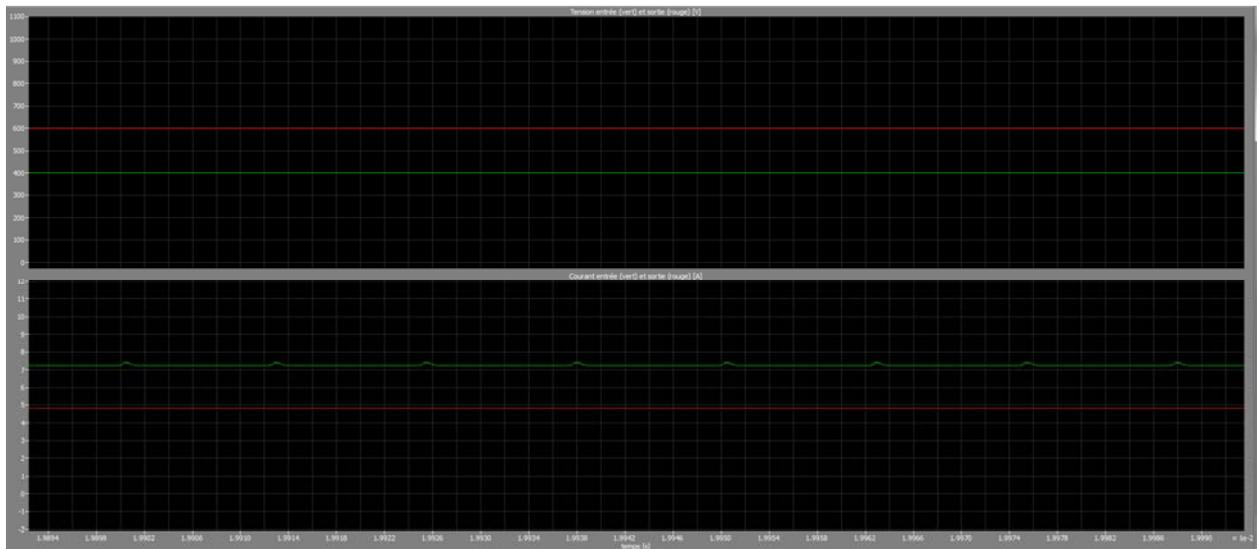


Figure 50 : allure des tensions et des courants

La fréquence des ondulations en entrée et en sortie correspond à $N \times$ la fréquence de commutation. Dans notre cas, on a donc des ondulations à 80kHz. Le courant d'entrée correspond à la somme des 4 courants dans les inductances.

Les contraintes en tension pour le switch sont :

$$U_{drainsource}(t) = \begin{cases} 0V \text{ pendant le temps de conduction } T_{on} \\ U_{out} (600V) \text{ pendant le temps de conduction } T_{off} \\ U_{in} (400V) \text{ pendant le temps d'attente de réenclenchement} \end{cases}$$

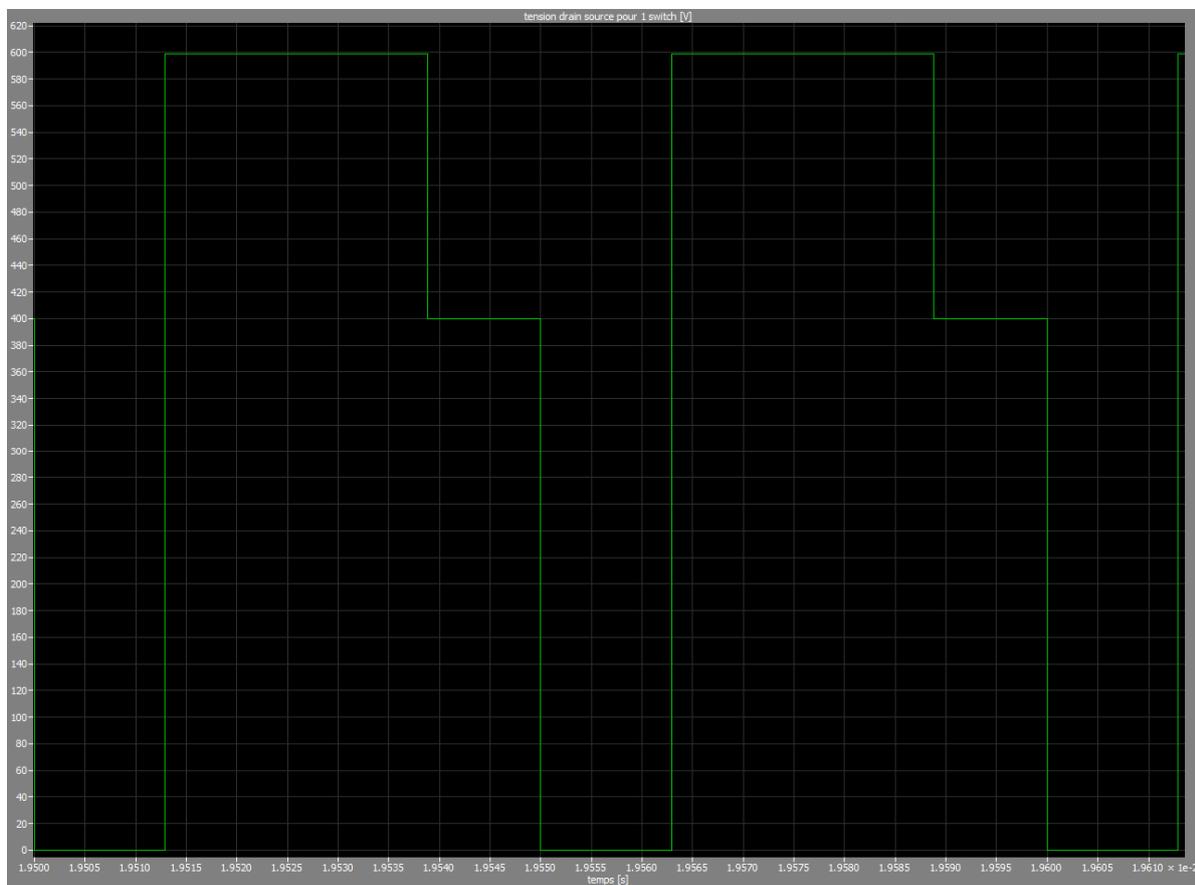


Figure 51 : tension drain source switch

Les contraintes en tension pour la diode sont :

$$U_{diode}(t) = \begin{cases} 600V \text{ pendant le temps de conduction } T_{on} \\ U_{out} (0V) \text{ pendant le temps de conduction } T_{off} \\ U_{in} (200V) \text{ pendant le temps d'attente de réenclenchement} \end{cases}$$

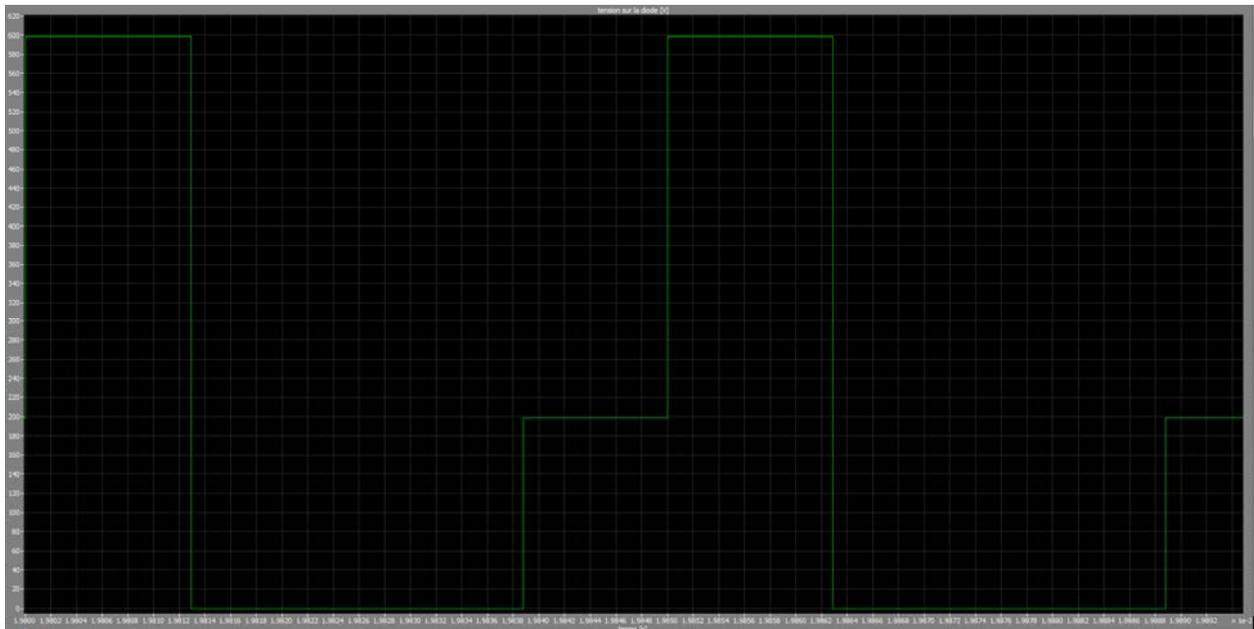


Figure 52 : tension sur la diode

2. Equations décrivant le montage

Les équations fondamentales du circuit ont été développées lors du travail de semestre [1]. Les résultats principaux sont récapitulés ci-dessous :

La tension de sortie par rapport à la tension d'entrée, au taux de modulation et aux autres paramètres fixes du circuit est donnée par :

$$U_{out} = \frac{U_{in}}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot N \cdot R \cdot T_{sw} \cdot m^2}{L}} \right)$$

A partir de l'équation ci-dessus, on peut trouver le taux de modulation à appliquer pour une tension de sortie voulue :

$$m = \sqrt{\left(\left(\left(\frac{U_{out}}{U_{in}} - \frac{1}{2} \right) \cdot 2 \right)^2 - 1 \right) \cdot \frac{L}{2 \cdot N \cdot R \cdot T_{sw}}}$$

Le temps de conduction T_{on} (voire les figures ci-dessus) peut être calculé à l'aide de l'équation suivante :

$$T_{on} = \sqrt{\frac{2 \cdot T_{sw} \cdot L \cdot P \cdot (U_{out} - U_{in})}{N \cdot U_{out} \cdot U_{in}^2}}$$

En connaissant ce temps de conduction et sachant que le convertisseur travaille en mode discontinu, on peut trouver la valeur crête du courant :

$$\hat{I} = \frac{U_{in}}{L} \cdot T_{on}$$

Le temps T_{off} est donné par :

$$T_{off} = \frac{\hat{I} \cdot L}{U_{out} - U_{in}}$$

A l'aide des équations ci-dessus, j'ai pu déterminer les courants circulant dans les composants afin de déterminer les pertes en fonction de tous les paramètres du circuit. Le courant RMS dans un switch est donné par l'équation :

$$I_{RMS_Switch} = 2^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \left(\frac{P^3 \cdot (U_{out} - U_{in})^3 \cdot T_{sw}}{L \cdot N^3 \cdot U_{out}^3 \cdot U_{in}^2} \right)^{\frac{1}{4}}$$

Le courant RMS dans une diode vaut :

$$I_{RMS_Diode} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 2^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{P^3 \cdot T_{sw} \cdot (U_{out} - U_{in})}{L \cdot N^3 \cdot U_{out}^3} \right)^{\frac{1}{4}}$$

Et le courant moyen vaut :

$$I_{AVG_Diode} = \frac{P_{out}}{N \cdot U_{out}}$$

Finalement, le courant RMS dans une inductance est égal à :

$$I_{RMS_Inductance} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 2^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{P^3 \cdot T_{sw} \cdot (U_{out} - U_{in})}{L \cdot N^3 \cdot U_{out} \cdot U_{in}^2} \right)^{\frac{1}{4}}$$

Ces équations correspondent parfaitement avec les résultats obtenus en simulation. Elles seront également comparées avec les mesures dans le chapitre 4.1 ci-dessous.

3. Réalisation pratique du montage

Cette partie explique la manière dont le montage a été fait. Puisqu'une configuration type 'légo' a été adoptée, il faut veiller lors du câblage à minimiser les inductances et capacités parasites qui pourraient causer des dysfonctionnements du circuit de puissance.

3.1 Alimentation

En entrée du convertisseur, une alimentation TDK Lambda est utilisée. Elle permet de générer une tension jusqu'à 600V et une puissance de 15kW.

3.2 Liaison alimentation<-> inductance

La liaison entre l'alimentation et la carte inductance se fait avec 4 fils type banane (1 par canal) de même longueur (1.5m) afin de garder une symétrie entre les canaux. L'inductance de fuite des conducteurs ne pose, dans ce cas, pas de gros problème car elle se trouve en série avec l'inductance d'entrée du convertisseur. L'effet sera donc d'en augmenter légèrement sa valeur.

3.3 Liaison entre l'anode de la diode et le drain du switch

Afin de minimiser des inductances de fuite en série avec la diode ou le switch, un fil ayant une distance très courte doit être utilisé. La figure suivante montre le fil banane qui a été réalisé pour faire cette liaison.



Figure 53 : liaison point milieu entre switch et diode

3.4 Condensateur de sortie

Pour qu'un système d'électronique de puissance fonctionne correctement, il est impératif de connecter entre l'entrée et la sortie du convertisseur des sources de natures différentes. Comme l'entrée est connectée à une source de courant, la sortie doit être reliée à une source de tension. On utilise pour cela un condensateur. Il faut que ce dernier se trouve au plus proche du convertisseur afin de limiter au maximum les inductances parasites entre la sortie et la capacité. Un 'légo' capacité a donc été fabriqué. La figure suivante montre son allure :



Figure 54 : capacité enfichable

Sa valeur est de 5 μ F. 4 pièces ont été faites et sont montées à la sortie des 4 canaux. On a donc une capacité équivalente pour le lissage de la tension de 20 μ F en sortie du DC/DC.

3.5 Charge

La charge de sortie est faite avec un banc de 12 résistances de 31 Ohm / 5A. Différentes connexions seront faites durant les tests afin de faire varier la puissance absorbée.

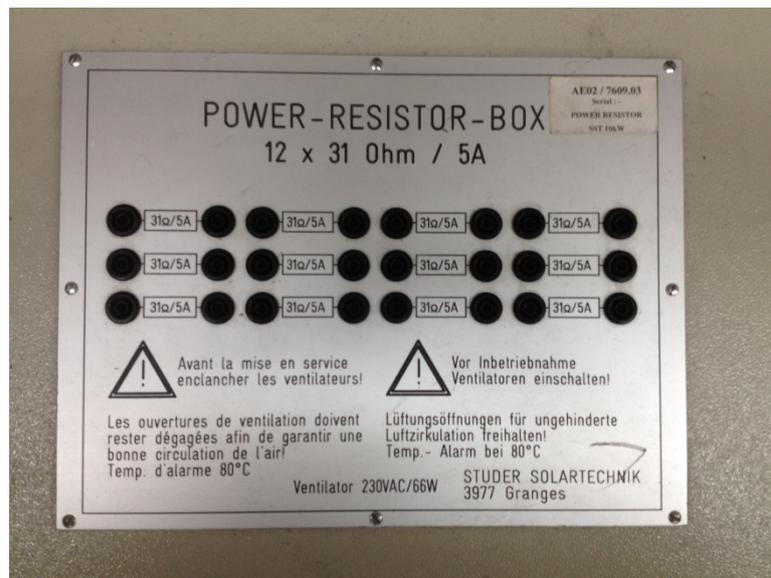


Figure 55 : Power Resistor Box

4. Mesure sur le convertisseur

4.1 Mesure des formes d'ondes à l'oscilloscope

Afin de pouvoir observer l'allure des tensions et des courants du convertisseur, j'ai utilisé 2 oscilloscopes à 4 canaux d'entrées. Le premier est un HDO6054 de Teledyne Lecroy. Il a été utilisé pour mesurer les 4 courants circulants dans les inductances. Les sondes de courant employées sont des AP015 de LeCroy. Le deuxième oscilloscope est un 604Zi de Teledyne Lecroy. Il est utilisé pour mesurer la tension d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que le courant d'entrée et de sortie du convertisseur. Les tensions d'entrée et de sortie sont mesurées à l'aide de sondes différentielles TT-SI9110 de Testec. Les courants d'entrée et de sortie sont mesurés à l'aide de sondes de courant CP030.

La figure suivante montre les 4 courants circulants dans les inductances pour les conditions nominales :

$$U_{in} = 400V$$

$$U_{out} = 600V$$

$$P = 3kW$$

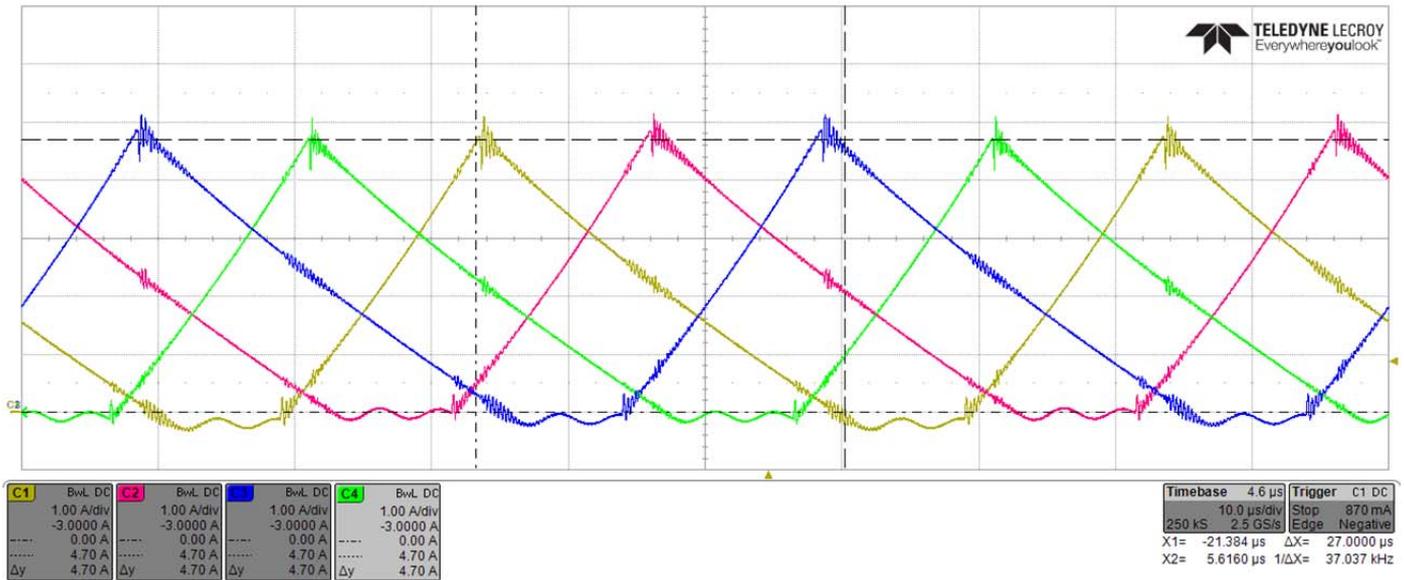


Figure 56 : Mesure du courant les inductances

On voit que les courants dans les branches sont correctement équilibrés. Les formes d'ondes correspondent à celles obtenues en simulation. La valeur crête du courant est de 4.7A et concorde avec les résultats de la simulation. Le temps Toff vaut 27us pour les mesures et 26us en simulation. On peut voir des perturbations haute fréquence sur les courants mais leurs amplitudes restent faibles. Contrairement à la simulation, il y a une légère ondulation lorsque le courant s'annule.

La figure suivante montre les tensions et les courants d'entrée et de sortie.

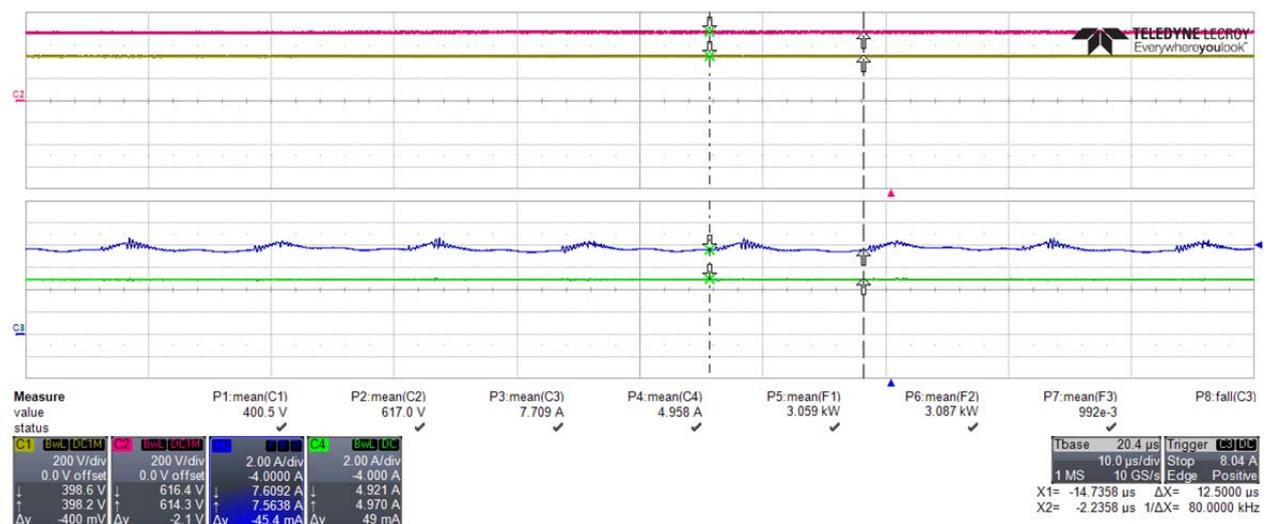


Figure 57 : tension entrée (jaune), tension sortie (rouge), courant entrée (bleu), courant sortie (vert)

On voit que la valeur moyenne de la tension d'entrée est de 400V, la valeur moyenne de la tension de sortie est de 617V, le courant moyen d'entrée est de 7.709A et le courant moyen de sortie est de 4.958A. Ces valeurs correspondent aux attentes fixées. On peut voir également l'ondulation sur le courant d'entrée à la fréquence de 80kHz. Les puissances et le rendement sont également affichés sur l'oscilloscope mais les valeurs sont peu précises. Les calculs précis seront faits dans le chapitre suivant.

La figure suivante montre la tension sur le switch (jaune) et la tension sur la diode (rouge) :

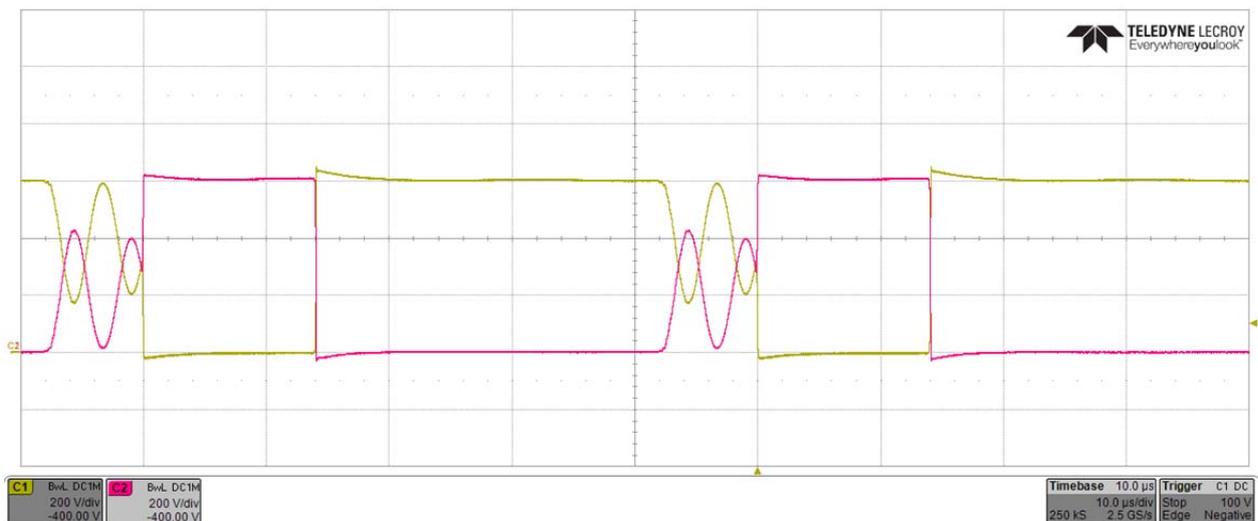


Figure 58 : Tension sur le switch (jaune) et tension sur la diode (rouge)

Contrairement à la théorie, on a des oscillations au moment où le courant atteint une valeur de 0A. La somme de la tension sur le switch et de la tension sur la diode reste cependant constante (600V). La valeur moyenne pendant les oscillations est correcte (400V pour le switch et 200V pour la diode).

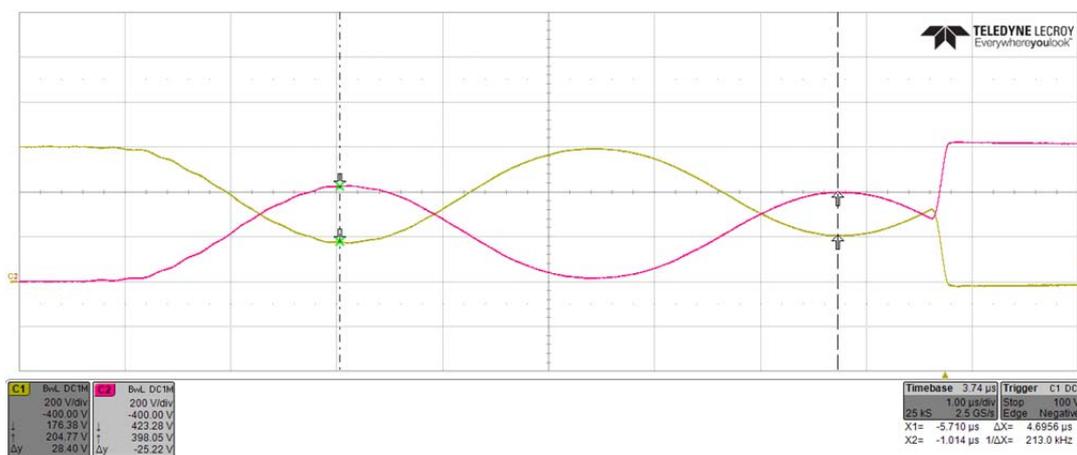


Figure 59 : fréquence des oscillations

La fréquence de ces oscillations est d'environ 213kHz. On pourrait les éviter en travaillant en mode continu car le courant ne s'annulerait jamais.

La figure suivante montre le courant circulant dans un mosfet :

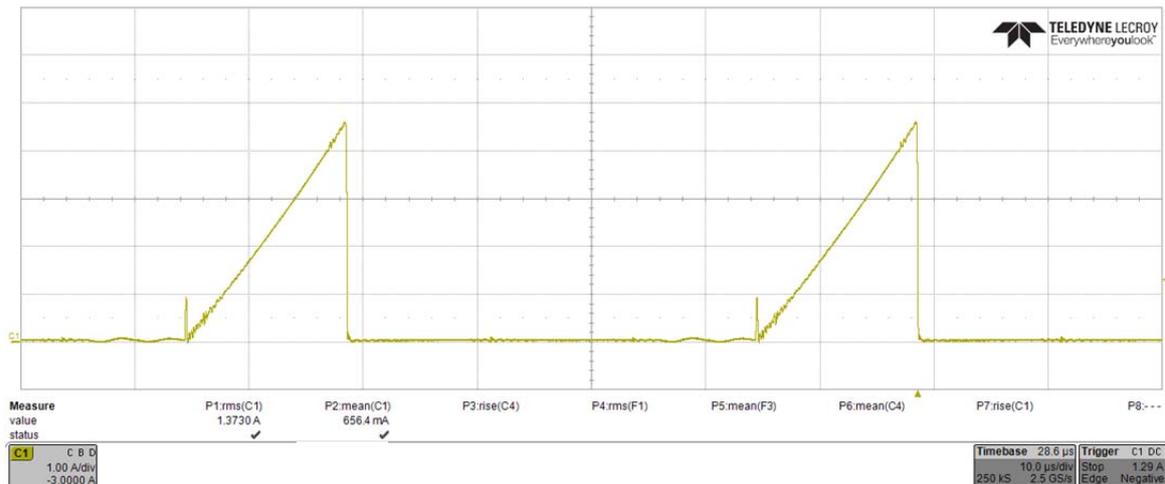


Figure 60 : courant RMS dans un switch

La valeur RMS est de 1.37A. En simulation, on trouve 1.39A. L'erreur relative est de :

$$\frac{1.37A - 1.39A}{1.39A} \cdot 100 = -1.44\%$$

Les pertes en conductions valent :

$$P_{cond} = R_{dson} \cdot I_{RMS}^2$$

Avec

$$R_{dson} = 0.16\Omega$$

$$P_{cond} = 302mW$$

La figure suivante montre le courant circulant dans une diode :

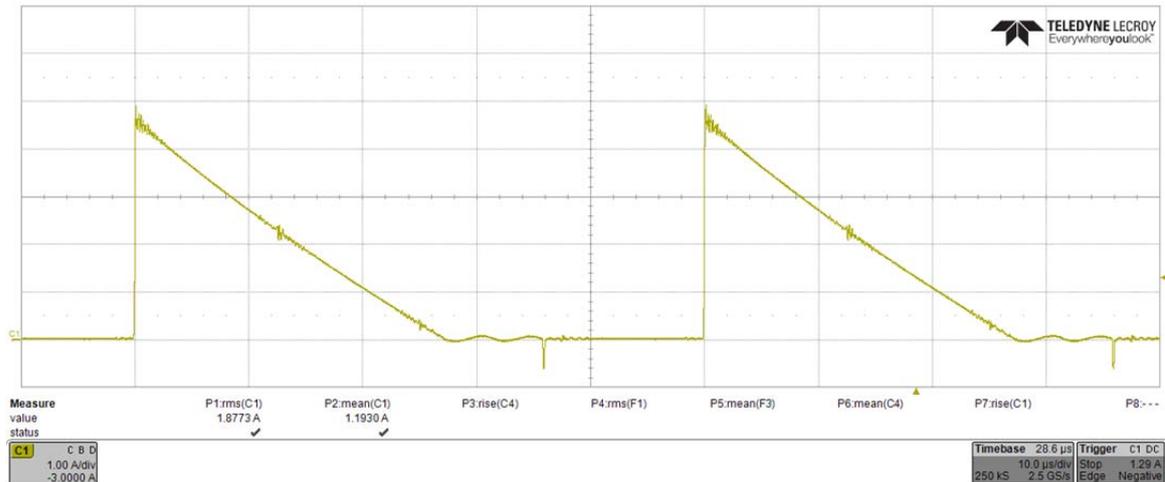


Figure 61 : Courant circulant dans une diode

La valeur RMS du courant est de 1.88A et la valeur moyenne du courant est de 1.19A. En simulation, le courant RMS vaut 1.96A et la valeur moyenne 1.21A.

L'erreur relative est donc pour le courant RMS de :

$$\frac{1.88A - 1.96A}{1.96A} \cdot 100 = -4.08\%$$

Pour le courant moyen :

$$\frac{1.19A - 1.21A}{1.21A} \cdot 100 = -1.65\%$$

Le modèle équivalent de la diode établi pour le calcul des pertes est représenté à la Figure 62 ci-dessous.

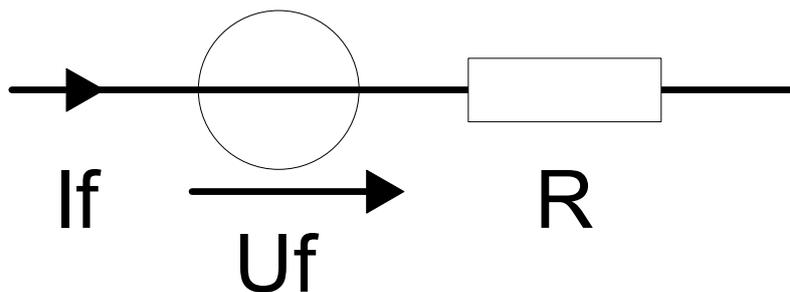


Figure 62 : modèle équivalent de la diode

Les pertes peuvent donc se calculer à l'aide de l'équation suivante :

$$P_{diode} = U_f \cdot I_{AVG} + R \cdot I_{RMS}^2$$

Avec

$$U_f = 2.8V$$

$$R = 54m\Omega$$

$$P_{diode} = 3.33W + 0.191W = 3.52W$$

La figure suivante montre le courant circulant dans une inductance.

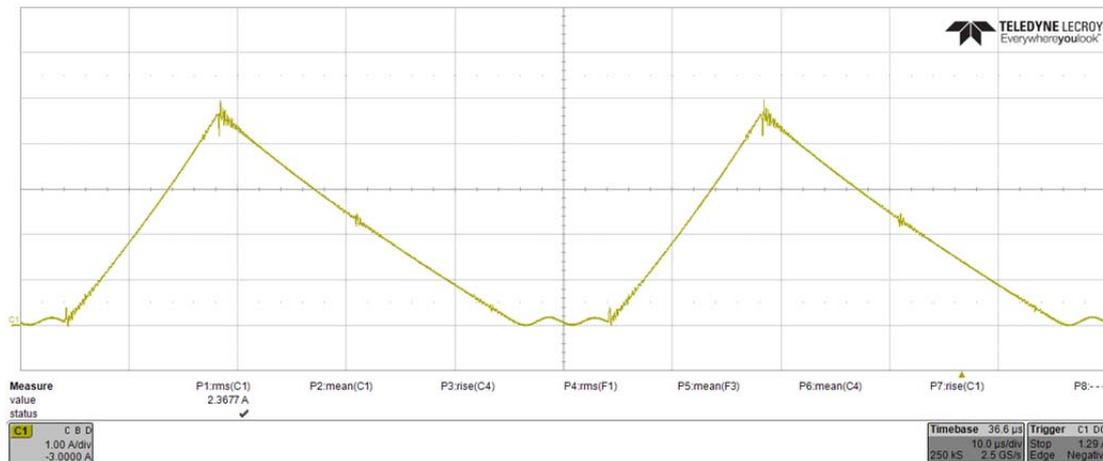


Figure 63 : Courant dans une inductance

Les mesures donnent une valeur de courant RMS de 2.37A. Les simulations donnent 2.4A
L'erreur relative est donc de :

$$\frac{2.37A - 2.4A}{2.4A} \cdot 100 = -1.25\%$$

Les pertes cuivre dans une inductance valent :

$$P_{cuiivre_{inductance}} = R \cdot I_{RMS}^2 = \frac{\rho \cdot l}{A} \cdot I_{RMS}^2$$

Avec

$$\rho = 0.0175 \Omega mm^2/m$$

$$l = 4.5m$$

$$A = 1mm^2$$

$$P_{cuiivre_{inductance}} = 442mW$$

La figure suivante montre les pertes par commutation à l'enclenchement du switch :

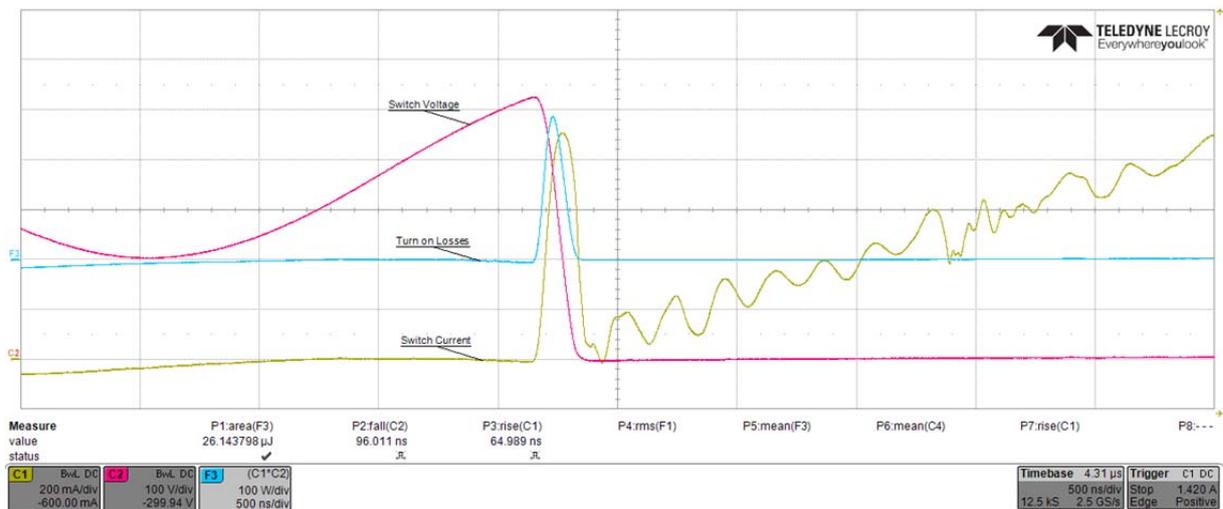


Figure 64 : Pertes à l'enclenchement

L'énergie perdue (correspondant à l'air sous la courbe bleue), est de 26.14µJ à chaque enclenchement.

La figure suivante montre les pertes par commutation au déclenchement du switch :

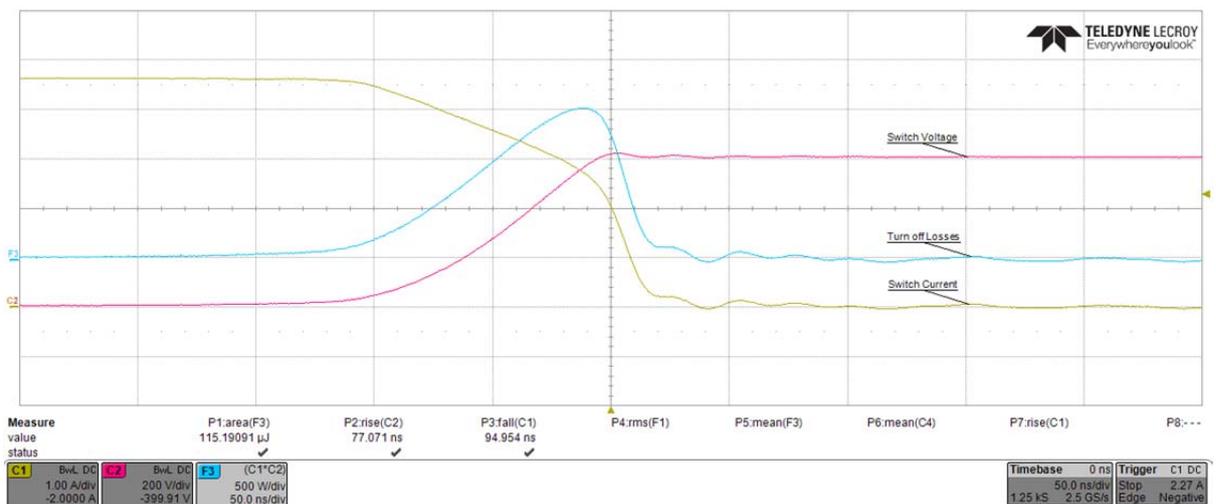


Figure 65 : Pertes au déclenchement

L'énergie perdue (correspondant à l'air sous la courbe bleue), est de 115.19µJ à chaque déclenchement.

Les pertes de commutation valent donc :

$$P_{commutation} = (E_{on} + E_{off}) \cdot F_{sw} = 2.83W$$

Répartition des pertes au point de fonctionnement nominal

Afin de pouvoir optimiser le rendement du convertisseur, il est intéressant de regarder la proportion de chaque perte par rapport aux pertes totales. Le graphique ci-dessous montre cette répartition pour le point de fonctionnement nominal ($U_{in} = 400V$, $U_{out} = 600V$, $P = 3000W$) :

Ce type de représentation m'a été proposé par M. Florian Steiner.

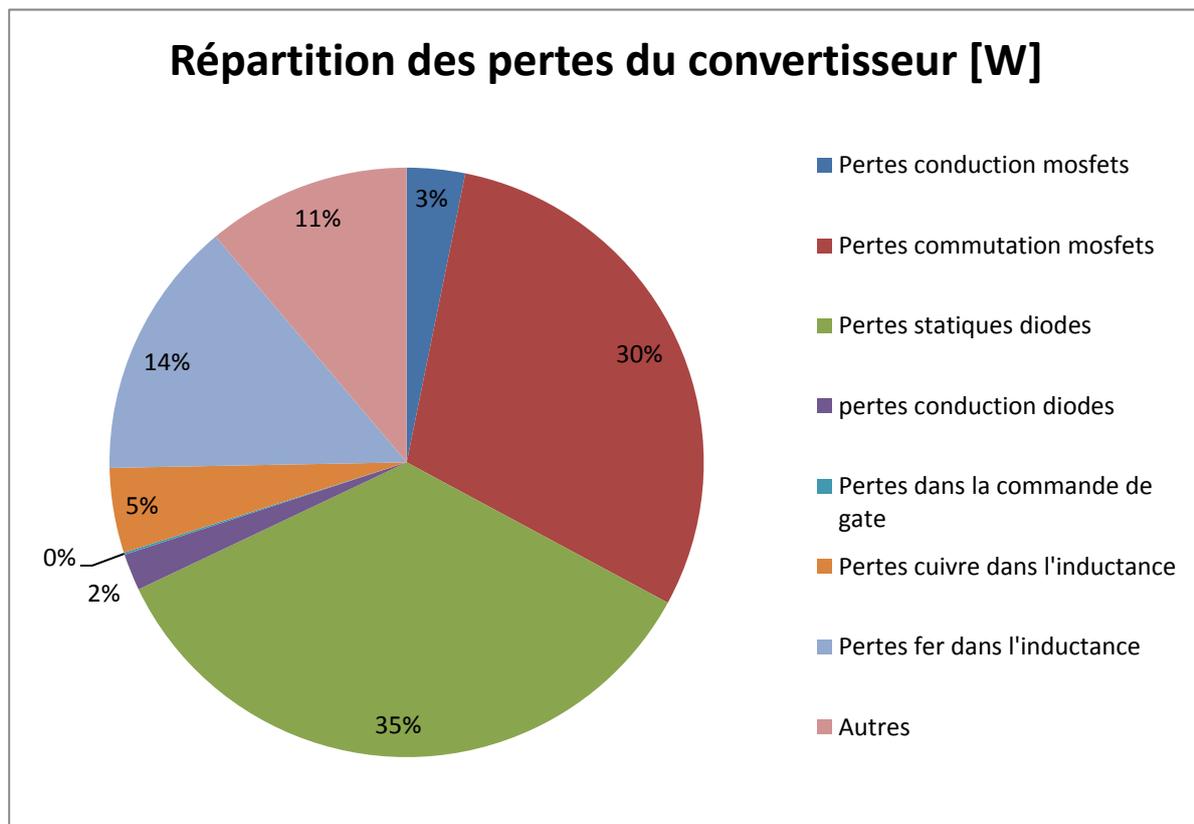


Figure 66 : Répartition des pertes au point de fonctionnement nominal

Pertes totales	38	W
Pertes conduction mosfets	1.21	W
Pertes commutation mosfets	11.30	W
Pertes statiques diodes	13.30	W
pertes conduction diodes	0.76	W
Pertes dans la commande de gate	0.05	W
Pertes cuivre dans l'inductance	1.77	W
Pertes fer dans l'inductance	5.39	W
Autres	4.22	W

Tableau 3 : Valeur des pertes [W]

On voit qu'une partie importante des pertes est due à la tension de seuil des diodes. Pour optimiser le rendement, on pourrait changer de composant. En effet, les diodes intrinsèques en parallèle au mosfet ne sont pas très performantes.

Une deuxième optimisation que l'on pourrait faire consisterait à changer les résistances de gate pour diminuer les temps de commutation et ainsi baisser les pertes de commutation. Il faudra cependant veiller à ce que le driver puisse fournir toujours suffisamment de courant.

4.2 Mesure du rendement au wattmètre

Pour mesurer le rendement du convertisseur, j'ai utilisé un wattmètre LMG500 ZES ZIMMER et 2 multimètres Fluke 175. Le schéma ci-dessous montre le principe de branchement pour la mesure du rendement :

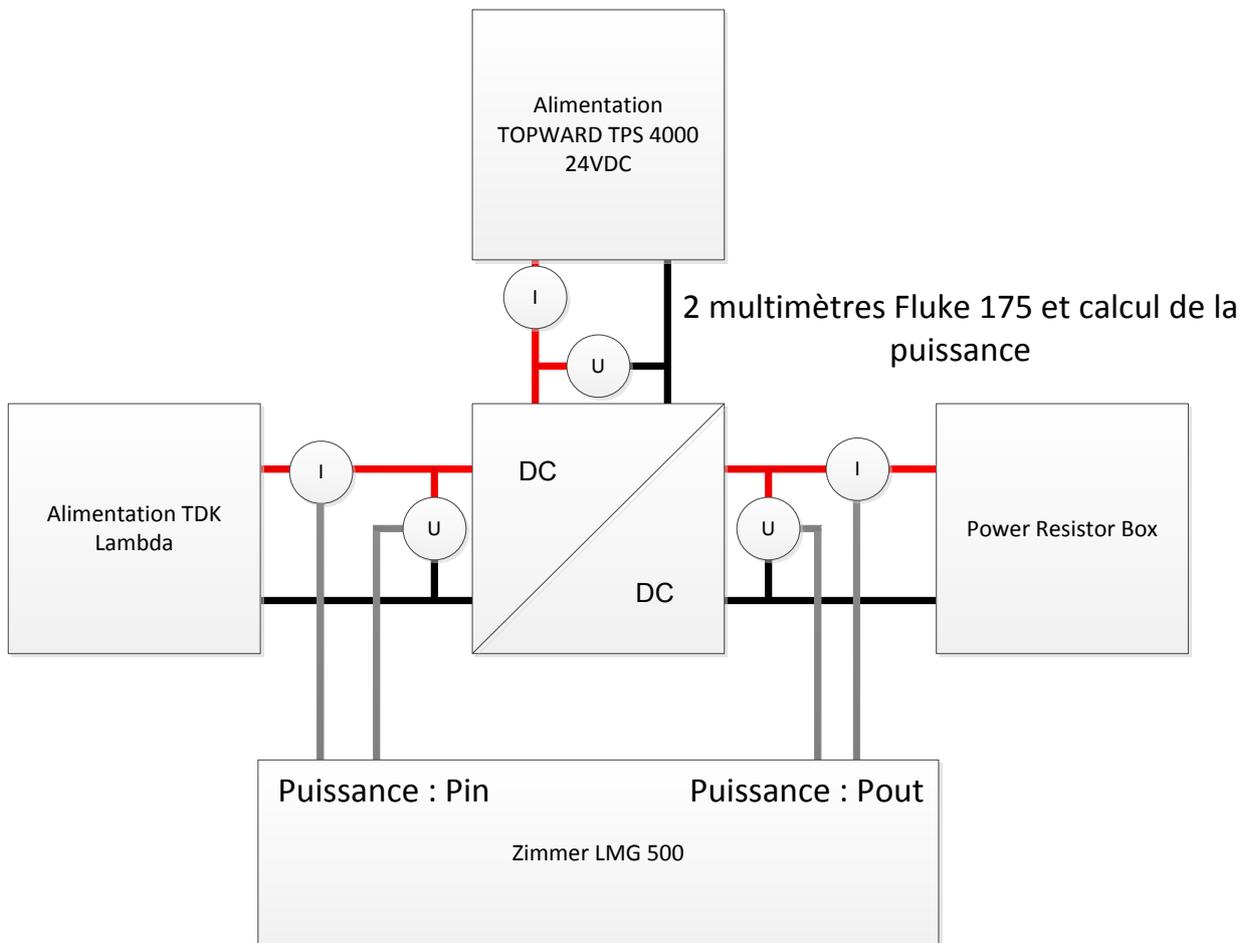


Figure 67 : mesure du rendement

Les multimètres mesurent la puissance injectée pour la commande et le LMG500 se charge de mesurer la partie puissance. Le graphique suivant montre le rendement obtenu en fonction de la puissance pour 4 tensions d'entrées différentes :

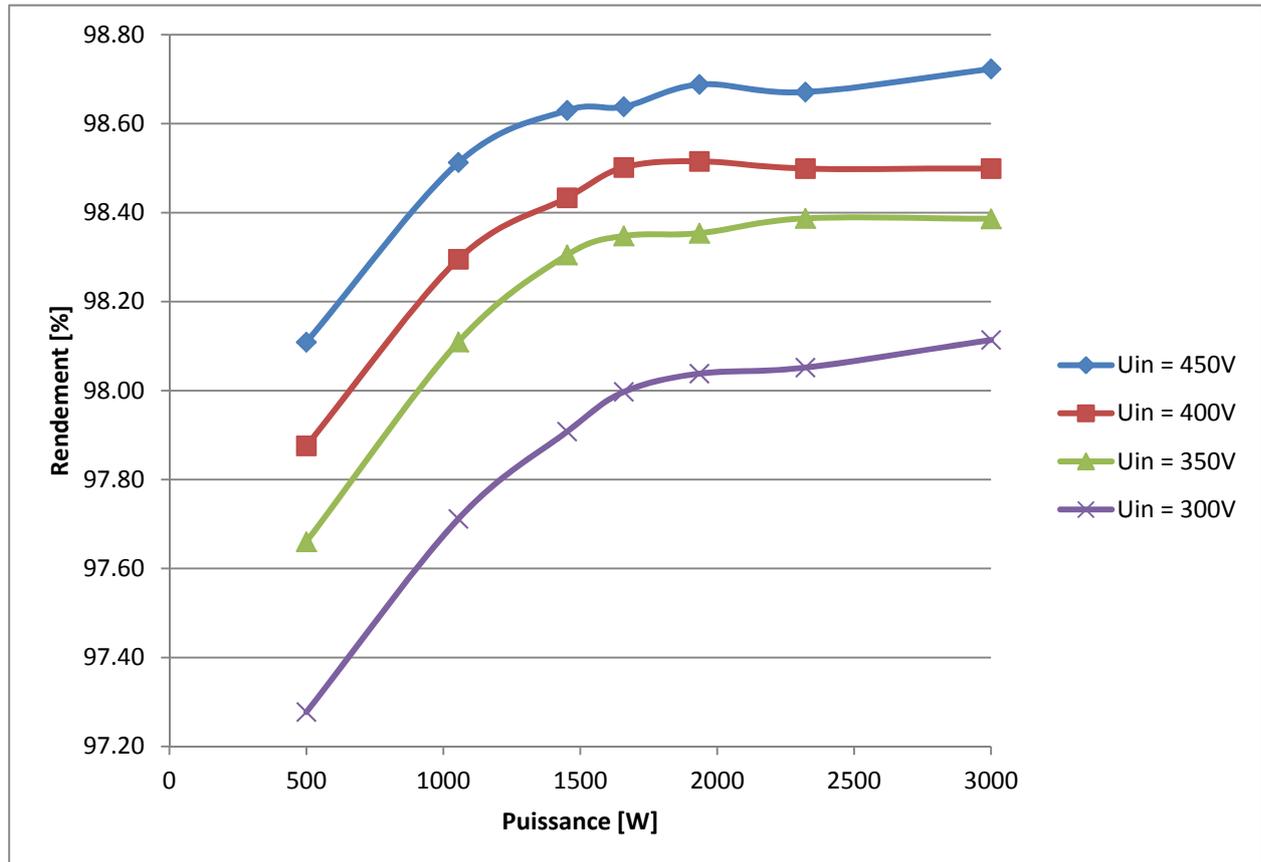


Figure 68 : mesure du rendement

XI. MONTAGE 2 : CONVERTISSEUR FULL BRIDGE (CAS IDÉAL)

1. Schéma du montage et principe de fonctionnement

Le convertisseur full bridge est un circuit de conversion DC/DC contenant une séparation galvanique. Le schéma du convertisseur est le suivant :

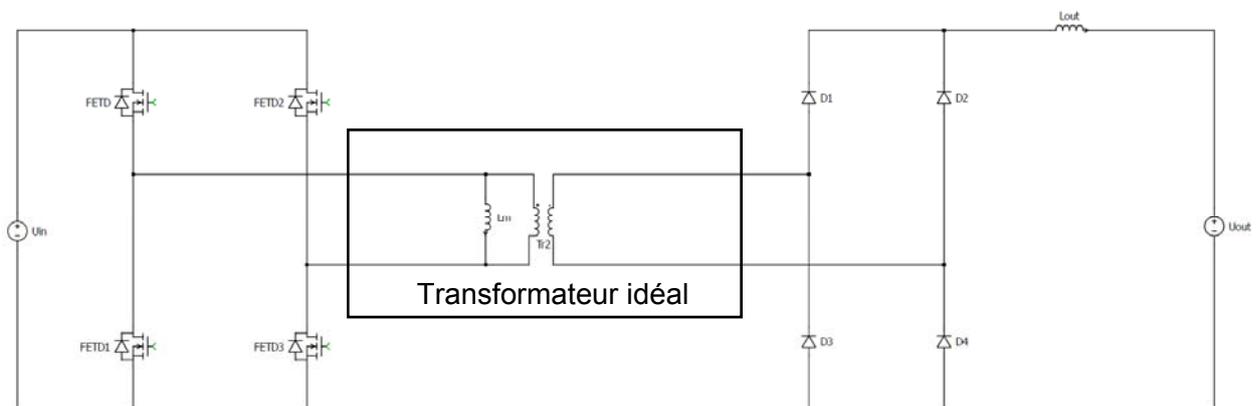


Figure 69 : Convertisseur full bridge

Le principe est de convertir la tension continue d'entrée U_{in} en une tension AC rectangulaire au primaire du transformateur. Cette tension rectangulaire est ensuite redressée au secondaire avec les diodes et filtrée pour en extraire la composante DC. Les figures ci-dessous montrent les formes d'ondes des tensions et des courants du circuit. Les valeurs des composants du circuit sont :

Inductance magnétisante L_m : 11mH

Rapport de transformation \dot{u} : 0.5

Inductance de sortie L_{out} : 4mH

Capacité de sortie C_{out} : 5uF

Résistance de charge R_{out} : 120Ω

Les paramètres de simulation sont :

$U_{in} = 400V$

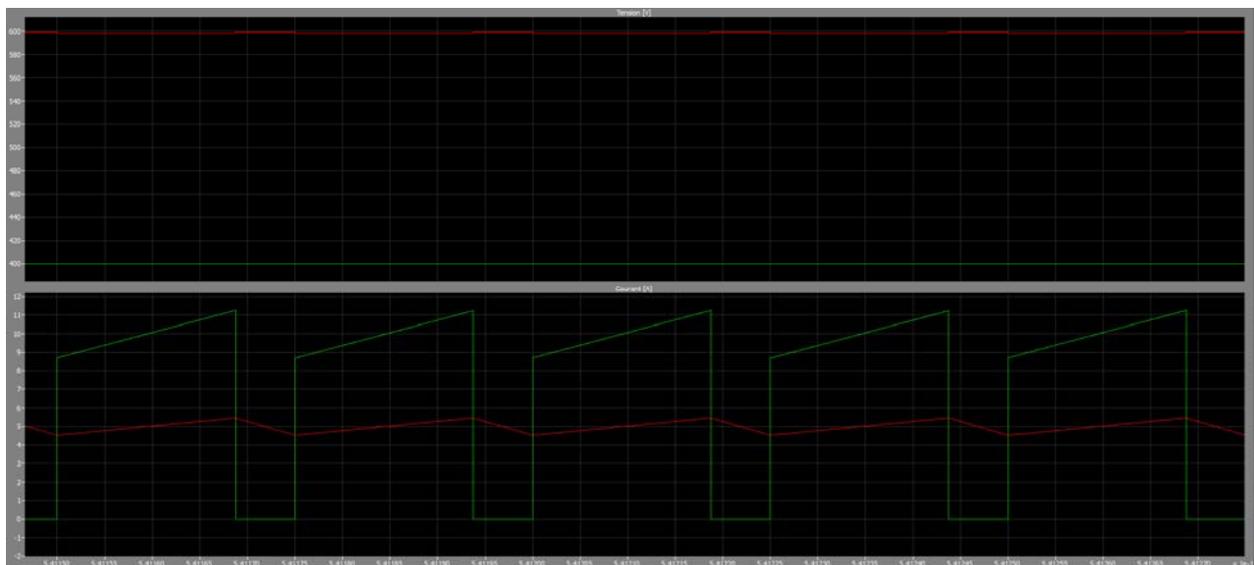
$U_{out} = 600V$

$m = 0.375$

Puissance = 3kW

Les informations de la simulation se trouvent à l'**annexe 10**.

Sur le premier graphique, on voit l'allure des tensions et des courants en entrée et en sortie du convertisseur.



**Figure 70 : graphique 1 : tension entrée en vert et tension de sortie en rouge
graphique 2 : Courant entrée en vert et courant de sortie en rouge**

La valeur moyenne du courant en entrée vaut 7.5A et la valeur moyenne du courant en sortie vaut 5A. On a donc bien une puissance de 3kW.

La figure suivante montre la tension appliquée au primaire du transformateur ainsi que le courant magnétisant. On voit que lorsque la tension appliquée est positive ($U_{\text{primaire transformateur}} = U_{in} = 400V$), le courant magnétisant monte linéairement selon la loi :

$$U = L_m \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow \Delta i = \frac{U}{L_m} \cdot \Delta t = \frac{400}{11 \cdot 10^{-3}} \cdot 18.8 \cdot 10^{-6} = 0.68A$$

Durant l'intervalle où la tension vaut 0V, le courant magnétisant reste constant. Il redescend ensuite de -0.68A lorsque la tension appliquée vaut -400V.

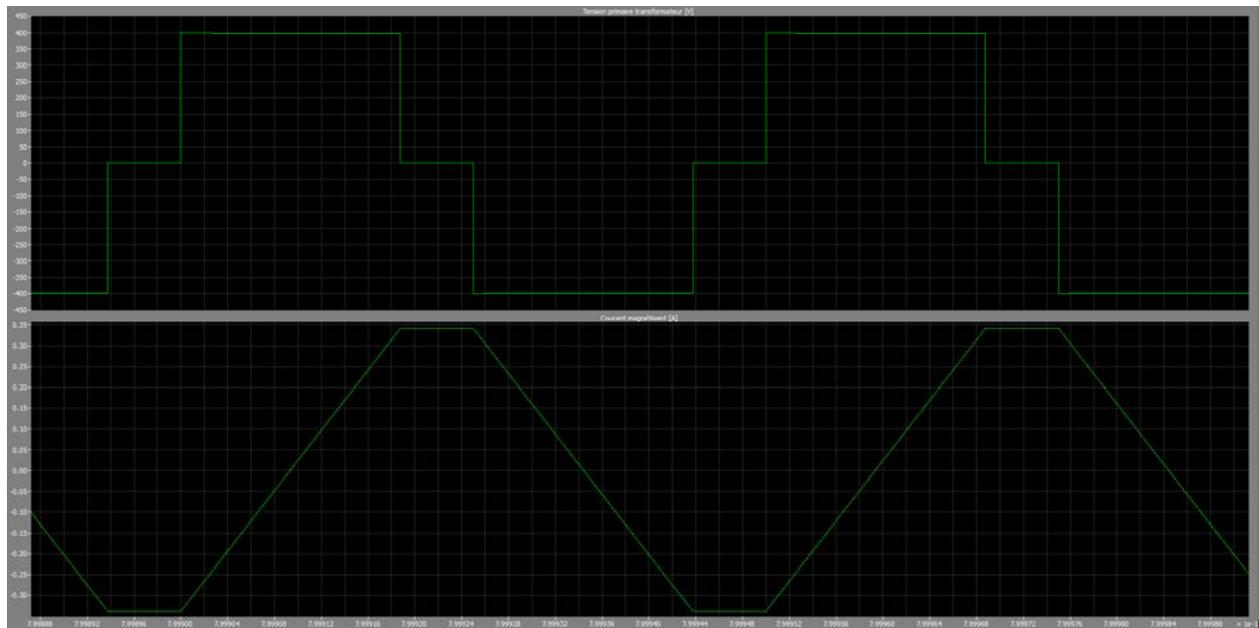


Figure 71 : Tension au primaire du transformateur et courant magnétisant

La figure suivante montre l'allure des tensions au primaire du transformateur en vert, au secondaire du transformateur en rouge et après le redresseur. On voit que la tension au secondaire vaut bien la tension primaire divisée par le facteur de transformation \ddot{u} . Sa valeur prend donc des valeurs maximales de $\pm 800V$.

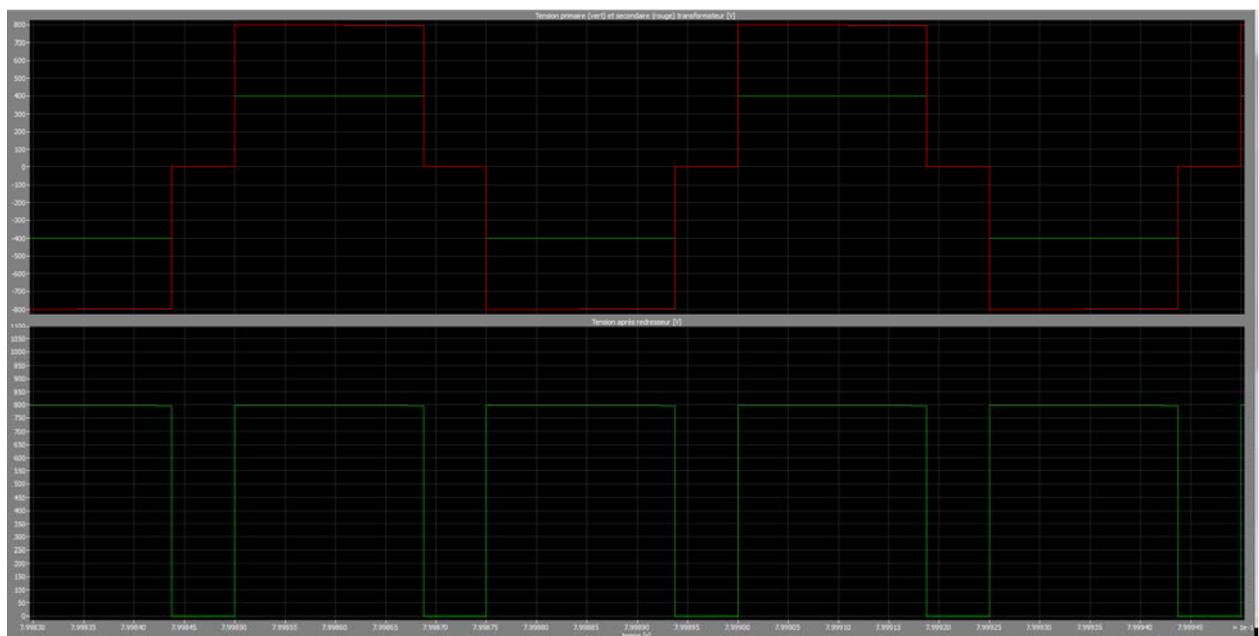


Figure 72 : Graphique 1 : Tension primaire et secondaire transformateur Graphique 2 : Tension redressée

2. Equations décrivant le montage

Les équations suivantes proviennent du cours d'électronique [15]. Ci-dessous, uniquement les résultats finaux seront donnés. Le développement se trouve également dans mon travail de semestre [1].

L'équation liant la tension de sortie à la tension d'entrée, au taux de modulation et au rapport de spire du transformateur \ddot{u} est :

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{2 \cdot m}{\ddot{u}}$$

On peut donc connaître le taux de modulation à appliquer pour une tension de sortie voulue :

$$m = \frac{U_{out} \cdot \ddot{u}}{2 \cdot U_{in}}$$

Afin de calculer les pertes dans le convertisseur, il est nécessaire de trouver des équations exprimant le courant en fonction des paramètres. Le courant RMS dans un switch vaut :

$$I_{RMS_{Switch}} = \frac{P \cdot \sqrt{m}}{U_{out} \cdot \ddot{u}}$$

Le courant RMS dans une diode vaut :

$$I_{RMS_{Diode}} = \frac{P}{U_{out}} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot m + 1}}{2}$$

La valeur moyenne du courant circulant dans une diode vaut :

$$I_{AVG_{Diode}} = \frac{P}{2 \cdot U_{out}}$$

Le courant RMS dans le primaire du transformateur vaut :

$$I_{RMS_{primTransformateur}} = \frac{P}{U_{out}} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot m}}{\ddot{u}}$$

Le courant RMS circulant dans le secondaire du transformateur vaut :

$$I_{RMS_{secTransformateur}} = \frac{P}{U_{out}} \cdot \sqrt{2 \cdot m}$$

Si l'inductance de lissage est suffisamment grande, le ripple du courant devient faible et on peut approximer le courant RMS dans l'inductance de sortie par :

$$I_{RMS_{inductance}} \approx I_{out} = \frac{P}{U_{out}}$$

Le stress de tension sur les diodes pour un redresseur en pont est de :

$$\text{Stress de tension sur diode} = \frac{U_{in}}{\ddot{u}}$$

Le stress de tension sur un mosfet vaut :

$$\text{Stress de tension sur mosfet} = U_{in}$$

3. Design du transformateur

Les documents utilisés pour la réalisation du transformateur se trouvent en [16] [17] [18].

3.1 Rapport de spire :

Afin de dimensionner le rapport de spire du transformateur, j'ai utilisé l'équation décrivant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée du full bridge :

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{2 \cdot m}{\ddot{u}}$$

On sait que pour ce montage, la valeur maximale que peut prendre le taux de modulation m est de 0.5.

$$m_{max} = 0.5$$

On peut donc déterminer la tension d'entrée minimale de fonctionnement pour le taux de modulation maximal :

$$U_{inmin} = U_{out} \cdot \frac{\ddot{u}}{2 \cdot m_{max}}$$

On voit que plus le rapport de transformation ' \ddot{u} ' devient petit, plus la tension minimale avec laquelle on pourra travailler devient également petite.

En revanche, le courant RMS circulant dans les switches du côté primaire est donné par l'équation suivante :

$$I_{rms} = \frac{P \cdot \sqrt{m}}{U_{out} \cdot \ddot{u}}$$

Le courant RMS circulant dans l'enroulement primaire du transformateur est également fonction de $1/\ddot{u}$. Les pertes par conduction étant proportionnelles au courant RMS au carré, on voit que le fait de trop diminuer le rapport de transformation \ddot{u} va générer des pertes considérables du côté primaire. Le stress sur les diodes va également devenir trop important si le rapport de

transformation devient trop petit. On doit donc faire un compromis entre la plage de tension d'entrée admissible et les pertes. J'ai choisi de fixer la tension U_{in} minimale à 300V. Le rapport de transformation \ddot{u} vaut donc 0.5.

$$\ddot{u} = 0.5 [-]$$

Le stress sur les diodes vaudra 800V.

3.2 Choix d'un core magnétique :

Le core magnétique utilisé est un core U100/57/25 de Philips [19]. J'ai choisi d'utiliser ce modèle car l'école en possède un grand nombre en stock. Les dimensions sont les suivantes :

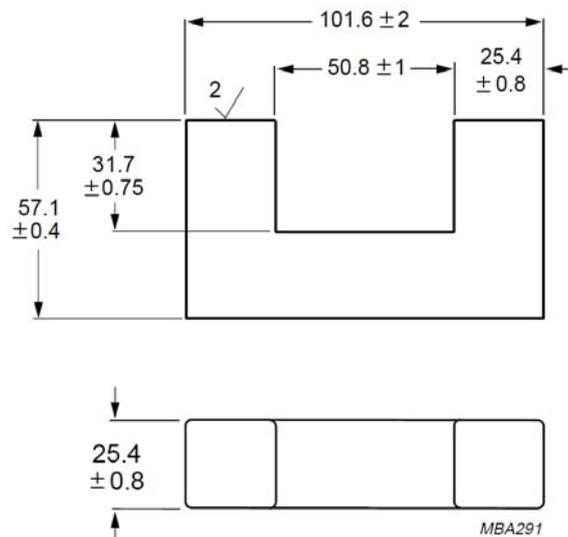


Figure 73 : Dimensions du core en U pour le transformateur

En plaçant deux cores en U de la façon suivante, on peut déterminer les valeurs qui seront nécessaires pour les calculs :

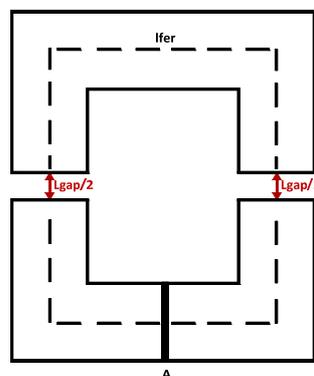


Figure 74 : dimensions du transformateur

Où :

A est la surface perpendiculaire à la circulation du flux magnétique. Cette surface est la même pour le fer et pour le air gap si ce dernier est suffisamment faible pour négliger le flux de frange. Elle vaut 645mm^2

l_{fer} est la longueur moyenne du chemin traversé par le flux magnétique dans le fer. Elle vaut 332mm

l_{gap} est une variable correspondant à la longueur moyenne du chemin traversé par le flux magnétique dans l'air.

3.3 Schéma équivalent magnétique du transformateur :

Le circuit équivalent magnétique du transformateur se trouve à la figure ci-dessous. Les analyses sont faites en regardant du côté primaire avec le secondaire ouvert.

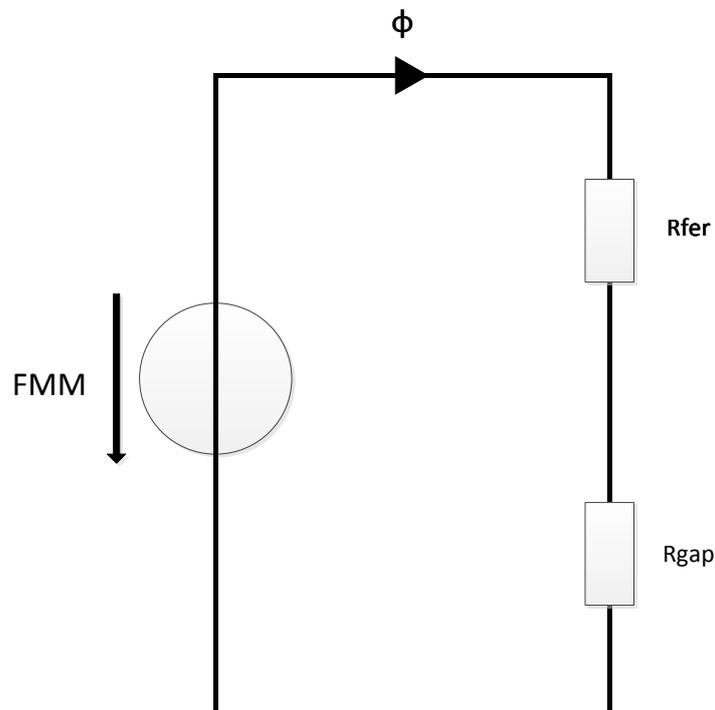


Figure 75 : Circuit équivalent magnétique du transformateur

FMM représente la force magnétomotrice du circuit. Elle est l'équivalent d'une tension pour un circuit électrique. Elle se calcule avec l'équation :

$$FMM = N \cdot I$$

Avec

N : nombre de spires au primaire du transformateur

I : Courant circulant dans l'enroulement primaire

Cette force magnétomotrice va générer un flux magnétique ϕ . On peut faire l'analogie entre le flux magnétique et le courant électrique. Le facteur de proportionnalité entre la FMM et le flux magnétique et la réluctance magnétique. On peut écrire l'équivalent de la loi d'ohm en électricité pour le circuit ci-dessus :

$$FMM = R_{eq_magnetique} \cdot \phi = (R_{fer} + R_{gap}) \cdot \phi$$

La réluctance magnétique se calcul avec l'équation :

$$R_{fer} = \frac{l_{fer}}{\mu_0 \cdot \mu_{rfer} \cdot A}$$

$$R_{gap} = \frac{l_{gap}}{\mu_0 \cdot \mu_{rair} \cdot A} = \frac{l_{gap}}{\mu_0 \cdot A}$$

Les variables l_{fer} , l_{gap} et A ont été définies à la Figure 74.

μ_0 correspond à la perméabilité du vide est vaut : $4\pi 10^{-7} \left[\frac{H}{m} \right]$

μ_{rfer} correspond à la perméabilité du fer est vaut pour mon core magnétique : $2000 \left[\frac{H}{m} \right]$

μ_{rair} correspond à la perméabilité de l'air est vaut : $\sim 1 \left[\frac{H}{m} \right]$

L'induction magnétique B correspond au quotient du flux magnétique par la surface du circuit :

$$B = \frac{\phi}{A}$$

Il faudra tenir compte de ce paramètre lors du dimensionnement. En effet, si l'induction devient trop grande, le transformateur sature et les équations utilisées dans ce travail deviennent incorrectes (quitte la zone de fonctionnement linéaire). Les fournisseurs donnent la valeur B_{sat} en dessous de laquelle il faut rester pour garder un comportement linéaire. Dans mon cas :

$$B_{sat} = 0.45 T$$

L'équation suivante permet de dimensionner l'inductance magnétisante du transformateur :

$$L_m = \frac{N^2}{R_{fer} + R_{gap}}$$

Si l'on se place à présent d'un point de vue électrique, on peut modéliser le transformateur à l'aide du schéma suivant :

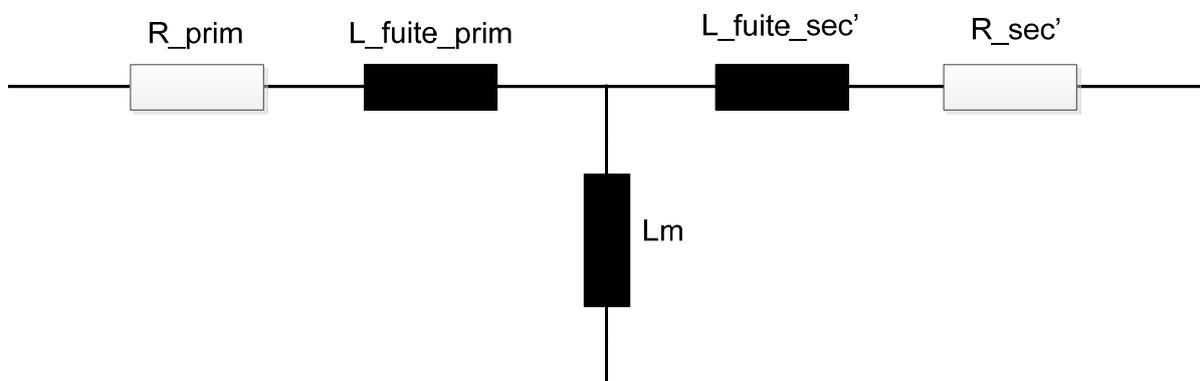


Figure 76 : schéma équivalent électrique du transformateur

Où :

R_{prim} correspond à la résistance de l'enroulement primaire

L_{fuite_prim} correspond à l'inductance de fuite au primaire du transformateur

L_m correspond à l'inductance magnétisante

$L_{fuite_sec'}$ correspond à l'inductance de fuite du secondaire rapportée au primaire

$R_{sec'}$ correspond à la résistance de l'enroulement secondaire rapportée au primaire

Si on néglige les inductances de fuite et les résistances cuivre, on voit que toute la tension d'alimentation U_{in} se retrouve sur l'inductance magnétisante. On peut donc écrire :

$$U_{in} = L_m \cdot \frac{di}{dt}$$

Comme la tension d'alimentation est constante au borne du transformateur lorsque les switches conduisent, on peut trouver la variation du courant magnétisant :

$$\Delta i = \frac{U_{in}}{L_m} \cdot \Delta t$$

Cette variation du courant magnétisant se produit pendant le temps T_{on} :

$$\Delta t = T_{on} = \frac{m}{F_{sw}}$$

On peut donc trouver le courant de magnétisation maximale circulant dans le transformateur :

$$I_{max} = \frac{\Delta i}{2} = \frac{U_{in} \cdot m}{2 \cdot L_m \cdot F_{sw}}$$

3.4 Calcul de dimensionnement :

Les équations et les modèles équivalents étant maintenant posés, on peut commencer le dimensionnement du transformateur. Les paramètres variables à fixer sont :

- L_m : Plus ce paramètre augmente, plus le courant magnétisant au primaire sera faible. En contrepartie, le nombre de spires va augmenter, engendrant une augmentation de la FMM donc du flux et de l'induction magnétique. Il faudra veiller à ce que le transformateur ne sature pas.
- L_{gap} : Plus le L_{gap} augmente, plus la résistance équivalente du circuit magnétique va augmenter ce qui aura pour effet de diminuer le flux et donc l'induction magnétique. Le transformateur saturera moins vite. En contrepartie, un grand L_{gap} diminue l'inductance magnétisante et augmente l'inductance de fuite
- B_{max} qui doit rester toujours inférieur à la valeur B_{sat} du matériau.

J'ai choisi de commencer le dimensionnement sans L_{gap} , pour minimiser les inductances de fuite. L'inductance magnétisante désirée est de 11mH afin d'avoir un ripple de courant magnétisant faible. Dans ces conditions, on trouve un nombre de spires au primaire de 47.46 tours. On peut ainsi déterminer le courant maximal de magnétisation qui circulera dans le primaire du transformateur :

$$I_{max} = \frac{400 \cdot 0.375}{2 \cdot 11 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3} = 341mA$$

Le flux magnétique circulant dans ces conditions vaut :

$$\Phi_{max} = \frac{N \cdot I_{max}}{R_{fer}} = 79\mu Wb$$

Et finalement, l'induction magnétique correspondante vaut :

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{A} = 0.1225T$$

On voit que le rapport entre B_{sat} et B_{max} vaut :

$$\frac{B_{sat}}{B_{max}} = 4$$

Le transformateur n'entrera donc pas en saturation. Il est même surdimensionné étant donné que le facteur de sécurité vaut 4.

3.5 Vérification en simulation :

Pour vérifier les calculs ci-dessus, j'ai mis en place une simulation PLECS basée sur un modèle magnétique du transformateur (**annexe 11**). Il se trouve à la figure ci-dessous :

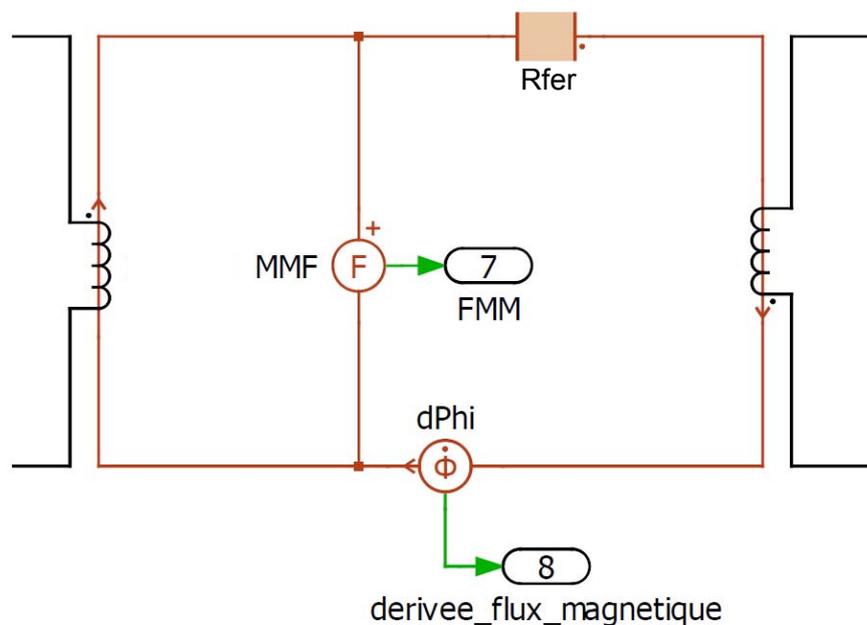


Figure 77 : modèle magnétique du transformateur

La bobine du primaire possède 47spires et la bobine du secondaire 94spires. Les paramètres de la résistance fer sont :

$$A = 645 \text{ [mm}^2\text{]}$$

$$L_{\text{fer}} = 0.332 \text{ [m]}$$

$$U_{\text{fer}} = 2000 \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$$

FMM correspondant à une mesure de la force magnétomotrice.

dPhi donne la dérivée du flux magnétique. On obtient le flux magnétique par intégration de cette mesure.

La simulation est faite en laissant le secondaire du transformateur ouvert. Ainsi, en mesurant le courant circulant dans l'enroulement primaire, on obtient directement le courant magnétisant. Les résultats sont :

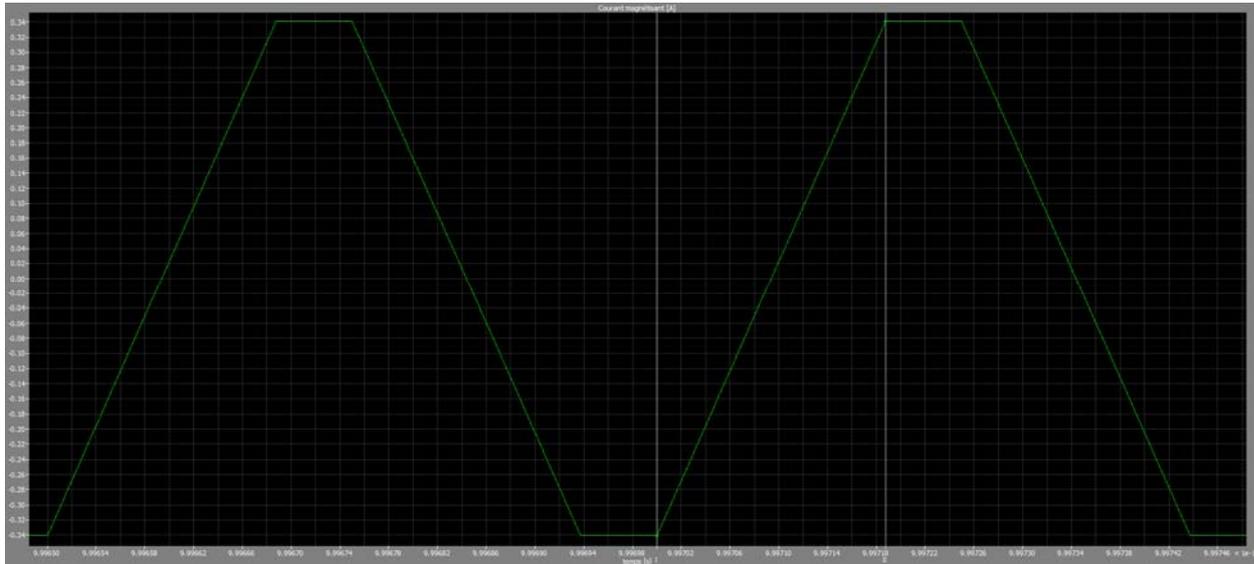


Figure 78 : Courant magnétisant

La valeur maximale du courant magnétisant vaut 0.341A. Il concorde avec la valeur calculée ci-dessus.

Le delta i vaut 0.682A.

Le delta t correspondant au temps Ton vaut 18.75us.

L'inductance magnétisante en simulation vaut :

$$L_{m_{simulation}} = \frac{400V \cdot 18.75us}{0.682A} = 11mH$$

Elle correspond donc à la valeur calculée.

La figure suivante montre le flux magnétique :

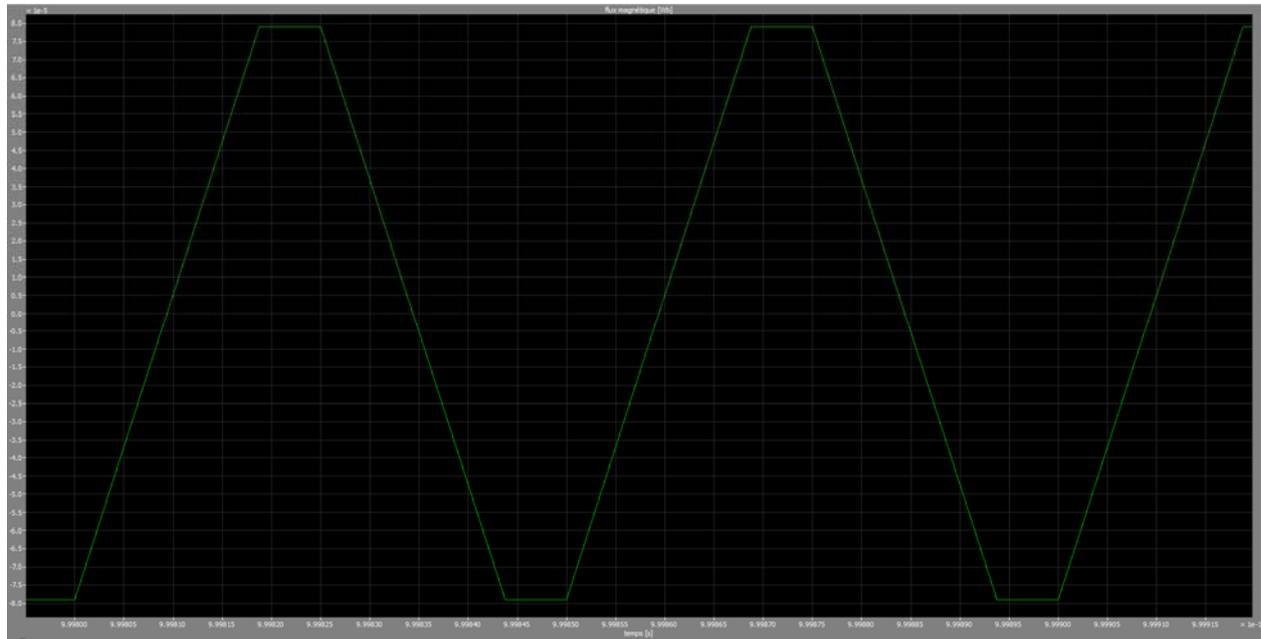


Figure 79 : flux magnétique

La valeur crête en simulation est de 79uWb soit une induction de 0.1225T. Elle correspond à la valeur d'induction obtenue par calcul. Le transformateur peut donc être bobiné.

3.6 Caractérisation du transformateur :

La Figure 34 montre une photo du transformateur réalisé. Afin de caractériser les paramètres du modèle équivalent, j'ai utilisé la méthode de l'essai en court-circuit et de l'essai à vide. La tension appliquée au borne du transformateur est sinusoïdale, de fréquence $f = 20\text{kHz}$ et d'amplitude 20V. Elle est générée avec un générateur de fréquence Agilent 33220A. Cette tension est ensuite amplifiée par un amplificateur AE Techron 7224 jusqu'à atteindre une amplitude de 150V. Les mesures sont récoltées avec le Zimmer LMG-500.

3.6.1 Essai en court-circuit :

Si on court-circuite le secondaire du transformateur, on peut simplifier le modèle équivalent de la Figure 76 comme suit :

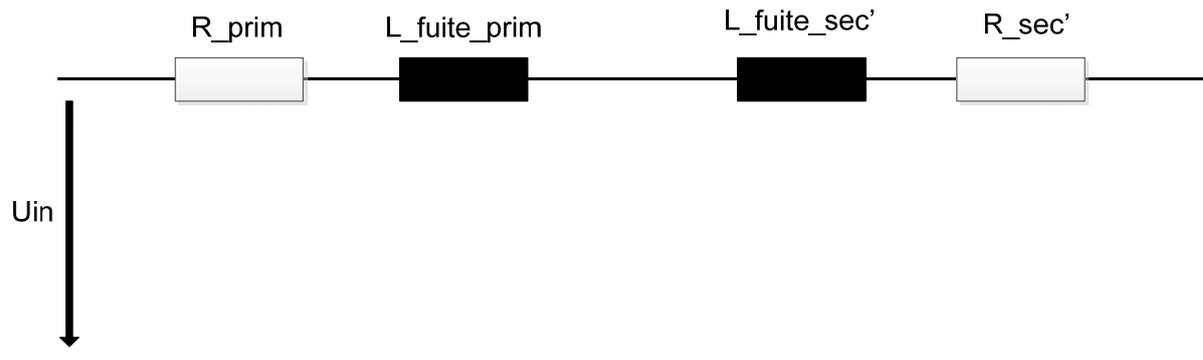


Tableau 4 : modèle équivalent du transformateur en court-circuit

Les valeurs mesurées par le Zimmer sont :

$$R_{mes} = 0.181\Omega$$

$$L_{mes} = 680\mu H$$

On peut donc trouver :

$$R_{prim} = \frac{R_{mes}}{2} = 90.5m\Omega$$

$$R_{sec} = \frac{R'_{sec}}{\ddot{u}^2} = \frac{R_{mes}}{2 \cdot \ddot{u}^2} = 360m\Omega$$

$$L_{fuite_{prim}} = \frac{L_{mes}}{2} = 340\mu H$$

$$L_{fuite_{sec}} = \frac{L'_{fuite_{sec}}}{\ddot{u}^2} = \frac{L_{mes}}{2 \cdot \ddot{u}^2} = 1.36mH$$

3.6.2 Essai à vide :

Lors de l'essai à vide, le circuit équivalent du transformateur devient :

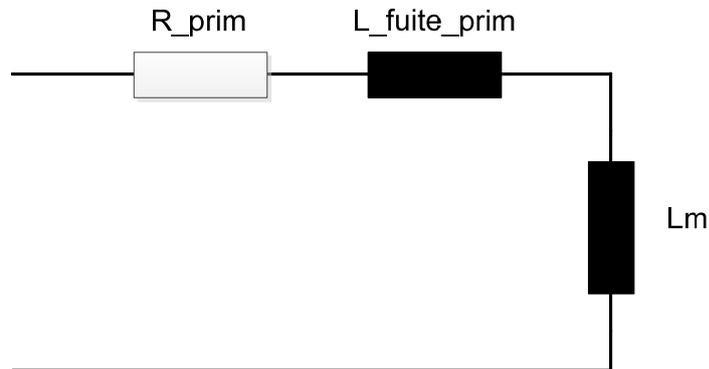


Figure 80 : schéma équivalent à vide du transformateur

On peut ainsi trouver l'inductance magnétisante L_m . La mesure du Zimmer donne :
 $L_{mes} = 11.24\text{mH}$

On trouve :

$$L_m = L_{mes} - L_{fuite_prim} = 10.9\text{mH}$$

On est donc proche de la valeur de 11mH souhaitée.

XII. MONTAGE 2 : CONVERTISSEUR FULL BRIDGE (CAS RÉEL)

Lors de la première mise en fonction du convertisseur, je me suis rendu compte que les mesures ne correspondaient pas à la théorie et aux simulations. J'ai donc décidé de rajouter au modèle Plecs les inductances de fuites et les résistances cuivre du bobinage du transformateur :

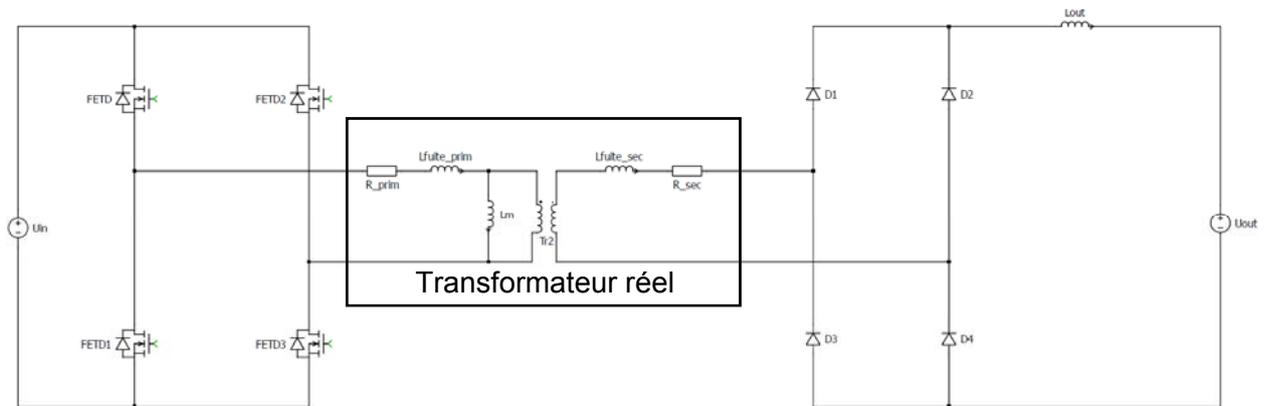


Figure 81 : modèle réel du transformateur

Les valeurs des nouveaux paramètres sont :

$$R_{\text{prim}} = 90.5\text{m}\Omega$$

$$L_{\text{fuite_prim}} = 340\mu\text{H}$$

$$L_{\text{fuite_sec}} = 1.36\text{mH}$$

$$R_{\text{sec}} = 360\text{m}\Omega$$

Le facteur de couplage k de ce transformateur vaut :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{\text{fuite_prim}}}{L_m}} = 0.984$$

Les résultats obtenus sont à présent très différents de ceux obtenus avec le modèle réel proposé dans le cours [15]. Ils correspondent par contre avec les mesures prises. La figure suivante montre la tension d'entrée (vert), la tension de sortie (rouge) et le courant de sortie (bleu) du convertisseur :

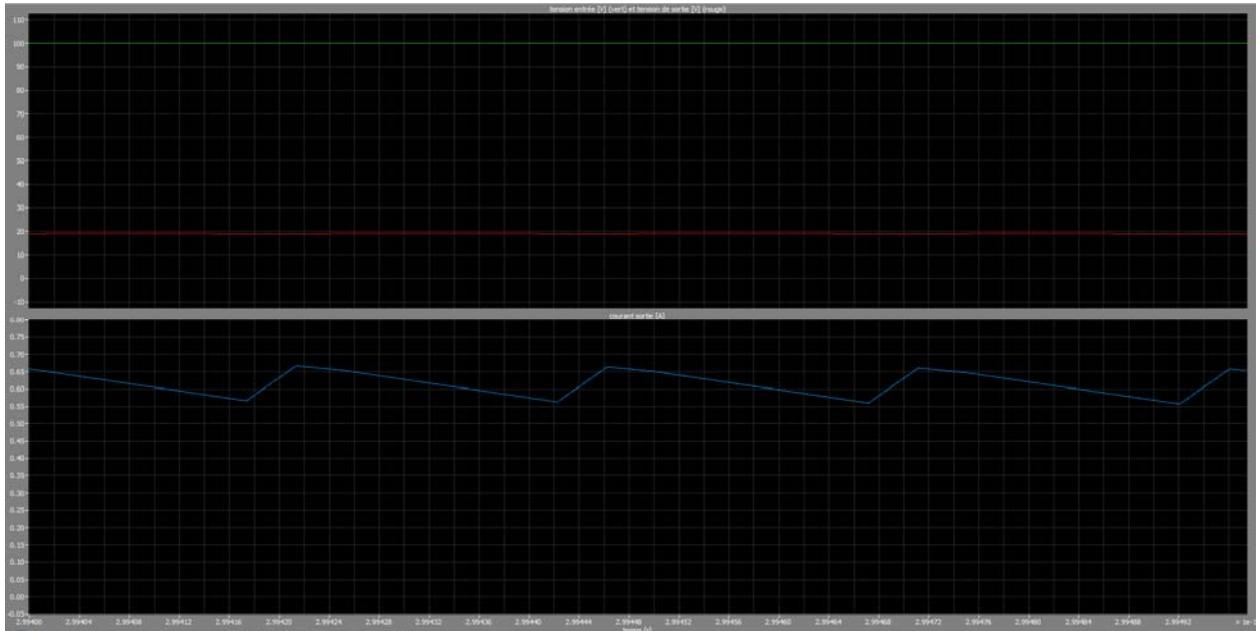


Figure 82 : Tension d'entrée (vert), tension de sortie (rouge), courant de sortie (bleu)

La tension d'entrée est réglée à 100V. Le taux de modulation m vaut 0.375. Dans le cas idéal, la tension de sortie devrait valoir 150V. On voit sur le graphique qu'elle vaut uniquement 20V. La figure suivante montre les mesures obtenues dans les mêmes conditions :

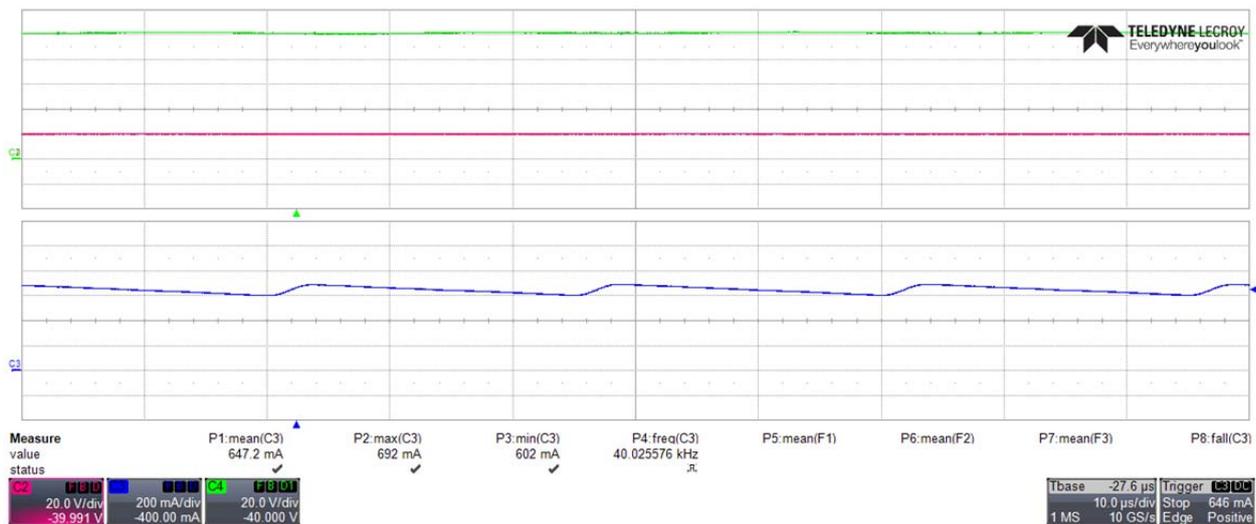


Figure 83 : tension entrée (vert), tension sortie (rouge), courant sortie (bleu)

Les résultats correspondent bien à la simulation.

La figure suivante montre la tension au primaire du transformateur (avant l'inductance de fuite) en vert, la tension au secondaire du transformateur (après l'inductance de fuite) en rouge et le courant dans l'enroulement secondaire (gain sur la simulation x100) en bleu.

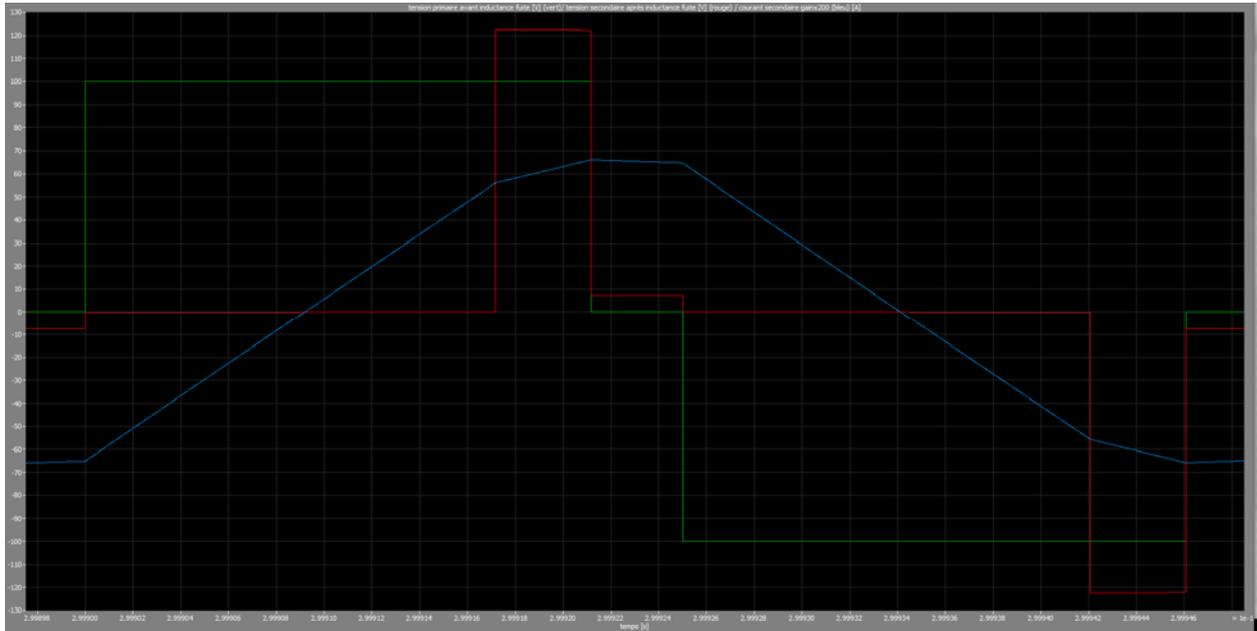


Figure 84 : tension primaire (vert), tension secondaire (rouge) et courant secondaire (bleu)

On voit que la tension au secondaire est nettement inférieure à ce qu'elle devrait être dans le cas idéal. Son amplitude devrait être de 200V alors qu'elle ne fait que 120V environ et son enclenchement devrait se faire en même temps que la tension primaire alors qu'elle apparaît avec un temps de retard. C'est la raison pour laquelle la tension en sortie est inférieure à ce qui était prévue. Les mesures donnent :

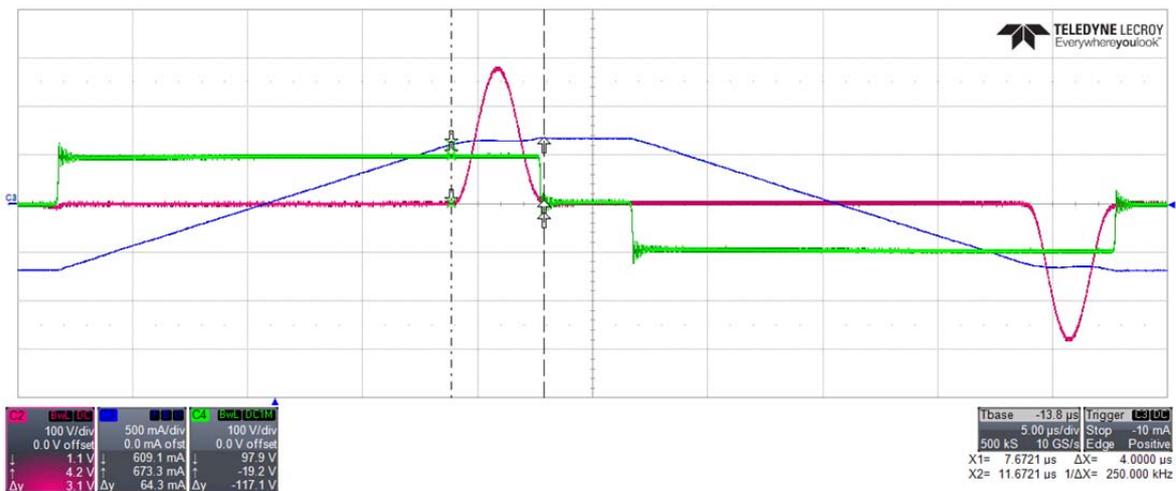


Figure 85 : mesure de la tension primaire (vert), tension secondaire (rouge) et courant secondaire du transformateur (bleu)

L'allure de la tension primaire est la même en simulation et lors des mesures. Le courant secondaire correspond également à la simulation. En revanche, on voit que la tension secondaire oscille avec les éléments parasites du circuit. La durée de la demi-période est de 4us. La fréquence d'oscillation vaut donc :

$$F_{osc} = \frac{1}{T_{osc}} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-6}} = 125kHz$$

Mis à part l'oscillation sur la tension secondaire, les résultats concordent. On va donc chercher à trouver une nouvelle équation qui tient compte des inductances de fuite et qui permet de lier la tension de sortie et la tension d'entrée. On pourra ainsi dimensionner un nouveau transformateur.

1. Nouveaux calculs théoriques :

1.1 Influence des inductances de fuite sur la tension au secondaire du transformateur

On voit sur la Figure 84 que la tension du secondaire apparaît après un temps de retard. Ce phénomène m'a été expliqué par mon professeur M. Philippe Barrade avec le cours [20]. Il s'agit du phénomène d'empiètement. L'amplitude est également réduite par rapport au cas idéal lorsque la tension secondaire apparaît. Ceci est provoqué par l'inductance de fuite du primaire.

Dans un premier temps, on va tenter d'en tenir compte dans les équations en émettant l'hypothèse suivante :

- Le filtre de sortie est suffisamment efficace pour modéliser la charge comme une source de courant continu.

On arrive donc au schéma équivalent suivant :

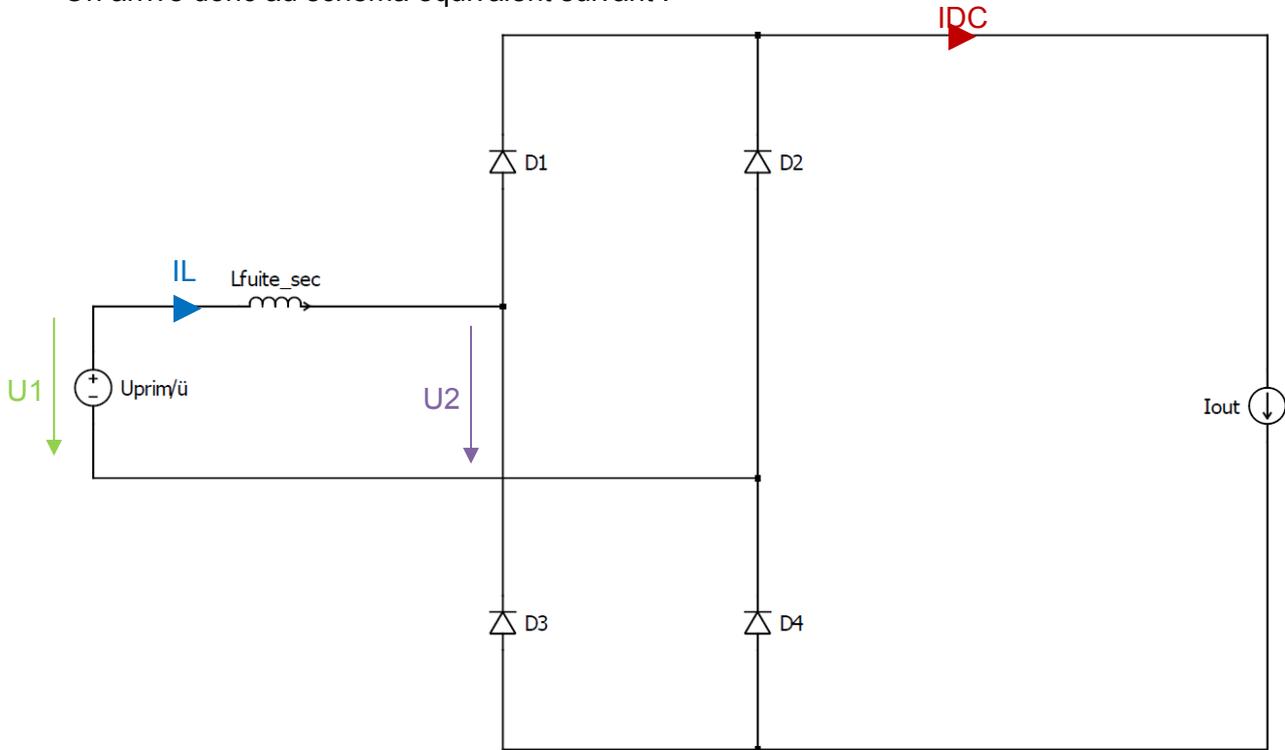


Figure 86 : schéma équivalent

Le graphique suivant montre de manière qualitative l'allure des tensions et des courants représentés dans la figure-ci-dessus.

On voit que lorsque la tension U_1 devient positive, le courant I_L ne peut pas s'inverser instantanément à cause de l'inductance de fuite. La conséquence est que, tant que le courant I_L n'a pas atteint la valeur du courant I_{DC} , la tension U_2 vaut 0V. On a donc toute la tension hachurée en moins en entrée du pont redresseur, ce qui explique pourquoi la valeur moyenne



Figure 87 : Allure des courants et des tensions

est inférieure dans le cas réel que dans le cas idéal. Pour déterminer le temps t_e , on utilise la relation suivante valable pendant l'intervalle de temps t_e :

$$U_L = U_{1\text{empiètement}} = L_{\text{fuitesec}} \cdot \frac{dI}{dt}$$

Comme la tension U_1 est constante, on peut trouver :

$$\Delta t = t_e = L_{\text{fuitesec}} \cdot \frac{\Delta i}{U_{1\text{empiètement}}}$$

Le delta i correspond au passage du courant de $-I_{DC}$ à I_{DC} . On a donc :

$$t_e = L_{\text{fuitesec}} \cdot \frac{2 \cdot I_{DC}}{U_{1\text{empiètement}}}$$

Il faut maintenant trouver que vaut la tension $U_{1\text{empiètement}}$ pendant le temps t_e . Pour ce faire, on peut regarder le schéma équivalent vu du primaire pendant cette période. Une partie de la tension d'entrée va chuter sur l'inductance de fuite du primaire. La tension au secondaire U_1 deviendra donc plus petite ce qui aura pour conséquence d'augmenter le temps t_e . Pendant que le phénomène d'empiètement se produit, les diodes se trouvent en état de conduction. L'inductance de fuite du secondaire est donc en court-circuit. Vu du primaire, on obtient le schéma équivalent suivant :

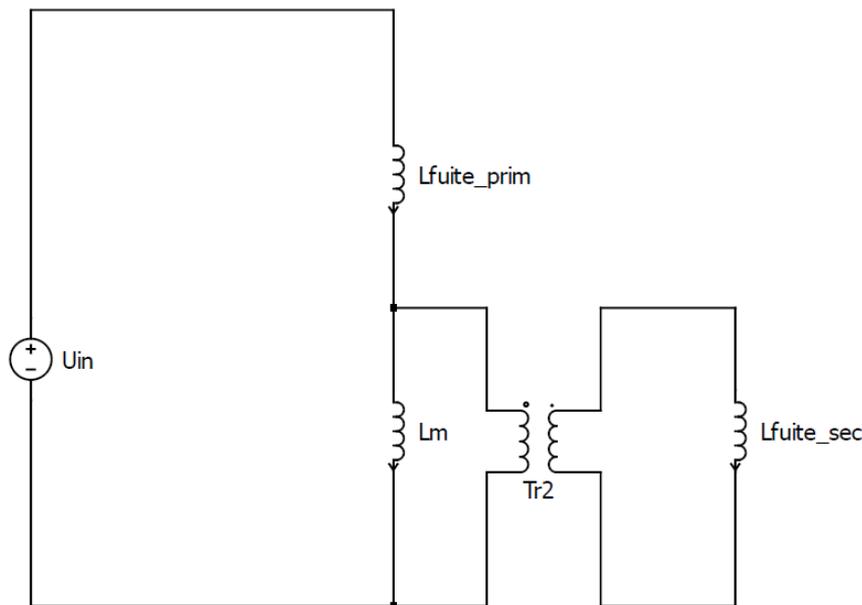


Figure 88 : schéma équivalent pendant l'empiètement

La tension qui va chuter sur l'inductance magnétisante vaut donc :

$$U_{L_{m_{\text{empiètement}}}} = U_{in} \cdot \frac{\frac{j\omega L_m \cdot j\omega L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}{j\omega(L_m + L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2)}}{j\omega L_{fuiteprim} + \frac{j\omega L_m \cdot j\omega L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}{j\omega L_m + j\omega L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}} = U_{in} \cdot \frac{\frac{L_m \cdot L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}{L_m + L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}}{L_{fuiteprim} + \frac{L_m \cdot L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}{L_m + L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2}}$$

La tension $U_{1\text{empiètement}}$ vaut, en tenant compte de l'inductance de fuite du primaire :

$$U_{1\text{empiètement}} = \frac{U_{L_{m_{\text{empiètement}}}}}{\ddot{u}}$$

La valeur moyenne de tension perdue (dans la surface hachurée) vaut :

$$U_e = 2 \cdot \frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_e} U_1 dt = \frac{2 \cdot U_1}{T_{sw}} \cdot \left(L_{fuitesec} \cdot \frac{2 \cdot I_{DC}}{U_{1\text{empiètement}}} - 0 \right) = \frac{4 \cdot L_{fuitesec} \cdot I_{DC} \cdot U_1}{T_{sw} \cdot U_{1\text{empiètement}}}$$

Le courant IDC peut être remplacé par l'équation :

$$I_{DC} = \frac{U_{out}}{R_{out}}$$

La tension U_1 correspond à la tension après la phase d'empiètement. Une fois le phénomène terminé, les diodes ne sont plus en court-circuit. Le schéma équivalent devient :

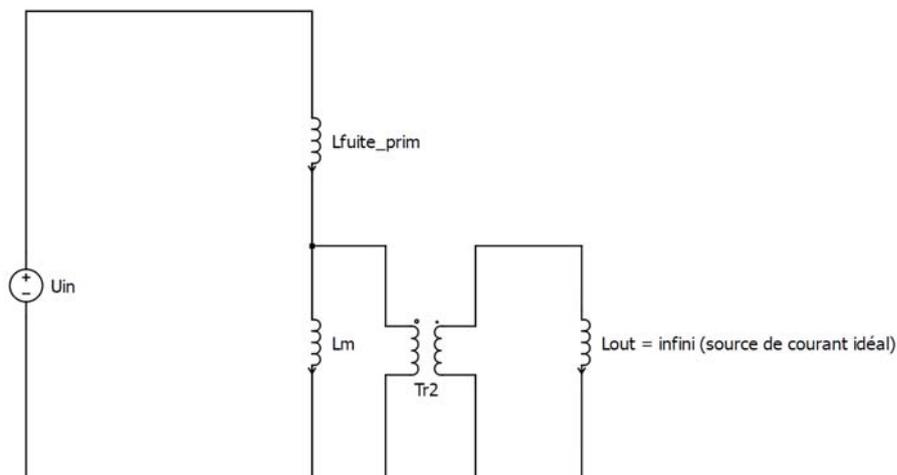


Figure 89 : schéma équivalent avec source de courant

Comme on a fait l'hypothèse que le courant de sortie est constant, on peut modéliser la source de courant par une inductance infinie. On obtient donc le schéma :

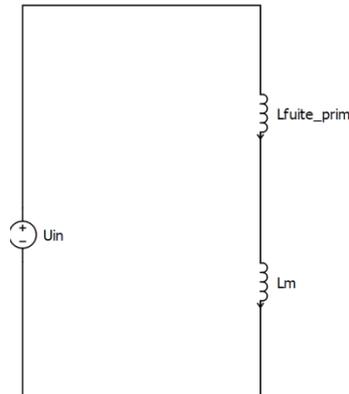


Figure 90 : schéma équivalent

La tension U_{lm} vaut :

$$U_{lm} = U_{in} \cdot \frac{j\omega L_m}{j\omega(L_{fuiteprim} + L_m)} = \frac{L_m}{(L_{fuiteprim} + L_m)}$$

Au secondaire, on a donc :

$$U_1 = \frac{U_{Lm}}{\ddot{u}}$$

La valeur moyenne de la tension de sortie vaut :

$$U_{out} = 2 \cdot U_1 \cdot m - \frac{4 \cdot L_{fuitesec} \cdot I_{DC} \cdot U_1}{T_{sw} \cdot U_{1empiètement}}$$

Où le premier terme correspond à la tension que prendrait U_{out} dans le cas idéal et le deuxième terme correspond à la correction à appliquer pour tenir compte des inductances de fuite.

En remplaçant I_{DC} , U_1 et $U_{1empiètement}$ par les valeurs trouvées ci-dessus, et en résolvant par rapport à U_{out} , on trouve :

$$U_{out} = \frac{2 \cdot m \cdot U_{in} \cdot L_m \cdot \ddot{u} \cdot R_{out}}{(L_m + L_{fuiteprim}) \cdot R_{out} \cdot \ddot{u}^2 + 4 \cdot F_{sw} \cdot ((L_m + L_{fuiteprim}) \cdot L_{fuitesec} \cdot \ddot{u}^2 + L_m \cdot L_{fuiteprim})}$$

On peut simplifier cette équation avec les relations suivantes :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{fuiteprim}}{L_m}} \Rightarrow L_{fuiteprim} = L_m \cdot (1 - k^2)$$

$$L_{fuitesec} = \frac{L_{fuiteprim}}{\ddot{u}^2}$$

On trouve :

$$U_{out} = \frac{2 \cdot m \cdot U_{in} \cdot \ddot{u} \cdot R_{out}}{4 \cdot F_{sw} \cdot (k^2 - 3) \cdot (k^2 - 1) \cdot L_m - (k^2 - 2) \cdot R_{out} \cdot \ddot{u}^2}$$

On a maintenant une relation qui permet d'exprimer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée et qui tient compte des inductances de fuite du primaire et du secondaire. Si le facteur de couplage k vaut '1', on est en présence d'un transformateur idéal sans inductance de fuite. On retombe avec l'équation ci-dessus sur :

$$U_{out} = \frac{2 \cdot m \cdot U_{in}}{\ddot{u}}$$

Qui correspond bien à l'équation utilisée lors du dimensionnement du premier transformateur.

Pour choisir un nouveau transformateur permettant de respecter le cahier des charges, un programme Excel (**annexe 12**) a été fait. Son fonctionnement est le suivant :

On définit la tension d'entrée U_{in} , la tension de sortie U_{out} , la fréquence de commutation F_{sw} , le facteur de couplage k et la résistance de sortie R_{out} .

On calcule ensuite le taux de modulation m avec l'équation ci-dessus et les paramètres fixés pour différentes valeurs d'inductances magnétisantes L_m (entre 1mH et 11mH) et de rapport de spires \ddot{u} (entre 0.4 et 1). Si la valeur calculée est supérieure à 0.5, on écrit '0' car on sait que ça ne sera pas possible ($m_{max} = 0.5$).

On constate qu'avec les paramètres fixés actuellement (dimensionnement idéal), il est impossible d'atteindre la tension du bus DC même avec 400V en entrée. Il faut donc redimensionner un transformateur. J'ai choisi de modifier la technique de bobinage pour pouvoir augmenter le facteur de couplage ' k '. Actuellement, le transformateur était fait de cette manière :

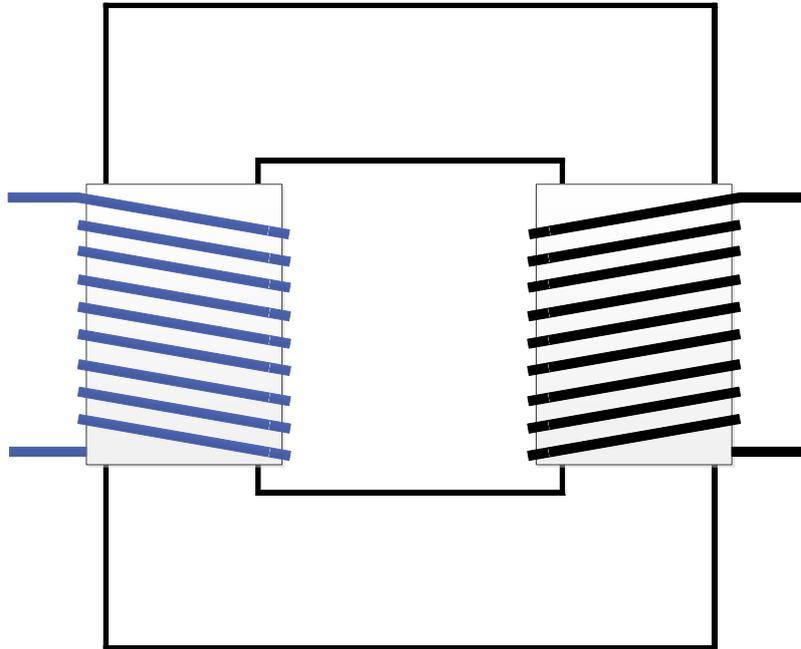


Figure 91 : Transformateur bobinage version 1

Le fait d'avoir la bobine du primaire (bleu) et la bobine du secondaire (noir) qui sont bobinées séparément augmente les inductances de fuite ce qui diminue le facteur de couplage. La version 2 du transformateur sera faite comme suit :

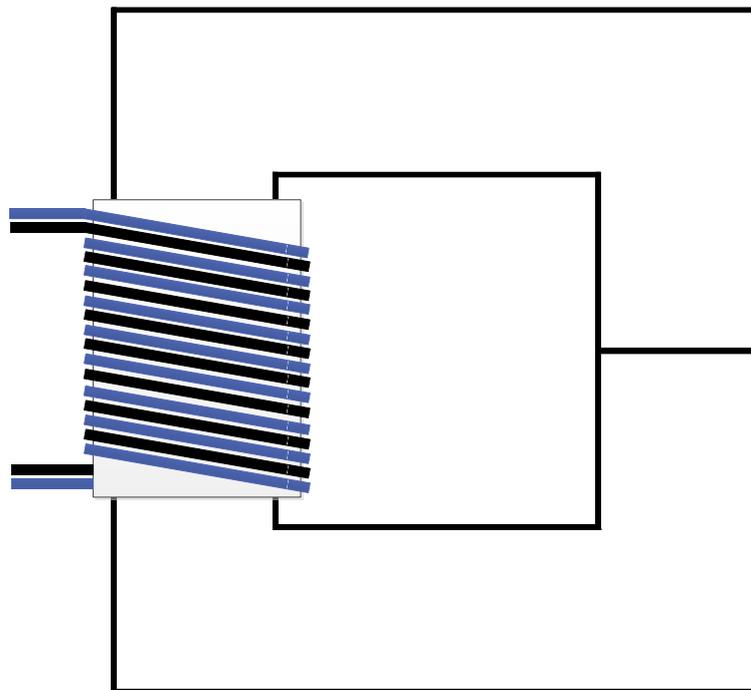


Figure 92 : transformateur bobinage version 2

Cette technique permettra d'augmenter le facteur de couplage 'k' par rapport à la version 1. Un premier transformateur avec une inductance magnétisante faible (1mH) est bobiné. Il permettra de connaître le facteur de couplage que l'on peut obtenir avec ce nouveau type de bobinage. Le nombre de tour au primaire N1 vaut 14 et au secondaire N2 vaut 28. Les mesures du transformateur donnent pour le schéma équivalent :

$$L_m = 1.058\text{mH}$$

$$R_{\text{prim}} = 0.1\Omega$$

$$L_{\text{fuite_prim}} = 2.65\mu\text{H}$$

$$L_{\text{fuite sec}} = 10.6\mu\text{H}$$

$$R_{\text{sec}} = 0.4\Omega$$

Le k avec cette technique de bobinage vaut :

$$k = 0.99875$$

On a donc nettement amélioré le facteur de couplage par rapport à la version 1.

Les résultats avec ce transformateur sont maintenant pour une tension d'entrée de 100V :

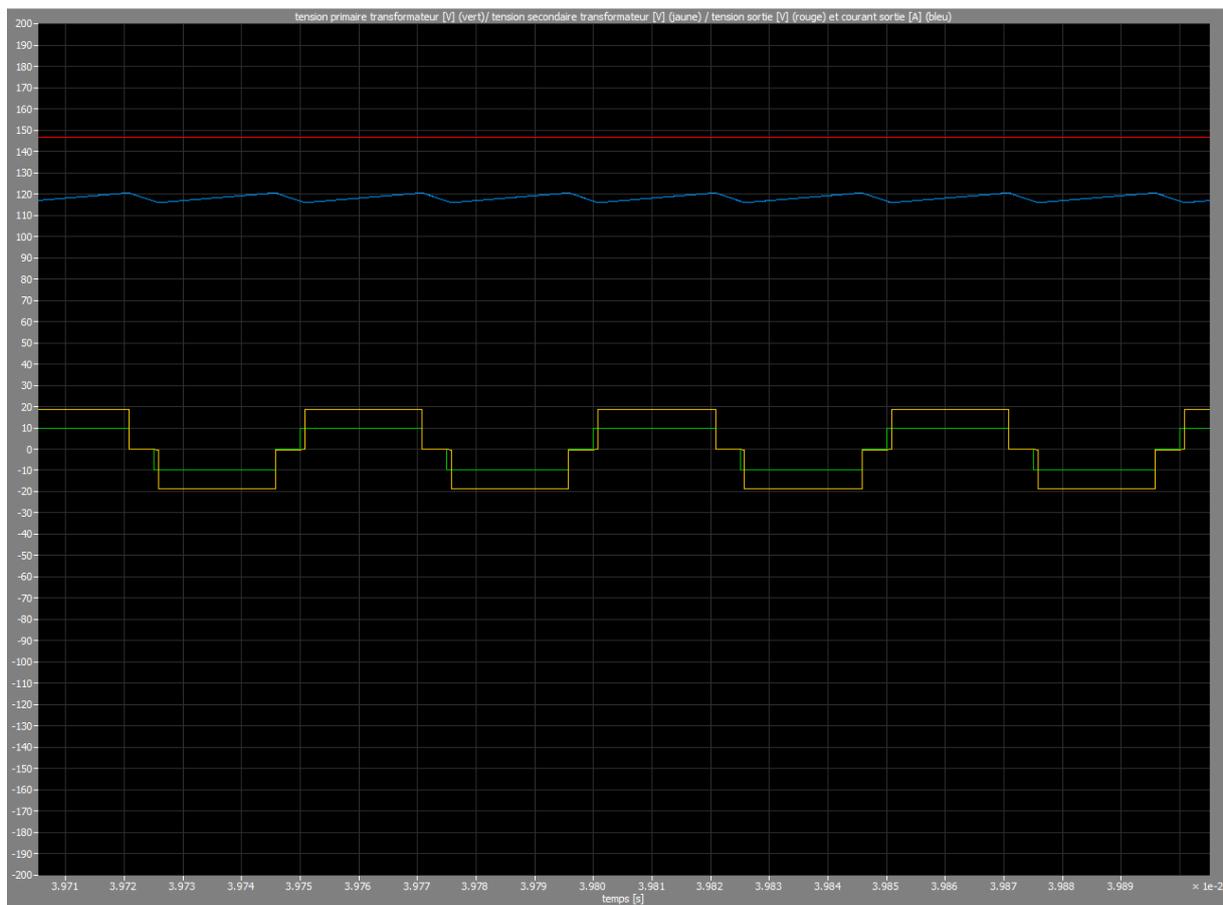


Figure 93 : Tension primaire du transformateur (vert)/tension secondaire du transformateur (jaune) tension sortie (rouge) et courant de sortie (bleu)

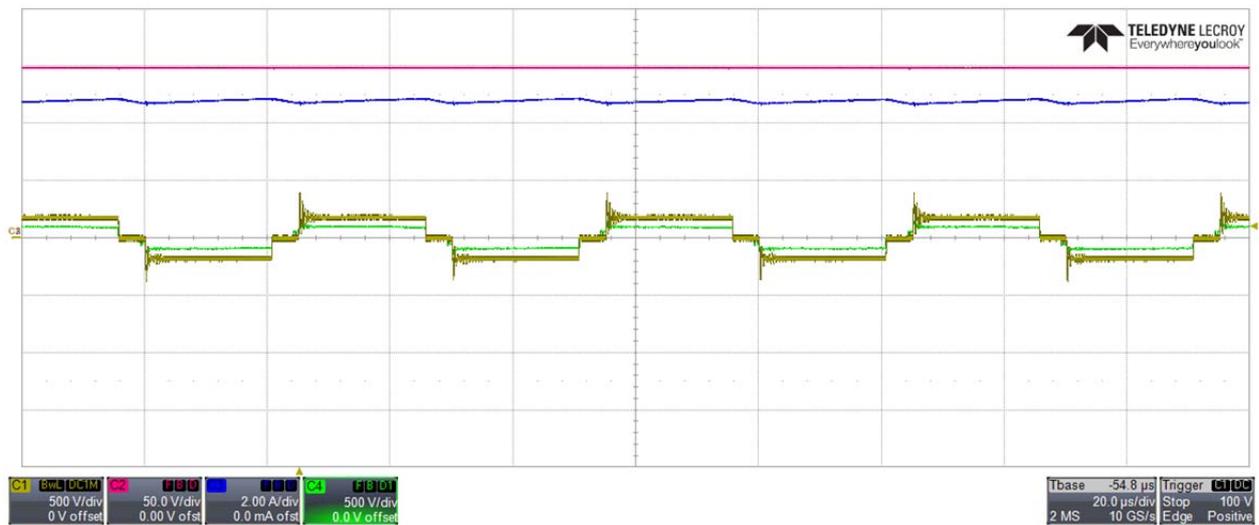


Figure 94 : Tension primaire transformateur (vert), tension secondaire transformateur (jaune), tension sortie (rouge) et courant de sortie (bleu)

Remarque, des gains ont été ajoutés en simulation pour mieux pouvoir comparer avec les mesures. Ils valent :

- Tension primaire transformateur = 0.1
- Tension secondaire transformateur = 0.1
- Tension sortie = 1
- Courant de sortie = 25

On voit que les mesures concordent avec la simulation. La tension de sortie peut à présent être supérieure à la tension d'entrée avec les bonnes proportions (sortie 1.5x supérieure à l'entrée).

La figure suivante montre la mesure du courant de magnétisation (secondaire ouvert et mesure du courant primaire) en bleu ainsi que la mesure de la tension primaire en vert. La tension appliquée est de 400V (valeur nominale).

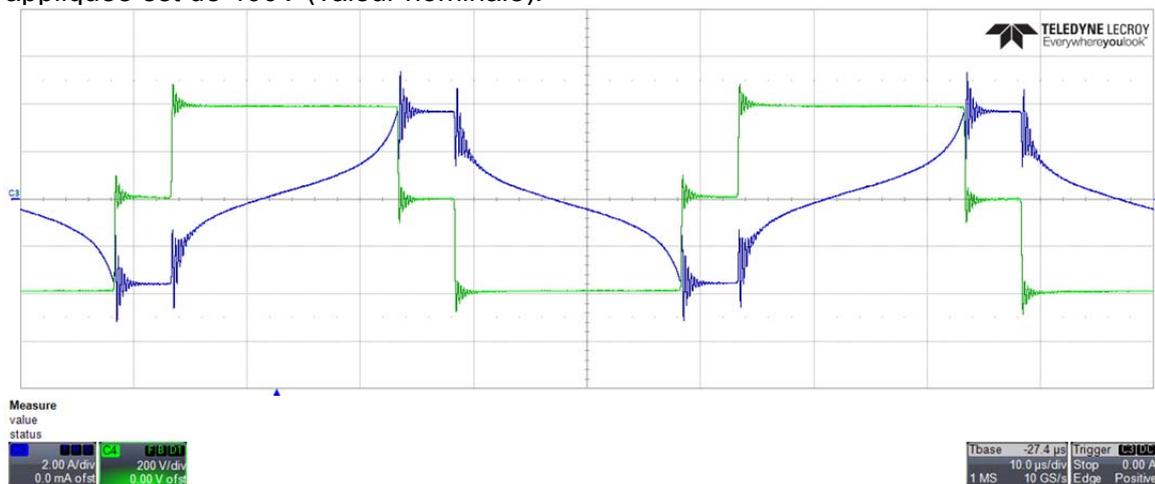


Figure 95 : Tension primaire du transformateur et courant de magnétisation

Comme l'inductance magnétisante est très faible (1mH), le transformateur sature. Cependant, maintenant que l'on connaît la valeur du facteur de couplage, on peut réutiliser le programme Excel et choisir une plus grande valeur d'inductance magnétisante pour éliminer la saturation. J'ai choisi une valeur de 3.3mH ($N_1 = 25$, $N_2 = 50$). Les nouvelles mesures donnent :

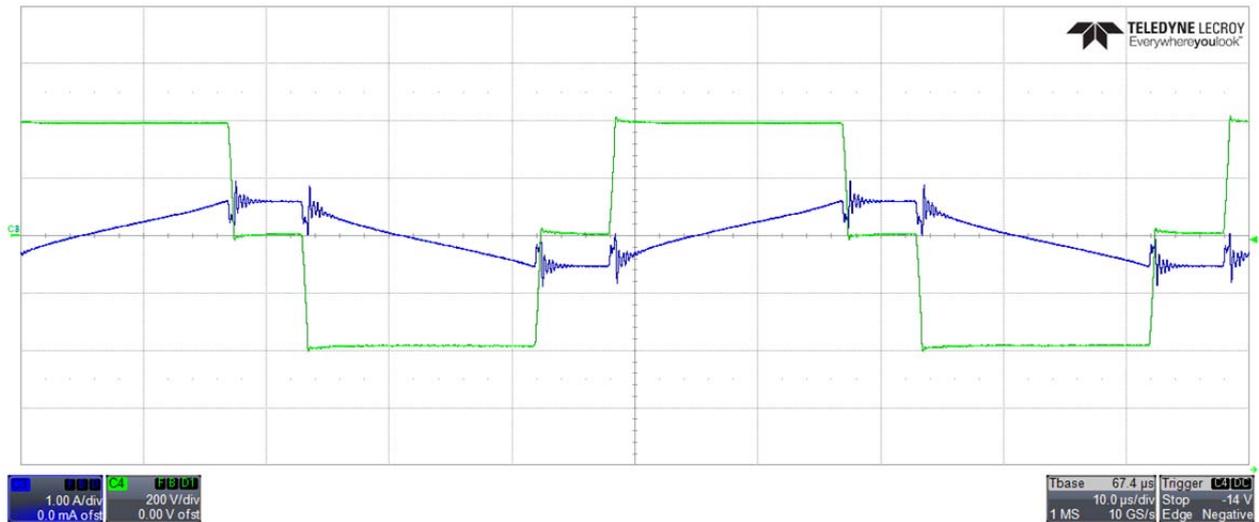


Figure 96 : tension primaire du transformateur [V] et courant de magnétisation [A]

A présent, le circuit magnétique ne rentre plus en saturation.

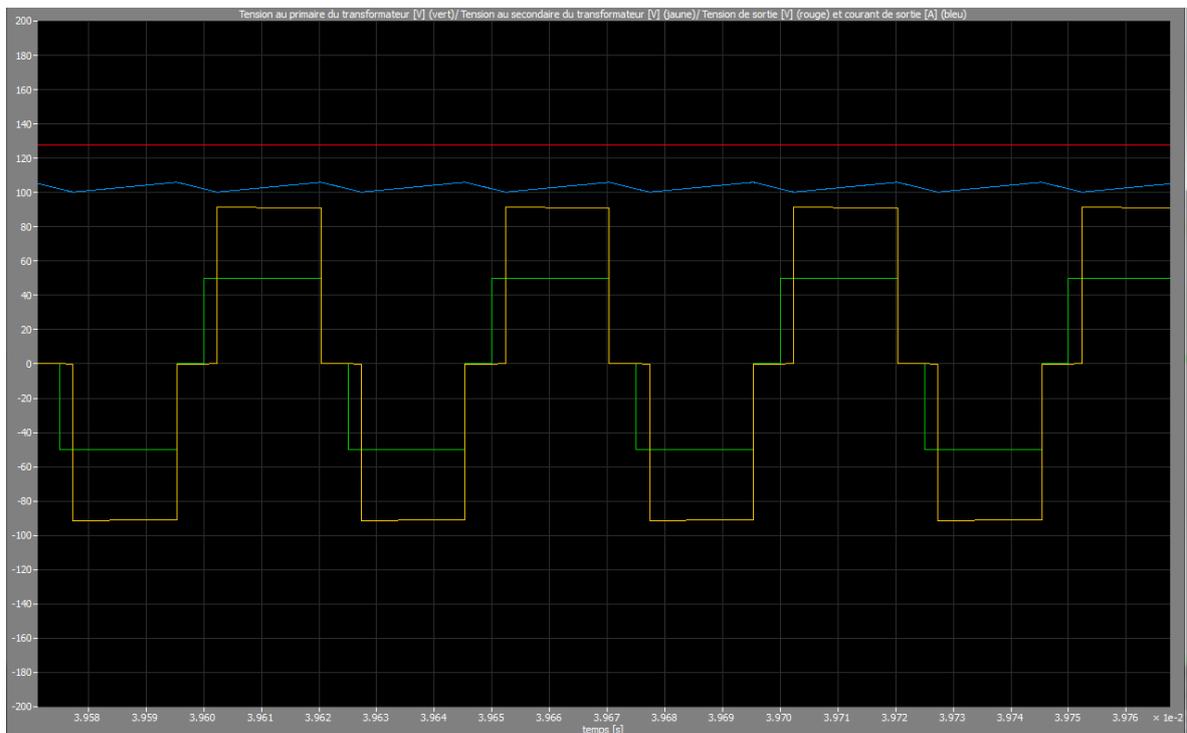


Figure 97 : comparaison simulation mesure (simulation)

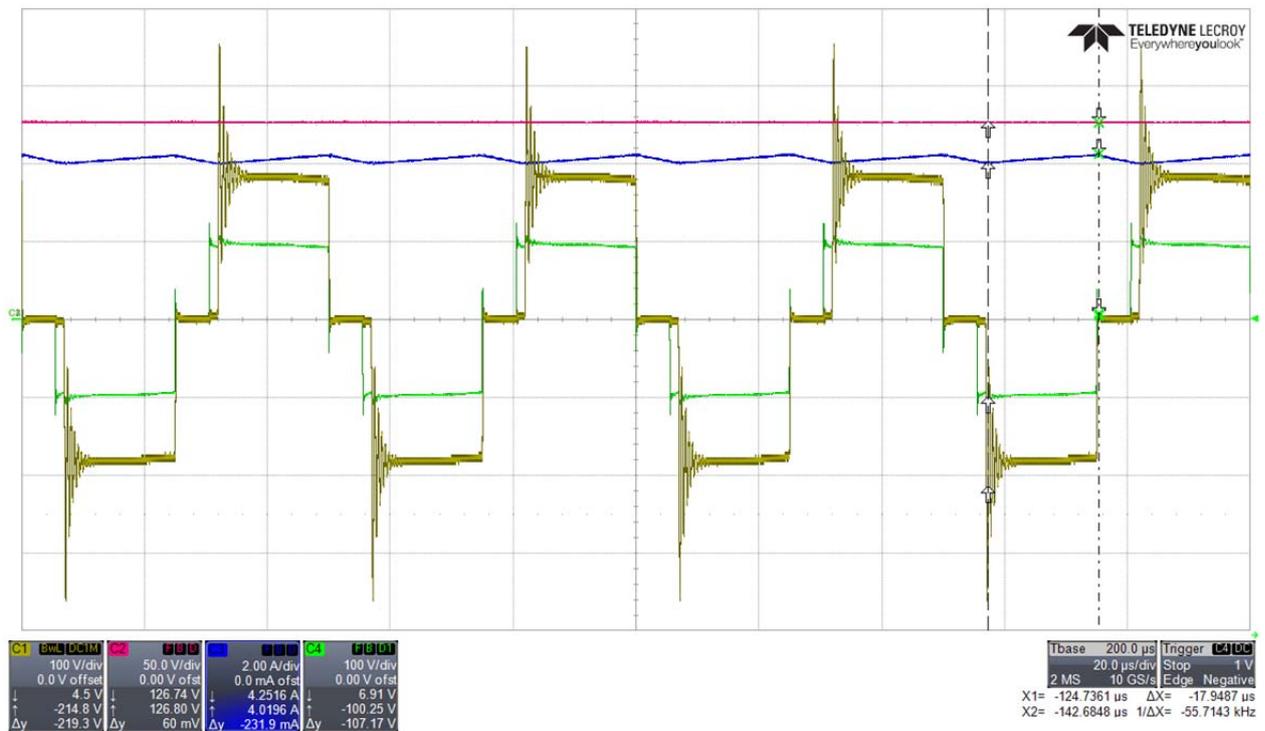


Figure 98 : comparaison simulation mesure (mesure)

Les gains ajoutés à la simulation sont :

Tension primaire transformateur = 0.5
 Tension secondaire transformateur = 0.5
 Tension sortie = 1
 Courant de sortie = 25

Les résultats sont ceux que l'on souhaitait obtenir. Les nouvelles équations sont donc correctes. Il reste un dernier problème à résoudre. On voit que de fortes oscillations de tension se produisent sur le secondaire du transformateur. Pour pouvoir tester le circuit dans les conditions nominales et caractériser le rendement du convertisseur, il faudrait les diminuer car elles détruiraient les diodes. Le temps à disposition ne m'a pas permis de le faire. Je vais néanmoins proposer trois solutions possibles dans le chapitre suivant : orientations futures.

XIII. ORIENTATIONS FUTURES

1. Montage boost à 4 canaux entrelacés :

- A partir de la Figure 66 montrant la proportion des pertes dans le convertisseur, on pourrait démarrer une procédure d'optimisation du rendement. Je conseillerais dans un premier temps de changer les diodes qui génèrent beaucoup de pertes à cause de la tension de seuil élevée. On pourrait ensuite optimiser les résistances de gate pour diminuer les pertes par commutation. Le rendement serait ainsi augmenté.
- Il serait intéressant de tester également le convertisseur en conduction continu afin de comparer les deux modes de fonctionnement.
- On pourrait mettre en œuvre une boucle de réglage et faire des tests en boucle fermée.

2. Montage full bridge :

- La première chose à régler serait le problème des oscillations de tension sur le secondaire du transformateur. Pour ce faire, 3 solutions sont possibles :
 1. Une méthode serait d'utiliser des snubbers RC que l'on placerait en parallèle des semi-conducteurs de puissance. Ils permettraient d'amortir les oscillations mais augmenteraient les pertes (dissipation dans la résistance R).
 2. Le rôle principal de ma plateforme est de pouvoir tester différents montages. Je proposerai donc de ne pas utiliser la diode intrinsèque des mosfets pour redresser la tension mais de faire commuter les switches. On passerait ainsi sur un montage dual active bridge (DAB converter). En contrôlant le déphasage entre la commutation des mosfets avant et après le transformateur, on peut se placer dans des conditions favorables à la commutation douce. Ceci réduirait les pertes par commutation, les perturbations et les oscillations de tension indésirables.
 3. On pourrait également explorer la piste du convertisseur résonant. Il s'agit d'ajouter un 'resonant tank' en série avec le transformateur. En changeant la fréquence de commutation, on modifie le gain du convertisseur. Ce montage permet également de se placer dans des conditions favorables à la commutation douce. Les avantages cités pour le DAB seront donc aussi valables.

XIV. CONCLUSION

Durant ce travail de diplôme, une plateforme de test permettant de concevoir des convertisseurs de puissance a été réalisée. Elle se compose de deux cartes électroniques :

- Une carte de puissance composée de 8 mosfets avec diode en parallèle. Chaque switch est muni d'une détection de surcourant. 2 mesures de températures sont également montées sur le refroidisseur afin de surveiller la température des composants de puissance.
- Une carte de contrôle équipée d'un DSP et d'une CPLD. On peut ainsi générer les signaux de commande adéquats au montage testé. Elle permet également l'acquisition de 4 mesures de courant, 4 mesures de tension, les deux mesures de températures et la gestion de détection d'overload dans les mosfets.

Deux montages ont ensuite été testés.

- Le premier est un boost à 4 canaux entrelacés travaillant en mode discontinu. Des mesures ont été prises afin de tracer la courbe de rendement pour différentes puissances et différentes tensions d'entrée. Les calculs, les simulations et les mesures concordent. Les mesures des différentes pertes pour le point de fonctionnement nominal ont été prises afin de voir la proportion de chacune d'entre elle par rapport aux pertes totales. On est ainsi en mesure de savoir comment optimiser par la suite le rendement.
- Le deuxième est un montage full bridge. Dans un premier temps, le dimensionnement a été fait selon le cours [15] qui ne tient pas compte des inductances de fuite du transformateur. Le transformateur 'idéal' a été calculé, simulé et fabriqué. Les mesures ont montré que le comportement réel ne collait pas avec les simulations. Des nouvelles équations prenant en compte les inductances de fuite ont été mises en place et des nouvelles simulations ont permis de valider ces équations. Un nouveau transformateur a été fait. Il permet à présent d'élever correctement la tension de sortie. Le fonctionnement à tension d'entrée réduite est correct. Le montage n'a cependant pas pu être testé à la tension nominale. Lors des commutations, le secondaire du transformateur présente des oscillations de tension qui détruiraient les diodes de redressement si la tension nominale était appliquée. Des solutions ont été proposées dans les orientations futures.

XV. DATE ET SIGNATURE

Sion, le 9 juillet 2015

Bonvin Nicolas



XVI. RÉFÉRENCES

Bibliographie :

- [1] B. Nicolas, «Travail de semestre : Convertisseur DC/DC 3kW pour photovoltaïque,» 2015.
- [2] «CREE CMF10120D-Silicon Carbide Power Mosfet, Datasheet».
- [3] «Drivers Fairchild Semiconductor FOD3180S, datasheet».
- [4] «Refroidisseur Fischer Elektronik SK100, datasheet».
- [5] «Ventilateur Sunon KD2409PTS1, datasheet».
- [6] «Résistance Philips KTY81-120, datasheet».
- [7] «Noyau Magnetics Kool Mu 0077439A7, datasheet».
- [8] «Capteur courant Lem Lstr 15-np, datasheet».
- [9] «DSP TMS320F2808 100-PIN PZ LQFP, datasheet».
- [10] «CPLD Xilinx XC2C128-XVQ100C, datasheet».
- [11] «Alimentation Recom 2W RH-2412D, datasheet».
- [12] «Alimentation Cincon 5W 418-EC4A11H, datasheet».
- [13] «Régulateur tension Texas Instruments TPS767D318, datasheet».
- [14] «Référence tension Texas Instruments REF3130, datasheet».
- [15] M. K. Kazimierczuk, Cours Master : Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters.
- [16] M. J. Chevailler Samuel, «Cours mécatronique Hes-So 2ème année : Transformateur,» 2013.
- [17] K. Schenk, «Cours Master : Power Electronics Systems,» 2013.
- [18] M. Correvon, «Système électroniques ch 5 : alimentations à découpage à transformateur».
- [19] «Philips data handbook MA01, magnetic products soft ferrites, 1996».
- [20] P. Barrade, «Partie 2 du cours d'électronique de puissance 1 : Introduction à la conversion d'énergie électrique, p.46».
- [21] M. Carpita, Modélisation, simulation dynamique et réglage des convertisseurs de puissance ch5 : réglage d'un convertisseur DC/DC multibranche, 2010.

[22] Cours Eoi chapitre 6 : Convertisseur DC/DC sans séparation galvanique.

[23] Cours Eoi chapitre 7 : Convertisseur DC/DC avec séparation galvanique.

[24] F. Steiner, INTEGRIERTER DC/DC WANDLER MIT MPPT (MAXIMUM POWER POINT TRACKER), 2013.

XVII. LISTE DES ANNEXES

Annexe 1 : journal de travail

Annexe 2 : Programme Excel pour dimensionner l'inductance

Annexe 3 : Programme Excel pour dimensionner l'ampli op de mesure

Annexe 4 : Schéma Visio des cartes

Annexe 5 : Schéma électrique

Annexe 6 : Plan du PCB

Annexe 7 : Programme de la CPLD

Annexe 8 : Protocole de test

Annexe 9 : Simulation du convertisseur Boost à 4 canaux

Annexe 10 : Simulation du convertisseur Full bridge idéal

Annexe 11 : Simulation du convertisseur Full bridge magnétique

Annexe 12 : Programme Excel pour dimensionner le transformateur

Annexe 1 : Journal de travail

Projet : *Convertisseur DC/DC MPPT 3kW*

Etudiant : *Bonvin Nicolas*

Date du travail de semestre : *du 11 mai 2015 au 10 juillet 2015*

Professeur responsable : *Barrade Philippe*

Jour 1 (lundi 11 mai 2015)		
Activité	Durée	
- discussion pour le travail de diplôme avec le professeur	1h	
- Réalisation du schéma électrique	2h	
- Recherche de matériel	1h	
- Etablissement du planning	1h	
- Après-midi : visite du CEF de Préverenges	4h	
Remarque :		

Jour 2 (mardi 12 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation du schéma électrique	4h30	
- Recherche de matériel	3h	
- Rédaction du rapport	1h	
Remarque :		

Jour 3 (mercredi 13 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Simulation de la chaîne de mesure du capteur de courant LEM jusqu'au DSP à l'aide de Lt Spice	4h	
- Réalisation des schémas électriques	4h30	
Remarque :		

Jour 4 (jeudi 14 mai 2015)		
Activité	Durée	
Férié	-	
Remarque :		

Jour 5 (vendredi 15 mai 2015)		
Activité	Durée	
Férié	Heures supplémentaires : 9h	
Remarque :		
<p>J'ai décidé de faire des heures supplémentaires durant cette journée de congé. J'ai pu avancer mes schémas électriques, notamment rajouter une détection d'overload dans les commutateurs de puissance. J'ai également avancé la rédaction du rapport.</p>		

Jour 6 (lundi 18 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Modélisation du système de refroidissement	1h30	
- Choix d'un ventilateur et d'un refroidisseur	3h	
- Rédaction du rapport (remise à niveau de la documentation)	4h	
Remarque :		

Jour 7 (mardi 19 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation d'une interface graphique	5h	
- Réalisation d'un schéma d'implantation des cartes	4h30	
Remarque :		
Heures supplémentaires : 1h		

Jour 8 (mercredi 20 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Suite de la réalisation du schéma d'implantation des cartes	4h	
- Etablissement d'une liste de matériel	1h	
- Recherche du matériel	2h30	
- Discussion avec Mr Alain Germanier pour la suite du travail	1h	
Remarque :		

Jour 9 (jeudi 21 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Recherche d'information sur le bobinage des transformateurs	7h30	
- Discussion avec Carmine pour le routage du PCB	1h	
Remarque :		

Jour 10 (vendredi 22 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Prise en main des logiciels de programmation du DSP et de la CPLD	8h30	
Remarque :		

Jour 11 (lundi 25 mai 2015)		
Activité	Durée	
Férié	Heures supplémentaires : 9h	
Remarque :		
J'ai décidé de faire des heures supplémentaires durant cette journée de congé. J'ai pu avancer la programmation du DSP et de l'interface graphique.		

Jour 12 (mardi 26 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Programmation du DSP et de l'interface graphique	9h	
Remarque :		

Jour 13 (mercredi 27 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Calcul, dimensionnement et réalisation de 4 inductances de 1mH.	9h	
Remarque :		

Jour 14 (jeudi 28 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation de la carte inductance.	4h	
- Préparation de la réalisation des cartes électroniques	3h	
Remarque :		
Durant cette journée, 1h30 de moins ont été faites.		

Jour 15 (vendredi 29 mai 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation des cartes électroniques	10h	
Remarque :		
Durant cette journée, 1h30 de plus ont été faites. Le samedi matin, 4h supplémentaire ont été faites afin de continuer le montage des cartes électroniques.		

Jour 16 (lundi 1 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation des cartes électroniques	8h30	
Remarque :		

Jour 17 (mardi 2 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Suite de la réalisation des cartes électroniques	4h00	
- Choix et commande du matériel manquant	1h30	
- Simulation de la chaîne de mesure de tension et courant	3h	
Remarque :		

Jour 18 (mercredi 3 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Simulation et dimensionnement du transformateur	9h	
Remarque :		

Jour 19 (jeudi 4 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Férié	-	
Remarque :		

Jour 20 (vendredi 5 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Réalisation du transformateur	9h	
Remarque :		
Le samedi matin, je suis allé terminer la réalisation du transformateur. Le nombre d'heures supplémentaires s'élève à 4h		

Jour 21 (lundi 8 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Réception du matériel et test de la carte	8h30	
Remarque :		

Jour 22 (mardi 9 juin 2015)		
Activité	Durée	
- test de la carte et dépannage des bugs	8h30	
Remarque :		

Jour 23 (mercredi 10 juin 2015)		
Activité	Durée	
- test de la carte et dépannage des bugs	8h30	
Remarque :		

Jour 24 (jeudi 11 juin 2015)		
Activité	Durée	
- test de la carte et dépannage des bugs	7h00	
Remarque :		

Jour 25 (vendredi 12 juin 2015)		
Activité	Durée	
- test de la carte et mise en place du ventilateur et des mesures de températures	4h00	
Remarque :		

Jour 26 (lundi 15 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Ajout d'une mise à terre à la carte de puissance	2h00	
- Test de la carte (partie puissance)	6h30	
Remarque :		

Jour 27 (mardi 16 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Test de la carte (partie puissance)	5h	
- Mise en place du système de détection d'overloads	4h	
Remarque :		

Jour 28 (mercredi 17 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Test des overloads sur chaque switch	4h	
- Rédaction du rapport	4h30	
Remarque :		

Jour 29 (jeudi 18 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Test du convertisseur full bridge	8h30	
Remarque :		

Jour 30 (vendredi 19 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Test du convertisseur full bridge	9h	
Remarque : J'ai constaté un problème causé par les inductances de fuite du transformateur. Il sera tenté de le résoudre après avoir testé le montage boost à canaux entrelacés.		

Jour 31 (lundi 22 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Test du montage boost à canaux entrelacés	10h	
Remarque :		

Jour 32 (mardi 23 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Mesure du rendement du convertisseur boost à canaux entrelacés	7h	
- Rédaction du rapport	1h30	
Remarque :		

Jour 33 (mercredi 24 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	8h30	
Remarque :		

Jour 34 (jeudi 25 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	8h30	
Remarque :		

Jour 35 (vendredi 26 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Etude du montage full bridge en tenant compte des inductances de fuite	8h30	
Remarque :		

Jour 36 (lundi 29 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	8h30	
Remarque :		

Jour 37 (mardi 30 juin 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	10h	
Remarque :		

Jour 38 (mercredi 1 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	4h30	
- Mesure sur le convertisseur Full Bridge	4h	
Remarque :		

Jour 39 (jeudi 2 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	4h30	
- Réalisation d'un nouveau transformateur	4h	
Remarque :		

Jour 40 (vendredi 3 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Durant cette journée, le professeur Philippe Barrade m'a donné un cours d'introduction sur le réglage des convertisseurs avec la méthode EMR (Energetic Macroscopic Representation). J'ai passé la journée à comprendre le principe et faire des tests en simulation.	8h30	
Remarque :		

Jour 41 (lundi 6 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Mesure sur le convertisseur Full Bridge	3h	
- Réalisation d'un nouveau transformateur	1h	
- Rédaction du rapport	4h30	
Remarque :		

Jour 42 (mardi 7 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	8h30	
Remarque :		

Jour 43 (mercredi 8 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport	8h30	
Remarque :		

Jour 44 (jeudi 9 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Rédaction du rapport préparation de toute la documentation	8h30	
Remarque :		

Jour 45 (vendredi 10 juillet 2015)		
Activité	Durée	
- Relecture finale, impression et remise de la documentation au professeur responsable	4h	
Remarque : Les documents doivent être remis avant 12h00 au professeur responsable		

Le total des heures supplémentaires effectuées s'élève à : **33h**

Reset

STEP 1

Design Input

Material Selection

DC Current Amps

Ripple (peak to peak)

Frequency KHz

Full Load L mH

Stack Cores

Specified Current Amps

STEP 2

Suggested Part Numbers

77083	77093	77442
77260	77094	77443
	77090	77439
	77095	77431
	77091	77440

Core OD (mm)

39.9	46.70	46.7
------	-------	------

STEP 3

Input a Part Number

STEP 4

Design Output

Inductance at Full Load mH

Inductance at No Load mH

Specified Current Inductance mH

Total Loss W

Temp Rise °C

Number of Turns

Wire Size AWG

Winding Factor

DC Resistance of Winding mΩ

Finished OD mm

Finished HT mm

Adjust Turns

INSTRUCTIONS:

1. Enter the input parameters in STEP 1.
 - Full Load DC Current is the full load or peak bias current. Enter zero if there is no bias current.
 - Full Load L is the inductance required with full load bias current plus ripple current
 - Specified Current is any RMS or bias current of interest.
2. Click "Suggested Part Numbers" to find toroids that fit the input parameters
3. Enter one of the Suggested Part Numbers (or any part number) in STEP 3
4. Click "Design Output" to see the result.
5. Adjust turns if desired by entering new turns in the input box in STEP 4, and re-clicking "Design Output."
6. To return to STEP 3, clear the "Adjust Turns" box, enter a new part number, and click "Design Output"
7. Software is based on current density of 500 Amps/cm², when the current is larger than 66.5 Amps, no wire selection available in the program
Please consider to use multiple wires in a practical application.



(p) 1.412.696.1333
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com

Annexe 3

Ampli OP select:	AD864x
Slew Rate [V/s]	11.000E+6

ADC FS [V]	3.000E+0
Vpeak	1.500E+0
f max [Hz]	1.167E+6

Cadc [F]	2.200E-9
fg [Hz]	200.000E+3
wg [rad/sec]	1.257E+6

R3_min_calc [Ω]	92.194E+0
R3_Norm [Ω]	100.000E+0

C2_calc [F]	633.442E-12
C2_Norm [F]	680.000E-12

R2_calc [Ω]	1.100E+3
R2_Norm [Ω]	1.100E+3

Gain needed	750.000E-3
-------------	------------

Rht_max_calc [Ω]	1.467E+3
Rht_Norm [Ω]	1.300E+3

R1_calc [Ω]	166.667E+0
R1_Norm [Ω]	160.000E+0

Normalised Gain	753.425E-3
-----------------	------------

Rin [Ω]	142.466E+0
Cf_calc [F]	2.848E-9
Cf_Norm [F]	3.300E-9

e [%]	E [Ω]
7.35	46.6E-12

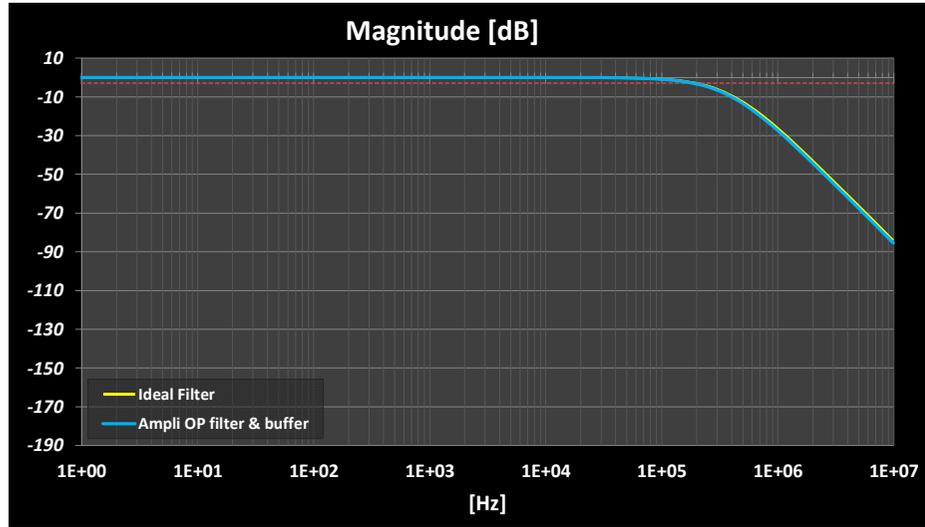
e [%]	E [Ω]
-0.01	-157.7E-3

e [%]	E [Ω]
-4.00	-6.7E+0

0.46

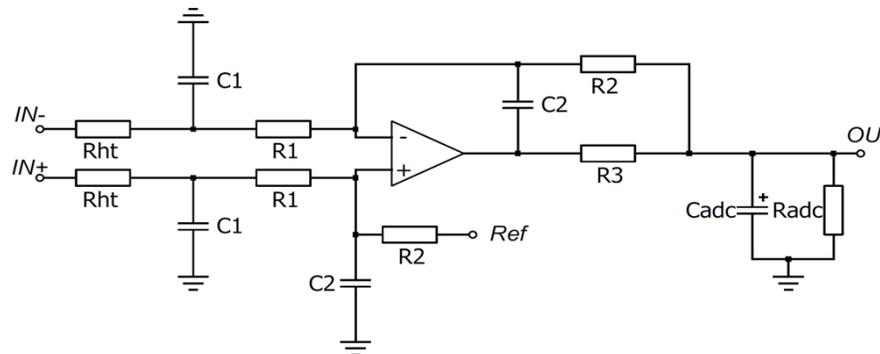
Attenuation Critique:

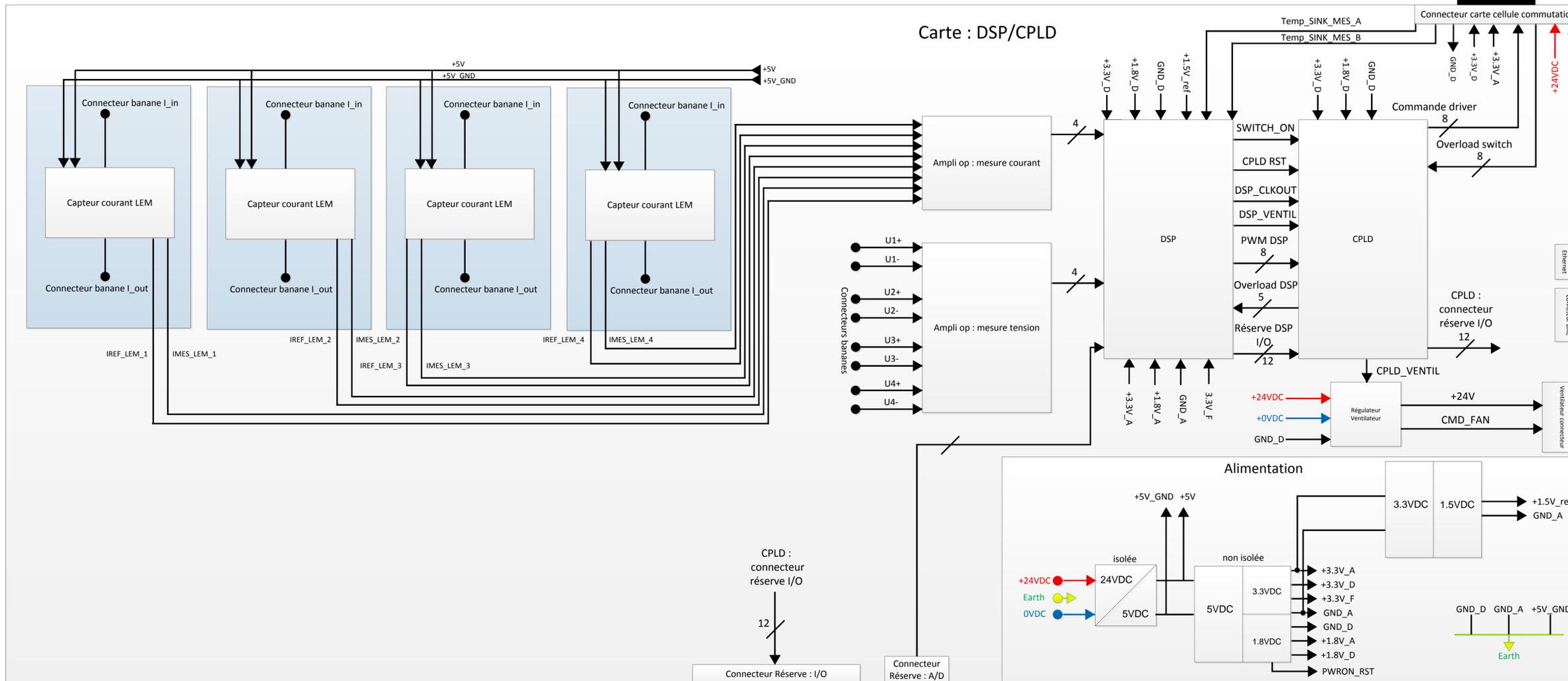
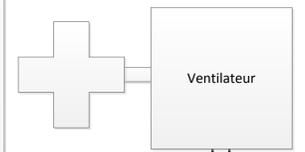
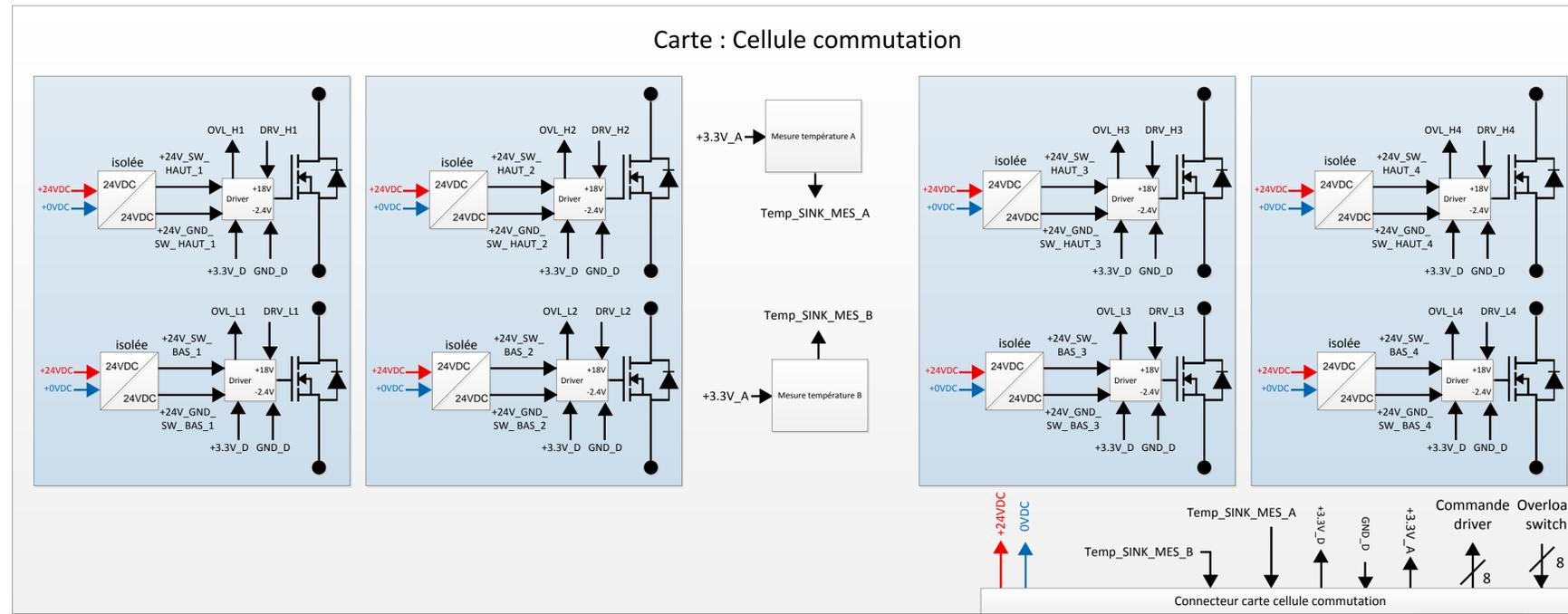
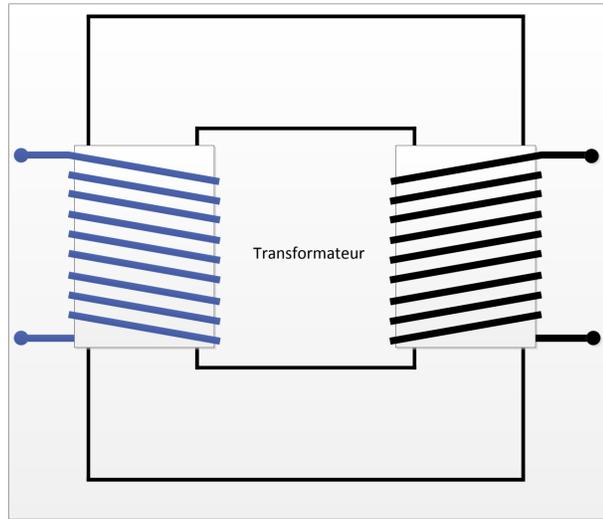
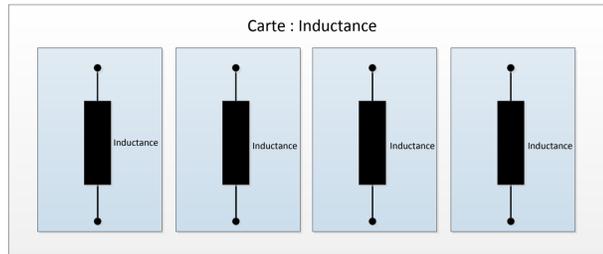
a1	0.5098
b1	0
a2	1.0197
b2	0.2599



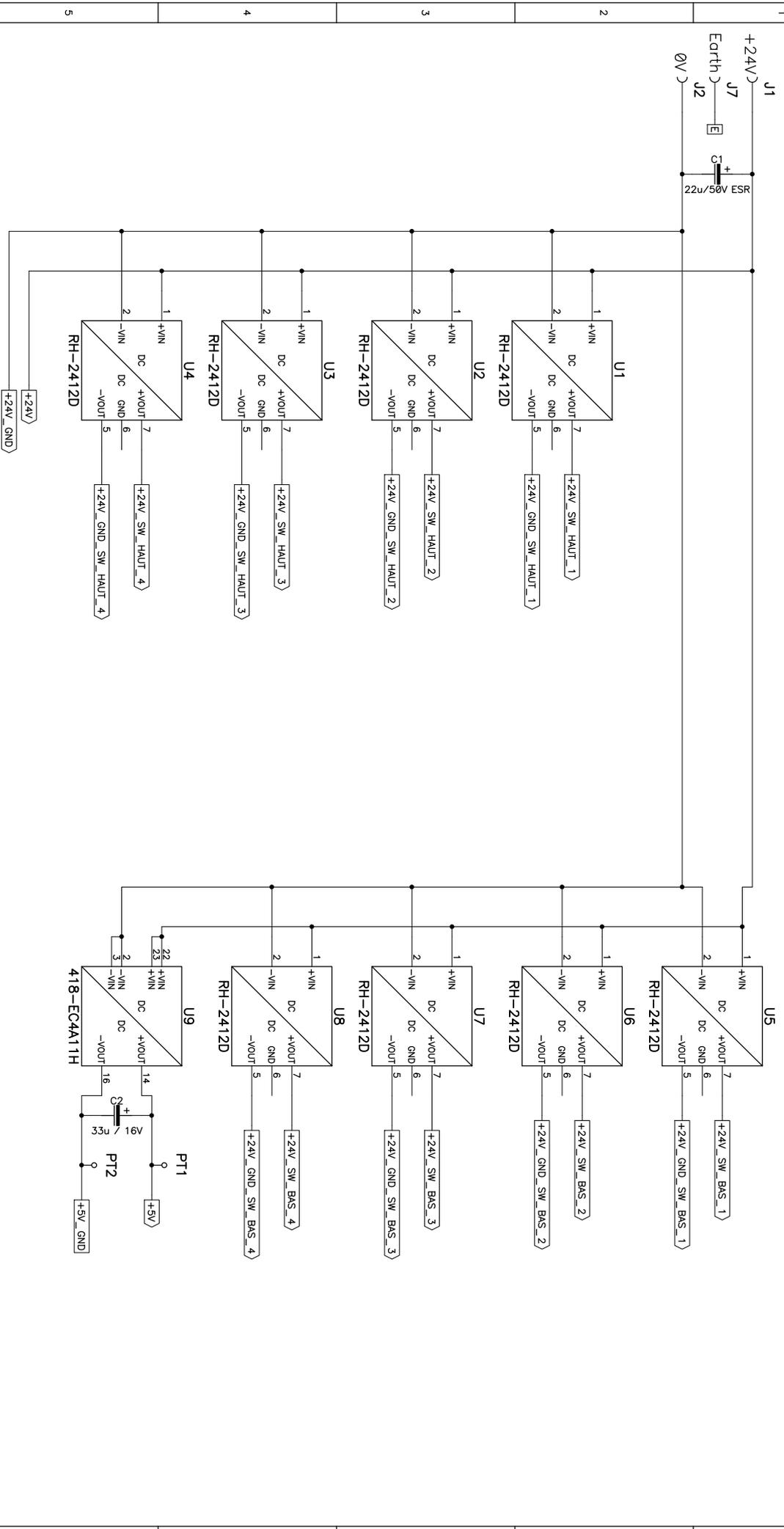
Cut off frequency [Hz] : 180.7E+3

Look for Gain @ Freq. [Hz]: 500.0E+3 => -12.3961 [dB]



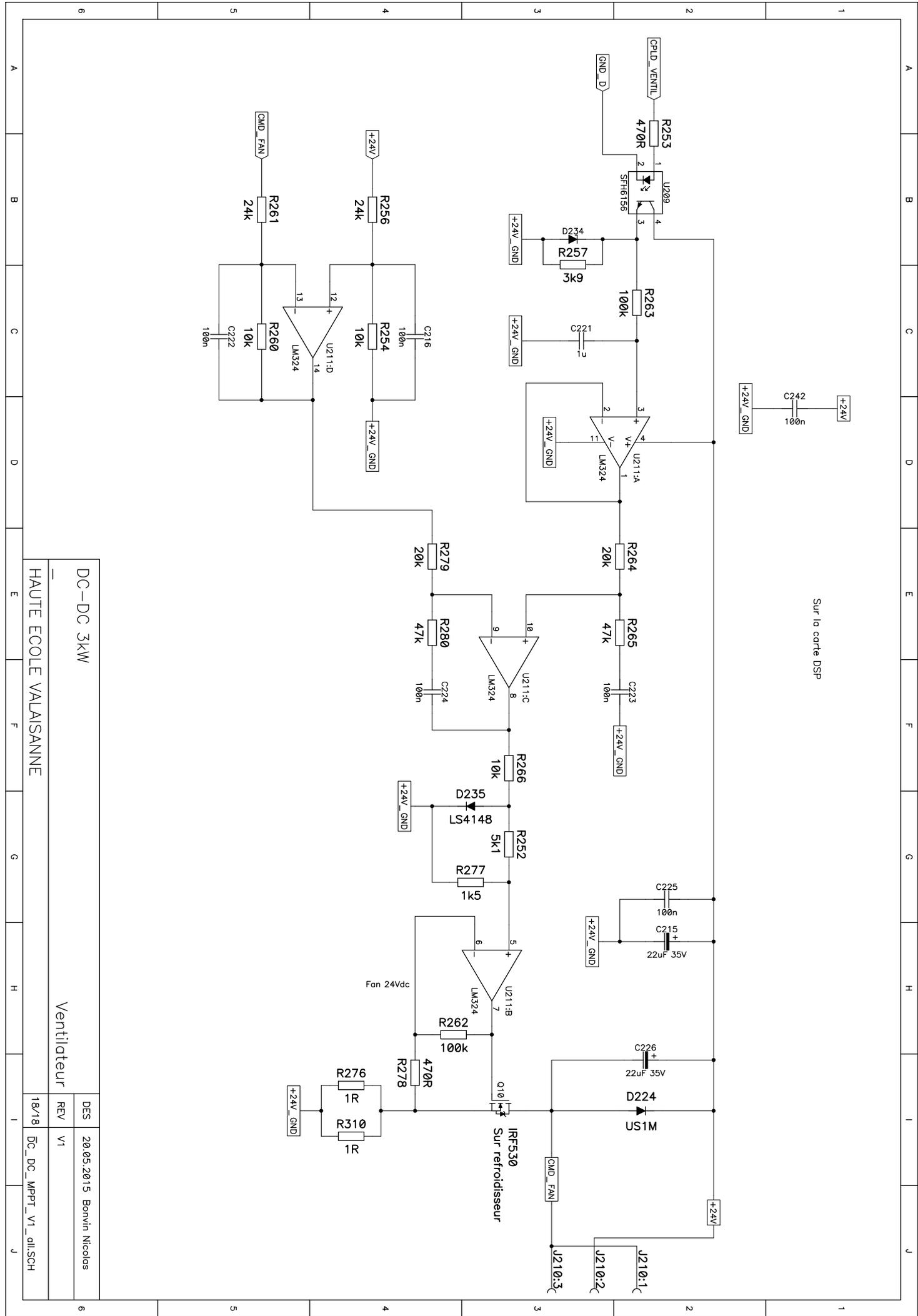


8 Alimentations RH-2412D sont sur la carte cellule commutation, proche de leur driver



- 8 x Recom 2W
- RH-2412D
- 7.61CHF (25 en stock Mouser)
- isolation 3KV
- 1 x 24V-->5V 5W (isole)
- CINCON 418-EC4A11H
- 15.05CHF

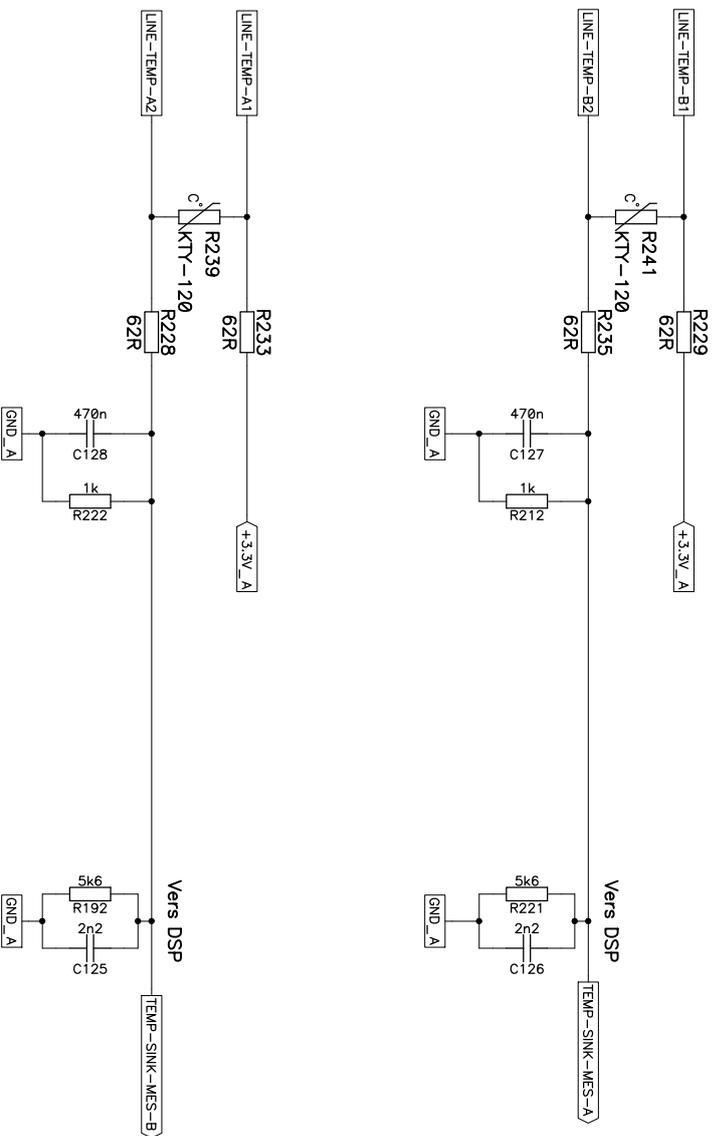
DC-DC 3KW		DES 20.05.2015 Bonvin Nicolas	
HAUTE ECOLE VALAISANNE		REV V1	
Bloc_Alimentation		1/18 DC_DC_MPPT_V1_all.SCH	



Sur la carte DSP

DC-DC 3kW	
HAUTE ECOLE VALAISANNE	
Ventilateur	
DES	20.05.2015 Bonvin Nicolas
REV	V1
18/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

TEMP ----- KTY81-120 ----- Uode_in
 25deg ----- 1k ----- 1.42V
 80deg ----- 1k49 ----- 1.137V
 (fc:1.5Hz)



DC-DC 3kW		DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
HAUTE ECOLE VALAISANNE		REV	V1	
Mesure_Temperature		14/18	DC_DC_MPPV_V1_all.SCH	

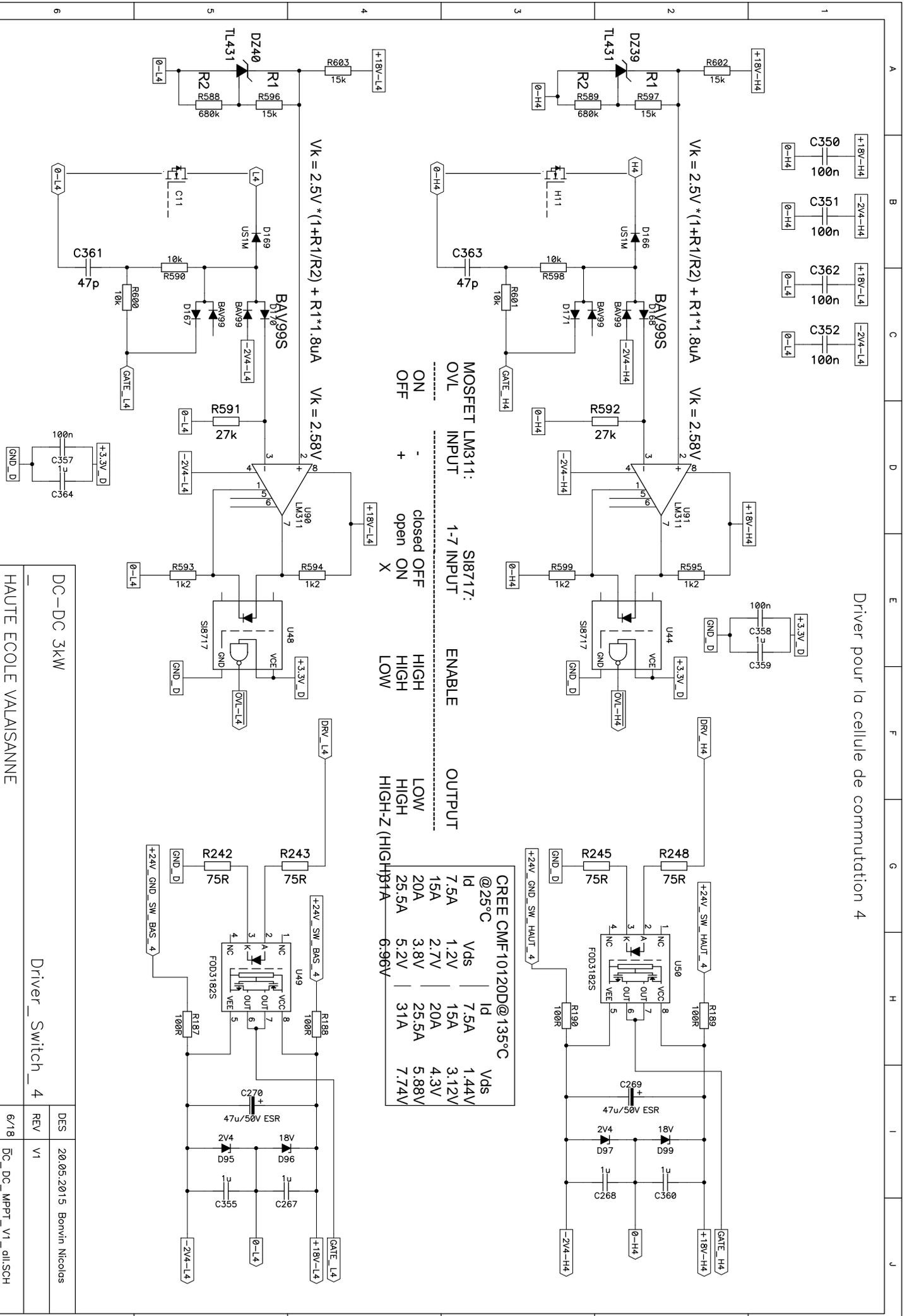
Driver pour la cellule de commutation 4

MOSFET LM311:
 OVL INPUT 1-7 INPUT
 ON OFF
 closed OFF
 open ON
 X

ENABLE
 HIGH HIGH
 HIGH LOW
 LOW HIGH-Z (HIGH) 91A
 6-96V

CREE CMF10120D@135°C

Id @25°C	Vds	Id	Vds
7.5A	1.2V	7.5A	1.44V
15A	2.7V	15A	3.12V
20A	3.8V	20A	4.3V
25.5A	5.2V	25.5A	5.88V
	6-96V	31A	7.74V



DC-DC 3KW

Driver_Switch_4

DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	

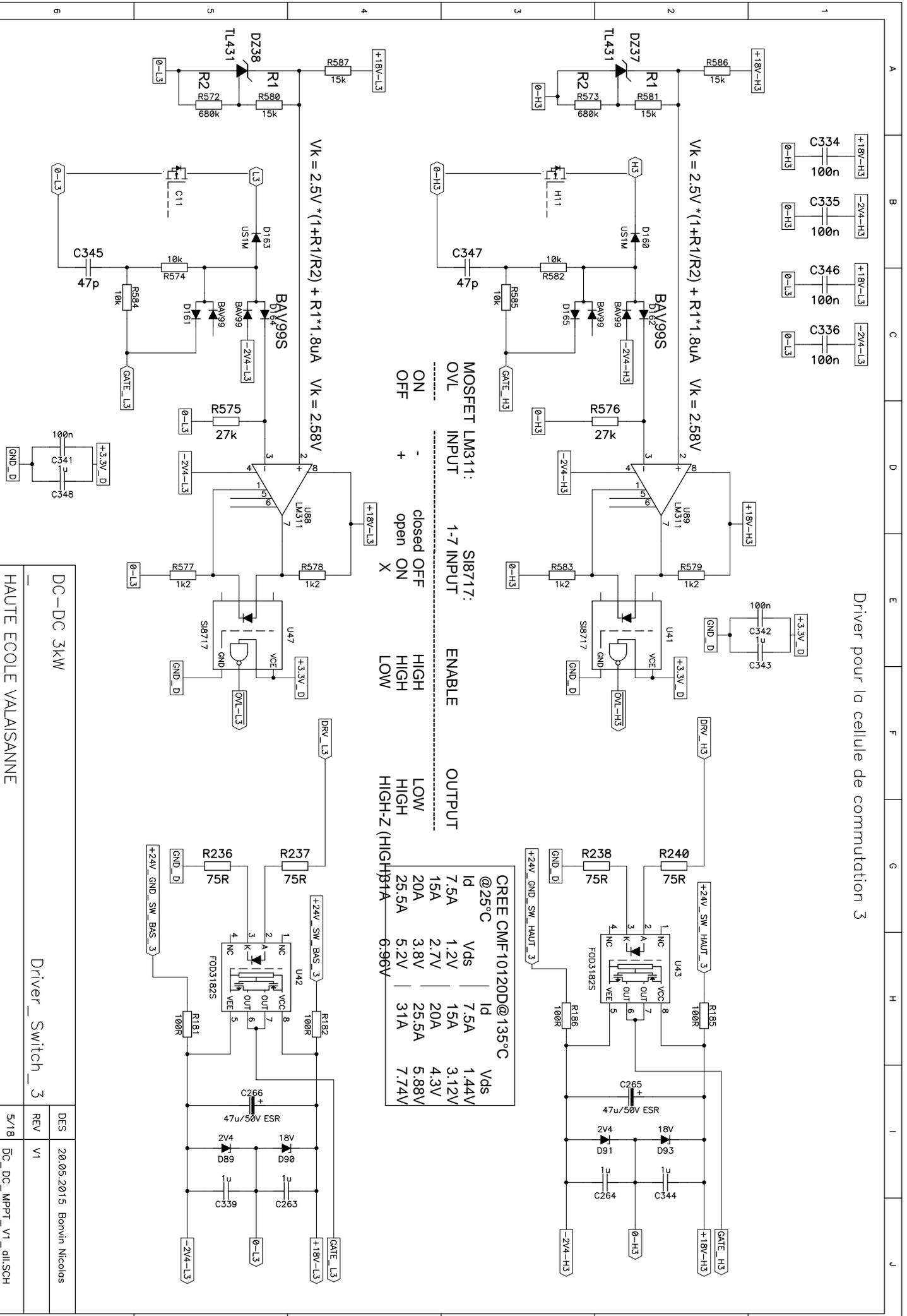
6/18 DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

Driver pour la cellule de commutation 3

MOSFET LM311:
 OVL INPUT
 ON OFF
 - +
 closed open
 1-7 INPUT

S18717:
 ENABLE
 HIGH HIGH
 LOW HIGH
 LOW HIGH-Z (HIGH) 91A
 6-96V

@25°C		@135°C	
Id	Vds	Id	Vds
7.5A	1.2V	7.5A	1.44V
15A	2.7V	15A	3.12V
20A	3.8V	20A	4.3V
25.5A	5.2V	25.5A	5.88V
	6-96V	31A	7.74V



DC-DC 3KW		DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
HAUTE ECOLE VALAISANNE		REV	V1	
Driver_Switch_3		5/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH	

Driver pour la cellule de commutation 2

MOSFET LM311: OVL INPUT

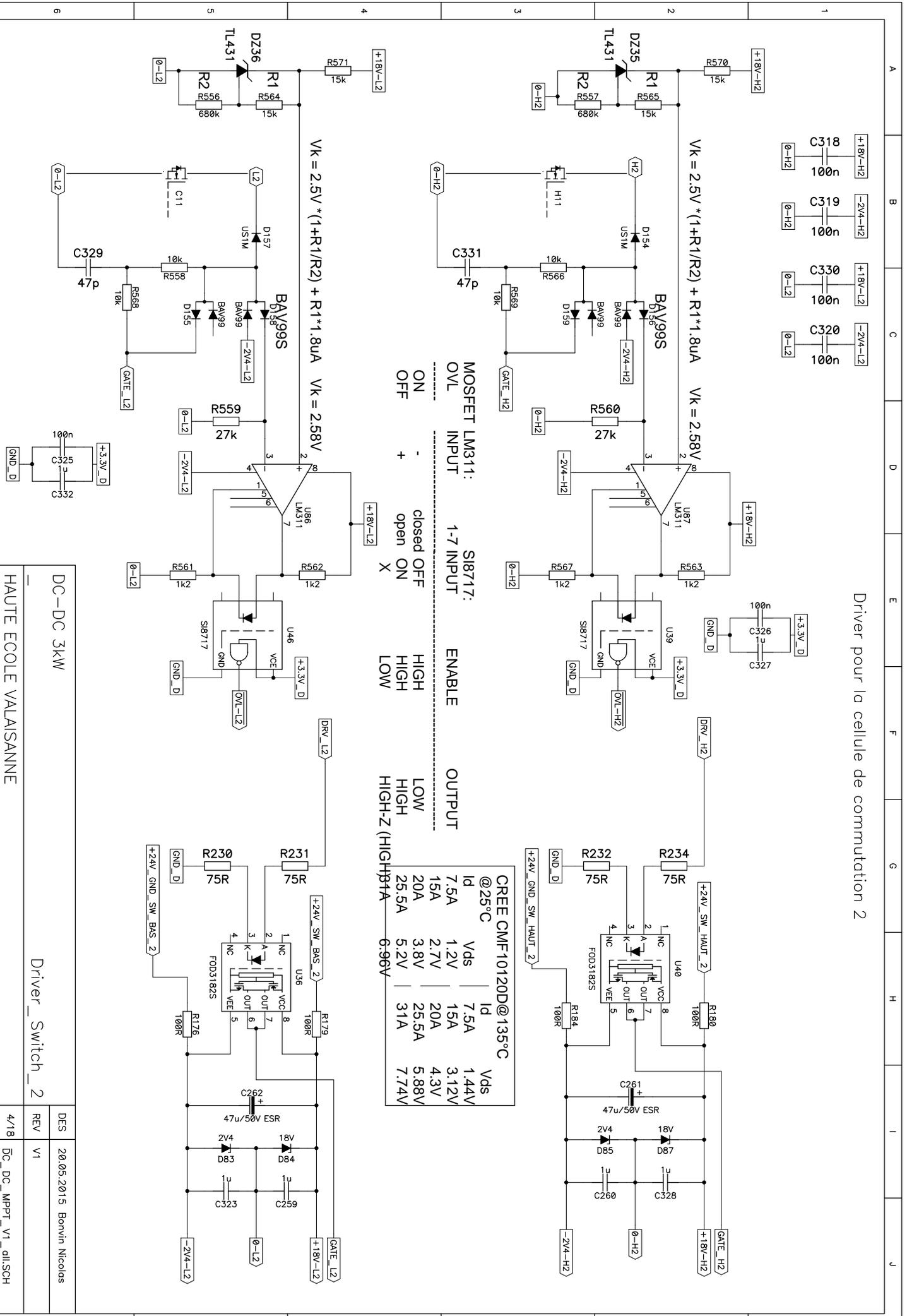
S18717: 1-7 INPUT

ENABLE

OUTPUT

ENABLE	OUTPUT
ON	HIGH
OFF	LOW
open	HIGH
ON	HIGH
X	HIGH-Z (HIGH) 91A

CREE CMF10120D@135°C		@25°C	
Id	Vds	Id	Vds
7.5A	1.44V	7.5A	1.2V
15A	3.12V	15A	2.7V
20A	4.3V	20A	3.8V
25.5A	5.88V	25.5A	5.2V
31A	7.74V	31A	6.96V



DC-DC 3kW	
HAUTE ECOLE VALAISANNE	
Driver_Switch_2	
DES	20.05.2015 Bonvin Nicolas
REV	V1
4/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

Driver pour la cellule de commutation 1

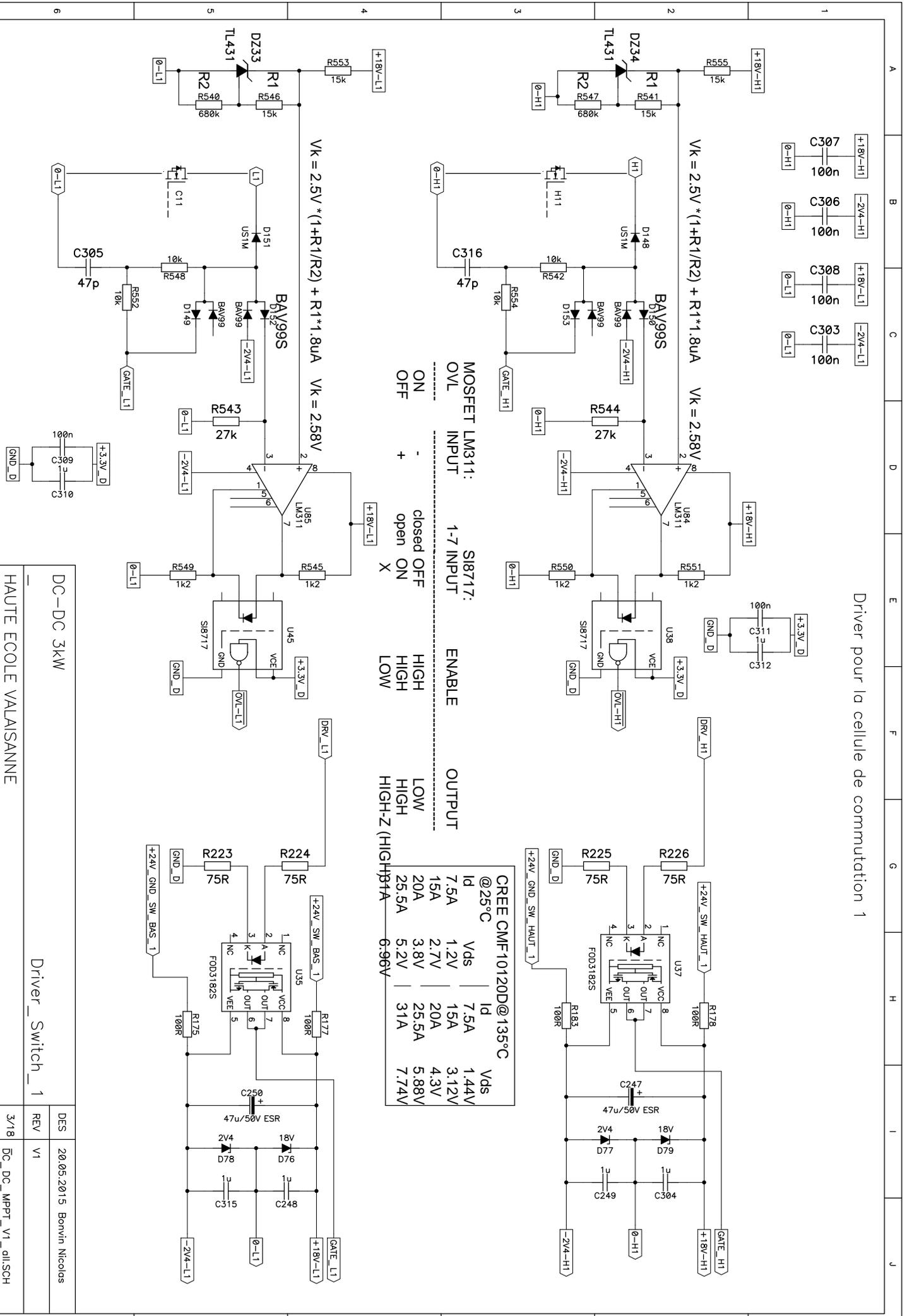
MOSFET LM311: 1-7 INPUT

S18717: ENABLE OUTPUT

ON	closed	HIGH	LOW
OFF	open	HIGH	HIGH
X	ON	LOW	HIGH-Z (HIGH)

CREE CMF10120D@135°C

Id	Vds	Id	Vds
7.5A	1.2V	7.5A	1.44V
15A	2.7V	15A	3.12V
20A	3.8V	20A	4.3V
25.5A	5.2V	25.5A	5.88V
6.96V	31A		7.74V



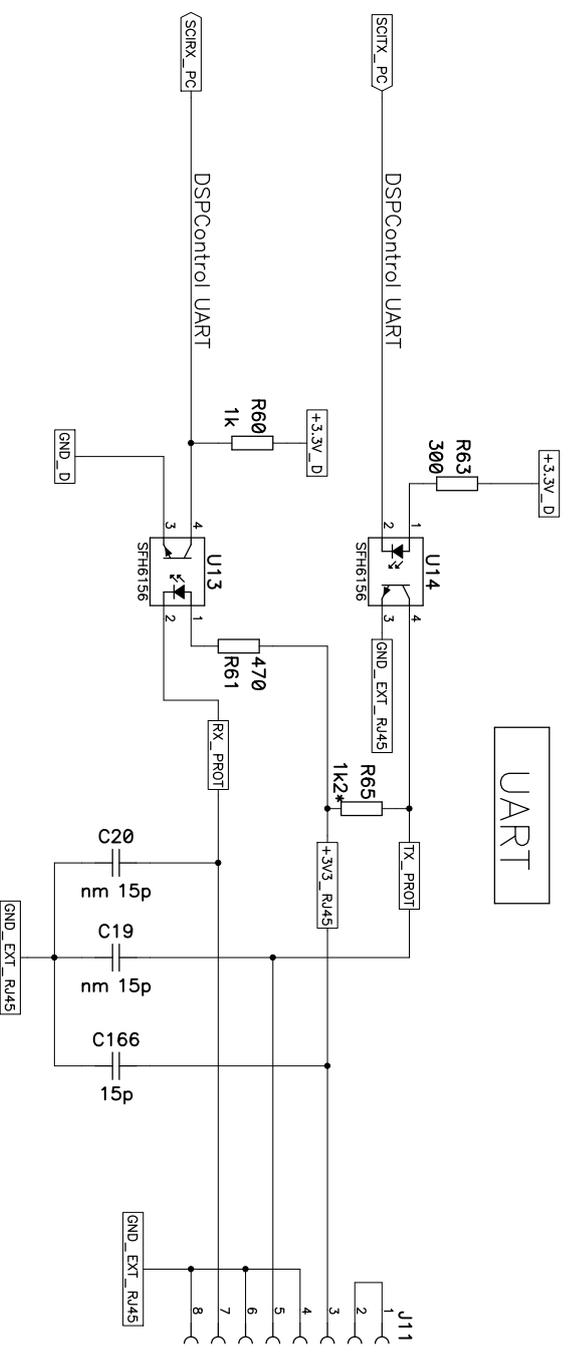
DC-DC 3KW

HAUTE ECOLE VALAISANNE

Driver_Switch_1

DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	

3/18 DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

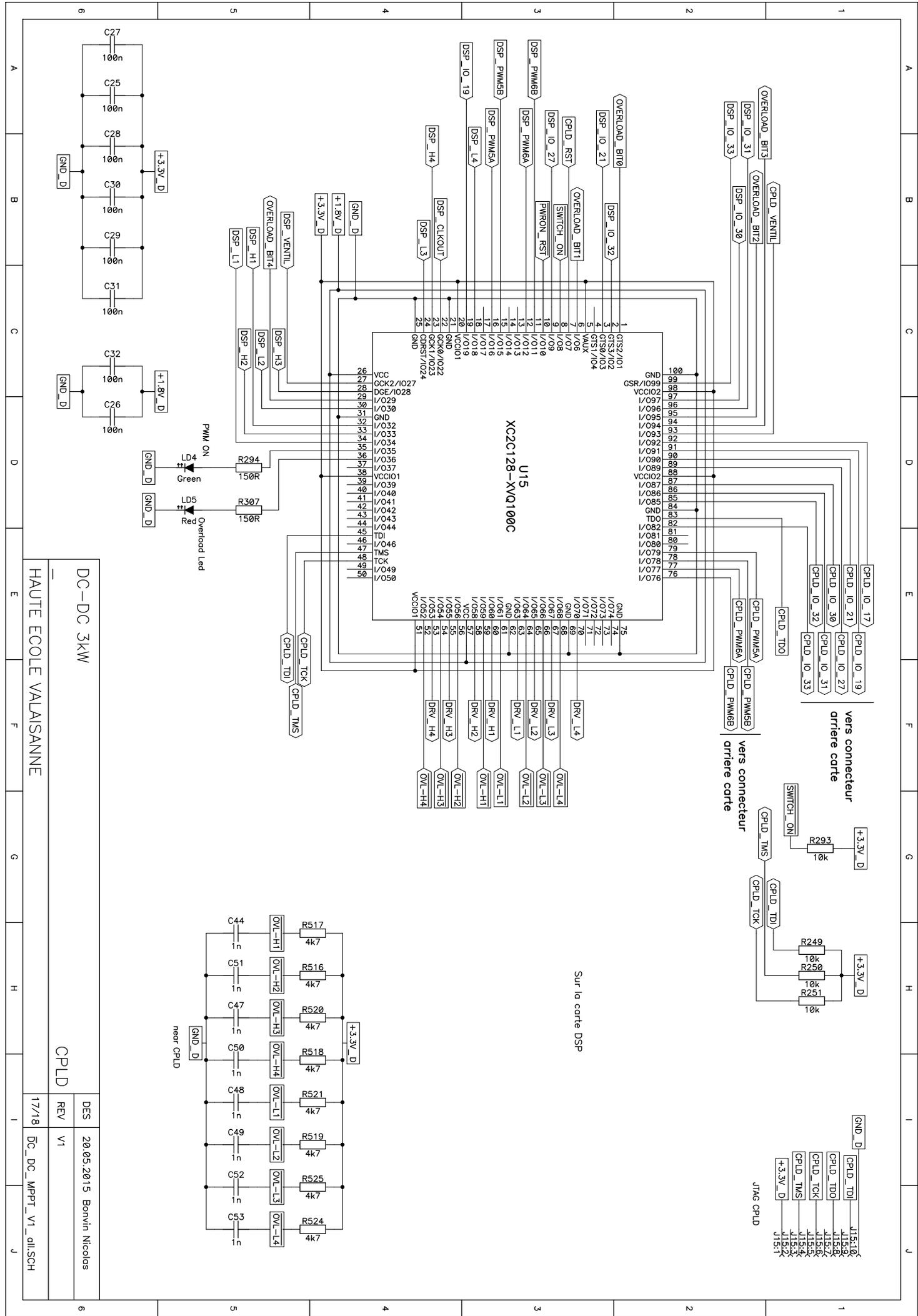


UART

DC-DC 3KW
HAUTE ECOLE VALAISANNE

Digital_Misc

DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	
16/18	DC_DC_MPPPT_V1_all.SCH	



vers connecteur
arriere carte

vers connecteur
arriere carte

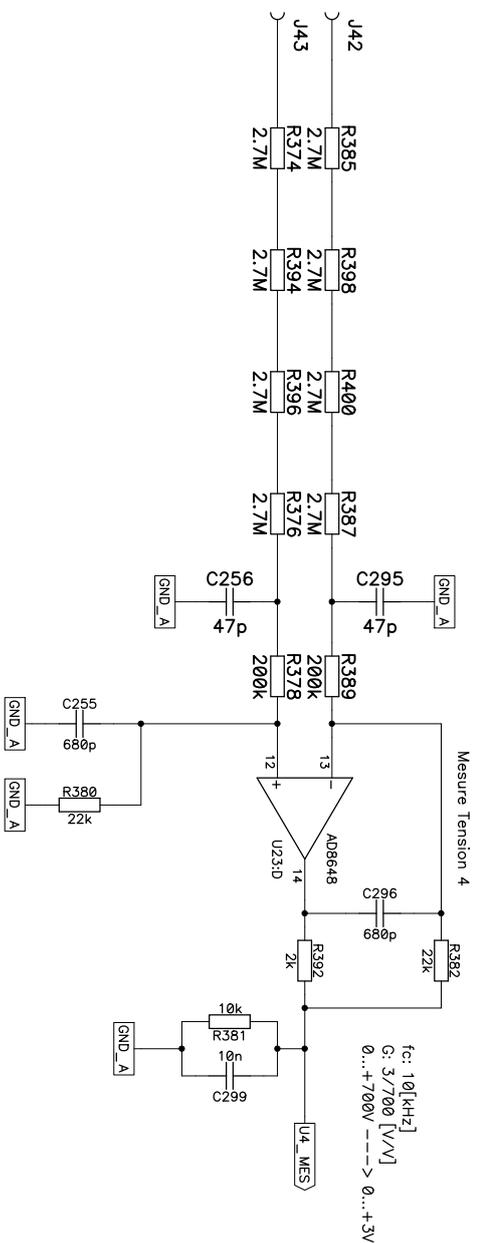
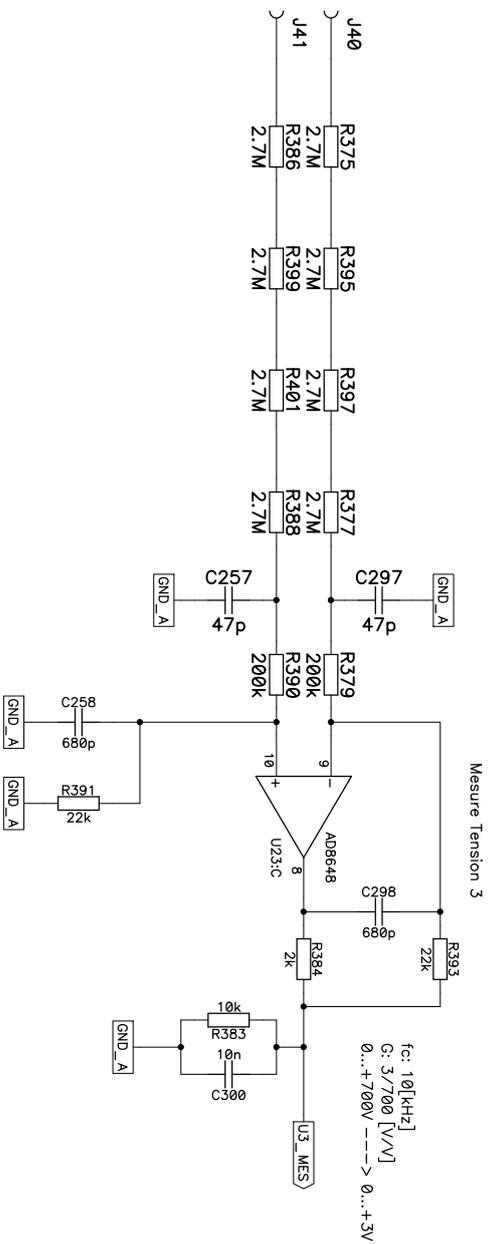
Sur la carte DSP

JTAG CPLD

DC-DC 3Kw
HAUTE ECOLE VALAISANNE

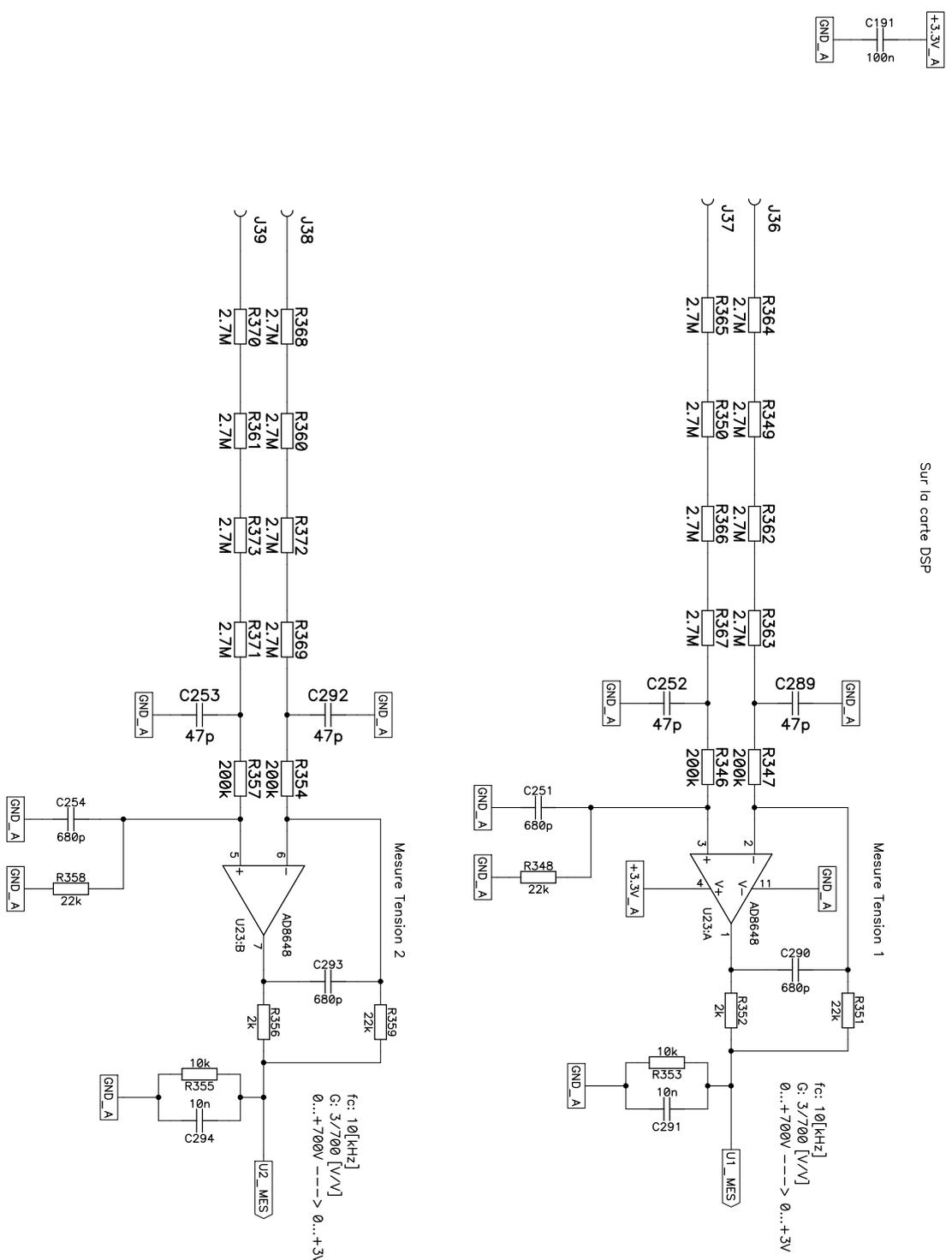
CPLD	DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	17/18	DC_DC_MPPV_V1_all.SCH

Sur la carte DSP



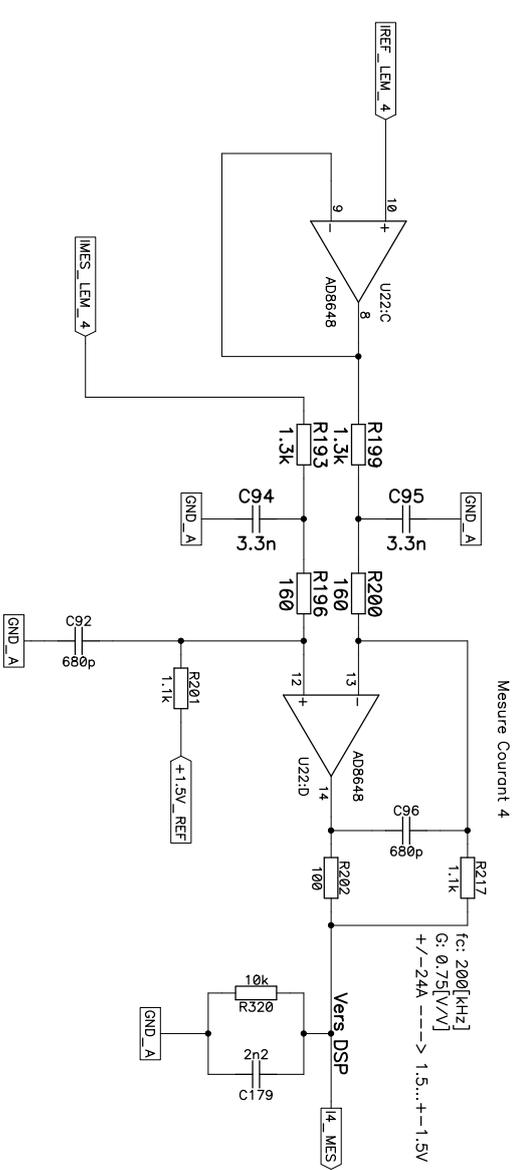
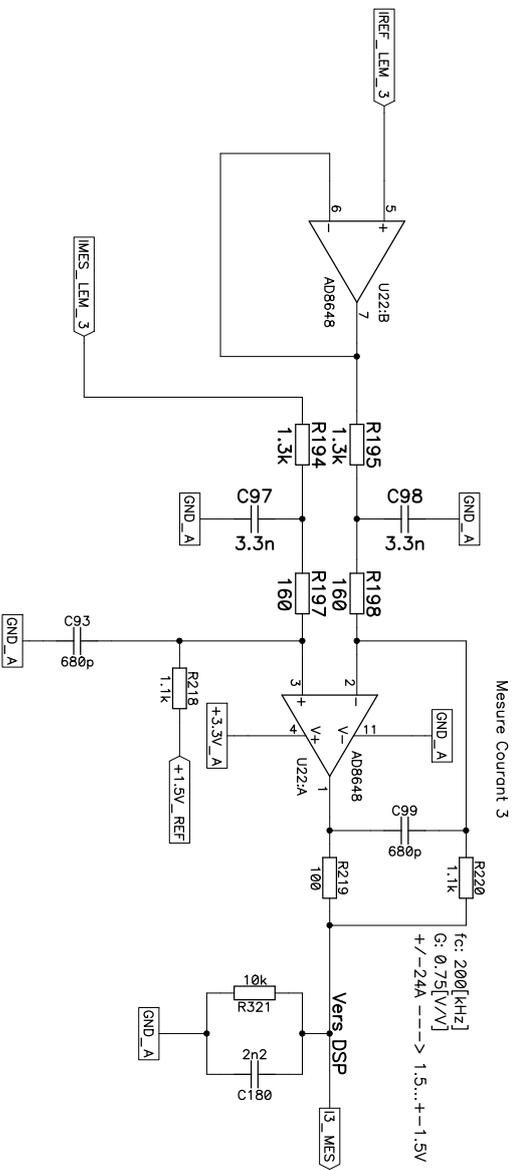
DC-DC 3kW		Bloc_Mesure_Tension_DSP_2	DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
HAUTE ECOLE VALAISANNE			REV	V1	
13/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH				

Sur la carte DSP



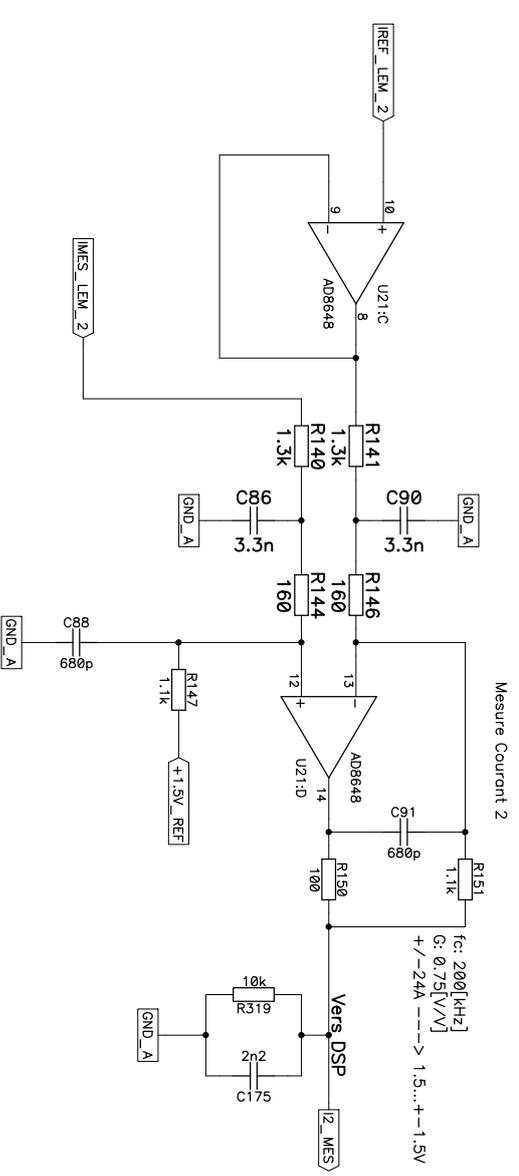
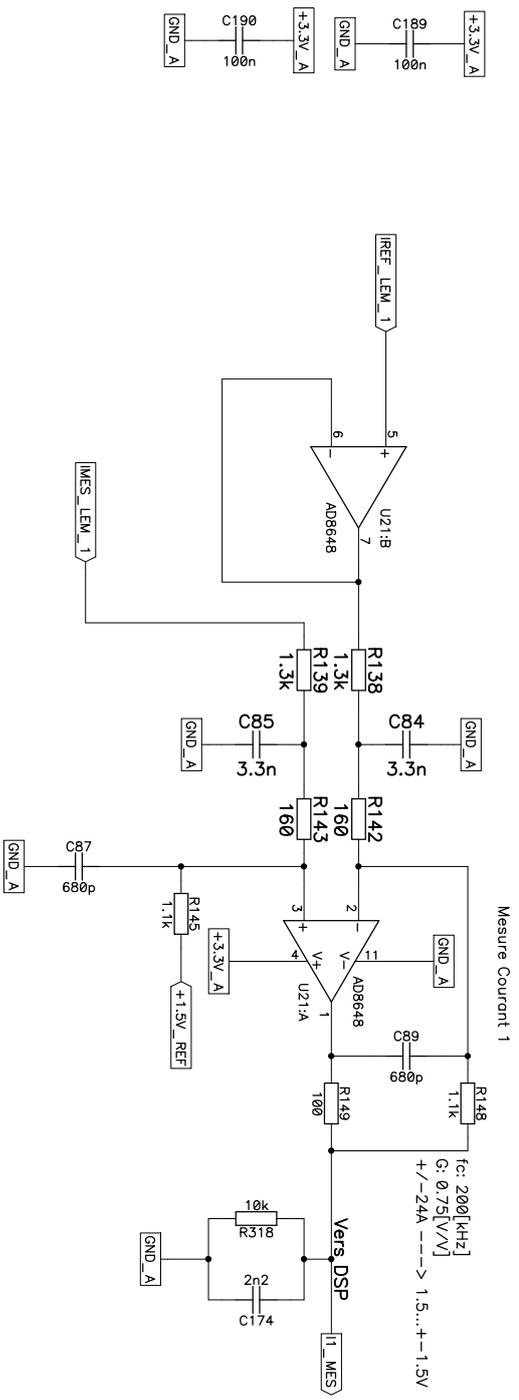
DC-DC 3kW		Bloc_Mesure_Tension_DSP_1	
DES	20.05.2015	Bonvin	Nicolas
REV	V1		
12/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH		

Sur la carte DSP



DC-DC 3KW		Bloc_Mesure_Courant_DSP_2	DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
HAUTE ECOLE VALAISANNE			REV	V1	
		11/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH		

Sur la carte DSP



fc: 200[KHz]
G: 0.75[V/V]
+/-24A ---> 1.5...+-1.5V

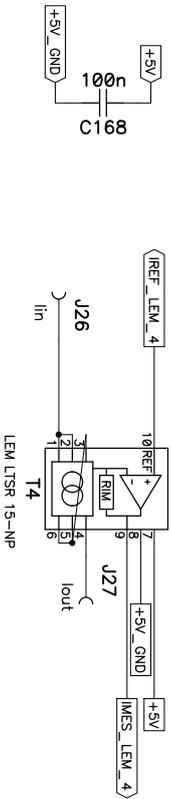
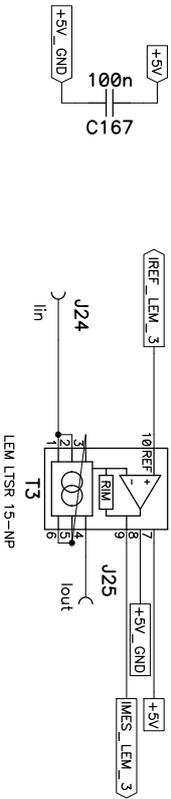
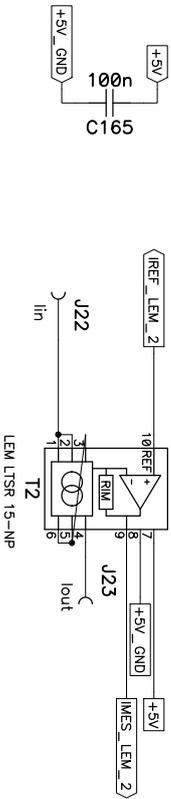
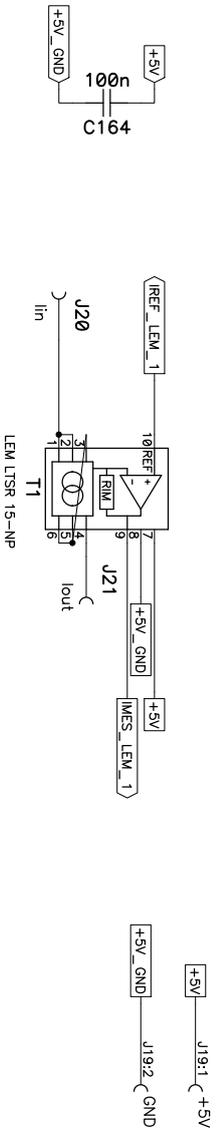
fc: 200[KHz]
G: 0.75[V/V]
+/-24A ---> 1.5...+-1.5V

DC-DC 3kW

Bloc_Mesure_Courant_DSP_1

HAUTE ECOLE VALAISANNE

DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	
10/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH	

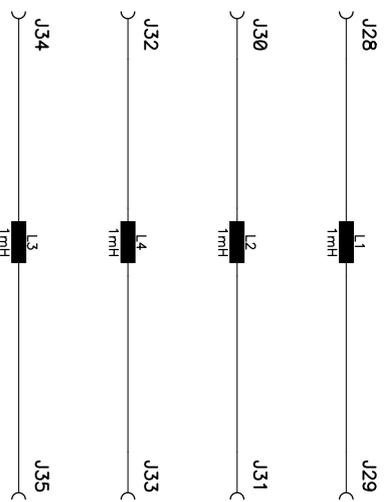


DC-DC 3kW
 HAUTE ECOLE VALAISANNE

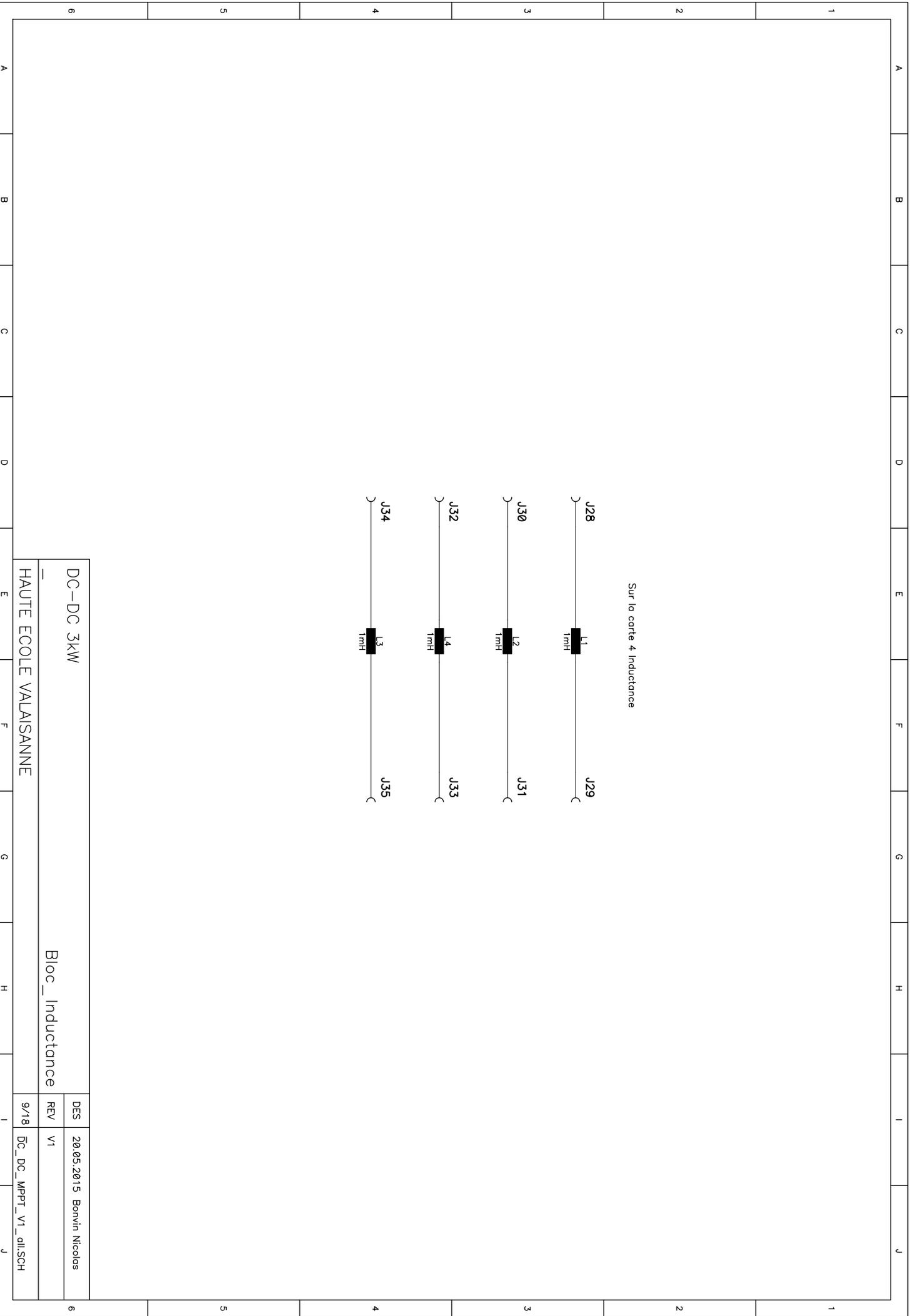
Bloc_Mesure_Courant

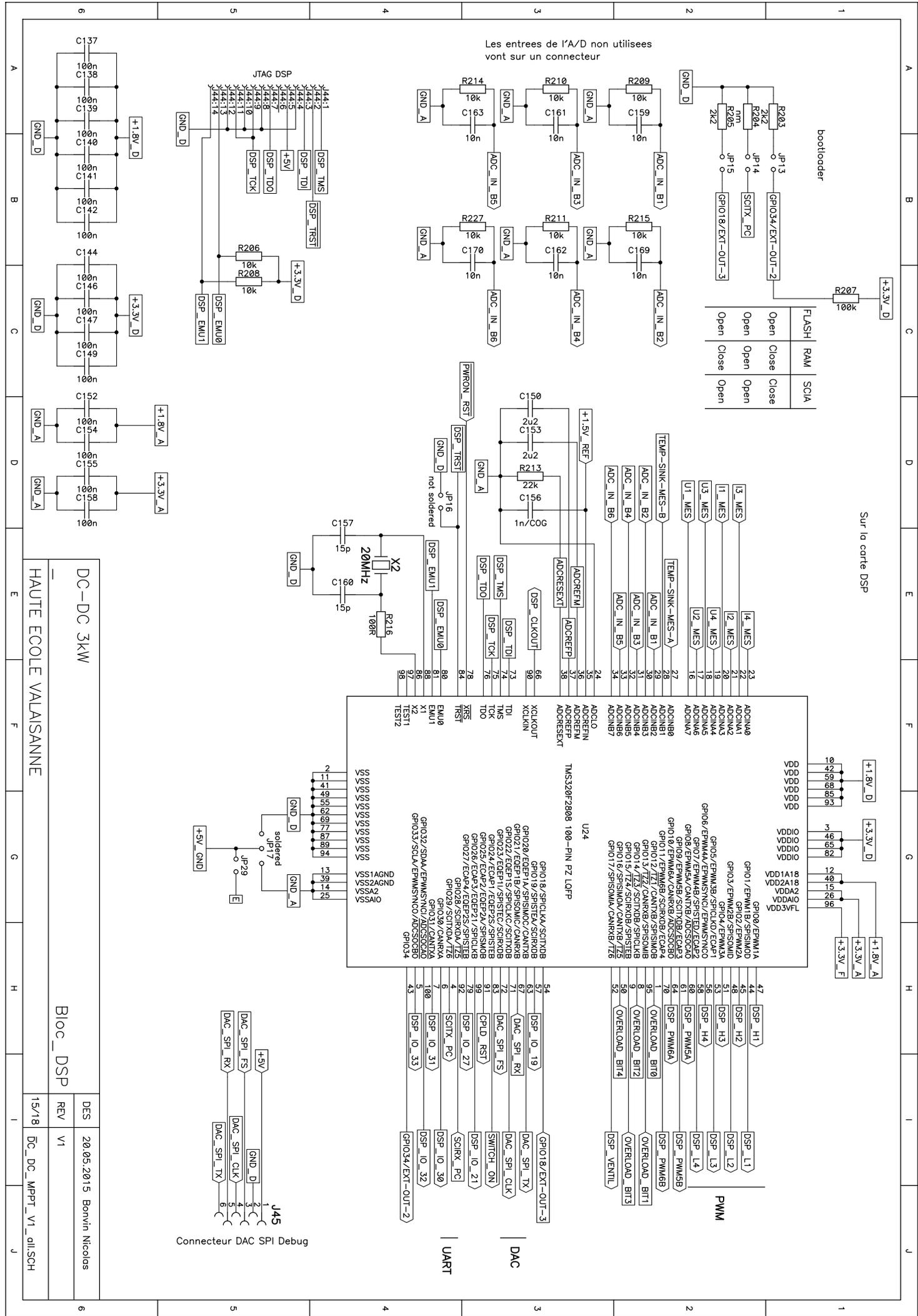
DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	
8/18	DC_DC_MPPPT_V1_all.SCH	

Sur la carte 4 Inductance



DC-DC 3KW		Bloc_ Inductance	
DES	20.05.2015	Bonvin	Nicolas
REV	V1		
9/18	DC_DC_MPPPT_V1_all.SCH		





DC-DC 3KW
HAUTE ECOLE VALAISANNE

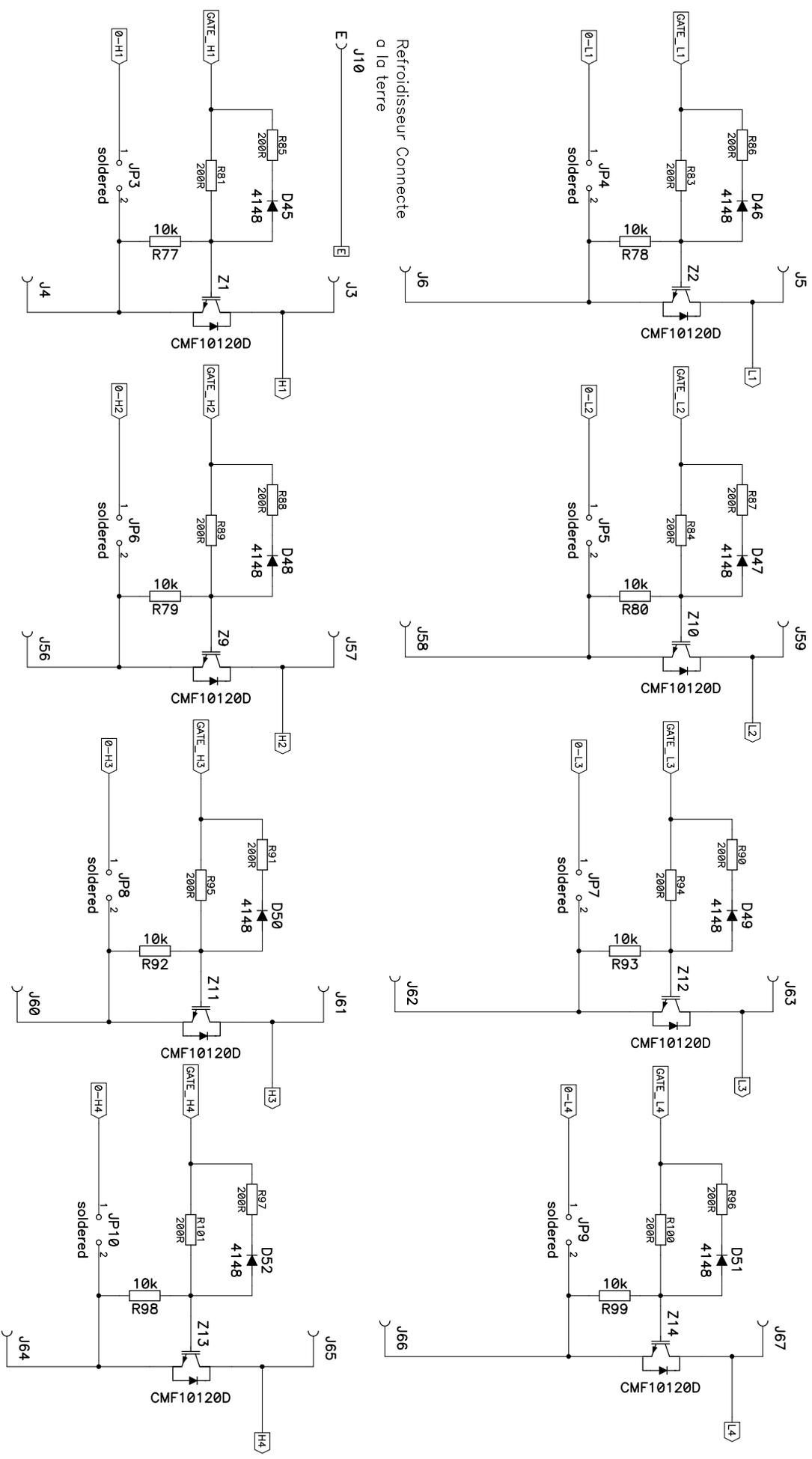
Bloc_DSP

J45

Connecteur DAC SPI Debug

DES 20.05.2015 Bonvin Nicolas
REV V1
15/18 DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

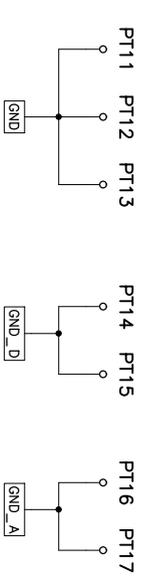
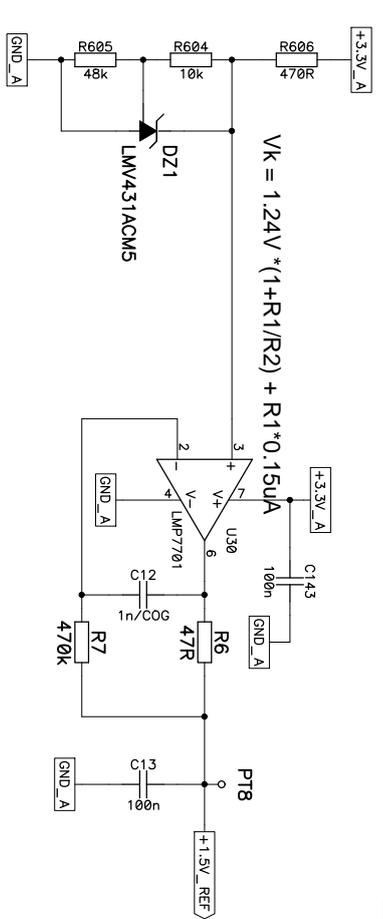
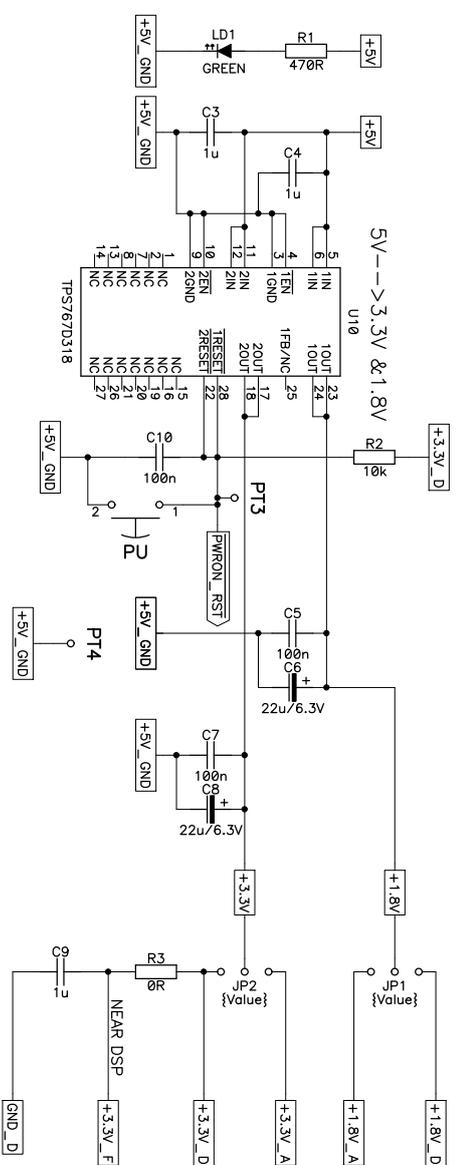
Sur la carte Cellule commutation



Refroidisseur Connecte
a la terre

DC-DC 3kW	
Bloc_Cellule_Commuration_1	
DES	20.05.2015 Bonvin Nicolas
REV	V1
7/18	DC_DC_MPPT_V1_all.SCH

Dans la carte DSP



DC-DC 3KW
HAUTE ECOLE VALAISANNE

Bloc_Alimentation_2

DES	20.05.2015	Bonvin Nicolas
REV	V1	
2/18	DC_DC_MPP1_V1_all.SCH	


```
1  # Constraint:   UCF file for DC_DC_TD_Bonvin, rev 0.1
2  # Rel. prj.:   DC-save DC_DC_TD_Bonvin
3  # Device:     XC2C128A
4  # Package:    VQ100
5  # Author:     nicolas.bonvin, 26.05.2015
6  #####
7  # possible options for IO:
8  #
9  # NET "" LOC = "P" | FLOAT ;
10 # NET "" LOC = "P" | PULLUP ;
11 # NET "" LOC = "P" | KEEPER ;
12 # NET "" LOC = "P" | OPEN_DRAIN;
13 # NET "" LOC = "P" | SCHMITT_TRIGGER ;
14 # NET "" LOC = "P" | SLEW = SLOW ;
15 #
16 # or combined:
17 # NET "" LOC = "P" | PULLUP | SCHMITT_TRIGGER ;
18 #   NET "signal_name" LOC = "Pinumber";
19
20 #####
21 # SCHMITT_TRIGGER
22 #####
23 #NET "watchdog_clk_ok" SCHMITT_TRIGGER;
24 #####
25 # TIMING CONSTRAINTS
26 #####
27 NET "DSP_CLKOUT" TNM_NET = "DSP_CLKOUT";
28
29 #PACE: Start of Constraints generated by PACE
30 #PACE: Start of PACE I/O Pin Assignments
31
32
33
34 #*****;
35
36 #CPLD Name : OVERLOAD_BIT0          SET AS : OUTPUT
37 NET "OVERLOAD_BIT0"                LOC = "P1" ;
38
39 #CPLD Name : DSP_IO_32              SET AS : INPUT
40 NET "DSP_IO_32"                    LOC = "P2" ;
41
42 #CPLD Name : DSP_IO_21              SET AS : INPUT
43 NET "DSP_IO_21"                    LOC = "P3" ;
44
45 #CPLD Name : P4_IO                  ;
46
47 #CPLD Name : P5_VAUX                ;
48
49 #CPLD Name : OVERLOAD_BIT1         SET AS : OUTPUT
50 NET "OVERLOAD_BIT1"                LOC = "P6" ;
51
52 #CPLD Name : CPLD_RST              SET AS : INPUT
53 NET "CPLD_RST"                    LOC = "P7" ;
54
55 #CPLD Name : N_SWITCH_ON           SET AS : INPUT
56 NET "N_SWITCH_ON"                 LOC = "P8" ;
57
```

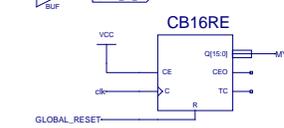
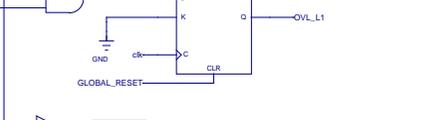
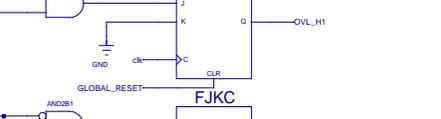
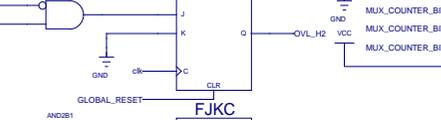
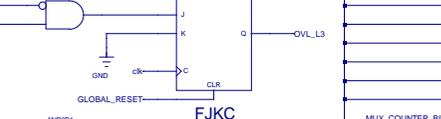
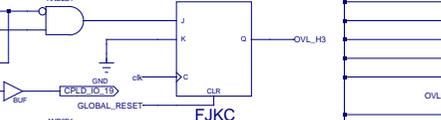
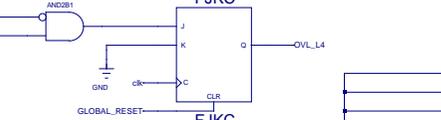
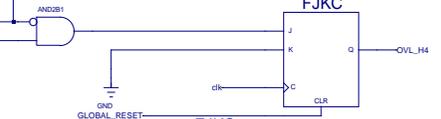
```
58 #CPLD Name : DSP_IO_27          SET AS : INPUT
59 NET "DSP_IO_27"                LOC = "P9"                          ;
60
61 #CPLD Name : N_PWRON_RST        SET AS : INPUT
62 NET "N_PWRON_RST"              LOC = "P10"                         ;
63
64 #CPLD Name : DSP_PWM6B          SET AS : INPUT
65 NET "DSP_PWM6B"                LOC = "P11"                         ;
66
67 #CPLD Name : DSP_PWM6A          SET AS : INPUT
68 NET "DSP_PWM6A"                LOC = "P12"                         ;
69
70 #CPLD Name : P13_IO13           ;
71
72 #CPLD Name : P14_IO14           ;
73
74 #CPLD Name : DSP_PWM5B          SET AS : INPUT
75 NET "DSP_PWM5B"                LOC = "P15"                         ;
76
77 #CPLD Name : DSP_PWM5A          SET AS : INPUT
78 NET "DSP_PWM5A"                LOC = "P16"                         ;
79
80 #CPLD Name : P17_IO17           ;
81
82 #CPLD Name : DSP_L4              SET AS : INPUT
83 NET "DSP_L4"                    LOC = "P18" | SCHMITT_TRIGGER          ;
84
85 #CPLD Name : DSP_SECURE_RELAY_1 SET AS : INPUT
86 NET "DSP_IO_19"                LOC = "P19"                         ;
87
88 #CPLD Name : P20_VCCIO1         ;
89
90 #CPLD Name : P21_GND            ;
91
92 #CPLD Name : DSP_CLKOUT         SET AS : INPUT
93 NET "DSP_CLKOUT"                LOC = "P22"                         ;
94
95 #CPLD Name : DSP_H4              SET AS : INPUT
96 NET "DSP_H4"                    LOC = "P23" | SCHMITT_TRIGGER          ;
97
98 #CPLD Name : DSP_L3              SET AS : INPUT
99 NET "DSP_L3"                    LOC = "P24" | SCHMITT_TRIGGER          ;
100
101 #CPLD Name : P25_GND            ;
102
103 #CPLD Name : P26_VCC            ;
104
105 #CPLD Name : DSP_VENTIL         SET AS : INPUT
106 NET "DSP_VENTIL"                LOC = "P27"                         ;
107
108 #CPLD Name : DSP_H3              SET AS : INPUT
109 NET "DSP_H3"                    LOC = "P28" | SCHMITT_TRIGGER          ;
110
111 #CPLD Name : OVERLOAD_BIT4      SET AS : OUTPUT
112 NET "OVERLOAD_BIT4"            LOC = "P29"                         ;
113
114 #CPLD Name : DSP_L2              SET AS : INPUT
```

```
115 NET "DSP_L2" LOC = "P30" | SCHMITT_TRIGGER ;
116
117 #CPLD Name : P31_GND ;
118
119 #CPLD Name : DSP_H1 SET AS : INPUT
120 NET "DSP_H1" LOC = "P32" | SCHMITT_TRIGGER ;
121
122 #CPLD Name : DSP_H2 SET AS : INPUT
123 NET "DSP_H2" LOC = "P33" | SCHMITT_TRIGGER ;
124
125 #CPLD Name : DSP_L1 SET AS : INPUT
126 NET "DSP_L1" LOC = "P34" | SCHMITT_TRIGGER ;
127
128 #CPLD Name : CPLD_STATUS_LED SET AS : OUTPUT
129 NET "CPLD_STATUS_LED" LOC = "P35" ;
130
131 #CPLD Name : CPLD_OVL_LED SET AS : OUTPUT
132 NET "CPLD_OVL_LED" LOC = "P36" ;
133
134 #CPLD Name : P37_IO ;
135
136 #CPLD Name : P38_VCC ;
137
138 #CPLD Name : P39_IO ;
139
140 #CPLD Name : P40_IO ;
141
142 #CPLD Name : P41_IO ;
143
144 #CPLD Name : P42_IO ;
145
146 #CPLD Name : P43_IO ;
147
148 #CPLD Name : P44_IO ;
149
150 #CPLD Name : P45_CPLD_TDI ;
151
152 #CPLD Name : P46_IO ;
153
154 #CPLD Name : P47_CPLD_TMS ;
155
156 #CPLD Name : P48_CPLD_TCK ;
157
158 #CPLD Name : P49_IO ;
159
160 #CPLD Name : P50_IO ;
161
162 #CPLD Name : P51_VCCIO1 ;
163
164 #CPLD Name : N_OVL_H4 SET AS : INPUT
165 NET "N_OVL_H4" LOC = "P52" | SCHMITT_TRIGGER ;
166
167 #CPLD Name : DRV_H4 SET AS : OUTPUT
168 NET "DRV_H4" LOC = "P53" ;
169
170 #CPLD Name : N_OVL_H3 SET AS : INPUT
171 NET "N_OVL_H3" LOC = "P54" | SCHMITT_TRIGGER ;
```

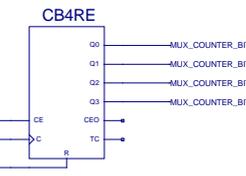
```
172
173 #CPLD Name : DRV_H3          SET AS : OUTPUT
174 NET "DRV_H3"          LOC = "P55"          ;
175
176 #CPLD Name : N_OVL_H2        SET AS : INPUT
177 NET "N_OVL_H2"        LOC = "P56"          | SCHMITT_TRIGGER ;
178
179 #CPLD Name : P57_VCC
180
181 #CPLD Name : DRV_H2          SET AS : OUTPUT
182 NET "DRV_H2"          LOC = "P58"          ;
183
184 #CPLD Name : N_OVL_H1        SET AS : INPUT
185 NET "N_OVL_H1"        LOC = "P59"          | SCHMITT_TRIGGER ;
186
187 #CPLD Name : DRV_H1          SET AS : OUTPUT
188 NET "DRV_H1"          LOC = "P60"          ;
189
190 #CPLD Name : N_OVL_L1        SET AS : INPUT
191 NET "N_OVL_L1"        LOC = "P61"          | SCHMITT_TRIGGER ;
192
193 #CPLD Name : P62_GND
194
195 #CPLD Name : DRV_L1          SET AS : OUTPUT
196 NET "DRV_L1"          LOC = "P63"          ;
197
198 #CPLD Name : N_OVL_L2        SET AS : INPUT
199 NET "N_OVL_L2"        LOC = "P64"          | SCHMITT_TRIGGER ;
200
201 #CPLD Name : DRV_L2          SET AS : OUTPUT
202 NET "DRV_L2"          LOC = "P65"          ;
203
204 #CPLD Name : N_OVL_L3        SET AS : INPUT
205 NET "N_OVL_L3"        LOC = "P66"          | SCHMITT_TRIGGER ;
206
207 #CPLD Name : DRV_L3          SET AS : OUTPUT
208 NET "DRV_L3"          LOC = "P67"          ;
209
210 #CPLD Name : N_OVL_L4        SET AS : INPUT
211 NET "N_OVL_L4"        LOC = "P68"          | SCHMITT_TRIGGER ;
212
213 #CPLD Name : P69_GND
214
215 #CPLD Name : DRV_L4          SET AS : OUTPUT
216 NET "DRV_L4"          LOC = "P70"          ;
217
218 #CPLD Name : P70_IO
219
220 #CPLD Name : P71_IO
221
222 #CPLD Name : P72_IO
223
224 #CPLD Name : P73_IO
225
226 #CPLD Name : P74_IO
227
228 #CPLD Name : P75_GND
```

```
229
230 #CPLD Name : CPLD_PWM6B          SET AS : OUTPUT
231 NET "CPLD_PWM6B"                LOC = "P76"                               ;
232
233 #CPLD Name : CPLD_PWM6A          SET AS : OUTPUT
234 NET "CPLD_PWM6A"                LOC = "P77"                               ;
235
236 #CPLD Name : CPLD_PWM5B          SET AS : OUTPUT
237 NET "CPLD_PWM5B"                LOC = "P78"                               ;
238
239 #CPLD Name : CPLD_PWM5A          SET AS : OUTPUT
240 NET "CPLD_PWM5A"                LOC = "P79"                               ;
241
242 #CPLD Name : P80_IO              ;
243
244 #CPLD Name : P81_IO              ;
245
246 #CPLD Name : CPLD_IO_33          SET AS : OUTPUT
247 NET "CPLD_IO_33"                LOC = "P82"                               ;
248
249 #CPLD Name : P83_CPLD_TDO        ;
250
251 #CPLD Name : P84_GND             ;
252
253 #CPLD Name : CPLD_IO_32          SET AS : OUTPUT
254 NET "CPLD_IO_32"                LOC = "P85"                               ;
255
256 #CPLD Name : CPLD_IO_31          SET AS : OUTPUT
257 NET "CPLD_IO_31"                LOC = "P86"                               ;
258
259 #CPLD Name : CPLD_IO_30          SET AS : OUTPUT
260 NET "CPLD_IO_30"                LOC = "P87"                               ;
261
262 #CPLD Name : P88_VCCIO2          ;
263
264 #CPLD Name : CPLD_IO_27          SET AS : OUTPUT
265 NET "CPLD_IO_27"                LOC = "P89"                               ;
266
267 #CPLD Name : CPLD_IO_21          SET AS : OUTPUT
268 NET "CPLD_IO_21"                LOC = "P90"                               ;
269
270 #CPLD Name : CPLD_IO_19          SET AS : OUTPUT
271 NET "CPLD_IO_19"                LOC = "P91"                               ;
272
273 #CPLD Name : CPLD_IO_17          SET AS : OUTPUT
274 NET "CPLD_IO_17"                LOC = "P92"                               ;
275
276 #CPLD Name : CPLD_VENTIL         SET AS : OUTPUT
277 NET "CPLD_VENTIL"               LOC = "P93"                               ;
278
279 #CPLD Name : OVERLOAD_BIT3       SET AS : OUTPUT
280 NET "OVERLOAD_BIT3"             LOC = "P94"                               ;
281
282 #CPLD Name : OVERLOAD_BIT2       SET AS : OUTPUT
283 NET "OVERLOAD_BIT2"             LOC = "P95"                               ;
284
285 #CPLD Name : DSP_IO_31           SET AS : INPUT
```

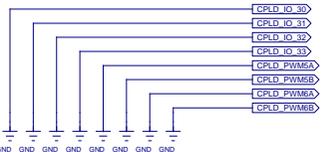
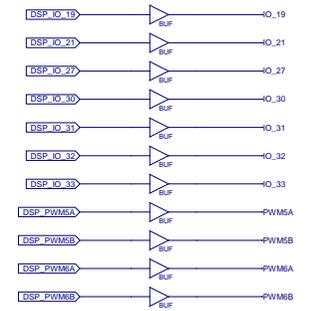
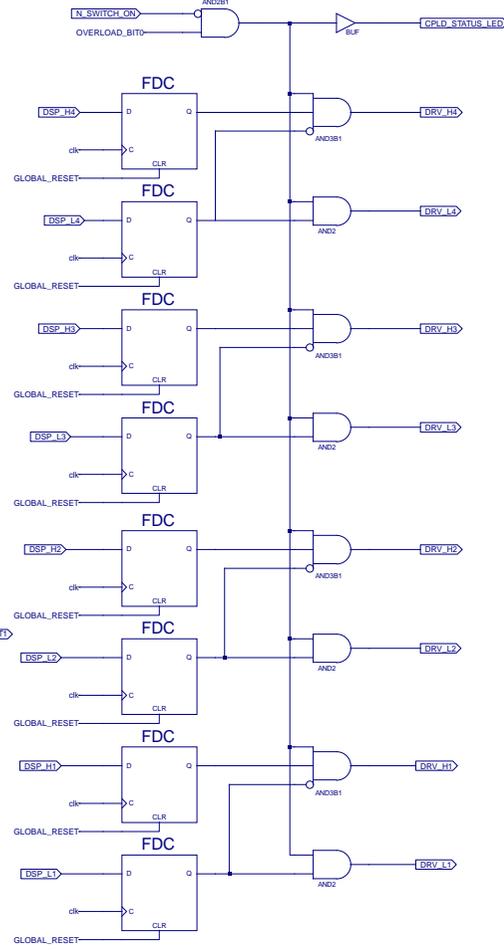
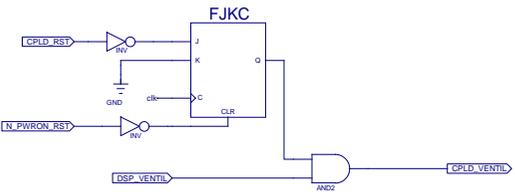
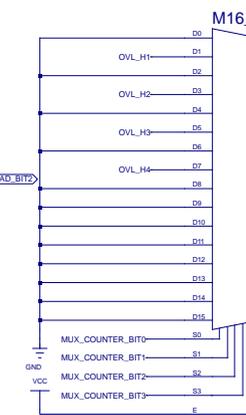
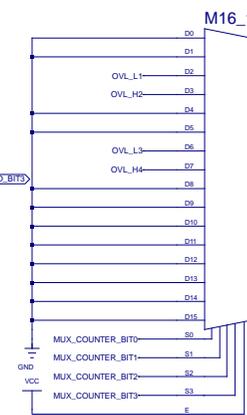
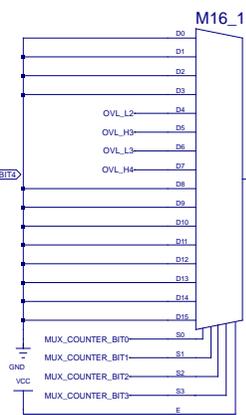
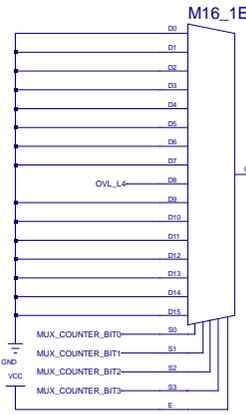
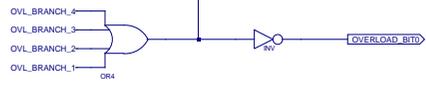
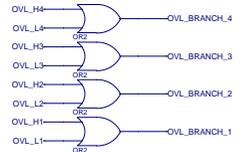
```
286 NET "DSP_IO_31" LOC = "P96" ;
287
288 #CPLD Name : DSP_IO_30 SET AS : INPUT
289 NET "DSP_IO_30" LOC = "P97" ;
290
291 #CPLD Name : P98_VCCIO2 ;
292
293 #CPLD Name : DSP_IO_33 SET AS : INPUT
294 NET "DSP_IO_33" LOC = "P99" ;
295
296 #CPLD Name : P100_GND ;
297
298 #*****;
299
300 #PACE: Start of PACE Area Constraints
301 #PACE: Start of PACE Prohibit Constraints
302 #PACE: End of Constraints generated by PACE
303 TIMESPEC TS_CLK = PERIOD "DSP_CLKOUT" 10 ns HIGH 50%;
304
```



Total Overload info Time = $(2^X(X+1))/CLK * 16$
 $> 762\text{Hz}$



Overload info Time = $(2^X(X+1))/CLK$
 $> 12.2\text{kHz}$



Annexe 8 : Protocole de test

Appareil de mesure utilisé :

Multimètre FLUKE 175

Sonde de tension différentielle SI9110

Oscilloscope Teledyne Lecroy 604Zi

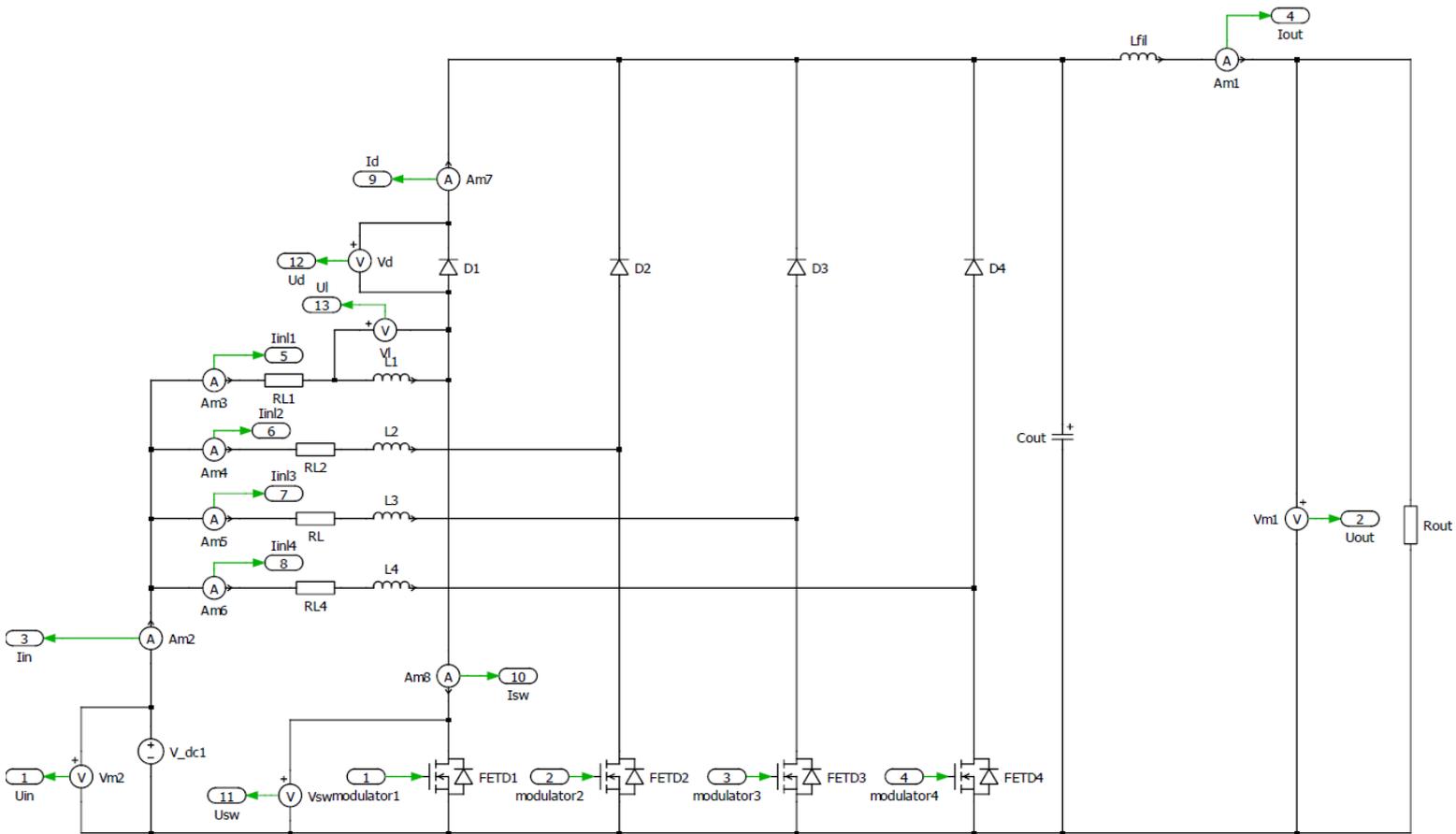
Sonde de courant Lecroy CP030

Carte de commande

Description	Valeur attendu	Valeur mesurée	Validation
Alimentation de la carte avec le 24V (carte puissance non branchée)			
Mesure tension entre PT1 et PT2 (p.1)	5V	5.009V	OK
Allumage diode LD1 présence tension 5V (p.2)	-	-	OK
Alimentation 3.3V entre JP2 et +5V_GND (p.2)	3.3V	3.295V	OK
Alimentation 1.8V entre JP2 et +5V_GND (p.2)	1.8V	1.795V	OK
Fonctionnement du bouton pour PWRON_RST (p.2)	-	-	OK
Soudure des jumpers JP1 et JP2 (p.2) et JP17 (p.15)			
Soudure du jumper JP29 (p.15)			
Vérification de la tension d'alimentation de l'amplificateur LMP7701 (p.2)	3.3V	3.295V	OK
Mesure de la référence 1.5V (PT8) et GND_A (p.2)	1.5V	1.494V	OK
Vérification de la tension d'alimentation des capteurs de courant LEM (p.8)	5V	4.995V	OK
Vérification de la tension d'alimentation de l'amplificateur AD8648 U21 (p.10)	3.3V	3.295V	OK
Vérification de la tension d'alimentation de l'amplificateur AD8648 U22 (p.11)	3.3V	3.295V	OK
Vérification de la tension d'alimentation de l'amplificateur AD8648 U23 (p.12)	3.3V	3.296V	OK
Test de la communication entre la CPLD et l'ordinateur	-	-	OK
Test de la communication entre le DSP et l'ordinateur	-	-	OK
Chargement du code dans la CPLD	-	-	OK
Chargement du code dans le DSP	-	-	OK
Allumage diode LD4 PWM ON (p.2)	-	-	OK
Allumage diode LD5 Overload Led (p.2)	-	-	OK
Génération de tous les signaux PWM depuis le DSP vers la CPLD	-	-	OK
Signaux PWM depuis CPLD vers connecteur carte puissance	-	-	OK
Enclenchement du ventilateur	-	-	OK

Carte de puissance

Mesure entre +24V_SW_HAUT_1 et +24V_GND_SW_HAUT_1 (pour tous les autres également) (p.3)	24V	24.23V	OK
Mesure entre +18V_H1 et 0_H1 (pour tous les autres également) (p.3)	18V	18.8V	OK
Mesure entre -2.4V_H1 et 0_H1 (pour tous les autres également) (p.3)	-2.4V	-2.48V	OK
Mesure référence tension TL431 entrée LM311 (pour tous les autres également) (p.3)	2.58V	2.56V	OK
Mesure de l'alimentation des optocoupleurs Si8717 (pour tous les autres également) (p.3)	3.3V	3.297V	OK
Visualisation à l'oscilloscope des signaux de commande de gate	-	-	OK
Soudure des jumpers JP3 à JP10			
Vérification du fonctionnement des overloads	-	-	OK



```
% Initialisierungsdatei

clear all;
close all;
clc;

% Simulationsparameter
% -----
max_step_size = 1e-6;           % maximale Schrittweite
time_end = 0.02;              % Simulationszeit
maxrow = inf;                  % max Vektorlaenge
Ts =max_step_size;           % Sampletime fuer die Ausgabevektoren

% Daten
% -----
% modulation size
P = 3000;
Fsw = 20e3;
Tsw = 1/Fsw;

Vin = 400;
Vo = 600;

L = 1.08e-3;
RL = 0.1;
N = 4; % nombre de branches

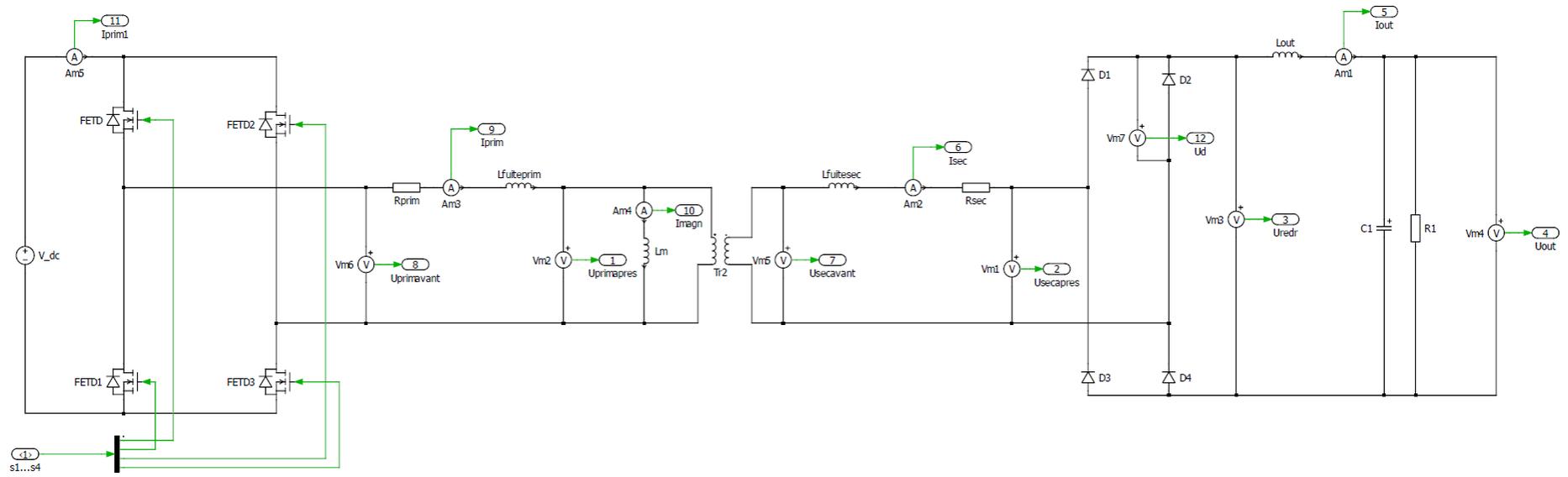
Co = 20e-6;
Ro = Vo^2/P
Io = P/Vo;

%MODE CONTINU
%m = 0.25

%MODE DISCONTINU
m = (((Vo/Vin-0.5)*2)^2-1)*L/(2*N*Ro*Tsw)^(1/2)
Ton = m*Tsw
Icrete = Vin/L*Ton
Toff = Icrete*L/(Vo-Vin)

% courant RMS dans un switch
IRMSswitch = Vin*(2*L*P*Tsw*(Vo-Vin)/(N*Vin^2*Vo))^(3/4)

% Simulation
sim('PV_Boost_entrelacement_model');
```



```
% Initialisierungsdatei
clear all;
close all;
clc;

% Simulationsparameter
% -----
max_step_size = 10e-9;           % maximale Schrittweite
time_end = 30e-2;              % Simulationszeit
maxrow = inf;                   % max Vektorlaenge
Ts =max_step_size;             % Sampletime fuer die Ausgabevektoren

% Daten
Uin = 100
Uout = 20
Fsw = 20000;
Tsw = 1/Fsw;

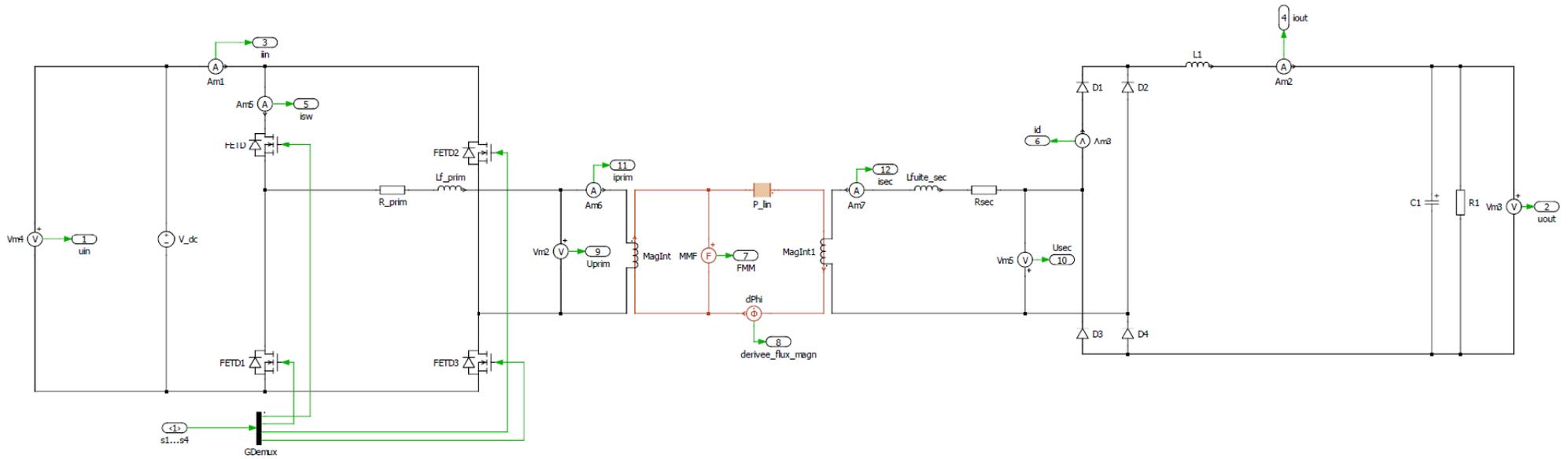
Lout = 4e-3;
Cout = 5e-6;
Rout = 31;

u = 0.5;
Lm = 11e-3;
k = 0.984;
Lfuiteprim = Lm*(1-k^2)
Lfuitesec = Lfuiteprim/u^2
Rprim = 413e-3;
Rsec = Rprim/u^2;

Ud = 1;
Rd = 0.2;

mideal = Uout*u/(2*Uin)
mreel = Uout*(4*Fsw*Lm*(k^2-3)*(k^2-1)-(k^2-2)*Rout*u^2)/(2*Uin*u*Rout)

% Simulation
sim('ProfDebugAvant');
```



```
% Initialisierungsdatei
clear all;
close all;
clc;

% Simulationsparameter
% -----
max_step_size = 10e-9;           % maximale Schrittweite
time_end = 0.3;                 % Simulationszeit
maxrow = inf;                   % max Vektorlaenge
Ts =max_step_size;              % Samplettime fuer die Ausgabevektoren

% Daten
P = 3000;
Uin = 400;
Uout = 600;
Fsw = 20e3;
Tsw = 1/Fsw;
u = 0.5;
m = 0.375
Lout = 4e-3;
Cout = 5e-6;
Rout = Uout^2/P;

Rdiode = 1e-3;
Rswitch = 1e-3;

A = 645e-6;
lfer = 0.332;
lgap = 0;
uo = 4*pi*10^(-7);
urfer = 2000;
Rfer = lfer/(uo*urfer*A)
Rgap = lgap/(uo*A)
Lm = 3.34e-3;
k = 0.99899
Lfuite_prim = Lm*(1-k^2)
Lfuite_sec = Lfuite_prim/u^2
N1 = sqrt(Lm*(Rgap+Rfer))
N2 = N1/u
Imax_reel = Uin*m/(2*Lm*Fsw)
Bmaxadmissible = 0.45
phimaxadmissible = Bmaxadmissible*A
phimax_reel = N1*Imax_reel/(Rfer+Rgap)
Bmax_reel = phimax_reel/A

% Simulation
sim('magnetique_transfo');
```

Dimensionnement du transformateur

Paramètres	
Uout [V]	550
Uin [V]	300
Fsw [Hz]	20000
k	0.99875
Rout [Ω]	101

\ddot{u} [-] Lm[H]	0.001	0.002	0.003	0.004	0.005	0.006	0.007	0.008	0.009	0.010	0.0110
0.4	0.377	0.386	0.395	0.404	0.413	0.422	0.431	0.440	0.449	0.458	0.467
0.45	0.422	0.430	0.438	0.446	0.454	0.462	0.470	0.478	0.486	0.494	0.000
0.5	0.467	0.474	0.481	0.489	0.496	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.55	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.6	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.65	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.75	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.8	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.85	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
0.95	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
1	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

