



**HEVs**

haute école valaisanne  
hochschule wallis

Sion, le 23.11.2006

---

## Onduleur 1kW pour roue à eau à vitesse variable

---

**Systèmes Industriels**

**Power & Control**

Etudiant : Christophe Carron  
Professeur : Hans-Peter Biner

Début : 04.09.2006  
Fin : 24.11.2006

## Onduleur 1kW pour roue à eau à vitesse variable

### Objectif

Concevoir et réaliser un onduleur afin de transformer l'énergie électrique –produite par une roue à eau et génératrice– dans une tension stabilisée 230V/50Hz pour une fonction en îlotage ou en parallèle avec le réseau.

### Résultats

L'onduleur a été réalisé et fournit une puissance de 1kW avec 92% de rendement dans les 2 modes : îlotage et injection réseau.

### Mots-clés

Flyback, onduleur, modélisation, identification, acquisition, réglage d'état, réglage numérique, DSP, îlotage, injection

### *Ziel*

*Entwurf und Realisierung eines Wechselrichters zur Umformung der von einem Wasserrad mit Generator erzeugten elektrischen Energie in eine stabilisierte Spannung von 230V/50Hz, für Inselbetrieb und Netzeinspeisung.*

### *Resultate*

*Der Wechselrichter wurde aufgebaut und liefert eine Leistung von 1kW bei einem Wirkungsgrad von 92%, und zwar für beide Betriebsfälle: Inselbetrieb und Netzeinspeisung.*

### *Schlüsselwörter*

*Flyback, Wechselrichter, Modellierung, Identifikation, Abtastung, Zustandsregler, digitale Regelung, DSP, Inselbetrieb, Einspeisung*

## Remerciements

Je n'aimerais pas aller plus loin sans remercier toutes les personnes qui de près ou de loin ont apporté leur aide et leurs compétences.

**Un grand merci donc à tous ceux qui m'ont entouré et aidé tout au long de ce travail de diplôme, en particulier :**

à mon professeur M. Hans-Peter Biner qui a su me guider tout en me laissant beaucoup de marge de manœuvre,

à Alain Germanier pour sa patience et sa compétence face aux innombrables questions posées,

à Blaise Evéquo, z,

à Didier Blatter,

à Carmine Arcudi pour le routage du PCB et pour son aide précieuse lors de l'emploi de P-CAD,

à Thierry pour le soudage des éléments SMD,

Encore un grand merci à eux tous.

# Table des matières

|  |           |
|--|-----------|
| <b>TRAVAIL DE DIPLOME</b> .....                            | <b>1</b>  |
| <b>1. INTRODUCTION</b> .....                               | <b>1</b>  |
| <b>2. ETUDE FONCTIONNELLE DU SYSTÈME</b> .....             | <b>5</b>  |
| <b>3. SIMULATION DE LA ROUE A EAU ET GENERATRICE</b> ..... | <b>7</b>  |
| <b>4. DIMENSIONNEMENT DU CIRCUIT</b> .....                 | <b>8</b>  |
| 4.1 REDRESSEUR.....  | 8         |
| 4.2 DISSIPATEUR.....                                       | 10        |
| 4.3 ONDULEUR.....  | 17        |
| 4.4 FILTRE DE SORTIE .....                                 | 21        |
| 4.5 RELAIS .....   | 22        |
| 4.6 MESURES .....  | 23        |
| 4.7 ALIMENTATION.....                                      | 28        |
| 4.8 INTERFACE DE COMMANDE .....                            | 39        |
| 4.9 PROGRAMMATION DU PROCESSEUR ET DE LA CPLD .....        | 40        |
| <b>5. MISE EN ROUTE DU CIRCUIT</b> .....                   | <b>45</b> |
| 5.1 TESTS DU REGULATEUR 5[V].....                          | 46        |
| 5.2 TESTS DES SIGNAUX DE COMMANDE .....                    | 46        |
| 5.3 TESTS DU REDRESSEUR.....                               | 46        |
| 5.4 TESTS DU RELAIS .....                                  | 46        |
| 5.5 TESTS DES MESURES .....                                | 48        |
| 5.6 TESTS DU DISSIPATEUR.....                              | 52        |
| 5.7 TESTS DU FLYBACK .....                                 | 54        |
| 5.8 TESTS DE L'ONDULEUR.....                               | 59        |
| 5.9 TESTS DE L'OVERLOAD.....                               | 62        |
| <b>6. REGULATEUR D'ETATS POUR LE MODE ILOTAGE</b> .....    | <b>63</b> |
| 6.1 MODELISATION DU SYSTEME.....                           | 64        |
| 6.2 IDENTIFICATION DU SYSTEME .....                        | 65        |
| 6.3 MODELISATION DU REGULATEUR.....                        | 66        |
| 6.4 TESTS DE LA REGULATION .....                           | 69        |
| 6.5 LIMITATION DE COURANT.....                             | 73        |
| <b>7. REGULATEUR D'ETATS POUR LE MODE INJECTION</b> .....  | <b>74</b> |
| 7.1 MODELISATION DU SYSTEME.....                           | 74        |
| 7.2 IDENTIFICATION DU SYSTEME .....                        | 75        |
| 7.3 MODELISATION DU REGULATEUR.....                        | 76        |
| 7.4 TESTS DE LA REGULATION .....                           | 79        |
| <b>8. CONCLUSION</b> .....                                 | <b>82</b> |
| <b>9. APPAREILS DE MESURE ET PROGRAMMES</b> .....          | <b>83</b> |
| <b>10. REFERENCES</b> .....                                | <b>83</b> |

## Annexes

|  |           |
|--|-----------|
| Commander User Guide.....                                | 1.1       |
| Commander Advanced User Guide.....                       | 1.2       |
| Schéma électrique .....                                  | 2.1-2.9   |
| Schéma PCB.....  | 2.10-2.12 |
| Schéma de la modulation du dissipateur .....             | 3.1       |
| Simulation de la modulation du dissipateur .....         | 3.2       |
| Dimensionnement de la bobine du filtre .....             | 4.1       |
| Schéma mesure tension intermédiaire.....                 | 5.1       |
| Simulation mesure tension intermédiaire.....             | 5.2       |
| Fonction de transfert mesure tension intermédiaire ..... | 5.3       |
| Schéma mesure tension de sortie .....                    | 6.1       |
| Simulation mesure tension de sortie.....                 | 6.2       |
| Fonction de transfert mesure tension de sortie.....      | 6.3       |
| Schéma mesure courant bobine.....                        | 7.1       |
| Simulation mesure courant bobine.....                    | 7.2       |
| Fonction de transfert mesure courant bobine .....        | 7.3       |
| Script dimensionnement flyback.....                      | 8.1       |
| Résultats dimensionnement flyback.....                   | 8.2       |
| Schéma alimentation pour le flyback.....                 | 9.1       |
| Simulation alimentation pour le flyback .....            | 9.2       |
| Schéma programmation CPLD .....                          | 10.1-10.4 |
| Script dimensionnement régulateur îlotage.....           | 11.1      |
| Résultats dimensionnement régulateur îlotage.....        | 11.2      |
| Schéma régulateur îlotage .....                          | 11.3      |
| Simulation régulateur îlotage .....                      | 11.4      |
| Rendement du mode îlotage.....                           | 11.5      |
| Script dimensionnement régulateur injection.....         | 12.1      |
| Résultats dimensionnement régulateur injection.....      | 12.2      |
| Schéma régulateur injection .....                        | 12.3      |
| Simulation régulateur injection .....                    | 12.4      |
| Rendement du mode injection.....                         | 12.5      |

**Toutes ces annexes ainsi que les datasheet utilisés se trouvent sur le CD-ROM joint.**

## Table des illustrations I

|  |    |
|--|----|
| Figure 1.1 Chaîne de la production d'énergie .....                       | 2  |
| Figure 1.2 Structure redresseur onduleur avec stockage d'énergie .....   | 3  |
| Figure 1.3 Structure matricielle.....                                    | 3  |
| Figure 1.4 Schéma redresseur onduleur sans stockage d'énergie .....      | 4  |
| Figure 2.1 Schéma blocs de l'onduleur .....                              | 5  |
| Figure 3.1 Chaîne de la simulation de la roue à eau.....                 | 7  |
| Figure 4.1 Schéma électrique du redresseur.....                          | 8  |
| Figure 4.2 Marge entre la tension $U_{zw}$ et $U_{out}$ .....            | 8  |
| Figure 4.3 Schéma du redresseur sur le PCB.....                          | 9  |
| Figure 4.4 Courbe de commande de la charge .....                         | 10 |
| Figure 4.5 Schéma blocs du dissipateur .....                             | 10 |
| Figure 4.6 Courbe de dissipation de la charge .....                      | 11 |
| Figure 4.7 Courbe du refroidisseur SK130 .....                           | 11 |
| Figure 4.8 Profil du refroidisseur SK 130 .....                          | 11 |
| Figure 4.9 Schéma électrique des timers.....                             | 11 |
| Figure 4.10 Schéma de simulation de l'alimentation des timers.....       | 14 |
| Figure 4.11 Schéma de simulation de la modulation de la charge .....     | 15 |
| Figure 4.12 Schéma électrique du feedback de la charge .....             | 16 |
| Figure 4.13 Onduleur pont complet .....                                  | 17 |
| Figure 4.14 Profil du refroidisseur SK176 .....                          | 18 |
| Figure 4.15 Courbe du refroidisseur SK176 .....                          | 18 |
| Figure 4.16 Schéma du driver des IGBT.....                               | 19 |
| Figure 4.17 Schéma électrique du driver d'un IGBT .....                  | 20 |
| Figure 4.18 Schéma électrique du filtre LC .....                         | 21 |
| Figure 4.19 Schéma électrique de la commande du relais .....             | 22 |
| Figure 4.20 Schéma électrique de la mesure de tension intermédiaire..... | 23 |
| Figure 4.21 Explication bipolaire <-> unipolaire.....                    | 25 |
| Figure 4.22 Schéma électrique des mesures de tension de sortie.....      | 25 |
| Figure 4.23 Schéma électrique de la mesure de courant .....              | 27 |
| Figure 4.24 Schéma du transformateur .....                               | 28 |
| Figure 4.25 Couches des bobinages du flyback .....                       | 30 |
| Figure 4.26 Récapitulatif des bobines du flyback .....                   | 31 |
| Figure 4.27 Schéma électrique d'un flyback simple.....                   | 32 |
| Figure 4.28 Schéma électrique du régulateur 5V .....                     | 33 |
| Figure 4.29 Schéma simplifié du régulateur du flyback.....               | 34 |
| Figure 4.30 Schéma électrique du réglage d'erreur du flyback .....       | 36 |
| Figure 4.31 Courbes de l'optocoupleur CNY 17-3.....                      | 37 |
| Figure 4.32 Schéma électrique de l'alimentation du flyback.....          | 38 |
| Figure 4.33 Codes des modes de fonctionnement de l'onduleur.....         | 39 |
| Figure 4.34 Codes des défauts de l'onduleur .....                        | 39 |
| Figure 4.35 Signaux transitant par la CPLD .....                         | 40 |
| Figure 4.36 Diagramme temporel des boucles du régulateur.....            | 42 |
| Figure 4.37 Diagramme des états du superviseur.....                      | 43 |

## Table des illustrations II

|  |    |
|--|----|
| Figure 5.1 Enclenchement du relais asynchrone.....   | 46 |
| Figure 5.2 Enclenchement du relais synchrone.....  | 47 |
| Figure 5.3 Déclenchement du relais.....  | 47 |
| Figure 5.4 Mesure de courant.....  | 48 |
| Figure 5.5 Compensation d'offset.....  | 49 |
| Figure 5.6 Echantillonnage de la mesure de courant.....  | 49 |
| Figure 5.7 Mesure défectueuse de tension de sortie.....  | 50 |
| Figure 5.8 Mesure de tension de sortie.....  | 50 |
| Figure 5.9 Echantillonnage de la mesure de tension.....  | 51 |
| Figure 5.10 Commande dissipateur pour $U_{zw} = 800[V]$ .....                                  | 52 |
| Figure 5.11 Graphique de la modulation en fonction de la tension du circuit intermédiaire..... | 53 |
| Figure 5.12 Enclenchement du flyback.....  | 54 |
| Figure 5.13 Démarrage du flyback.....  | 55 |
| Figure 5.14 Fonctionnement normal du flyback.....  | 56 |
| Figure 5.15 Saut de courant sur l'alimentation 6.....  | 57 |
| Figure 5.16 Saut de courant sur l'alimentation 6.....  | 57 |
| Figure 5.17 Problèmes de commutations du flyback.....  | 58 |
| Figure 5.18 Onduleur en modulateur de tension.....   | 59 |
| Figure 5.19 Commutations et signaux de commande d'un IGBT de l'onduleur.....                   | 59 |
| Figure 5.20 Onduleur en modulation, circuit intermédiaire à 100[V].....                        | 60 |
| Figure 5.21 Ondulation parasite du circuit intermédiaire.....                                  | 60 |
| Figure 5.22 Courant de commutation non optimisé.....   | 61 |
| Figure 5.23 Courant de commutation optimisé.....   | 61 |
| Figure 5.24 Détection de l'overload à 15[A].....   | 62 |
| Figure 5.25 Bruit de mode commun sur les lignes.....   | 62 |
|  |    |
| Figure 6.1 Timing du déroulement d'un cycle dans le DSP.....                                   | 63 |
| Figure 6.2 Modélisation du système à régler pour l'îlotage.....                                | 64 |
| Figure 6.3 Réponse en fréquence du système en boucle ouverte pour l'îlotage.....               | 65 |
| Figure 6.4 Modélisation du régulateur pour l'îlotage.....                                      | 66 |
| Figure 6.5 Ondulation lors de la régulation en îlotage.....                                    | 69 |
| Figure 6.6 Analyse fréquentielle pour l'onduleur à la fréquence de 20[kHz] et 21 [kHz].....    | 69 |
| Figure 6.7 Oscillations avec l'alimentation.....   | 70 |
| Figure 6.8 Structure redresseur-abaisseur.....   | 70 |
| Figure 6.9 Réponse en fréquence du système en boucle fermée pour l'îlotage.....                | 71 |
| Figure 6.10 Réglage de la tension de sortie pour l'îlotage.....                                | 71 |
| Figure 6.11 Démarrage pas à pas dans le mode îlotage.....                                      | 72 |
| Figure 6.12 Limitation de courant.....   | 73 |
| Figure 6.13 Limitation de courant mieux réglée.....  | 73 |
|  |    |
| Figure 7.1 Modélisation du système à régler pour l'injection.....                              | 74 |
| Figure 7.2 Réponse en fréquence du système en boucle ouverte pour l'injection.....             | 75 |
| Figure 7.3 Modélisation du régulateur pour l'injection.....                                    | 76 |
| Figure 7.4 Enclenchement injection sortie court-circuitée.....                                 | 79 |
| Figure 7.5 Réponse en fréquence du système en boucle fermée pour l'injection.....              | 79 |
| Figure 7.6 Injection réseau.....   | 80 |
| Figure 7.7 Injection réseau avec d'autres coefficients du régulateur.....                      | 80 |
| Figure 7.8 Démarrage pas à pas de la consigne de courant en injection réseau.....              | 81 |

## Lexique

Voici une liste donnant une explication de certains mots employés.

|            |  |
|------------|--|
| Bipolaire  | : qui peut mesurer autant des valeurs négatives que positives  |
| Bit        | : 'binary digit' => chiffre binaire servant à quantifier la quantité élémentaire                     |
| Collecteur | : est le nom désignant l'anode d'un transistor bipolaire (drain pour les transistors FET)            |
| CPLD       | : 'Complex Programmable Logic Device' => circuit logique programmable                                |
| Driver     | : amplificateur permettant de commander des éléments de puissance avec de petites tensions           |
| DSP        | : 'Digital Signal Processor' => processeur spécialisé dans le traitement des signaux                 |
| Emetteur   | : est le nom désignant la cathode d'un transistor bipolaire (source pour les transistors FET)        |
| ESR        | : 'Equivalent Serial Resistor' => résistance équivalente en série pour un condensateur               |
| Flyback    | : topologie d'alimentation à découpage avec séparation galvanique                                    |
| Gate       | : 'grille', remplaçant le nom 'base' pour les transistors à effet de champ (FET, IGBT)               |
| IGBT       | : 'Insulated Gate Bipolar Transistor' => transistor bipolaire à grille isolée                        |
| JFET       | : 'Junction Gate Field Effect Transistor' => transistor à effet de champ                             |
| LED        | : 'Light Emitting Diode' => diode électroluminescente  |
| Low drop   | : régulateur linéaire de tension à faible marge de fonctionnement                                    |
| MOSFET     | : 'Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor' => transistor à effet de champ                 |
| Overload   | : désignation pour une surcharge de courant  |
| Offset     | : décalage d'une tension ou d'un courant par rapport à une référence                                 |
| PCB        | : 'Printed Circuit Board' => circuit imprimé   |
| Pin        | : connecteur des boîtiers d'éléments électroniques   |
| PLL        | : 'Phase locked loop' => boucle à verrouillage de phase, pour se synchroniser à un signal périodique |
| PWM        | : 'Pulse Width Modulation' => modulation de la largeur d'impulsion                                   |
| Snubber    | : employé pour une capacité qui sert juste à filtrer les hautes fréquences                           |
| Shunt      | : faible résistance qui par sa chute de tension sert à mesurer le courant qui la traverse            |
| Switch     | : mot anglais pour désigner les interrupteurs commandés (transistor, IGBT,...)                       |
| Unipolaire | : qui ne peut mesurer que des valeurs soit positives, soit négatives                                 |



# Travail de diplôme

## 1. Introduction

Pour exploiter de l'énergie, plusieurs formes de construction ont été inventées comme les moulins à vent ou à eau. Elles permettent d'utiliser une force qui semble inépuisable. L'étude de ces structures a donné aujourd'hui des centrales hydrauliques et des éoliennes réputées pour leur production d'énergie non polluante.

La roue à eau qui va nous intéresser spécialement dans ce projet, est une installation nécessitant peu de maintenance. Elle prend place maintenant dans ce que l'on appelle des microcentrales hydroélectriques qui font de nos jours l'objet d'études poussées afin de les utiliser à de meilleurs rendements. Elles travaillent sous basses chutes avec de faibles débits, délivrant des puissances relativement moyennes pour leurs tailles. Aujourd'hui, avec l'augmentation du prix des énergies et de la consommation, ces ressources même faibles deviennent intéressantes.

Cette énergie est aussi importante surtout pour des endroits où le réseau électrique n'est pas encore installé ou même ne sera jamais raccordé pour des raisons de coûts (chalet de montagne, pays en voie de développement,...).

Cette roue à eau, construite en acier, peut être fabriquée à de faibles coûts qui, alliés à sa simplicité, sa robustesse et le peu de maintenance, en font de sérieux avantages.

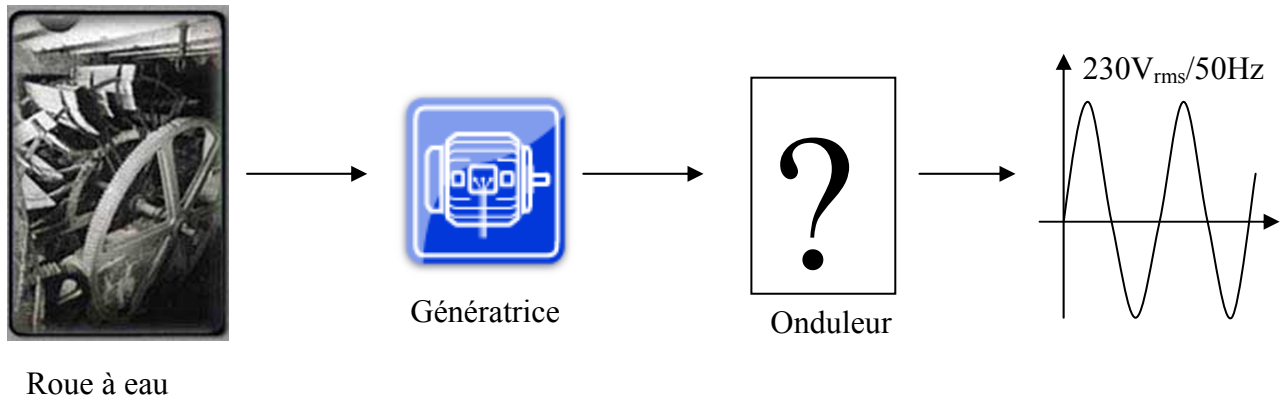
Une fois la roue à eau dimensionnée en fonction du débit, de la hauteur de chute de l'eau, de la place à disposition, il reste à transformer l'énergie mécanique de la roue en énergie électrique. Ainsi avec une génératrice qui effectue cette transformation, de l'électricité est produite, qu'il faut mettre en forme pour sortir une tension monophasée 230V/50Hz telle qu'une phase du réseau électrique.

La mise en forme de cette tension électrique a fait l'étude d'un projet<sup>1</sup>. Pour rappel, deux topologies ont été étudiées afin de trouver une solution simple. Ces topologies se distinguent, l'une par son circuit intermédiaire de tension et l'autre par sa structure matricielle sans circuit intermédiaire.

---

<sup>1</sup> Le projet de semestre préparant ce travail se trouve sur le CD-ROM

Ce présent projet a donc pour but de dimensionner et de fabriquer l'onduleur qui met en forme la tension de sortie.



**Figure 1.1 Chaîne de la production d'énergie**

Cet onduleur devra produire de l'électricité pour 2 modes de fonctionnement :

- en îlotage lors de l'absence de réseau,
- en injection lorsque le réseau est branché.

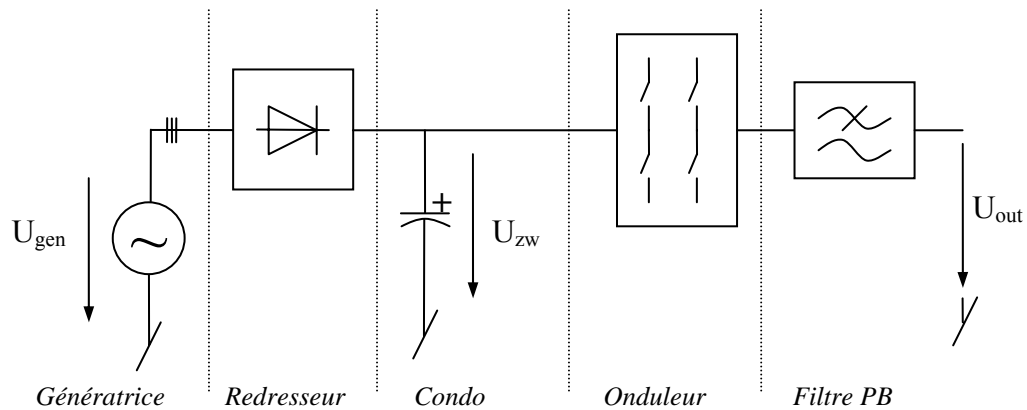
Il est nécessaire de bien comprendre les contraintes imposées pour le dimensionnement de l'onduleur. Il y a deux inconvénients principaux liés tous deux à la vitesse de rotation de la roue à eau :

- Il n'y a pas de réglage de vitesse pour la roue à eau. Sa vitesse sera donc imposée par le débit d'eau et la charge.  
La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie de la génératrice entraînée par la roue à eau pourront varier jusqu'à un facteur de 3. Cela implique qu'un surdimensionnement au triple de la tension de tous les composants de puissance est nécessaire. Il faut également régler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.
- La roue à eau est conçue pour tourner « lentement », environ autour de 8tr/min (puissance max). Avec un multiplicateur mécanique (1 :20), on peut atteindre 160 tr/min, ce qui avec une génératrice à 20 paires de pôles donne une fréquence de la tension de  $\sim 50$  Hz. L'ondulation à la sortie du redresseur sera de  $\sim 300$  Hz. Cela va demander une grande capacité pour lisser cette tension.

Présentation des deux topologies principales étudiées :

**-montage avec redresseur, circuit intermédiaire de tension et onduleur :**

Cette topologie est du type indirect avec stockage d'énergie. Elle se compose du redresseur, d'un condensateur et de l'onduleur.

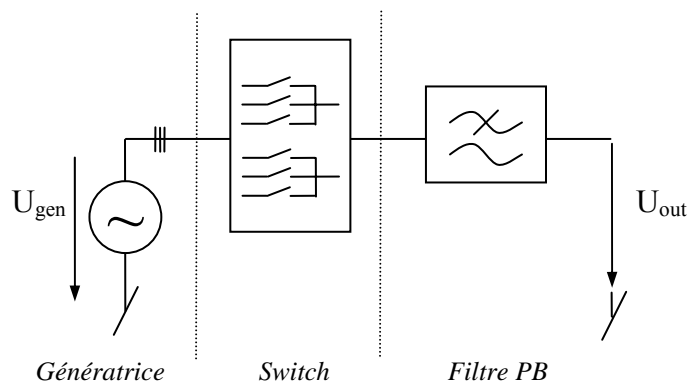


**Figure 1.2 Structure redresseur onduleur avec stockage d'énergie**

Il y a deux étages bien distincts ; le redresseur qui fournit une tension continue lissée et stockée par un condensateur électrolytique. Ensuite, l'étage de l'onduleur fournissant une tension modulée en *PWM* qui à la sortie du filtre donnera la tension alternative demandée (réglage de l'amplitude de la tension et de la fréquence).

**-montage avec structure matricielle, sans circuit intermédiaire :**

Cette topologie est du type direct sans stockage d'énergie. Elle se compose du seul étage de *switch* bidirectionnels.



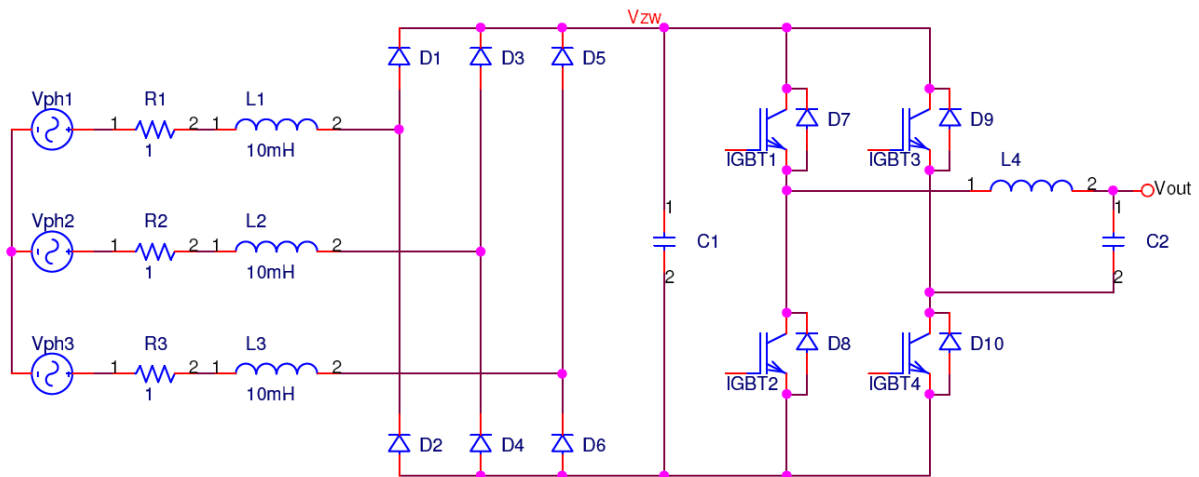
**Figure 1.3 Structure matricielle**

L'étage des *switch* bidirectionnels doit fournir un double travail ; à la fois c'est un onduleur, mais aussi cet étage doit gérer ses commutations en fonction des tensions d'entrée afin d'avoir la bonne tension de sortie.

La structure qui va être choisie pour notre application ressemble beaucoup à un redresseur suivi d'un onduleur (figure 1.2).<sup>1</sup>

### Structure redresseur onduleur sans stockage d'énergie intermédiaire

Cette nouvelle structure reprend des éléments de chaque topologie et sera de type sans stockage d'énergie intermédiaire mais avec un petit condensateur (*snubber*) pour limiter un peu l'ondulation, la fréquence n'étant pas très élevée.



Générateur      Redresseur      Snubber      Onduleur      FiltreLC

**Figure 1.4 Schéma redresseur onduleur sans stockage d'énergie**

Ce circuit a l'avantage d'être simple, robuste, ayant un bon facteur de puissance sans avoir l'inconvénient de devoir stocker de l'énergie avec un condensateur électrolytique.

Par contre, il ne permet pas de pouvoir transmettre le flux d'énergie dans l'autre sens à cause du redresseur à diode, ce qui peut poser des problèmes lorsqu'il y a des courants réactifs.

Voici un extrait des simulations faites lors du projet de semestre :

| Fréquence [Hz] | $V_{cc}$ [V] | $V_{phcc}$ [V] | $V_{zw}$ [V] | $P_{out}$ [W] | Facteur de puissance [-] |
|----------------|--------------|----------------|--------------|---------------|--------------------------|
| 33             | 400          | 231            | 369          | 1047          | 0.90                     |
| 40             | 480          | 277            | 446          | 1047          | 0.88                     |
| 50             | 600          | 346            | 562          | 1050          | 0.87                     |
| 60             | 720          | 416            | 678          | 1049          | 0.84                     |
| 66             | 800          | 462            | 755          | 1050          | 0.83                     |

**Tableau 1.1 Facteur de puissance de la structure redresseur-onduleur sans stockage d'énergie**

- Avantages :
- Bon facteur de puissance pour la pleine charge
  - Nombre de *switch* peu élevé (4)
  - Pas de condensateur électrolytique
  - Structure relativement basique
  - La commande *PWM* de l'onduleur est implantable dans un DSP
- Inconvénients :
- Les éléments doivent être dimensionnés pour 1000-1200V
  - Circuit supplémentaire pour gérer les courants réactifs.

<sup>1</sup> Le choix de cette structure a fait l'objet du projet de semestre préparant ce travail. Il se trouve sur le CD/ROM

## 2. Etude fonctionnelle du système

Avant de procéder au dimensionnement du circuit, il faut bien distinguer ses différentes parties afin d'étudier les fonctionnalités et de définir des critères de sécurité.

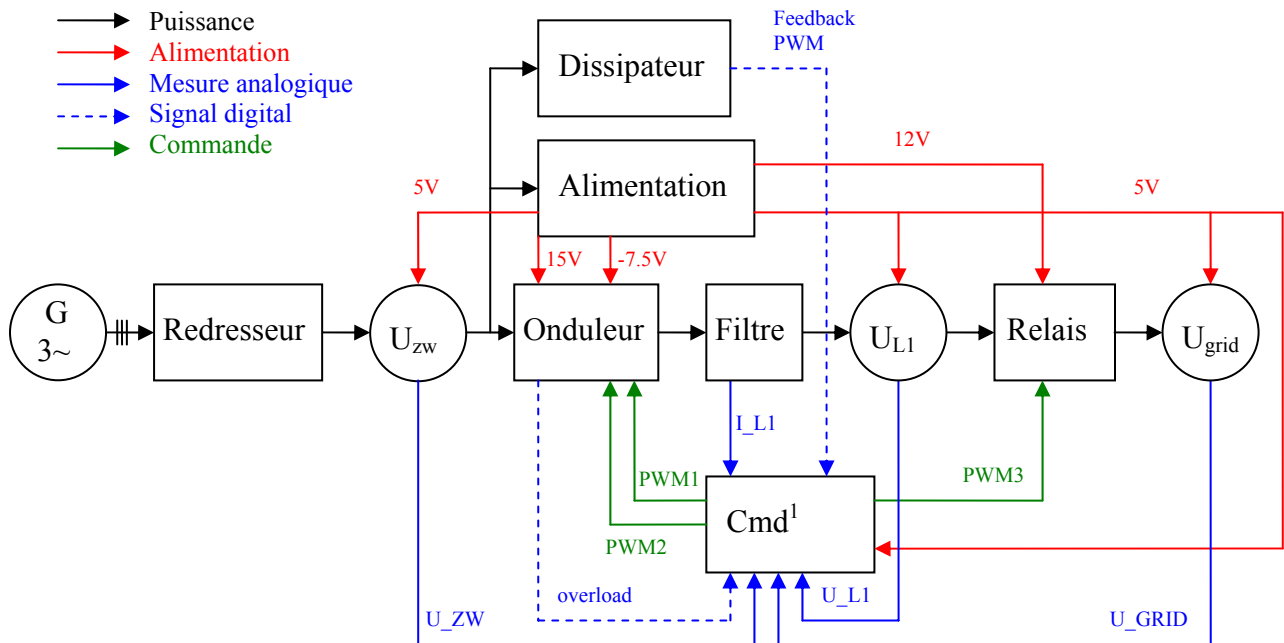


Figure 2.1 Schéma blocs de l'onduleur

Redresseur : fournit une tension continue pour le circuit intermédiaire<sup>2</sup>.

Dissipateur : permet de charger la roue à eau lorsqu'elle s'emballe.

Onduleur : module la tension du circuit intermédiaire en *PWM*.

Filtre : filtre la sortie de l'onduleur pour garder que la tension 50[Hz].

Relais : permet de synchroniser en injection réseau et de découpler la sortie.

Mesures : amène au processeur les mesures du système pour le réglage et la sécurité.

Alimentation : donne plusieurs tensions d'alimentation à partir de la tension du circuit intermédiaire. Le type d'alimentation utilisée est un *flyback*.

<sup>1</sup> Ce bloc regroupe le microprocesseur (DSP) et la CPLD : datasheet sur le CD/ROM

<sup>2</sup> Le circuit intermédiaire se situe entre le redresseur et l'onduleur. La tension redressée y est lissée par un snubber.

**-Défauts :**

| Eléments              | défauts             | détections                                 | protections                 | led |
|-----------------------|---------------------|--|-----------------------------|-----|
| Redresseur            | -diode défectueuse  | tension U_ZW chute périodiquement          | détection défaut au circuit | Non |
| Dissipateur           | -IGBT ou R          | tension U_ZW plus limitée à 1000V          | déclencher relais+cmd       | Oui |
|                       | -IGBT reste ON      | détection feedback PWM 'ON'                | Signaler                    | Oui |
| Circuit intermédiaire | -tension > 1000V    | mesure de tension U_ZW                     | déclencher relais+cmd       | Oui |
|                       | -tension < 350V     | mesure de tension U_ZW                     | déclencher relais+cmd       | Oui |
| Onduleur              | -IGBT défectueux    | sortie plus réglée                         | détection défaut au réglage | Non |
|                       | -IGBT reste ON      | détection overload                         | déclencher relais+cmd       | Oui |
|                       | -Surcourant         | détection overload                         | déclencher relais+cmd       | Oui |
| Filtre                | -L ou C défectueux  | sortie plus réglée                         | détection défaut au réglage | Non |
| Flyback               | -alim trop haute    | --   | diode zener                 | Non |
|                       | -alim trop basse    | --   | CPLD coupe tout             | Non |
| Mesures               | -mesure fausse      | --   | détection défaut au réglage | Non |
| Relais                | -relais défectueux  | tension U_GRID reste nulle en mode         | détection défaut au réglage | Non |
|                       | -relais reste ON    | lorsqu'il y a le réseau et que U_L1=réseau | déclencher relais+cmd       | Oui |
| Réglage               | -courant trop élevé | courant I_L1 trop grand                    | limitation de courant       | Oui |
|                       | -courant trop élevé | courant I_L1 plus grand que 10[A]          | déclencher relais+cmd       | Oui |
|                       | -réglage faux       | erreur régulateur trop grande              | déclencher relais+cmd       | Oui |

**Tableau 2.1 Résumé des défauts**Remarques :

- Si le défaut sur les tensions d'alimentation survient, le dissipateur n'est plus contrôlé. Il faut donc que la commande du dissipateur soit indépendante du processeur.
- Les défauts sur l'alimentation étant rares, une protection par une diode zener de l'alimentation du processeur est suffisante.
- Les défauts qui ne peuvent être détectés amèneront un défaut de réglage lors du fonctionnement.

Améliorations :

- La commande du dissipateur ne dépendra que du circuit intermédiaire et sera modulée directement par un diviseur de tension. Elle donnera seulement un feedback du PWM au processeur.

La synthèse des défauts possibles et des protections, permet dès le départ de dimensionner correctement le circuit et de prévoir la programmation<sup>1</sup> du processeur.

<sup>1</sup> Voir chapitre 4.9.

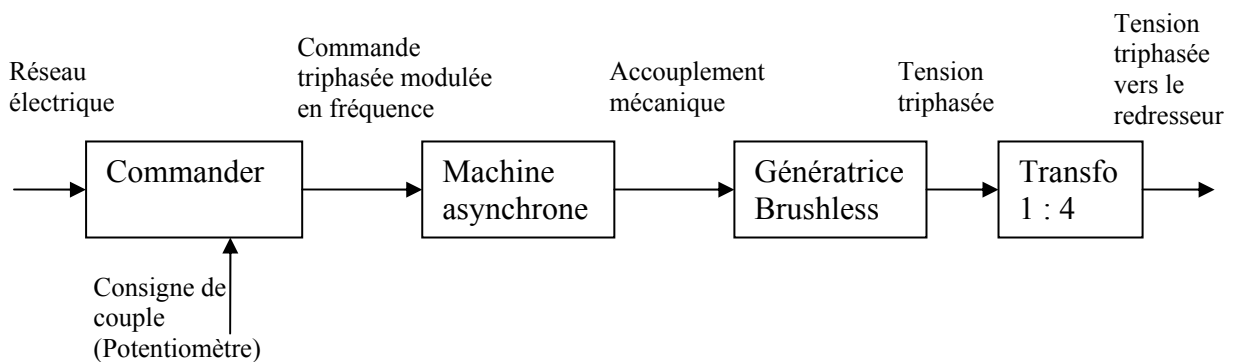
### 3. Simulation de la roue à eau et génératrice

La roue à eau n'est pas actuellement réalisée, il va falloir s'en passer. Elle va être remplacée par une machine asynchrone<sup>1</sup> commandée par un variateur de fréquence (commander<sup>2</sup>). Ces éléments sont disponibles au laboratoire, et sont mis en œuvre sans difficultés.

Ce commander permet de régler le couple de la machine, les accélérations et les décélérations, la vitesse maximum, et peut ainsi simuler la roue à eau.

La génératrice<sup>3</sup> est une machine de type Brushless DC (à aimants permanents) qui fournit une tension triphasée. Cette génératrice n'a pas été dimensionnée pour ce travail et une adaptation du niveau de tension à l'aide d'un transformateur est nécessaire.

Voici donc schématiquement la chaîne, de la roue à eau simulée à l'entrée du redresseur :



**Figure 3.1 Chaîne de la simulation de la roue à eau**

Afin de paramétrer le commander, il faut se plonger un peu dans le mode d'emploi de ce modulateur et également utiliser le programme *Commander SE Soft* pour charger les paramètres.

Le commander doit être en mode de réglage de couple avec la consigne de couple qui est donnée par la tension du potentiomètre. Un extrait du mode d'emploi '*Commander SE Advanced User Guide*' se trouve en annexe 1.2.

Des paramètres généraux, dont la liste se trouve en annexe 1.1, doivent encore être chargés.

<sup>1</sup> Machine asynchrone DM-SNP 63-6-1-77 du fabricant Elektromaschinenbau GmbH.

<sup>2</sup> Modulateur Commander SE de Control Techniques.

<sup>3</sup> Machine Brushless DC HB 100L du fabricant Harry Bürgi GmbH.

## 4. Dimensionnement du circuit

Après la description du circuit, il faut dimensionner ses différentes parties (figure 2.1). Le circuit sera monté sur un *PCB*. Le schéma électrique complet est disponible en annexe 2.

**Ce dimensionnement tient compte des essais réalisés au chapitre 5.**

### 4.1 Redresseur

Le redresseur fournit une tension continue ( $U_{zw}$ ) dépendant de la valeur crête des tensions triphasées d'entrée ( $U_{gen}$ ).

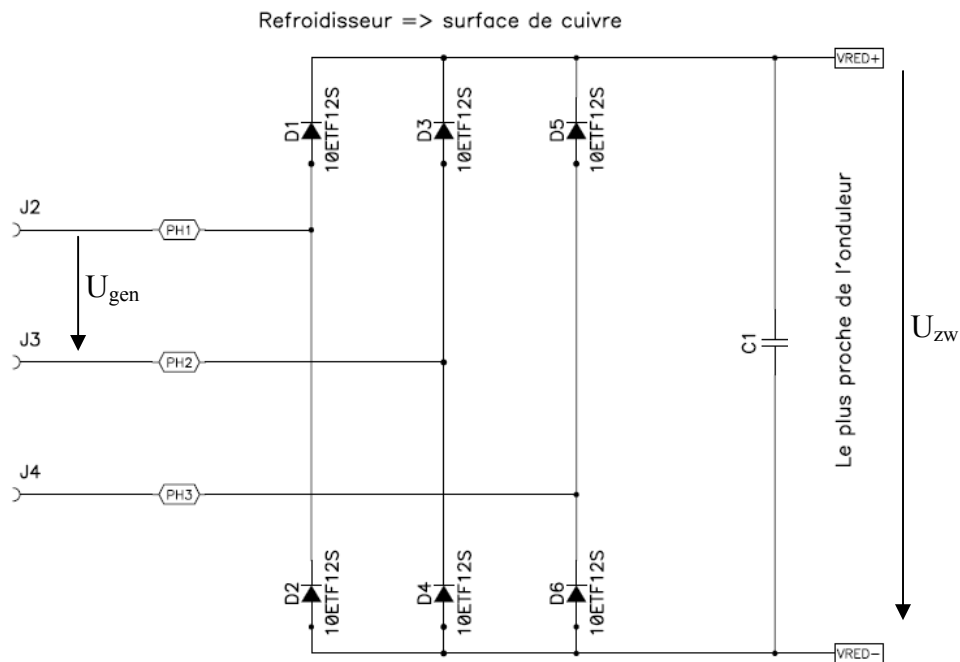


Figure 4.1 Schéma électrique du redresseur

Pour que la tension à la sortie du filtre de l'onduleur  $U_{L1}$  ( $325[V_{peak}]$ ) puisse être assurée, la tension  $U_{zw}$  minimale doit être à  $400[V]$ , en prenant une marge de  $50[V]$ .

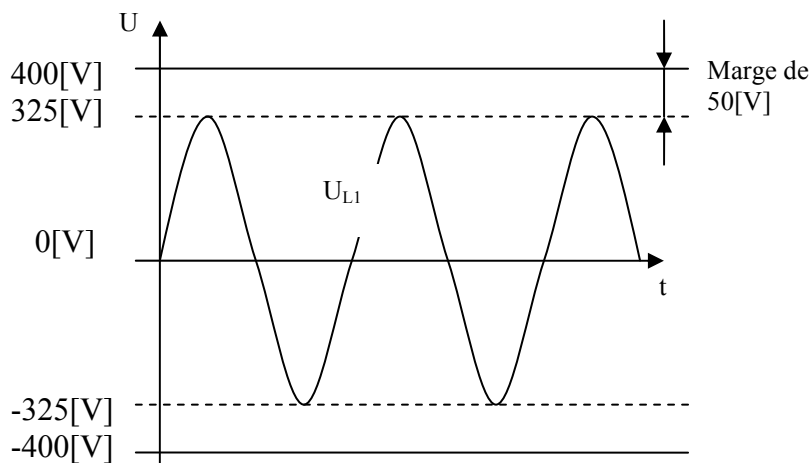


Figure 4.2 Marge entre la tension  $U_{zw}$  et  $U_{out}$



Ainsi, la tension  $U_{zw}$  peut s'élever au maximum à 1200[V] lorsque la roue à eau tourne à pleine vitesse.

Le courant effectif maximal circulant dans une diode du redresseur peut s'élever à 2.5[A] lorsque la puissance transmise est de 1[kW] et la tension  $U_{zw}$  à 400[V].

Caractéristiques du redresseur :

- Tension max : 1200[V]
- Courant RMS max : 2.5[A]

Caractéristique d'une diode<sup>1</sup> choisie pour le redresseur :

- Tension diode inverse : 1200[V]
- Courant RMS max : 10[A]

Echauffement des diodes :

$$R_F = \frac{V_F}{I_D} = \frac{1}{2.5} = 400[m\Omega] \quad (4.1.1)$$

$$R_{thJA} = 23.3 \left[ \frac{^\circ C}{W} \right] \text{ avec } 650[mm^2] \text{ de Cu pour } 70[\mu m] \text{ d'épaisseur}$$

$$\Delta T_{diode} = R_{thJA} \cdot R_F \cdot I_{RMS}^2 = 23.3 \cdot 0.4 \cdot 2.5^2 = 58.3[^\circ C] \quad (4.1.2)$$

Refroidisseur :

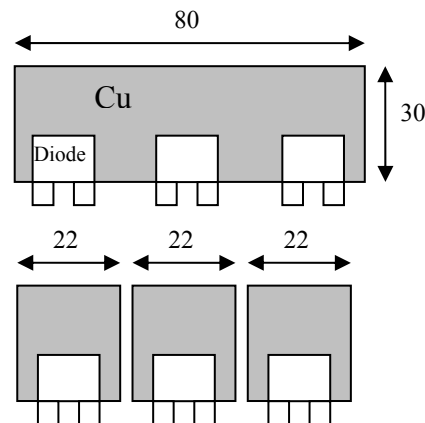


Figure 4.3 Schéma du redresseur sur le PCB

La figure 4.3 représente les surfaces de Cu qui doivent être placées sur le PCB pour le montage des diodes.

Snubber :

Pour éviter de trop grande ondulation au circuit intermédiaire ( $U_{zw}$ ), la capacité  $C_1$  a été fixée à 2[ $\mu$ F] (chapitre 5.8).

<sup>1</sup> Diode 10ETF12S : datasheet sur le CD/ROM

### 4.2 Dissipateur

La puissance à dissiper varie avec la tension du circuit intermédiaire ( $U_{zw}$ ).

La charge dissipée va être commandée par un transistor (*IGBT*) auquel un signal modulé en *PWM* sera appliqué.

Ainsi, à partir de la tension de 750[V] au circuit intermédiaire, le *PWM* est à 5[%] de modulation pour arriver à 100[%] à la tension de 1000[V].

La commande du transistor sera décrite sous le paragraphe *Driver dissipateur* à la page suivante.

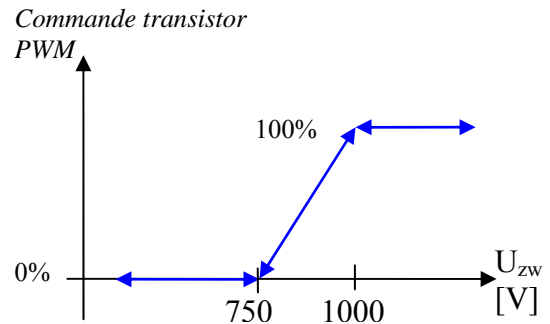


Figure 4.4 Courbe de commande de la charge

Pour moduler un signal PWM, il faut un signal d'horloge qui donnera la fréquence de commutation, un comparateur qui fournira le signal PWM en fonction de la tension du circuit intermédiaire et une alimentation propre puisque ce circuit fonctionne indépendamment.

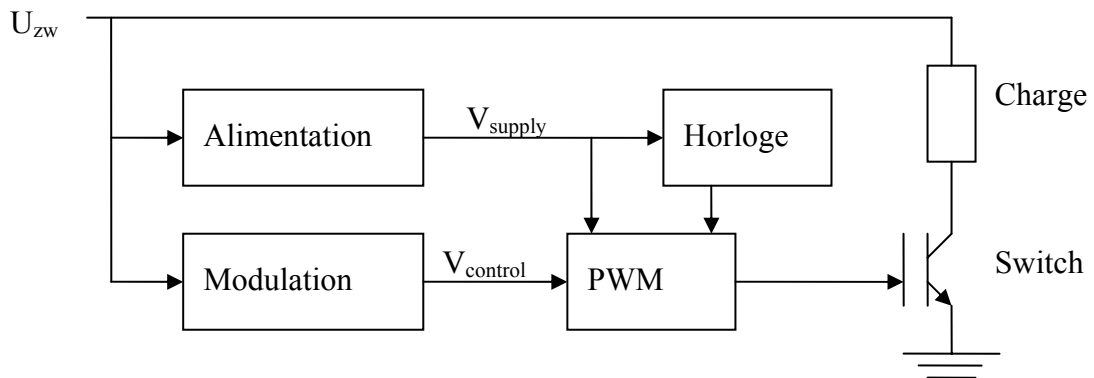


Figure 4.5 Schéma blocs du dissipateur

La puissance à dissiper est de 300[W] lorsque la tension du circuit intermédiaire est de 1000[V]<sup>1</sup>.

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{1000^2}{300} = 3333[\Omega] \Rightarrow 3[k\Omega] / 300[W] \tag{4.2.1}$$

Avec ces premiers éléments, la charge et le transistor peuvent être choisis :

Caractéristiques du dissipateur :

- Tension max : 1200[V]
- Puissance à dissiper : 300[W]
- Courant DC max : 0.3[A]

Caractéristique de l'*IGBT* choisi<sup>2</sup> :

- Tension inverse : 1200[V]
- Courant DC max : 17[A]

Caractéristique de la charge choisie<sup>3</sup> :

- Résistance : 3x 1[kΩ]
- Puissance dissipée : 3x 100[W]
- Tension max : 1900[V]

<sup>1</sup> Référence au projet de semestre (sur le CD-ROM) PS :SI/2006/11 : Emballément roue à eau ; Dissipateur

<sup>2</sup> IGBT HGTG10N120BND : datasheet sur le CD-ROM.

<sup>3</sup> Résistance HCS100 : datasheet sur le CD-ROM.

Echauffement de la charge :

$$\Delta T_{\max} = 120 [^{\circ}\text{C}]$$

$$R_{th,JA} = \frac{\Delta T_{\max}}{P} = \frac{120}{300} = 0.4 \left[ \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right] \quad (4.2.2)$$

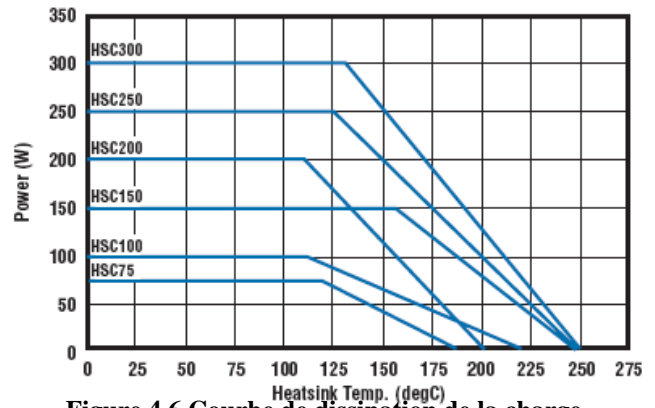


Figure 4.6 Courbe de dissipation de la charge

Le refroidisseur SK130 répond donc à nos besoins, car une partie de la puissance est dissipée par l'entourage de la résistance et donc la résistance thermique du refroidisseur peut être un peu plus grande.

L'axe horizontal représente la longueur du refroidisseur par rapport à son profil représenté ci-dessous.

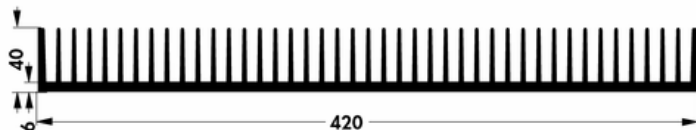


Figure 4.8 Profil du refroidisseur SK 130

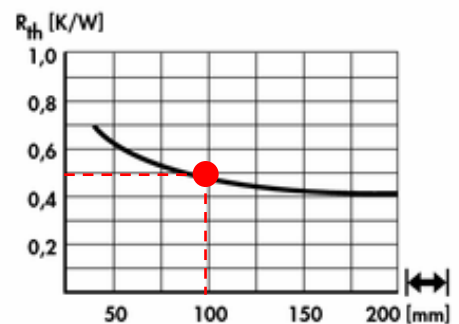
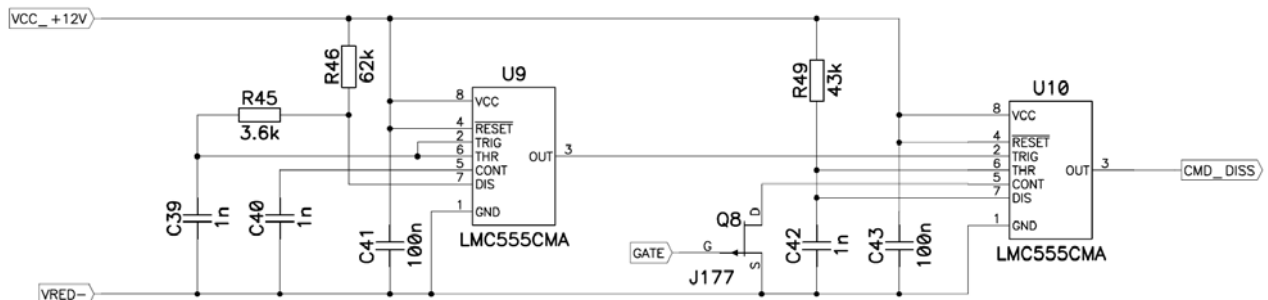


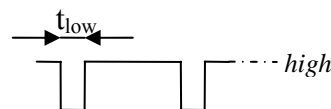
Figure 4.7 Courbe du refroidisseur SK130

Driver dissipateur :

Le driver du dissipateur regroupe l'horloge et le PWM du schéma blocs du dissipateur (figure 4.5). Il est possible de réaliser ceci à l'aide de 2 timers<sup>1</sup> LMC555 :



Signal horloge U9



Signal PWM de U10

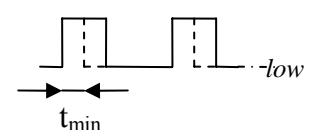


Figure 4.9 Schéma électrique des timers

<sup>1</sup> Timer LMC555 : datasheet sur le CD-ROM

**Timer U9 donnant le signal d'horloge :**

Le signal d'horloge doit avoir un temps ( $t_{low}$ ) le plus court possible, car cela détermine le temps ( $t_{min}$ ) minimum du *PWM*.

On définit donc 5% de période minimum pour le *PWM*.  
La fréquence de commutation<sup>1</sup>  $f_{sw}$  est également fixée.

|  |
|--|
| $C_{40} = 1[nF]$<br>$f_{sw} = 20'000[Hz]$<br>$D = 5[\%]$ |
|--|

A l'aide des équations suivantes, il est possible de calculer les valeurs des résistances afin d'obtenir le signal d'horloge.

$$f_{sw} = \frac{1.44}{(R_{46} + 2 \cdot R_{45}) \cdot C_{40}} \quad (4.2.3)$$

$$\Rightarrow R_{46} + 2 \cdot R_{45} = \frac{1.44}{f_{sw} \cdot C_{40}} = \frac{1.44}{20'000 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 72'000[\Omega] \quad (4.2.4)$$

$$D = \frac{R_{45}}{R_{46} + 2 \cdot R_{45}} \quad (4.2.5)$$

$$\Rightarrow R_{46} = \frac{R_{45}}{D} - 2 \cdot R_{45} = \frac{R_{45}}{0.05} - 2 \cdot R_{45} = 18 \cdot R_{45} \quad (4.2.6)$$

Avec (4.2.5) dans (4.2.4), la résistance  $R_{45}$  peut être calculée.

$$18 \cdot R_{45} + 2 \cdot R_{45} = 72'000$$

$$\rightarrow R_{45} = \frac{72'000}{20} = 3.6[k\Omega]$$

Avec (4.2.5), on trouve  $R_{46}$ .

$$R_{46} = 18 \cdot R_{45} = 18 \cdot 3'600 = 64'800[\Omega]$$

$$\rightarrow R_{46} = 62[k\Omega]$$

Ainsi, la fréquence du signal et sa période sont recalculées avec les valeurs choisies des éléments.

$$(4.2.3) \rightarrow f_{sw} = \frac{1.44}{(R_{46} + 2 \cdot R_{45}) \cdot C_{40}} = \frac{1.44}{(62'000 + 2 \cdot 3'600) \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 20'809[Hz] \quad (4.2.7)$$

$$(4.2.5) \rightarrow D = \frac{R_{45}}{R_{46} + 2 \cdot R_{45}} = \frac{3'600}{62'000 + 2 \cdot 3'600} = 5.2[\%] \quad (4.2.8)$$

<sup>1</sup> Fréquence de commutation définie pour l'IGBT HGTG10N120BND : datasheet sur le CD-ROM

**Timer U10 donnant le PWM :**

En fonction des caractéristiques du timer et en fixant à 12[V] la tension d'alimentation<sup>1</sup>, le PWM est défini à 100% lorsque la tension de modulation arrive à 8[V].

$$\begin{aligned} V_{supply} &= 12[V] && \text{tension d'alimentation} \\ U_{control} &= 8[V] && \text{tension de modulation max} \\ D &= 100[\%] \\ C_{42} &= 1[nF] \end{aligned}$$

A l'aide des équations suivantes, il est possible de calculer la valeur de la résistance et du condensateur afin d'obtenir le signal du PWM.

$$U_{control} = V_{supply} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{49} \cdot C_{42}}} \right) \quad (4.2.9)$$

$$\Rightarrow t = -\ln \left( 1 - \frac{U_{control}}{V_{supply}} \right) \cdot R_{49} \cdot C_{42} \quad (4.2.10)$$

$$D = \frac{t}{T_{sw}} = t \cdot f_{sw} \quad (4.2.11)$$

Avec (4.2.10) dans (4.2.11), la constante de temps de  $R_{49} \cdot C_{42}$  et donc la résistance  $R_{49}$  peuvent être calculées. La fréquence de commutation ( $f_{sw}$ ) est donnée par (4.2.7).

$$D = -\ln \left( 1 - \frac{U_{control}}{V_{supply}} \right) \cdot R_{49} \cdot C_{42} \cdot f_{sw} \quad (4.2.12)$$

$$\Rightarrow R_{49} \cdot C_{42} = -\frac{D}{f_{sw} \cdot \ln \left( 1 - \frac{U_{control}}{V_{supply}} \right)} = -\frac{1}{20'809 \cdot \ln \left( 1 - \frac{8}{12} \right)} = 43.76[\mu s] \quad (4.2.13)$$

$$\Rightarrow R_{49} = \frac{R_{49} \cdot C_{42}}{C_{42}} = \frac{43.76 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 43'760[\Omega]$$

$$\rightarrow R_{49} = 43[k\Omega]$$

Avec (4.2.12), la période maximum pour 8[V] de tension de modulation est recalculée avec la valeur choisie de la résistance  $R_A$ .

$$\rightarrow D = -\ln \left( 1 - \frac{U_{control}}{V_{supply}} \right) \cdot R_{49} \cdot C_{42} \cdot f_{sw} = -\ln \left( 1 - \frac{8}{12} \right) \cdot 43'000 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 20'809 = 98.26[\%] \quad (4.2.14)$$

La tension commandant l'*IGBT* étant à 10[V], et le courant maximum pouvant être de 100[mA], la résistance de *gate* de l'*IGBT* sera de 100[Ω].

De meilleures explications sur les résistances pour l'*IGBT* sont données au chapitre 4.3 sous le paragraphe sur le *Driver de l'IGBT*.

<sup>1</sup> Tension d'alimentation définie par les caractéristiques du timer ainsi que de la tension de commande de l'*IGBT*

Alimentation :

La tension d'alimentation ( $V_{supply}$ ) est fixée à 12[V] à l'aide d'une diode zener<sup>1</sup>. Une résistance, ajoutée entre la tension du circuit intermédiaire et la tension d'alimentation, limite le courant.

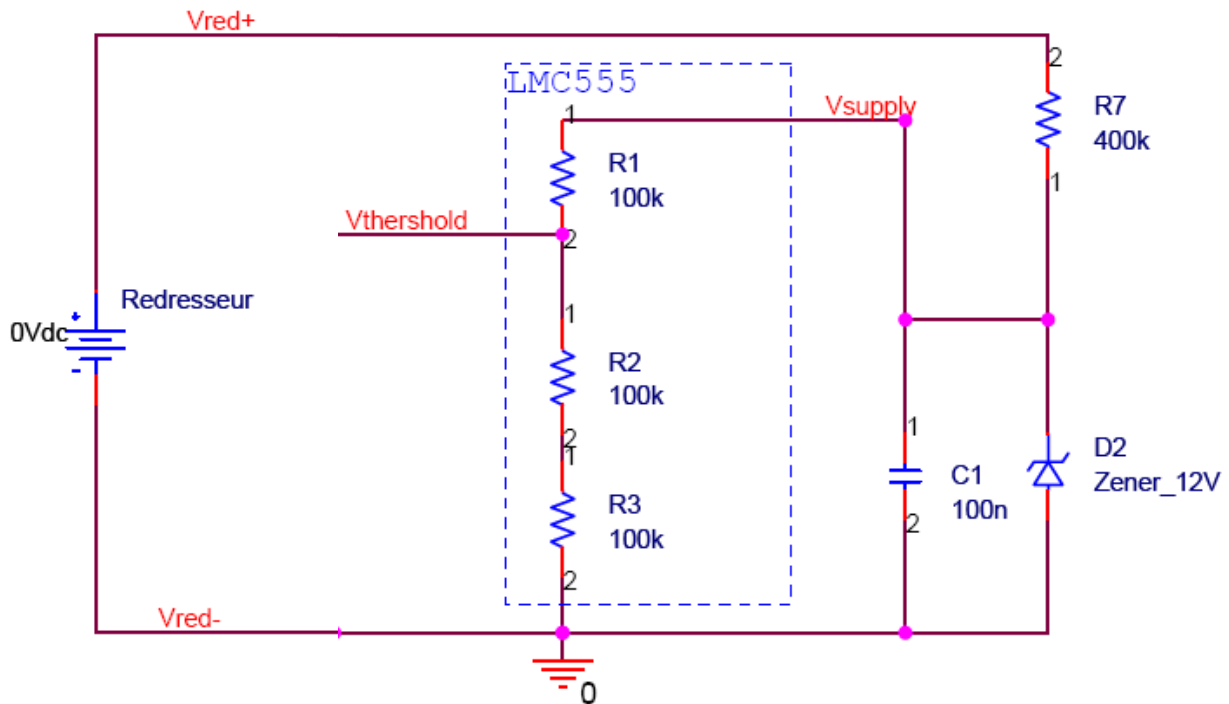


Figure 4.10 Schéma de simulation de l'alimentation des timers

A partir des données techniques des 2 timers et de la diode zener, ainsi que des niveaux de tension du circuit intermédiaire, il faut calculer la résistance.

$$V_{red \text{ max}} = 1200[V]$$

$$V_{red \text{ min}} = 750[V]$$

$$I_s \text{ max} = 2 \cdot 400[\mu A]$$

$$I_z = 1[mA]$$

$$R_7 = \frac{V_{red \text{ min}} - V_s}{I_s \text{ max} + I_z} = \frac{750 - 12}{800 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 10^{-3}} = 410[k\Omega] \quad (4.2.15)$$

$$\rightarrow R_7 = 2 \cdot 220[k\Omega]$$

Il reste encore à calculer la puissance maximum que devront dissiper les résistances.

$$I_{\text{max}} = \frac{V_{red \text{ max}} - V_s}{R_7} = \frac{1200 - 12}{440 \cdot 10^3} = 2.7[mA] \quad (4.2.16)$$

$$P_{R7} = R_7 \cdot I_{\text{max}}^2 = 440 \cdot 10^3 \cdot (2.7 \cdot 10^{-3})^2 \cong 3.21[W] \quad (4.2.17)$$

$$\rightarrow R_7 = 2 \cdot 220[k\Omega] / 2[W]$$

<sup>1</sup> Diode zener BZX79 :datasheet sur le CD/ROM

Modulation :

Selon les données techniques du LMC555, une tension de 0[V] en entrée de la modulation ( $V_{threshold}$ ) fait correspondre un signal constamment nul.

Aux 8[V] fixés (4.2.14), le PWM sera de 100[%].

$$\left. \begin{array}{l} 5 \text{ [%]} \Rightarrow 750 \text{ [V]} \\ 100\text{[%]} \Rightarrow 1000\text{[V]} \end{array} \right\} \text{ (Tension circuit intermédiaire)}$$

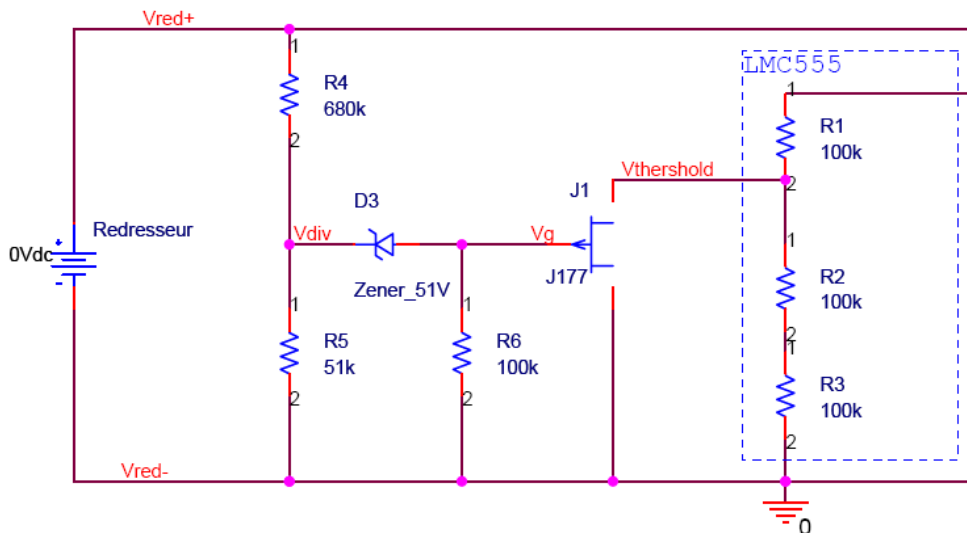
$$pente = \frac{\Delta U}{\Delta modulation} = \frac{1000 - 750}{100 - 5} = 0.38[-]$$

$$modulation = pente \cdot U + b \Rightarrow b = modulation - pente \cdot U = 5 - 0.38 \cdot 750 = -280$$

$$\rightarrow modulation = 0.38 \cdot U - 280 \tag{4.2.18}$$

Grâce a un  $JFET^1$  de type P, lorsque la commande de *gate* est de 0[V], le transistor est en conduction et fourni une tension nulle à l'entrée de la modulation  $V_{threshold}$ .

Plus la tension de *gate* monte, moins le transistor conduit et plus la tension de modulation devient élevée.



Pour déterminer les valeurs du diviseur de tension ainsi que de la diode zener, ce circuit a été simulé avec *OrCAD PSpice* jusqu'à obtenir satisfaction. Le résultat de la simulation est en annexe 3.

Figure 4.11 Schéma de simulation de la modulation de la charge

Un diviseur de tension permet de travailler avec le niveau de tension désiré et une diode zener<sup>2</sup> fixe l'offset car le  $JFET$  doit travailler à partir de 750[V] au circuit intermédiaire.

Il faut encore faire un petit calcul de dissipation sur les résistances du diviseur pour dimensionner la puissance admissible qu'elles devront avoir.

$$I_{max} = \frac{V_{red} \text{ max}}{R_4 + R_5} = \frac{1200}{(680 + 51) \cdot 10^3} = 1.64[mA] \tag{4.2.19}$$

$$P_{R4} = R_4 \cdot I_{max}^2 = 680 \cdot 10^3 \cdot (1.64 \cdot 10^{-3})^2 \cong 1.83[W] \tag{4.2.20}$$

$$\rightarrow R_4 = 680[k\Omega] / 2[W]$$

$$P_{R5} = R_5 \cdot I_{max}^2 = 51 \cdot 10^3 \cdot (1.64 \cdot 10^{-3})^2 \cong 0.14[W] \tag{4.2.21}$$

$$\rightarrow R_5 = 51[k\Omega] / 0.25[W]$$

<sup>1</sup> JFET J177 : datasheet sur le CD/ROM

<sup>2</sup> Diode zener 1N4757 : datasheet sur le CD/ROM

Détection de la commutation :

Afin que le processeur puisse contrôler le bon fonctionnement du dissipateur, la commande de l'*IGBT* lui est copiée à travers un optocoupleur<sup>1</sup> qui permet de travailler avec les références de tension propre au processeur.

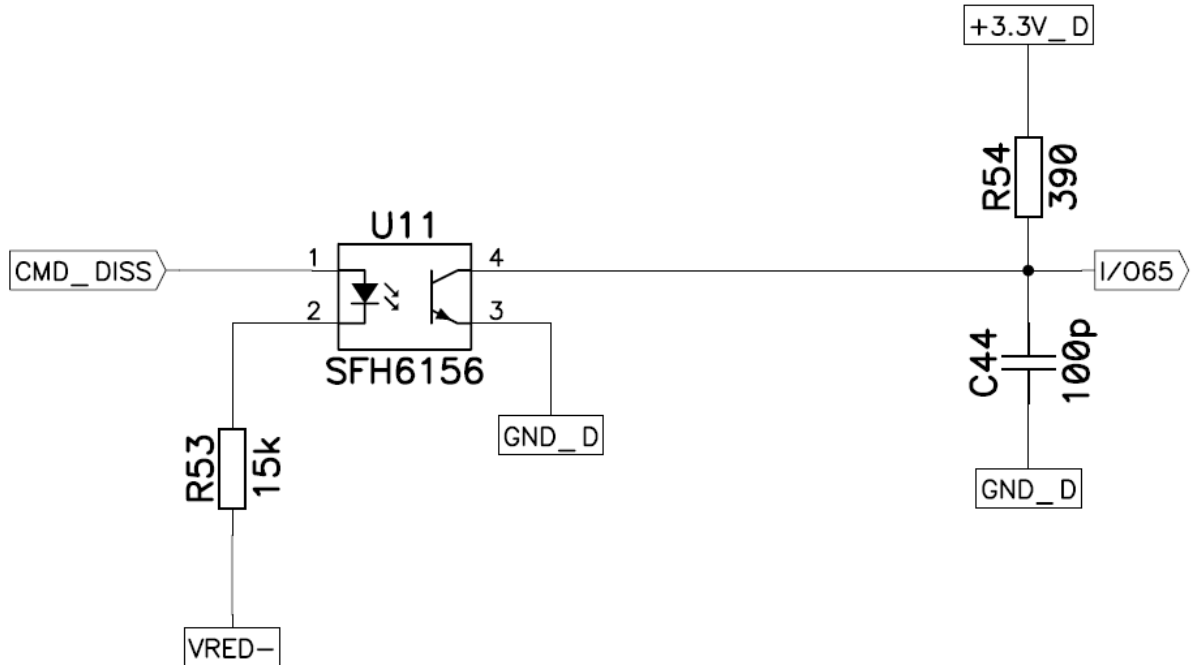


Figure 4.12 Schéma électrique du feedback de la charge

Il faut avoir un courant de commande assez faible pour ne pas perturber l'enclenchement de l'*IGBT*, mais suffisamment élevé pour faire fonctionner l'optocoupleur.

$$V_{cmd\_diss} = 10[V]$$

$$R_{53} = \frac{V_{cmd\_diss} - V_D}{I_D} = \frac{10 - 0.7}{600 \cdot 10^{-6}} = 15[k\Omega]$$

<sup>1</sup> Optocoupleur SFH6156-2 : datasheet sur le CD/ROM



### 4.3 Onduleur

Le type d'onduleur choisi pour ce travail est un pont complet.

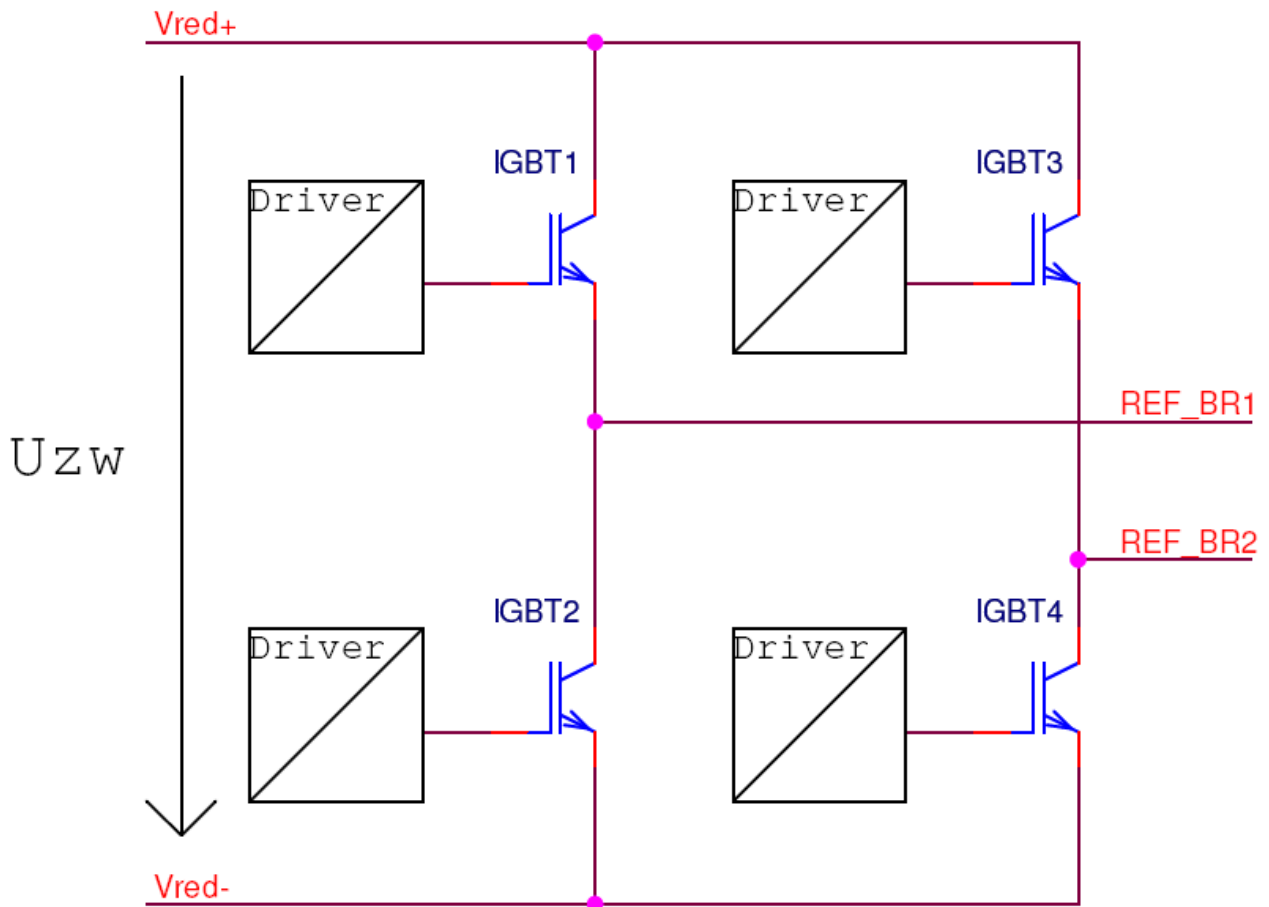


Figure 4.13 Onduleur pont complet

La tension de commande de l'IGBT doit être absolument référencée à la tension de l'émetteur. Pour les *switch* 2 et 4, une alimentation commune peut être utilisée car ils ont la même référence. Par contre, les *switch* 1 et 3 doivent avoir chacun leur alimentation car leur référence saute entre  $V_{red+}$  et  $V_{red-}$ , en fonction des commutations et n'est pas la même pour les deux.

Il faudra prévoir ces différentes alimentations dans le chapitre consacré au *flyback*<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Voir chapitre 4.7

Caractéristiques de l'onduleur :

- Tension  $U_{zw}$  max : 1200[V]
- Courant RMS max : 5[A]

Caractéristique de l'IGBT<sup>1</sup> choisi :

- Tension inverse : 1200[V]
- Courant DC max : 17[A]
- Fréquence : 20[kHz]

Les IGBT vont être commandés avec un *driver* alimenté en '+15[V]' et '-7.5[V]'. Ces *switch* sont largement surdimensionnés pour notre application et donc la fréquence ne devrait pas être une limitation.

Echauffement des IGBT :

$$R_F = \frac{V_F}{I_{CE}} = \frac{2}{5} = 400[m\Omega] \tag{4.3.1}$$

$$P_{diss} = 4 \cdot R_F \cdot I_{RMS}^2 = 4 \cdot 0.4 \cdot 5^2 = 40[W] \tag{4.3.2}$$

$$R_{thJA} = \frac{\Delta T_{max}}{P_{diss}} = \frac{100}{40} = 2.5 \left[ \frac{^{\circ}C}{W} \right] \tag{4.3.3}$$

$$\rightarrow R_{thCA} \leq R_{thJA} - R_{thJC} = 2.5 - 1.25 = 1.25 \left[ \frac{^{\circ}C}{W} \right] \tag{4.3.4}$$

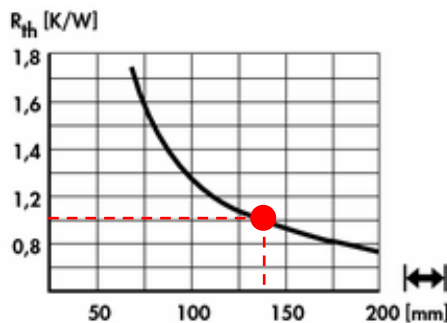


Figure 4.15 Courbe du refroidisseur SK176

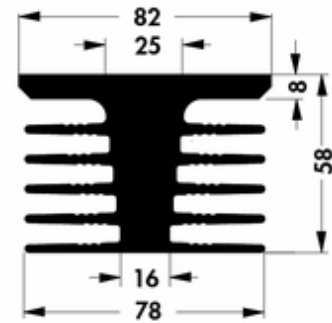


Figure 4.14 Profil du refroidisseur SK176

L'axe horizontal représente la longueur du refroidisseur par rapport à son profil représenté ci-dessous.

Le refroidisseur SK176 avec une résistance thermique de 0.9 [°C/W] répond donc à nos besoins.

$$(4.3.4) \rightarrow R_{thJA} = R_{thCA} + R_{thJC} = 0.9 + 1.25 = 2.15 \left[ \frac{^{\circ}C}{W} \right]$$

$$(4.3.3) \rightarrow \Delta T_{IGBT} = P_{diss} \cdot R_{thJA} = 40 \cdot 2.15 = 86[^{\circ}C]$$

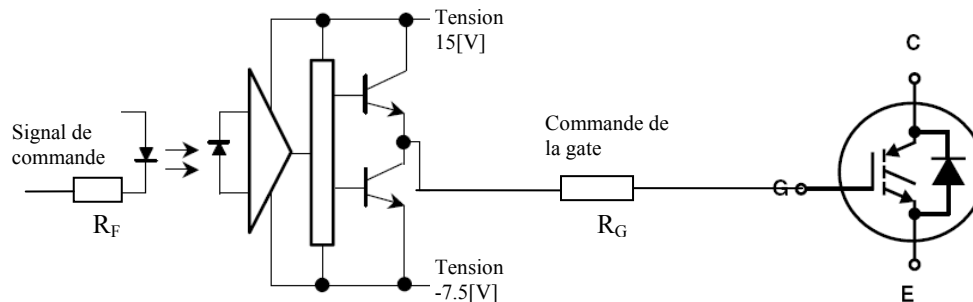
<sup>1</sup> IGBT HGTG10N120BND : datasheet sur le CD/ROM

### Driver des IGBT et résistance de gate :

Pour commander un IGBT, un signal modulé en PWM est envoyé du processeur. Un *driver* applique au *switch* les bons niveaux de tension avec suffisamment d'énergie.

Le *driver* est un optocoupleur qui sépare galvaniquement le signal de commande de la partie puissance car les références de tension des *switch* sautent.

Selon les données techniques de l'IGBT, une tension de 15[V] est appliquée entre la *gate* et l'*émetteur* pour fermer le *switch* et lors de l'ouverture, une tension négative de 7.5[V] pour être sûr que le *switch* soit bien ouvert même s'il y a du bruit sur le *gate*.



**Figure 4.16 Schéma du driver des IGBT**

Une résistance de *gate* de 10[Ω] est recommandée par le fabricant pour diminuer les pertes de commutations. Cette résistance règle en fait la pente de la montée et descente de tension *collecteur-émetteur* lors des commutations.

$$I_G = \frac{V_{alim\ max}}{R_G} = \frac{15}{10} = 1.5[A]$$

L'optocoupleur<sup>1</sup> choisi peut fournir jusqu'à 2[A] de courant pic.

Afin d'avoir un peu plus de liberté dans l'optimisation de ces pentes, le schéma électrique comporte une diode suivi d'une résistance en parallèle à la résistance de *gate* pour régler indépendamment les pentes montantes des pentes descendantes de tension *collecteur-émetteur* afin de diminuer les pertes de commutations.

A partir des essais réalisés au chapitre 5.8, la résistance réglant l'enclenchement aura la valeur 100[Ω] tandis que pour le déclenchement, la résistance de 10[Ω] sera gardée.

Une résistance de 10[kΩ] est ajoutée entre la *gate* et l'*émetteur* pour fixer la tension en cas de problèmes.

Une résistance venant sur le signal de commande doit encore être calculée. Elle sert à limiter le courant passant au travers de la diode du *driver*<sup>1</sup>.

$$\begin{aligned} I_F &= 10[mA] & V_F &= 1.6[V] \\ R_F &= \frac{V_{DSP} - V_F}{I_F} = \frac{3.3 - 1.6}{10 \cdot 10^{-3}} = 170[\Omega] \\ \rightarrow R_F &= 180[\Omega] \end{aligned} \tag{4.3.5}$$

<sup>1</sup> Driver optocoupleur HCPL3120 : datasheet sur le CD/ROM

Schéma électrique

Ci-dessous, le schéma ne représente que le *driver* 1 et l'*IGBT* 1 de l'onduleur :

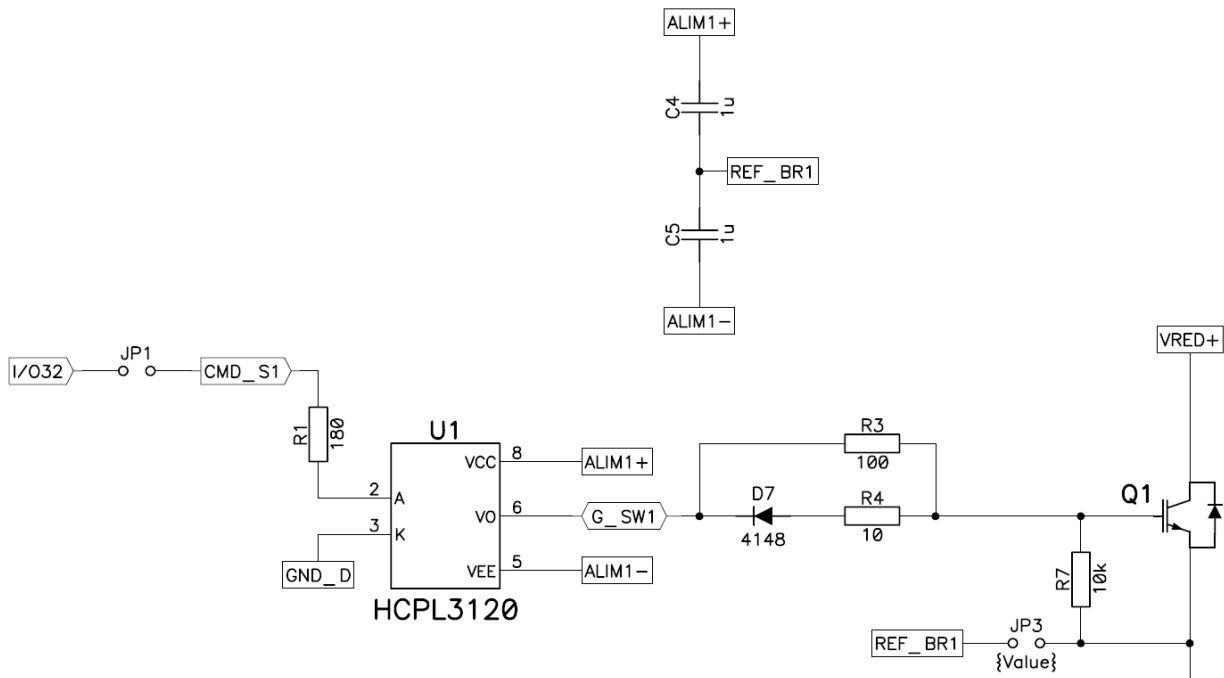


Figure 4.17 Schéma électrique du driver d'un IGBT

L'alimentation ALIM1+ est à 15[V] par rapport à la référence REF\_BR1, tandis que ALIM1- est à -7.5[V] toujours par rapport à la référence REF\_BR1.

La diode D<sub>7</sub> ainsi que la résistance R<sub>4</sub> serve au réglage des pentes des changements de tension *collecteur-émetteur* lors des commutations.

Le signal de commande vient du processeur par le *pin* I/O32.

Détection de l'overload

L'*overload* est un surcourant dans une branche du pont de l'onduleur et qui peut détruire les *IGBT*. Pour détecter un *overload*, le principe est le suivant : la tension *collecteur-émetteur* des *IGBT* 2 et 4 est mesurée lorsqu'il sont fermés. Plus le courant est élevé, plus cette tension monte et, si elle dépasse une certaine valeur, selon les données techniques des *switch*, cela veut dire qu'il y a un *overload*.

Ainsi que l'on verra au chapitre 4.9, la détection d'un *overload* coupera automatiquement et très rapidement les commandes des *switch* de l'onduleur pour éviter leur destruction.

#### 4.4 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est indispensable, car l'onduleur module un signal *PWM* à 20[kHz] contenant le sinus de 50[Hz]. Cela signifie donc qu'il faut enlever toutes les fréquences au-dessus de ce 50[Hz], le rôle du filtre.

Afin d'avoir une bonne atténuation, mais pas de déphasage (retard) pour le signal à 50[Hz], la fréquence de coupure va être choisie autour de 1/10 de la fréquence de commutation. La fréquence de coupure sera donc à 2[kHz] et le filtre sera un filtre LC du 2<sup>e</sup> ordre.

Dimensionnement du filtre LC :

$$F(s) = \frac{U_{L1}}{U_{in}} = \frac{1}{1 + s \cdot R \cdot C + s^2 \cdot L \cdot C}$$

$$\Rightarrow w_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.4.1)$$

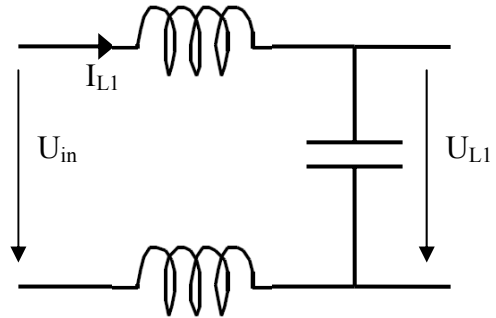


Figure 4.18 Schéma électrique du filtre LC

Les bobines sont montées de manière symétrique (voir figure 4.18) pour éviter des sauts entre la tension minimum et maximum du circuit intermédiaire et ainsi éviter des distorsions.

Grâce à un petit programme de dimensionnement de bobine, en fonction des paramètres électriques que doit supporter le filtre, un type de bobine va être choisi parmi ceux à disposition<sup>1</sup>. La bobine N°77439-A7 correspond aux critères fixés.

Ces bobines ont un noyau qui conduit mieux le flux magnétique et par conséquent augmente l'inductance. Par contre cette inductance varie jusqu'à un facteur de '2' pour la pleine charge. Cela pourrait poser des problèmes au réglage, mais c'est une solution permettant d'avoir des bobines de petites dimensions.

Il faut trouver un compromis entre les valeurs et les dimensions de la capacité et de l'inductance du filtre. Une inductance assez élevée permet d'avoir une capacité plus faible et donc de plus petites dimensions

Parmi les condensateurs à disposition, une capacité de 9[μF] a été choisie pour avoir une fréquence de coupure vers 2[kHz].

A partir de l'équation (4.4.1), la fréquence du filtre peut être calculée :

$$\rightarrow f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot 588 \cdot 10^{-6} \cdot 9 \cdot 10^{-6}}} = 1547[\text{Hz}] \quad (\text{à vide}) \quad (4.4.2)$$

$$\rightarrow f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2 \cdot 345 \cdot 10^{-6} \cdot 9 \cdot 10^{-6}}} = 2020[\text{Hz}] \quad (\text{pleine charge}) \quad (4.4.3)$$

<sup>1</sup> Les paramètres de la bobine choisie se trouvent en annexe 4.

## 4.5 Relais

Le relais est important pour deux choses différentes :

- 1) il doit pouvoir découpler la charge de sortie en cas de défaut.
- 2) il est nécessaire pour effectuer la synchronisation lorsque l'onduleur doit injecter au réseau.

Caractéristiques de la sortie :

- Tension de sortie RMS : 230[Vac]
- Courant RMS max : 5[A]

Caractéristique du relais<sup>1</sup> :

- Tension AC : 230[Vac]
- Courant RMS max : 8[A]
- Tension de commande : 12[V]
- Puissance de commande : 220[mW]
- Tension de maintien min : 8.2[V]

### Commande du relais

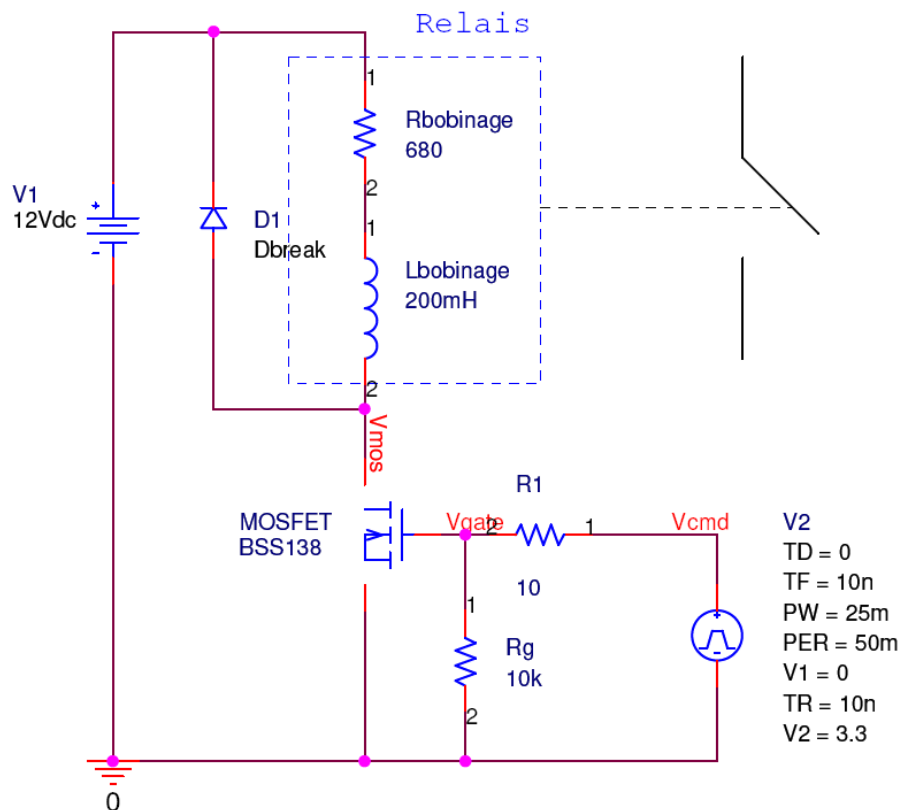


Figure 4.19 Schéma électrique de la commande du relais

La commande du relais s'effectuera à l'aide d'une tension d'alimentation de 12[V] qui sera modulée par un transistor du type *MOSFET*<sup>2</sup> piloté par le processeur. Cela permet lors de l'optimisation de réduire la consommation du relais en abaissant jusqu'à 9[V] la tension moyenne sur la bobine lorsqu'il est en maintien. Cela fait un rapport cyclique de 75[%] pour une tension d'alimentation de 12[V].

<sup>1</sup> Relais de puissance MSR : datasheet sur le CD/ROM

<sup>2</sup> MOSFET BSS138 : datasheet sur le CD/ROM

## 4.6 Mesures

Pour pouvoir effectuer un réglage et une surveillance de l'onduleur, il est indispensable de mesurer les grandeurs physiques du système. Il faut 4 mesures (voir figure 2.1) :

- 1) La mesure de la tension intermédiaire ( $U_{zw}$ ).
- 2) La mesure de la tension de sortie avant le relais ( $U_{out}$ ).
- 3) La mesure de la tension de sortie après le relais ( $U_{grid}$ ).
- 4) La mesure du courant des bobines du filtre ( $I_{L1}$ ).

Les tensions vont être mesurées à l'aide d'amplificateurs<sup>1</sup> différentiels qui amèneront les mesures sur le convertisseur analogique-digital (A/D) du processeur. Le convertisseur du processeur mesure des tensions jusqu'à 3[V].

### Mesure tension intermédiaire

La tension du circuit intermédiaire ( $U_{zw}$ ) peut monter jusqu'à 1200[V]. Il faut donc passer de 1200 à 3[V] avec un amplificateur différentiel.

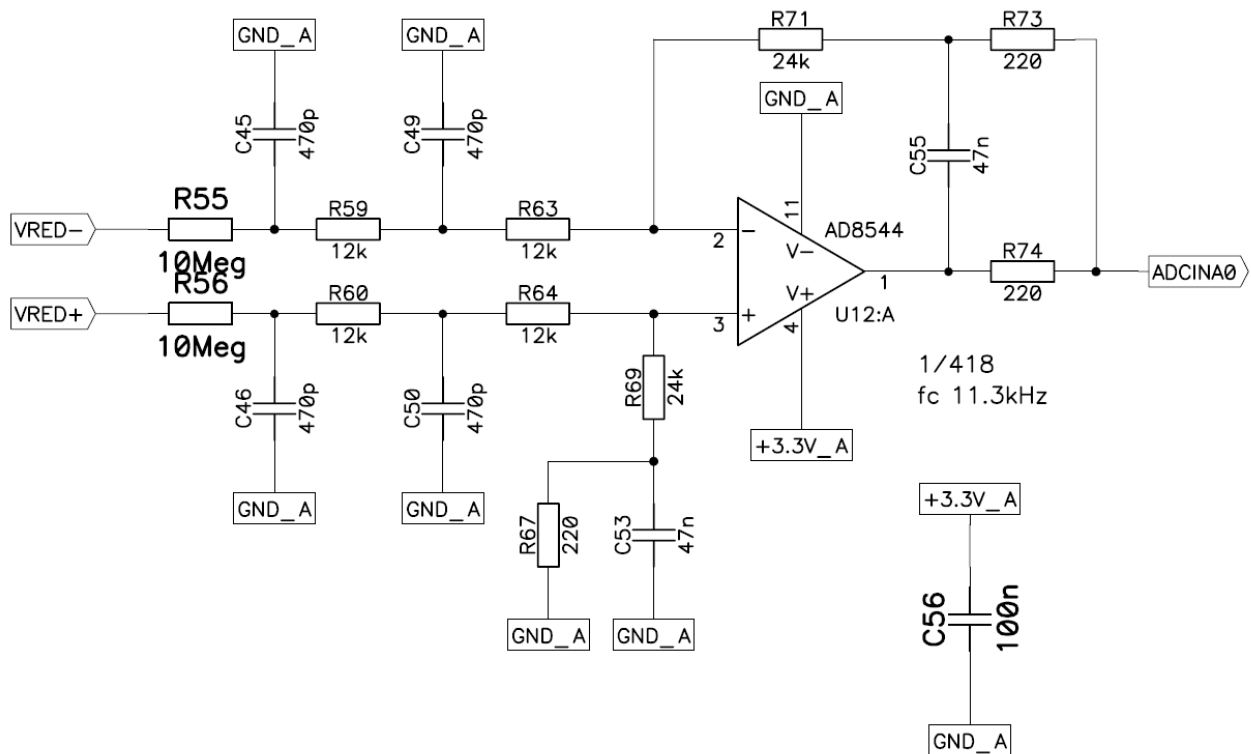


Figure 4.20 Schéma électrique de la mesure de tension intermédiaire

Il faut donc tout d'abord de grandes résistances d'entrée qui ont été fixées à 10[MΩ] à cause de la tension élevée.

$$R_{55} = R_{56} = 10[M\Omega]$$

$$\rightarrow P_{diss} = \frac{U_{zw}^2}{R} = \frac{1200^2}{10 \cdot 10^6} = 144[mW] \quad (4.6.1)$$

<sup>1</sup> L'AD8544 comporte 4 amplificateurs opérationnels : datasheet sur le CD-ROM.

Le but est ensuite d'avoir 3[V] après ce premier diviseur :

$$U_{diff} = U_{zw} \cdot \frac{R_{71}}{R_{55} + R_{59} + R_{63} + R_{71}} \Rightarrow R_{71} \approx \frac{U_{diff} \cdot R_{55}}{U_{zw}} = \frac{3 \cdot 10 \cdot 10^6}{1200} = 25[k\Omega] \quad (4.6.2)$$

$$\rightarrow R_{71} = R_{69} = 24[k\Omega]$$

Ainsi, le gain suivant devra être de '1' :

$$R_{71} = R_{59} + R_{63} = 24[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{59} = R_{60} = 12[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{63} = R_{64} = 12[k\Omega]$$

Le gain total de l'amplificateur différentiel est donc en négligeant les petites résistances :

$$G_{amp} = \frac{R_{71}}{R_{55} + R_{59} + R_{63}} = \frac{24 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^6 + 12 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3} \cong \frac{1}{418} \quad (4.6.3)$$

Comme il y a toujours du bruit, il reste encore à dimensionner les condensateurs de filtrage. La fréquence du système est autour de 2[kHz] (4.4.3).

Pour ne pas introduire un trop grand déphasage à la fréquence du système (il y a 2 filtres RC du 1<sup>er</sup> ordre), la fréquence du filtrage sera de 8[kHz] :

$$C_{45} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{55} \parallel (R_{59} + R_{63} + R_{71})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8'000 \cdot 48'000} = 414.5[pF] \quad (4.6.4)$$

$$\rightarrow C_{45} = C_{46} = 470[pF]$$

$$C_{49} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (R_{55} + R_{59}) \parallel (R_{63} + R_{71})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8'000 \cdot 36'000} = 552.6[pF] \quad (4.6.5)$$

$$\rightarrow C_{49} = C_{50} = 470[pF]$$

Ce circuit a été simulé avec *OrCAD PSpice* et le schéma ainsi que les simulations se trouvent en annexe 5.

La fréquence de coupure réelle est de 11.3[kHz] et le déphasage à 2[kHz] est d'environ -10[°]. Car dans le modèle, la ligne jusqu'à l'entrée du processeur a été simulée.

Le déphasage est légèrement élevé, mais sinon la simulation correspond tout à fait à notre attente.



Mesures tensions de sortie (2x)

La mesure de tension de sortie sera à double, car c'est 2 fois des tensions de même échelle qui seront mesurées avant et après le relais de sortie.

Comme la mesure précédente, un amplificateur différentiel amènera la tension maximum (tension crête de phase avec une petite marge : 350[V]) aux 3[V] du convertisseur A/D du processeur.

L'amplificateur étant alimenté en unipolaire (plage positive) et la tension d'entrée pouvant être positive ou négative (bipolaire), il faut mettre une référence au milieu de l'échelle de sortie qui déterminera la tension nulle d'entrée.

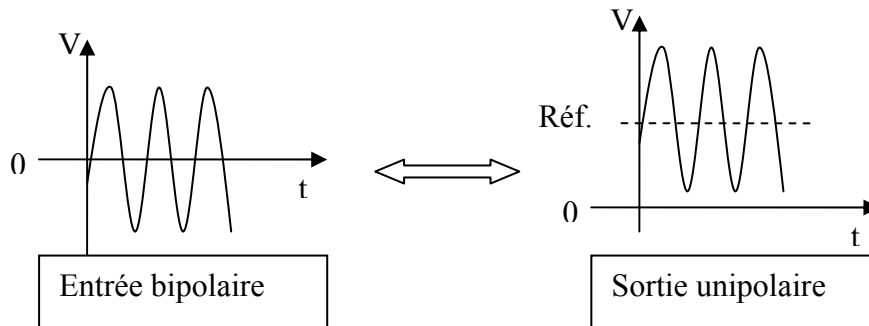


Figure 4.21 Explication bipolaire <-> unipolaire

Le schéma électrique est semblable à celui de la tension intermédiaire, mais un *offset* (1.5[V]) de la moitié de la plage de sortie a été ajouté afin de pouvoir mesurer aussi les tensions négatives.

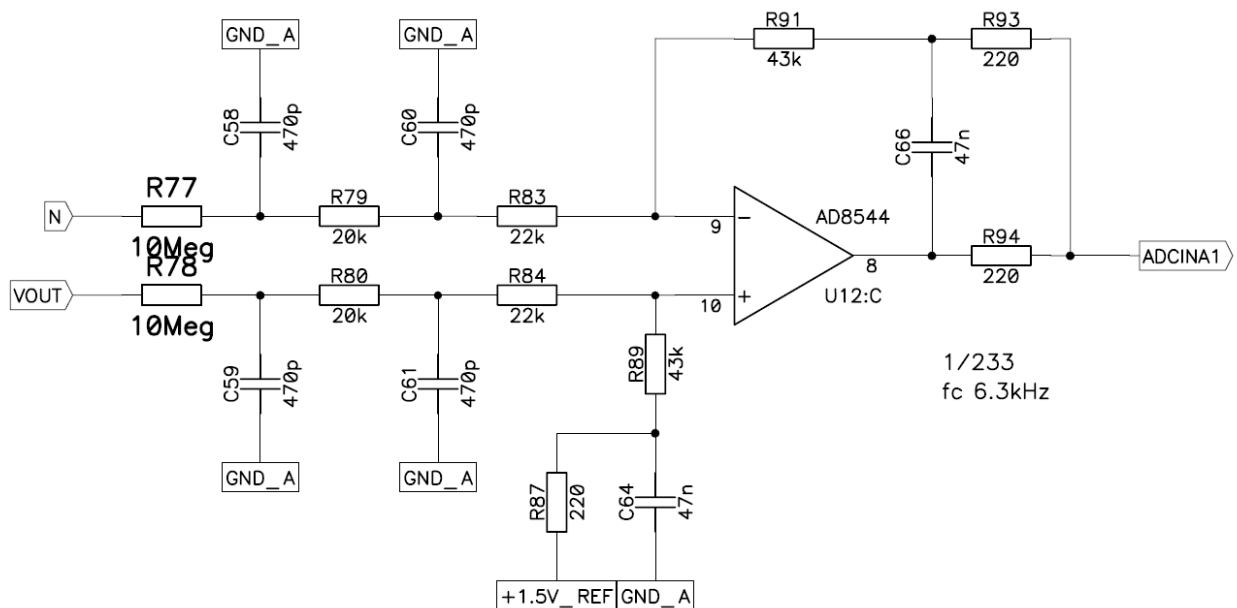


Figure 4.22 Schéma électrique des mesures de tension de sortie

Les résistances d'entrée sont les mêmes que pour la mesure de tension intermédiaire :

$$R_{77} = R_{78} = 10[M\Omega]$$

$$\rightarrow P_{diss} = \frac{U_{outrms}^2}{R} = \frac{230^2}{10 \cdot 10^6} = 5.3[mW] \tag{4.6.6}$$

Le but est ensuite d'avoir 3[V] après ce premier diviseur :

$$\frac{U_{diff}}{2} = U_{out} \cdot \frac{R_{91}}{R_{77} + R_{79} + R_{83} + R_{91}} \Rightarrow R_{91} \approx \frac{U_{diff} \cdot R_{77}}{2 \cdot U_{out}} = \frac{3 \cdot 10 \cdot 10^6}{2 \cdot 350} = 46.2[k\Omega] \quad (4.6.7)$$

$$\rightarrow R_{91} = R_{89} = 43[k\Omega]$$

Ainsi, le gain suivant devra être de '1' ou plus petit :

$$R_{91} \geq R_{79} + R_{83} = 43[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{79} = R_{80} = 20[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{83} = R_{84} = 22[k\Omega]$$

Le gain total de l'amplificateur différentiel est donc négligeant les petites résistances :

$$G_{amp} = \frac{R_{91}}{R_{77} + R_{79} + R_{83}} = \frac{43 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^6 + 20 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} \cong \frac{1}{233} \quad (4.6.8)$$

Comme il y a toujours du bruit, il reste encore à dimensionner les condensateurs de filtrage. La fréquence du système est autour de 2[kHz] (4.4.3).

Pour ne pas introduire un trop grand déphasage à la fréquence du système (il y a 2 filtres RC du 1<sup>er</sup> ordre), la fréquence du filtrage sera de 4[kHz] :

$$C_{58} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_{77} \parallel (R_{79} + R_{83} + R_{91})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4'000 \cdot 85'000} = 468.1[pF] \quad (4.6.9)$$

$$\rightarrow C_{58} = C_{59} = 470[pF]$$

$$C_{49} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (R_{77} + R_{79}) \parallel (R_{83} + R_{91})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4'000 \cdot 63'000} = 631.6[pF] \quad (4.6.10)$$

$$\rightarrow C_{60} = C_{61} = 470[pF]$$

Ce circuit a été simulé avec *OrCAD PSpice* et le schéma ainsi que les simulations se trouvent en annexe 6.

La fréquence de coupure réelle est de 6.3[kHz] et le déphasage à 2[kHz] est de -20[°]. Car dans le modèle, la ligne jusqu'à l'entrée du processeur a été simulée.

Le déphasage est quand même élevé, mais il ne faut pas descendre en-dessous de cette fréquence sinon la mesure est trop bruitée.

Mesure du courant du filtre

Pour mesurer le courant, il va falloir employer un capteur de courant<sup>1</sup> qui va donner un signal en tension en fonction du courant mesuré.

Selon les caractéristiques techniques du capteur, la mesure fournie de tension est unipolaire (plage positive), et la référence de courant nul est à 2.5[V]. Le 4<sup>e</sup> amplificateur opérationnel servira seulement de filtre avec un gain de '1'.

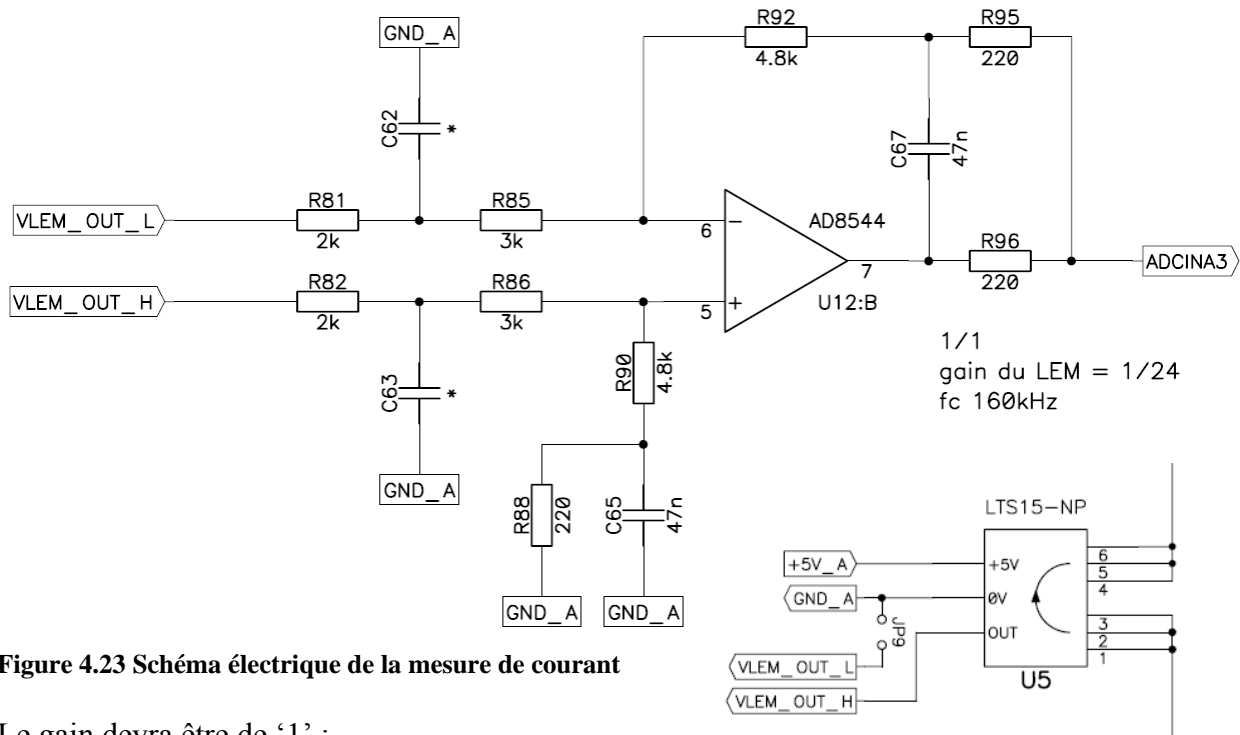


Figure 4.23 Schéma électrique de la mesure de courant

Le gain devra être de '1' :

$$R_{92} = R_{81} + R_{85} = 5[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{81} = R_{82} = 2[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{85} = R_{86} = 3[k\Omega]$$

Comme les résistances  $R_{88}$  et  $R_{95}$  ont une importance par rapport à  $R_{92}$ , il faut en tenir compte :

$$\rightarrow R_{92} = R_{90} = 4.8[k\Omega]$$

Le gain total de l'amplificateur différentiel et du LEM est donc de :

$$G_{ampl} = 0.625 \cdot I_{pm} = 0.625 \cdot 15 = \frac{1}{24} \quad (4.6.11)$$

Le courant commute à 20[kHz], alors pour ne pas déphaser, la fréquence du filtre devrait être très élevée et donc pour ne pas avoir trop de déphasage, il est préférable de ne pas mettre de filtre.

Ce circuit a été simulé avec *OrCAD PSpice* et le schéma ainsi que les simulations se trouvent en annexe 7.

La fréquence de coupure réelle est de 160[kHz] et le déphasage à 20[kHz] est de  $-10[^\circ]$ . Car la simulation porte sur toute la ligne allant au processeur.

Sinon, la simulation correspond tout à fait à notre attente.

<sup>1</sup> Capteur de courant LEM LTS15-NP : datasheet sur le CD/ROM.

## 4.7 Alimentation

Le *flyback* est un type d'alimentation à découpage avec séparation galvanique. Il permet de créer plusieurs tensions d'alimentation par transfert d'énergie avec un transformateur à plusieurs sorties.

Déterminations des alimentations et de leur niveau de tension :

- Alimentation 1 : 15[V] et -7.5[V] pour l'*IGBT* 1 de l'onduleur.
- Alimentation 2 : 15[V] et -7.5[V] pour l'*IGBT* 3 de l'onduleur.
- Alimentation 3 : 15[V] et -7.5[V] pour l'*IGBT* 2 et 4 de l'onduleur.
- Alimentation 4 : 15[V] pour le régulateur du *flyback*.
- Alimentation 5 : 12[V] pour la commande du relais et 6[V] pour le processeur.

Pour plus de commodité, l'alimentation 5 sera séparée en comme suit :

- Alimentation 5 : 12[V] pour la commande du relais.
- Alimentation 6 : 6[V] pour le processeur.

Ces alimentations ont été divisées de cette manière car chacune a une référence différente. Ainsi le nombre de bornes pour le transformateur du *flyback* peut être déterminé pour les alimentations no :

- 1) 2 bornes pour les tensions et 1 borne pour la référence.
- 2) 2 bornes pour les tensions et 1 borne pour la référence.
- 3) 2 bornes pour les tensions et 1 borne pour la référence.
- 4) 1 borne pour la tension et 1 borne pour la référence.
- 5) et 6) 2 bornes pour la tension et 1 borne pour la référence.

Ainsi il faut un minimum de 14 bornes plus les 2 bornes pour la bobine primaire.

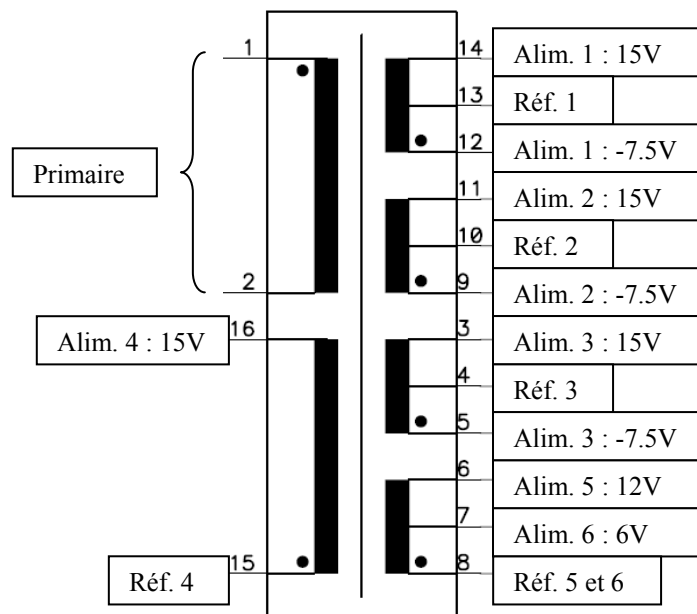


Figure 4.24 Schéma du transformateur

Le transformateur ETD39 avec le noyau ferrite de matériel N27 a été choisi car c'est le premier corps standard qui offre le nombre voulu de bornes. Ce transformateur est prévu pour des puissances plus importantes.

Avec ces premiers paramètres, le prochain stade est de calculer les inductances du transformateur<sup>1</sup> : (p=primaire, s=secondaire, V'=tension rapportée au primaire)

Tout d'abord, il faut déterminer la tension secondaire rapportée au primaire du transformateur en restant dans les limites de la tension maximum autorisée pour le *switch*.

$$\begin{aligned} V_{p \min} &= 400[V] & V_{p \max} &= 1000[V] & V_{switch \max} &= 1200[V] \\ V'_s &\leq V_{switch \max} - V_{p \max} = 1200 - 1000 = 200[V] \rightarrow V'_s = 60[V] \end{aligned} \quad (4.7.1)$$

Avec la tension (4.7.1), le temps d'enclenchement du *switch* et l'inductance primaire peuvent être calculés.

$$\begin{aligned} P_{\max} &= 5[W] & f_{sw} &= 20'000[Hz] \\ \rightarrow T_{ein \max} &= \frac{1}{f_{sw} \cdot \left(1 + \frac{V_{p \min}}{V'_s}\right)} = \frac{1}{20'000 \cdot \left(1 + \frac{400}{60}\right)} = 6.52[\mu s] \end{aligned} \quad (4.7.2)$$

$$\rightarrow L_p = \frac{V_{p \min}^2 \cdot T_{ein \max}^2 \cdot f_{sw}}{2 \cdot P_{\max}} = \frac{400^2 \cdot (6.52 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 20'000}{2 \cdot 5} = 13.6[mH] \quad (4.7.3)$$

Selon les données du noyau du transformateur et l'inductance (4.7.3), le nombre de spires de la bobine primaire est déterminé.

$$A_L = 2500 \left[ \frac{nH}{spires^2} \right] \rightarrow n_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{13.6 \cdot 10^{-3}}{2500 \cdot 10^{-9}}} = 73.8[spires] \quad (4.7.4)$$

En fonction du temps d'enclenchement maximum (4.7.2), il faut encore vérifier que le noyau de ferrite ne soit pas saturer magnétiquement.

$$\begin{aligned} A_e &= 125[mm^2] & B_p &\leq 300[mT] \\ \rightarrow B_p &= \frac{V_{p \min} \cdot T_{ein \max}}{A_e \cdot n_p} = \frac{400 \cdot 6.52 \cdot 10^{-6}}{125 \cdot 10^{-6} \cdot 73.8} = 282.8[mT] \end{aligned} \quad (4.7.5)$$

A partir des différentes tensions du secondaire, le nombre de spires des bobines secondaires peut être calculé avec le rapport du nombre de spires du primaire (4.7.4) et la tension (4.7.1).

$$\begin{aligned} V_{s1} &= 15[V] & V_{s2} &= 12[V] & V_{s3} &= 7.5[V] & V_{s4} &= 6[V] \\ \rightarrow n_1 &= n_p \cdot \frac{V_{s1}}{V'_s} = 73.8 \cdot \frac{15}{60} = 18.4[spires] \end{aligned} \quad (4.7.6)$$

$$\rightarrow n_2 = n_p \cdot \frac{V_{s2}}{V'_s} = 73.8 \cdot \frac{12}{60} = 14.8[spires] \quad (4.7.7)$$

$$\rightarrow n_3 = n_p \cdot \frac{V_{s3}}{V'_s} = 73.8 \cdot \frac{7.5}{60} = 9.2[spires] \quad (4.7.8)$$

$$\rightarrow n_4 = n_p \cdot \frac{V_{s4}}{V'_s} = 73.8 \cdot \frac{6}{60} = 7.4[spires] \quad (4.7.9)$$

Toutes ces équations font l'objet d'un script *Matlab* qui est disponible en annexe 8.

<sup>1</sup> Transformateur ETD39-N27 : datasheet sur le CD/ROM

Une fois le nombre de spires calculé, il faut encore dimensionner la section des fils des bobines. En prenant une densité maximum de  $4[A/mm^2]$  et en estimant la consommation de chaque alimentation, les sections de cuivre peuvent être choisies :

| Alimentation | Consommateur              | Courant [mA] | Section Cu min. [mm <sup>2</sup> ] | Section Cu choisi [mm <sup>2</sup> ] |
|--------------|---------------------------|--------------|------------------------------------|--------------------------------------|
| primaire     |                           | 20           | 0.005                              | 0.049                                |
| 1            | 1 driver TLP251           | 20           | 0.005                              | 0.049                                |
| 2            | 1 driver TLP251           | 20           | 0.005                              | 0.049                                |
| 3            | 2 driver TLP251           | 40           | 0.010                              | 0.049                                |
| 4            | 1 régulateur flyback      | 20           | 0.005                              | 0.049                                |
| 5            | 1 relais                  | 20           | 0.005                              | 0.049                                |
| 6            | 1 DSP+1 CPLD+électronique | 600          | 0.150                              | 0.28                                 |

**Tableau 4.1** Section de Cu pour les spires des bobines du flyback

En vue du bobinage, il reste à estimer la place que prendront ces bobines en sachant que la surface d'occupation possible est de 234 [mm<sup>2</sup>].

(Vues en coupe, les surfaces calculées sont en fait des demi-surfaces)

Le bobinage du primaire est doublé pour mieux guider les lignes de champ afin d'avoir un meilleur couplage.

| Alimentation | Section fil [mm <sup>2</sup> ] | Nbr de spires | Surface totale [mm <sup>2</sup> ] |
|--------------|--------------------------------|---------------|-----------------------------------|
| primaire     | 0.053                          | 74            | 7.844                             |
| 1            | 0.053                          | 27            | 1.431                             |
| 2            | 0.053                          | 27            | 1.431                             |
| 3            | 0.053                          | 27            | 1.431                             |
| 4            | 0.053                          | 18            | 0.954                             |
| 5            | 0.053                          | 7.5           | 0.398                             |
| 6            | 0.34                           | 7.5           | 2.550                             |

total: 16.039

total avec taux de remplissage de 0.4: 40.096

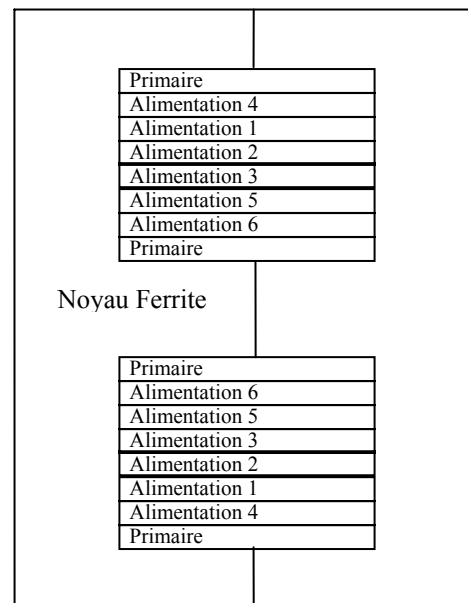
**Tableau 4.2** Surface d'occupation des bobines

Après ces calculs, les bobines ont pu être montées suivant les couches de la figure 4.25.

Pour couper suffisamment de fil, les longueurs maximums sont calculées ci-dessous.

| Longueur max d'un tour [mm]: |            | 91                   |
|------------------------------|------------|----------------------|
| Alimentation                 | Nbr spires | Longueur max fil [m] |
| primaire                     | 74         | 6.7                  |
| 1                            | 18         | 1.6                  |
|                              | 9          | 0.8                  |
| 2                            | 18         | 1.6                  |
|                              | 9          | 0.8                  |
| 3                            | 18         | 1.6                  |
|                              | 9          | 0.8                  |
| 4                            | 18         | 1.6                  |
| 5                            | 7.5        | 0.7                  |
| 6                            | 7.5        | 0.7                  |

**Tableau 4.3** Longueur des bobinages



**Figure 4.25** Couches des bobinages du flyback

Afin que tous ces chiffres soient plus lisibles, voici un récapitulatif pour les bobinages :

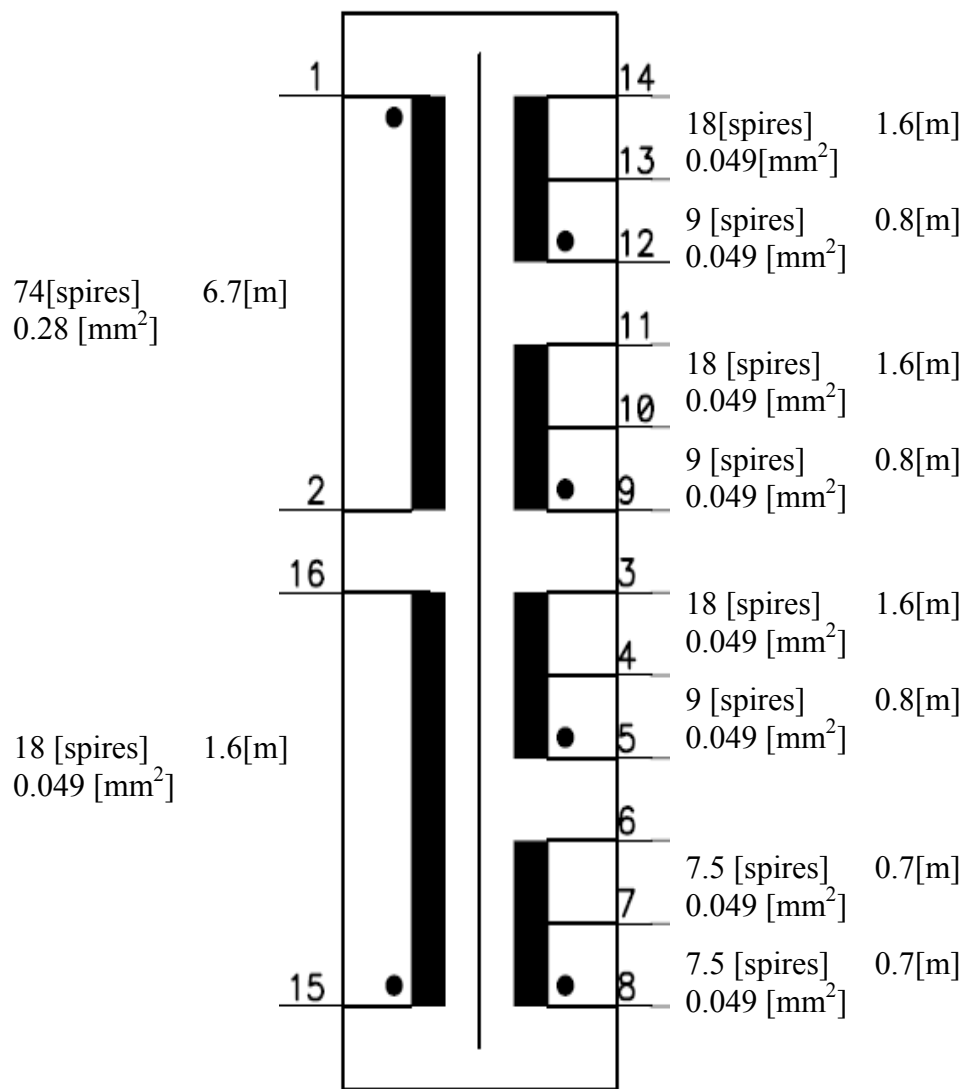


Figure 4.26 Récapitulatif des bobines du flyback

Pour chaque bobinage, les sens d'enroulements des inductances ainsi que les rapports de spires ont fait l'objet d'un soigneux contrôle. De même, un test d'isolation à 1000[V] a été effectué sans problème pour le transformateur.

Comme les sections des fils des bobines ont été largement surdimensionnées (Tableau 4.1), il n'y a pas de problèmes d'échauffement des bobinages.

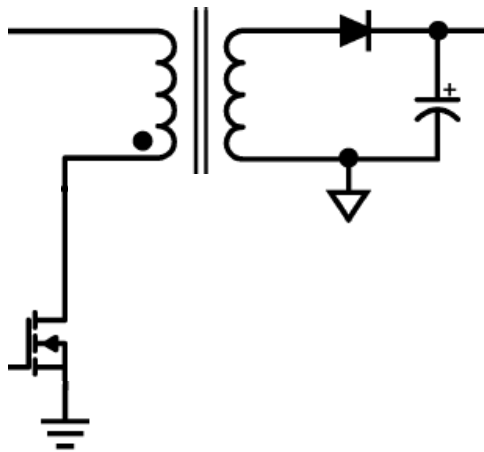
Diodes et condensateurs des alimentations

Figure 4.27 Schéma électrique d'un flyback simple

Le schéma simplifié ci-contre montre comment la diode et le condensateur se place sur une alimentation.

Pour les alimentations 1 à 5, comme les consommations sont presque les mêmes et ne sont pas trop élevées (20 à 40[mA]), les diodes et les condensateurs seront les mêmes.

Pour les diodes, elles doivent être rapides car la commutation est de 20[kHz].

La diode BYG20J<sup>1</sup> est suffisamment rapide ( $t_{rr}=75[ns]$ ) avec une tension inverse grande (600[V]) et donc joue parfaitement pour le circuit.

C'est l'ondulation de tension qui donne la valeur minimum de la capacité :

$$\Delta U = 0.1[V] \quad I = 20[mA] \quad \Delta t = \frac{1}{F_{sw}} = \frac{1}{20'000} = 50[\mu s]$$

$$\rightarrow C \geq I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = 0.02 \cdot \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0.1} = 10[\mu F] \quad (4.7.10)$$

Pour les condensateurs, il faut qu'ils aient un *ESR* le plus faible possible pour éviter qu'ils ne chauffent et se détruisent à cause de l'ondulation de courant ( $P=\Delta I^2 \cdot ESR$ ).

Pour chaque alimentation (1 à 5), la capacité choisie sera de 100[μF] de la série ZL<sup>2</sup> (*Ultra low ESR*).

Comme l'alimentation 6 a une plus grande consommation (Tableau 4.1), la diode utilisée devra avoir une faible chute de tension pour diminuer les pertes. Ainsi la diode shottky 1N5819<sup>3</sup> fait perdre seulement 0.6[V].

$$P_{diss} = U_F \cdot I = 0.6 \cdot 0.6 = 0.36[W]$$

$$\rightarrow R_{thJA} \leq \frac{\Delta T_{max}}{P_{diss}} = \frac{75}{0.36} = 208 \left[ \frac{^{\circ}C}{W} \right] \quad (4.7.11)$$

Comme la résistance thermique de la diode est de 80[°C/W], il n'a pas de problème de dissipation.

Comme pour les autres alimentations, c'est l'ondulation de tension qui donne la valeur minimum de la capacité :

$$\Delta U = 0.1[V] \quad I = 600[mA] \quad \Delta t = \frac{1}{F_{sw}} = \frac{1}{20'000} = 50[\mu s]$$

$$\rightarrow C \geq I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = 0.6 \cdot \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0.1} = 300[\mu F] \quad (4.7.12)$$

Pour cette alimentation, il faudra mettre 6 capacités de 100[μF] en parallèle pour avoir un *ESR* suffisamment faible.

<sup>1</sup> Diode BYG20J : datasheet sur le CD/ROM

<sup>2</sup> Condensateur ZL : datasheet sur le CD/ROM

<sup>3</sup> Diode 1N5819 :datasheet sur le CD/ROM



Régulateur de tension 5[V]

Pour fournir une tension stable de 5[V] à la carte du processeur, un régulateur<sup>1</sup> de type 'low drop' a été choisi. Sa caractéristique principale est de fonctionner avec déjà 5.3[V] en entrée lorsque le courant est de 500[mA]. L'alimentation venant du *flyback* est réglée à 6[V], ce qui laisse de la marge.

Echauffement :

Ce régulateur a une résistance thermique (62.5[°C/W]) :

$$P_{diss \max} = \Delta U_{avg} \cdot I_{avg} = 1 \cdot 500 \cdot 10^{-3} = 0.5 [W] \quad (4.7.13)$$

$$\rightarrow \Delta T_{\max} = P_{diss \max} \cdot R_{thJA} = 0.5 \cdot 62.5 = 31.3 [^{\circ}C] \quad (4.7.14)$$

Il n'y a pas besoin de mettre un refroidisseur.

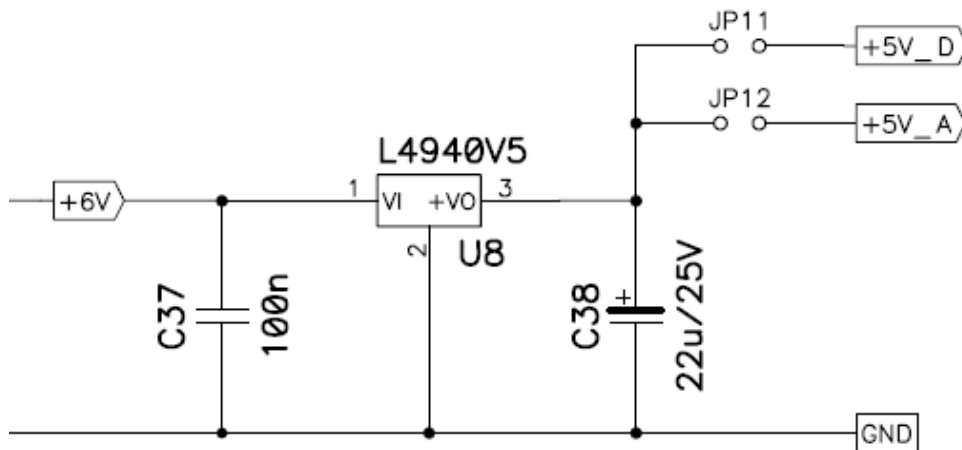
Circuit électrique :

Figure 4.28 Schéma électrique du régulateur 5V

Echauffement de l'IGBT

Comme tous les éléments de puissance, il faut vérifier la dissipation de l'IGBT du *flyback*.

$$P_{diss \max} = U_{avg} \cdot I_{avg} = 400 \cdot 0.13 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 1.04 [W] \quad (4.7.15)$$

$$\rightarrow R_{thCA} \leq \frac{\Delta T_{\max}}{P_{diss \max}} - R_{thJC} = \frac{100}{1.04} - 1.25 = 95 \left[ \frac{^{\circ}C}{W} \right] \quad (4.7.16)$$

Le refroidisseur FK 227 SA L1 ayant une résistance de 22[°C/W] est donc largement suffisant.

<sup>1</sup> Régulateur L4940V5 : datasheet sur le CD/ROM

### Régulateur du flyback

Le flyback n'y échappe pas, il va falloir le régler pour avoir des tensions de sortie stables. Mais heureusement, il suffit d'en régler une pour qu'elles soient toutes justes. Car l'énergie se répartit sur les différents bobinages en fonction de la demande. Si une alimentation consomme un peu plus, elle emploiera plus d'énergie, ce qui privera les autres alimentations qui vont donc voir leur tension baisser...

Pour que le réglage soit le plus rapide, il faut surveiller l'alimentation la plus sollicitée et la plus vulnérable qui est celle du processeur (alimentation 6).

Comme régulateur de PWM, il existe un circuit électronique qui permet de faire cela<sup>1</sup>. En ajustant des résistances et condensateurs extérieurs, il peut s'adapter à plusieurs configurations. On distingue 4 parties :

- 1) La commande du transistor (Fréquence 20'000[Hz]).
- 2) Le démarrage du flyback.
- 3) La détection d'overload.
- 4) Le réglage de tension.

Pour le dimensionnement des éléments extérieurs, il faut se référer au schéma ci-dessous.

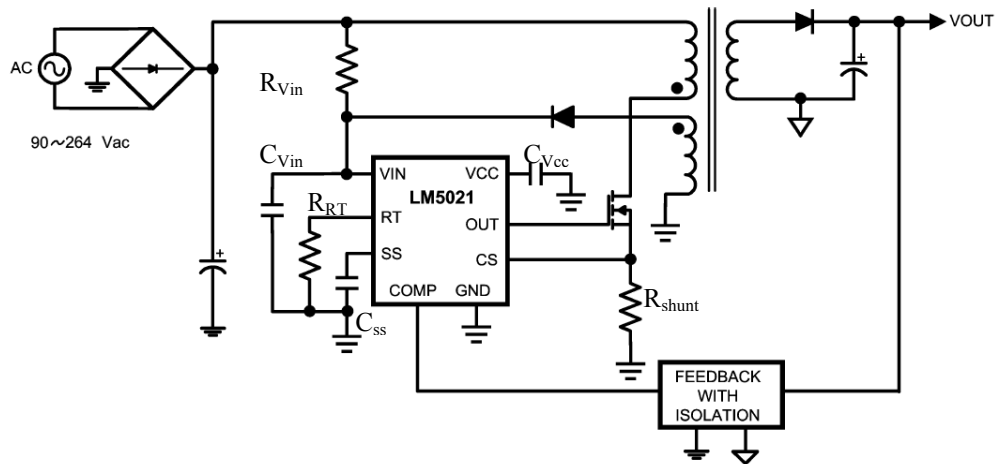


Figure 4.29 Schéma simplifié du régulateur du flyback

#### Commande du transistor :

Le transistor choisi est un IGBT, le même qui est utilisé pour l'onduleur ou le dissipateur. Ainsi, il y a une résistance (10[kΩ]) pour fixer la tension de commande et une autre sur la *gate* pour limiter le courant :

$$V_{out} = 8.5[V] \quad I_{out\ max} = 0.3[A]$$

$$R_{gate} \geq \frac{V_{out}}{I_{out\ max}} = \frac{8.5}{0.3} = 28.3[\Omega] \quad (4.7.17)$$

$$\rightarrow R_{gate} = 30[\Omega]$$

Il reste à fixer la fréquence de commutation à 20[kHz] :

$$R_{RT} = \frac{6.63 \cdot 10^9}{F_{sw}} = \frac{6.63 \cdot 10^9}{20'000} = 331.5[k\Omega] \quad (4.7.18)$$

$$\rightarrow R_{RT} = 330[k\Omega]$$

<sup>1</sup> Contrôleur de PWM LM5021-1 : datasheet sur le CD/ROM

**Démarrage du flyback :**

Il y a 2 étapes dans le démarrage du *flyback*. La première consiste à charger un condensateur à partir de la tension élevée du circuit intermédiaire. Le régulateur limite la tension sur le condensateur avec une diode zener interne. Une fois la tension de démarrage atteinte, le régulateur commute et commande le transistor du *flyback*. Et ensuite c'est le *flyback* qui alimente le régulateur.

A partir de condensateurs proposés<sup>1</sup>, la tension de démarrage du régulateur est calculée :

$$C_{V_{in}} = 10 + 100 = 110[\mu F] \quad (\text{Les } 100[\mu F] \text{ viennent du condensateur de l'alim4})$$

$$C_{V_{cc}} = 1[\mu F] \quad V_{cc} = 8.5[V]$$

$$\rightarrow V_{in} = 20 - \left( V_{cc} \cdot \frac{C_{V_{cc}}}{C_{V_{in}}} \right) = 20 - \left( 8.5 \cdot \frac{1 \cdot 10^{-6}}{110 \cdot 10^{-6}} \right) = 19.92[V] \quad (4.7.19)$$

Pour charger le condensateur  $V_{in}$ , le courant vient du circuit intermédiaire ( $V_{int}$ ), limité par une résistance. Cette résistance doit donc limiter le courant, mais aussi elle détermine le temps de charge du condensateur.

$$R_{V_{in}} \leq \frac{V_{int \min} - V_z}{I_{in \min}} = \frac{300 - 36}{25 \cdot 10^{-6}} = 10.56[M\Omega]$$

$$R_{V_{in}} \geq \frac{V_{int \max} - V_z}{I_{in \max}} = \frac{1200 - 36}{5 \cdot 10^{-3}} = 232.8[k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{V_{in}} = 2.25[M\Omega] \quad (3 \times 750[k\Omega]) \quad (4.7.20)$$

Puissance dissipée :

$$I_{in \max} = \frac{V_{int \max} - V_z}{R_{V_{in}}} = \frac{1200 - 36}{2.25 \cdot 10^6} = 517.3[\mu A] \quad (4.7.21)$$

$$\rightarrow P_{\max} = R_{V_{in}} \cdot I_{in \max}^2 = 2.25 \cdot 10^6 \cdot (517.3 \cdot 10^{-6})^2 = 602[mW] \quad (3 \times 250[mW]) \quad (4.7.22)$$

Ainsi, le temps de charge du condensateur à 300[V] sera:

$$\rightarrow T_{charge} = R_{V_{in}} \cdot C_{V_{in}} \cdot \ln \left( \left[ 1 - \frac{20}{V_{in \min}} \right]^{-1} \right) = 2.25 \cdot 10^6 \cdot 110 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \left( \left[ 1 - \frac{20}{300} \right]^{-1} \right) = 17[s] \quad (4.7.23)$$

Le démarrage ne peut durer que le temps de décharger le condensateur  $C_{V_{in}}$  jusqu'à une tension minimum :

$$Q_{sw} = 100[nJ] \quad F_{sw} = 20'000[Hz]$$

$$\rightarrow T_{\max} = \frac{C_{V_{in}} \cdot (V_{in} - V_{cc})}{I_{start} + Q_{sw} \cdot F_{sw}} = \frac{110 \cdot 10^{-6} \cdot (19.92 - 8.5)}{2.5 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 10^{-9} \cdot 20'000} = 279.2[ms] \quad (4.7.24)$$

Sinon, il faudra attendre que le condensateur  $C_{V_{in}}$  se recharge selon (4.7.23).

<sup>1</sup> Voir le datasheet du LM5021-1.

<sup>2</sup>  $Q_{sw}$  est l'énergie nécessaire à commander le transistor du flyback (IGBT HGTG10N120BND).

**Détection d'overload :**

Afin de détecter les *overload*, une résistance *shunt* va être insérée sur l'*émetteur* du transistor afin de mesurer le courant. La limitation se situe à 500[mV].

Le courant maximum pouvant circuler dans la bobine primaire est calculé avec l'inductance (4.7.3) et le temps d'enclenchement maximum (4.7.2).

$$\rightarrow I_{peak} = \frac{V_{p\ min}}{L_p} \cdot T_{ein\ max} = \frac{400}{13.6 \cdot 10^{-3}} \cdot 6.52 \cdot 10^{-6} = 192[mA] \quad (4.7.25)$$

Donc le *shunt* peut être calculé pour un courant de 200[mA] :

$$\rightarrow R_{shunt} = \frac{V_{lim}}{I_{lim}} = \frac{500 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-3}} = 2.5[\Omega] \quad (4.7.26)$$

Afin de garantir une mesure propre, il faut filtrer la tension de *shunt* :

$$F_{filtre} = 40[kHz] \quad C_{filtre} = 10[nF]$$

$$R_{filtre} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{filtre} \cdot C_{filtre}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 398[\Omega] \quad (4.7.27)$$

$$\rightarrow R_{filtre} = 390[\Omega]$$

Le temps de détection des *overload* et celui du redémarrage, est donné par le condensateur  $C_{ss}$  :

$$C_{ss} = 1[nF]$$

$$\rightarrow T_{overload} = \frac{C_{ss} \cdot 0.6}{I_{overload}} = \frac{1 \cdot 10^{-9} \cdot 0.6}{10 \cdot 10^{-6}} = 60[\mu s] \quad (4.7.28)$$

$$\rightarrow T_{restart} = \frac{C_{ss} \cdot (4.6 - 0.3)}{I_{restart}} = \frac{1 \cdot 10^{-9} \cdot (4.6 - 0.3)}{0.25 \cdot 10^{-6}} = 17.2[ms] \quad (4.7.29)$$

**Réglage de tension :**

Le réglage de tension proposé se fait à l'aide d'un amplificateur d'erreur<sup>1</sup>. L'erreur est envoyée au contrôleur de PWM par l'intermédiaire d'un optocoupleur<sup>2</sup> (séparation galvanique) et par une « résistance-condensateur » faisant office de régulateur PI.

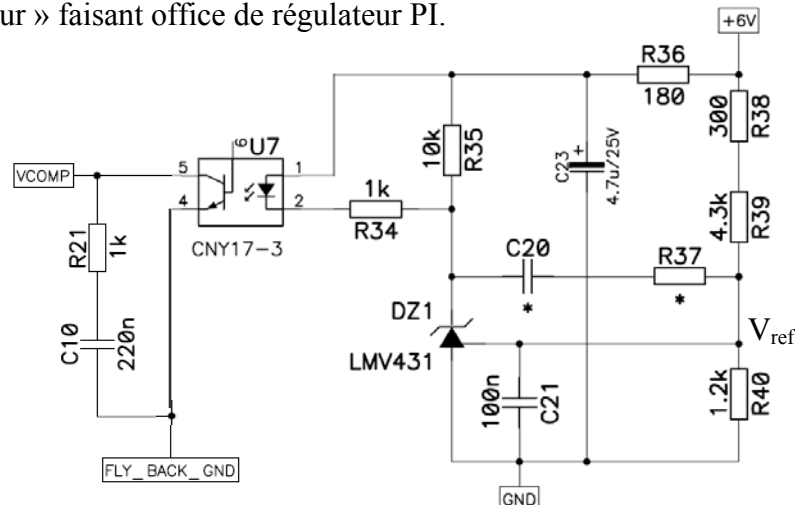


Figure 4. 30 Schéma électrique du réglage d'erreur du flyback

<sup>1</sup> Amplificateur d'erreur LMV431 : datasheet sur le CD/ROM.

<sup>2</sup> Optocoupleur CNY17-3 : datasheet sur le CD/ROM.

A partir de la tension de référence de l'amplificateur d'erreur, ainsi que de la tension d'alimentation (6[V]), le diviseur peut être dimensionné :

$$\begin{aligned}
 V_{ref} &= 1.24[V] & V_{supply} &= 6[V] \\
 V_{ref} &= \frac{V_{supply} - R_{40}}{R_{38} + R_{39} + R_{40}} \Rightarrow R_{38} + R_{39} = \frac{V_{supply} - V_{ref}}{V_{ref}} \cdot R_{40} & (4.7.30) \\
 \rightarrow R_{40} &= 1.2[k\Omega] \Rightarrow R_{38} + R_{39} = R_{40} \cdot \frac{V_{supply} - V_{ref}}{V_{ref}} = 1'200 \cdot \frac{6 - 1.24}{1.24} = 4606[\Omega] \\
 \rightarrow R_{39} &= 4.3[k\Omega] \Rightarrow R_{38} = 300[\Omega]
 \end{aligned}$$

Pour avoir une erreur assez lisse, un filtre est ajouté :

$$\begin{aligned}
 F_{filtre} &= 200[Hz] & C_{23} &= 4.7[\mu F] \\
 R_{36} &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{filtre} \cdot C_{23}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 4.7 \cdot 10^{-6}} = 169.3[\Omega] & (4.7.31) \\
 \rightarrow R_{36} &= 180[\Omega]
 \end{aligned}$$

La résistance  $R_{34}$  (10[kΩ]) servant à fixer la tension, il reste à trouver un point de fonctionnement pour la diode de l'optocoupleur.

Pour un CTR (amplification) de '1', le courant de la diode ( $I_F$ ) doit être de 3.5[mA]. Si l'on considère que l'amplificateur d'erreur et la diode ont tous les deux une chute de tension de 1[V] :

$$\begin{aligned}
 I_F &= 3.5[ mA ] & V_{supply} &= 5.5[V] & V_D &= 1[V] \\
 \rightarrow R_{34} &= \frac{V_{supply} - 2 \cdot V_D}{I_F} = \frac{5.5 - 2 \cdot 1}{3.5 \cdot 10^{-3}} = 1[k\Omega]
 \end{aligned}$$

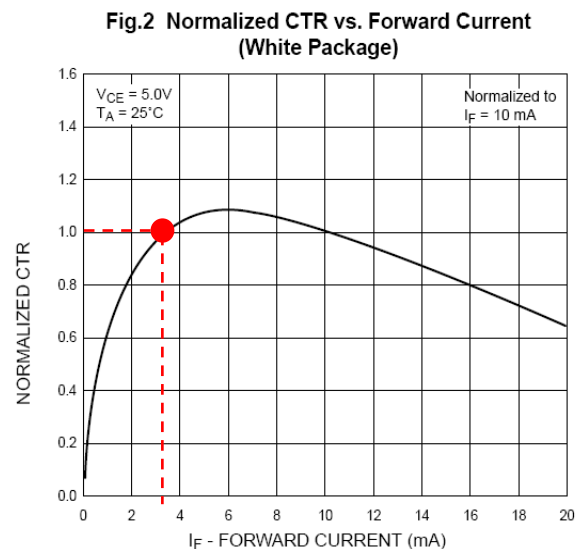


Figure 4.31 Courbe de l'optocoupleur CNY 17-3

Enfin, le PI va être déterminé par des essais qui se trouvent au chapitre 5.7. Finalement les meilleures valeurs pour un fonctionnement idéal :

$$\begin{aligned}
 R_{21} &= 100[\Omega] & C_{10} &= 4.7[\mu F] \\
 \rightarrow T_I &= R_{21} \cdot C_{10} = 100 \cdot 4.7 \cdot 10^{-6} = 470[\mu s] & (4.7.32)
 \end{aligned}$$

Alimentation<sup>1</sup> du primaire du flyback

Le primaire du transformateur *flyback* va être alimenté à partir de circuit intermédiaire. Afin d'éviter de le perturber, un filtre avec une fréquence de coupure basse est dimensionné. Egalement une diode séparera ce circuit de l'intermédiaire.

La diode<sup>2</sup> est rapide et supporte la consommation du primaire du *flyback* (Tableau 4.1). De plus, pour être sûr, la tension inverse a été choisie pour le maximum du circuit intermédiaire (1200[V]).

Le condensateur doit lui aussi supporter les 1200[V] du circuit intermédiaire, et en fonction des disponibilités, il y aura 3 condensateurs de 400[V] chacun en série. A chaque fois, une résistance permet à la tension de se répartir de manière égale.

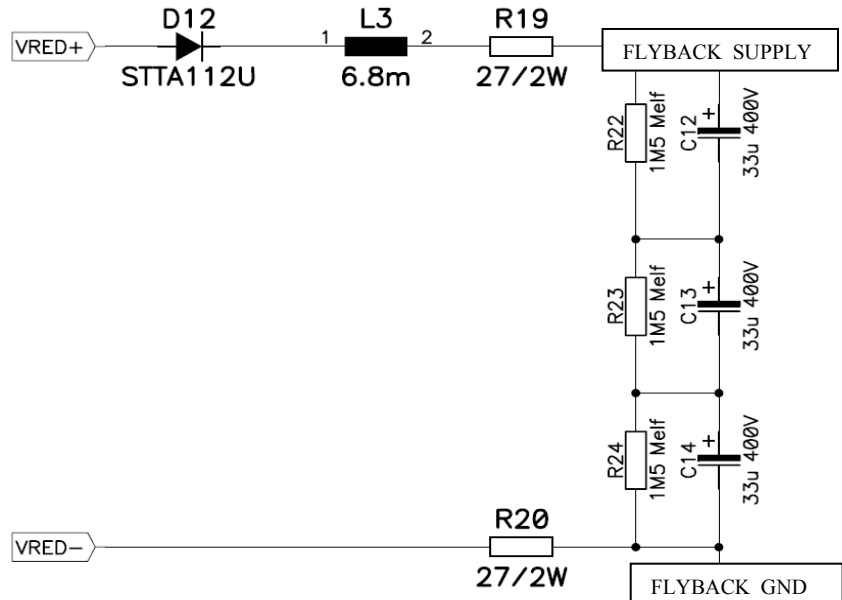


Figure 4.32 Schéma électrique de l'alimentation du flyback

$$C_{12} = C_{13} = C_{14} = 33[\mu F] / 400[V]$$

$$R_{22} = R_{23} = R_{24} = 1.5[M\Omega]$$

Ainsi, en prenant une fréquence du filtre de 600[Hz]:

$$L_3 = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot \left(\frac{C_{12}}{3}\right)} = \frac{3}{(2 \cdot \pi \cdot 600)^2 \cdot 33 \cdot 10^{-6}} = 6.4[mH] \tag{4.7.33}$$

$$\rightarrow L_3 = 6.8[mH]$$

*Une fréquence de coupure plus basse donne des inductances beaucoup trop élevées !*

Afin d'empêcher une oscillation du filtre, il faut ajouter une résistance pour avoir un amortissement à la fréquence d'excitation. Avec un facteur de qualité de 0.5, l'amortissement est optimal :

$$R_{19} + R_{20} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_3}{C_{12}/3}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{6.8 \cdot 10^{-3}}{11 \cdot 10^{-3}}} = 49.7[\Omega] \tag{4.7.34}$$

$$\rightarrow R_{19} = R_{20} = 24[\Omega]$$

Calcul de la puissance dissipée:

$$P_{diss} = I_{max}^2 \cdot (R_{19} + R_{20}) = \left(\frac{C_{12}}{3} \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t}\right)^2 \cdot (R_{19} + R_{20}) = \left(\frac{11 \cdot 10^{-6}}{3} \cdot \frac{200}{10 \cdot 10^{-3}}\right)^2 \cdot 48 = 2.32[W] \tag{4.7.35}$$

$$\rightarrow R_{19} = R_{20} = 24[\Omega] / 2[W]$$

<sup>1</sup> Ce circuit a été simulé. Les résultats se trouvent en annexe 9.

<sup>2</sup> Diode STTA112U : datasheet sur le CD/ROM.

### 4.8 Interface de commande

L'interface de commande est constituée par 2 interrupteurs et 5 LED.

Ainsi les 2 interrupteurs auront chacun leur tâche :

- > 1<sup>er</sup> : donner au processeur l'information de mise en fonction du système.
- > 2<sup>ème</sup> : donner au processeur l'acquiescement du défaut signalé.

En parlant des défauts, le Tableau 2.1 prévoit l'utilisation de LED pour signaler ces défauts. Ces LED serviront aussi à signaler dans quel mode de fonctionnement est l'onduleur (îlotage ou injection).

Il y a en tout 5 LED à disposition :

-Deux LED sont employées pour le mode de fonctionnement.

|           |   |              |
|-----------|---|--------------|
| ○ ○ ○ ○ ○ | : L'onduleur n'est pas prêt               | ⇒ OFF        |
| ○ ● ○ ○ ○ | : L'onduleur est en injection             | ⇒ INJECTION  |
| ● ○ ○ ○ ○ | : L'onduleur est en îlotage               | ⇒ ILOTAGE    |
| ● ○ ○ ○ ○ | : L'onduleur est en limitation (clignote) | ⇒ LIMITATION |
| ● ● ○ ○ ○ | : L'onduleur est en attente               | ⇒ READY      |

Figure 4.33 Codes des modes de fonctionnement de l'onduleur

-Toutes les LED seront employées pour les défauts. Le code de défaut sur les LED alternera avec le code du mode de fonctionnement dans lequel a eu lieu le défaut.

|           |   |                   |
|-----------|---|-------------------|
| ○ ○ ○ ○ ○ | : Pas d'erreur                          | ⇒ NO_ERROR        |
| ○ ○ ○ ○ ● | : Overload                              | ⇒ OVERLOAD        |
| ○ ○ ○ ● ○ | : Sur tension du circuit intermédiaire  | ⇒ OVER_VOLT_UZW   |
| ○ ○ ○ ● ● | : Sous tension du circuit intermédiaire | ⇒ UNDER_VOLT_UZW  |
| ○ ○ ● ○ ○ | : Sur tension de sortie                 | ⇒ OVER_VOLT_GRID  |
| ○ ○ ● ○ ● | : Sous tension de sortie                | ⇒ UNDER_VOLT_GRID |
| ○ ○ ● ● ○ | : Dissipateur ne fonctionne pas         | ⇒ DISS_NOK        |
| ○ ○ ● ● ● | : Sur courant dans le filtre de sortie  | ⇒ OVER_I_L1       |
| ○ ● ○ ○ ○ | : Synchronisation pas effectuée         | ⇒ SYNCHRO_NOK     |
| ○ ● ○ ○ ● | : Erreur de réglage trop grande         | ⇒ REGLAGE_NOK     |
| ○ ● ○ ● ○ | : Disfonctionnement du relais           | ⇒ RELAIS_NOK      |

Figure 4.34 Codes des défauts de l'onduleur

Tout ceci se trouve sur une carte de debug mis à disposition par le laboratoire. Avec cette carte, il est possible d'envoyer des signaux analogiques au processeur ou d'en recevoir, ce qui sera fort utile au moment de tester l'onduleur.

Pour les tests du circuit, une interface supplémentaire sur l'ordinateur avec Matlab sera disponible et communiquera directement avec le processeur. Des commandes plus approfondies pourront avoir lieu.

## 4.9 Programmation du processeur et de la CPLD

### Programmation de la CPLD

(La programmation a été effectuée à l'aide de 'Web pack' et se trouve en annexe 10.)

Le rôle principal de la *CPLD* est de permettre une action très rapide en cas d'erreur et agit donc un peu comme un interrupteur rapide.

Trois aspects, intimement liés, à tenir compte dans la programmation de la *CPLD* :

- 1) La sécurité.
- 2) Les transitions de signaux.
- 3) La gestion des signaux.

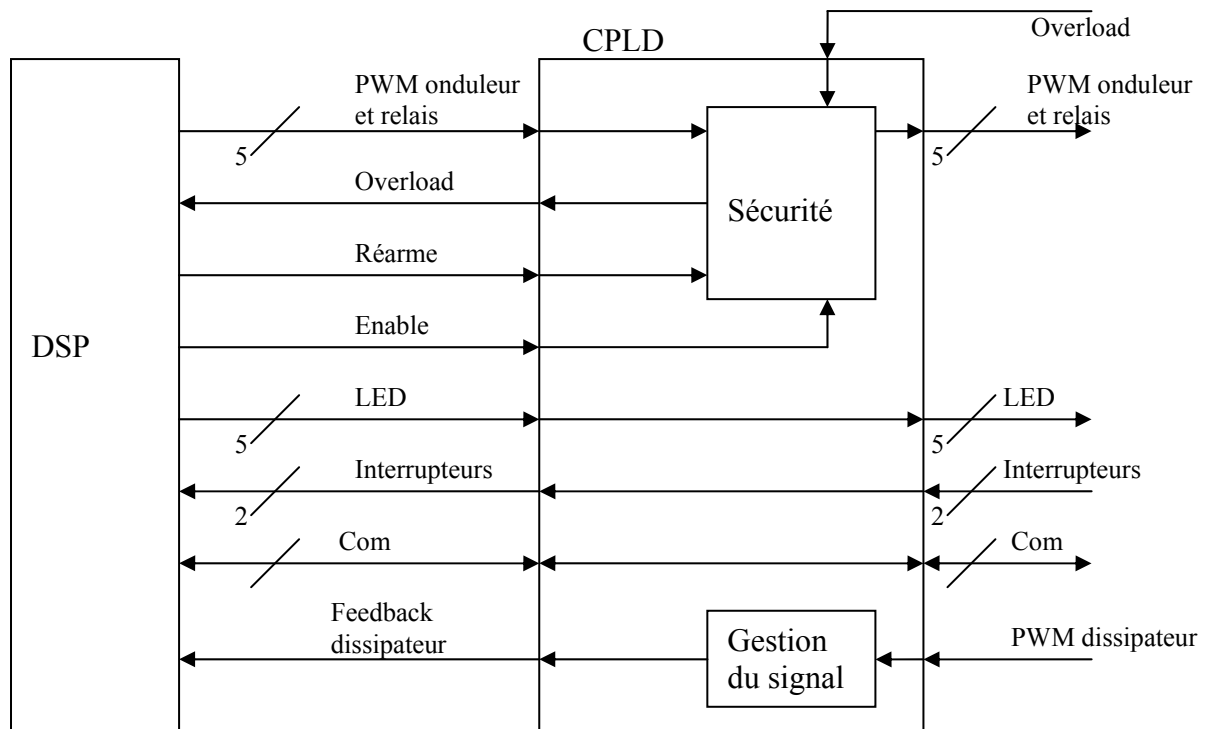


Figure 4.35 Signaux transitant par la CPLD

#### *La sécurité :*

Il y a 5 signaux de commande en transition dans la *CPLD* qui impérativement doivent être rapidement déclenchés lors de défauts. Ce sont les 4 signaux des *PWM* de l'onduleur et le signal du relais.

Ces signaux donc peuvent être déclenchés par le processeur, mais aussi par le signal d'overload venant des *IGBT* de l'onduleur. Dans ce dernier cas, le déclenchement se fait très rapidement sans devoir passer auparavant par le processeur. Bien sûr, le processeur est averti et lui seul pourra réactiver la *CPLD* à la fin du défaut.

#### *Les transitions des signaux :*

Plusieurs signaux sont en transition : les signaux qui pilotent les *LED*, les signaux des 2 interrupteurs de l'interface de commande et les signaux propres à la communication avec l'ordinateur et la carte de débogage (chapitre 4.8).

Ces signaux ne sont pas interrompus car ils n'agissent pas en tant que commandes sur le système.



**La gestion des signaux :**

Cette partie concerne uniquement le signal venant du dissipateur (figure 2.1). Ce signal est un signal modulé en PWM à une fréquence de 20[kHz] (chapitre 4.2).

Si c'est le processeur qui devait analyser ce signal, il devrait tout le temps aller le regarder. Cela occuperait une bonne partie de son temps à disposition pour gérer le système.

Donc c'est la *CPLD* qui va traiter ce signal en donnant seulement au processeur une information VRAI si le PWM est à plus d'un certain pourcentage de modulation, FAUX s'il est en-dessous.

Ceci est réalisé simplement par un compteur qui à chaque période de *PWM* détermine le temps pendant lequel le signal est à '1' ('1', état haut->3[V] ; '0', état bas->0[V]).

$$T_{clock\ DSP} = 10[ns] \quad T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = \frac{1}{20'000} = 50[\mu s]$$

$$Counter_{max} = \frac{T_{PWM}}{T_{clock\ DSP}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-9}} = 5000 \quad (4.9.1)$$

$$\Rightarrow Nbr_{bits} \geq \frac{\ln(Counter_{max})}{\ln(2)} = \frac{\ln(5000)}{\ln(2)} = 12.3[bits] \quad (4.9.2)$$

$$\rightarrow Counter_{bits} = 16[bits]$$

Il faut encore déterminer le pourcentage à partir duquel le signal 'VRAI' est envoyé au processeur : (Une valeur étant une puissance de 2 simplifie beaucoup le circuit logique, car il suffit de tester les bits de poids forts (MSB) de la valeur.)

La valeur la plus proche de 50[%], mais étant une puissance de '2' est '2048'.

→ Cela fait donc à partir de 41[%] de modulation de *PWM* que le signal envoyé est 'VRAI'.

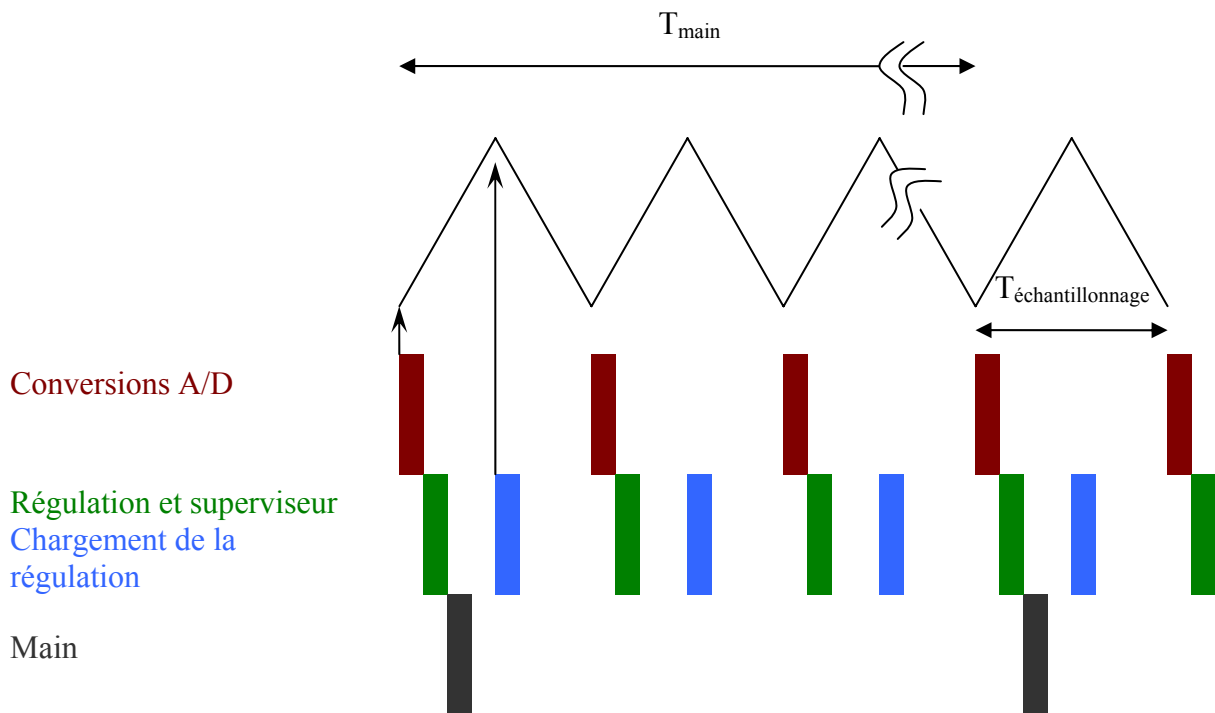
### Programmation du processeur

Au vu de la complexité du code, la programmation implémentée dans le processeur va seulement être représentée sous forme de diagrammes.

Cette programmation se divise en 4 parties principales qui sont toutes synchronisée entre elles :

- 1) L'échantillonnage des entrées analogiques (A/D)
- 2) La régulation
- 3) Le calcul des moyennes (main)
- 4) Le superviseur

Ci-dessous, ces différentes parties sont représentées en fonction du temps :



**Figure 4.36 Diagramme temporel des boucles du régulateur**

Le chargement de la régulation pour le PWM se passe à la moitié de la période d'échantillonnage, ainsi au moment de la capture par l'A/D, la tension et le courant sont déjà influencés et le retard du système n'est plus que d'une période d'échantillonnage.

#### **L'échantillonnage :**

L'échantillonnage est défini par rapport à la fréquence d'un signal *PWM* du processeur. Dans notre cas, la fréquence est de 20[kHz], ce qui fait une période d'échantillonnage ( $T_{\text{échantillonnage}}$ ) de 50[ $\mu$ s].

#### **La régulation :**

Le régulateur est appelé juste après la conversion de l'A/D. Par contre, on peut choisir une boucle moins rapide, c'est-à-dire de faire du sur échantillonnage. La période de cette boucle est un multiple de la période d'échantillonnage. Pour notre réglage, il n'y a pas de sur échantillonnage et la boucle de régulation à la même période que l'échantillonnage (comme à la figure 4.36).

Les détails du réglage seront traités dans les chapitres 6 et 7.

**Le main :**

Dans cette partie s'effectue le calcul des valeurs moyennes et rms des mesures. La période  $T_{main}$  est choisie de façon à correspondre à la période du signal de sortie. Ici elle est de 20[ms] (1/50[Hz]).

**Le superviseur :**

Le superviseur, comme son nom l'indique, s'occupe de gérer les différents états qui se présentent en cours de fonctionnement. Cela peut aussi bien être la marche normale que des erreurs qui surviennent.

Comparé à la machine humaine, le superviseur est le cerveau qui surveille le tout sans s'occuper de tâches spécifiques.

Voilà donc le digramme d'état du superviseur :

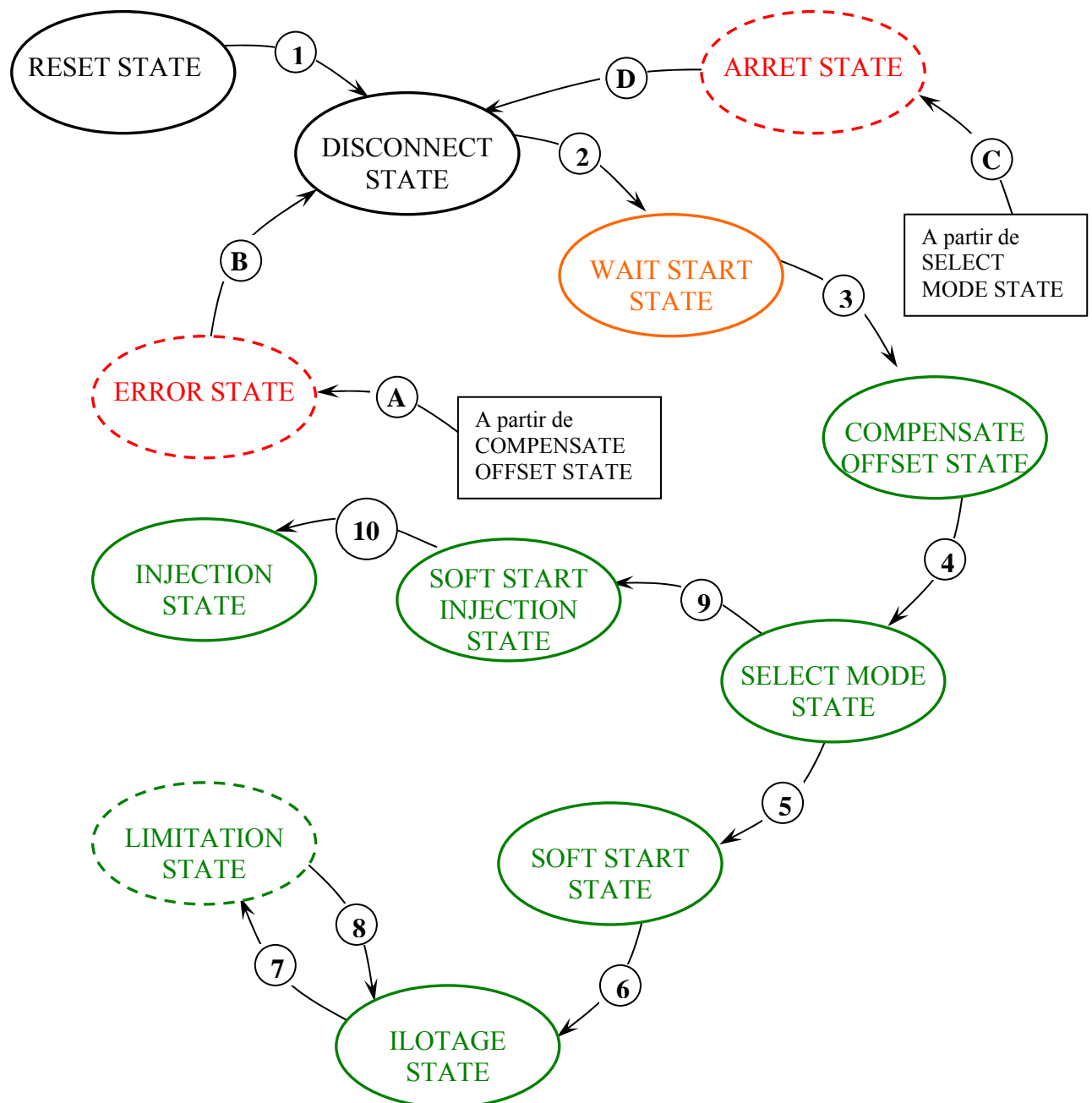


Figure 4.37 Diagramme des états du superviseur

Etats :

Explications de ce que fait chaque état :

- 1) RESET\_STATE : Etat dans lequel rentre le processeur lorsqu'il est alimenté.
- 2) DISCONNECT\_STATE : Etat dans lequel toutes les commandes sont déconnectées.
- 3) WAIT\_START\_STATE : Attend et synchronise la *PLL* au réseau s'il y en a.
- 4) COMPENSATE\_OFFSET\_STATE : Compense les *offset* de la mesure de courant du filtre et de la tension avant le relais.
- 5) SELECT\_MODE\_STATE : Vérifie la tension de sortie après le relais pour choisir entre (pas de tension), le mode îlotage et (tension réseau), le mode injection.
- 6) SOFT\_START\_STATE : Avec le régulateur en îlotage, augmente la consigne de tension pas à pas avant de fermer le relais à la transition '0' de la tension.
- 7) ILOTAGE\_STATE : Confirme le régulateur en îlotage.
- 8) LIMITATION\_STATE : Donne une erreur nulle à l'entrée du régulateur pour empêcher le courant, et en même temps la tension, de monter.
- 9) SOFT\_START\_INJ\_STATE : Ferme le relais à la transition '0' de la tension réseau, et lorsqu'il est fermé, avec le régulateur en injection, augmente la consigne de courant pas à pas.
- 10) INJECTION\_STATE : Confirme le régulateur en injection.
- 11) ARRET\_STATE : Arrête toutes les commandes et ouvre le relais à la transition '0' de la tension.
- 12) ERROR\_STATE : Arrête toutes les commandes et ouvre le relais directement.

Transitions :

Explications de ce qui fait passer d'un état à l'autre :

- 1) : Automatiquement après un temps d'attente.
- 2) : Automatiquement après un temps d'attente.
- 3) : Avec l'interrupteur de mise en marche ON et la tension intermédiaire  $> 400[V]$ .
- 4) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état.
- 5) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état dans le cas du mode injection.
- 6) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état.
- 7) : Lorsque le courant dans la bobine du filtre dépasse  $6[A]$ .
- 8) : Lorsque la consigne  $<$  la valeur de la consigne mémorisée au moment de l'entrée.
- 9) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état dans le cas du mode îlotage
- 10) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état.
- A) : Tous les défauts signalés à la figure 4.40.
- B) : Automatiquement après un temps d'attente les 5 premières fois.  
Avec l'interrupteur de quittance ON.
- C) : Avec l'interrupteur de mise en route sur OFF.
- D) : Automatiquement après l'accomplissement de l'état.

## 5. Mise en route du circuit

Un *PCB* a été réalisé à partir du schéma électrique du circuit. Le schéma du *PCB* ainsi que le schéma électrique se trouvent en annexe 2 (le schéma électrique tient compte des modifications effectuées).

Ce chapitre va porter essentiellement sur la vérification de tous les éléments dimensionnés. Il faut s'assurer que les différentes parties du circuit fonctionnent comme prévu. Les tests ne vont pas se faire avec la génératrice de la roue à eau, mais avec un variateur de tension triphasé. Seul le dissipateur sera testé avec la génératrice, car il faut monter à 1000[V].

**Remarque** : la température de la pièce où se déroule des tests est proche de 25[°C]. Pour avoir donc l'élévation de température des éléments testés, il faut retrancher ces 25[°C].

Bien sûr, pour ces tests, le processeur est configuré pour ne faire que la partie voulue et n'a pas toujours les éléments de sécurité en fonction.

En montant le moins possible d'éléments sur le *PCB*, il s'agit d'abord de se faire une liste de tests à effectuer pour avancer logiquement :

- 1) Tests du régulateur 5[V] pour l'alimentation du processeur.
- 2) Tests des signaux de commande venant du processeur.
- 3) Tests du redresseur.
- 4) Tests du relais.
- 5) Tests des mesures.
- 6) Tests du dissipateur.
- 7) Tests du flyback.
- 8) Tests de l'onduleur.
- 9) Tests de l'overload.

Suivront les tests de fonctionnement en régulation qui ne font pas partie de ce chapitre et feront l'objet des deux chapitres suivants (chapitre 6 et 7).

## 5.1 Tests du régulateur 5[V]

La température du régulateur est de 40[°C] à pleine charge (500[mA]) et correspond tout à fait avec l'élévation de la température calculée (4.7.14) qui est de 15[°C].

## 5.2 Tests des signaux de commande

Les signaux de commande et principalement les signaux de PWM sont tous corrects par rapport aux séquences données (*dead band*, fréquence, modulation). La CPLD fonctionne également comme prévu au chapitre 4.9.

## 5.3 Tests du redresseur

La température des diodes du redresseur à pleine charge (2.5[A]) s'élève à environ 70[°C]. L'élévation de la température est donc de 45[°C], ce qui est un peu moins que calculé (4.1.2).

## 5.4 Tests du relais

Le relais a 2 fonctions : - Il doit s'enclencher ou se déclencher pour permettre de transmettre l'énergie en sortie. Cela doit se passer au moment de la transition '0' de la tension pour ne pas mettre de grosses contraintes sur lui-même ou sur le système (grands courants, oscillations,...).  
- Il doit pouvoir se déclencher en cas de défauts peu importe les autres conditions.

(Le dimensionnement de ce relais a fait l'objet du chapitre 4.5)

Le premier test est donc de déterminer le temps de retard.

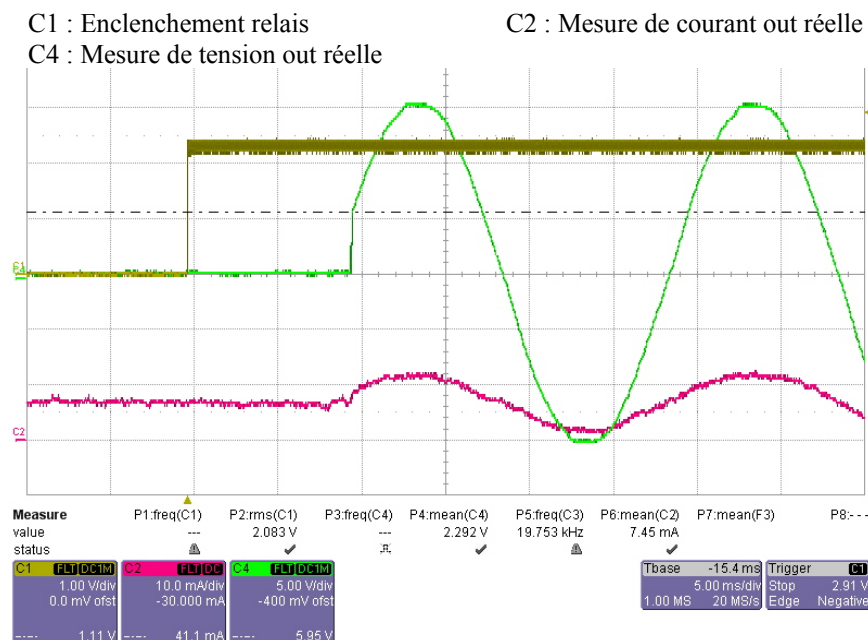


Figure 5.1 Enclenchement du relais asynchrone

Le relais devrait s'enclencher lors d'une transition '0' de la tension pour avoir un courant nul. Or il s'enclenche un petit peu trop tard. Le temps d'enclenchement est de 10[ms].

Il y a deux manières de régler le moment d'enclenchement :

- En décalant le moment d'enclenchement dans le processeur.
- En variant la tension d'alimentation.

Pour le prochain test, c'est le moment d'enclenchement dans le processeur qui sera référencé à une transition '0' de la tension de sortie puisque la durée d'enclenchement du relais est de juste la durée d'une demi-période (10[ms]) de cette tension.

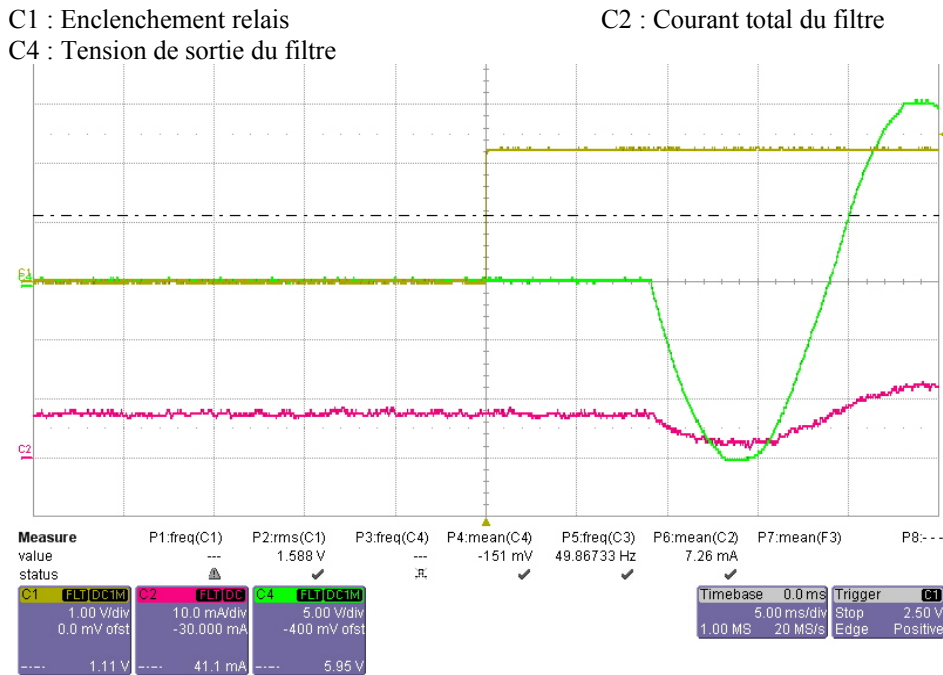


Figure 5.2 Enclenchement du relais synchrone

En avançant le moment d'enclenchement, le relais se ferme bien lors d'une transition '0' de la tension.

Par la suite, lors de la régulation, le relais pourra être enclenché avec une tension d'alimentation maximum, ce qui réduit le temps d'enclenchement. Une fois enclenché, la tension moyenne sera abaissée pour ne pas surchauffer le bobinage du relais.

Pour l'ouverture du relais, c'est plus simple. Il se déclenche très rapidement et il suffit donc de l'ouvrir à la transition '0' de la tension.

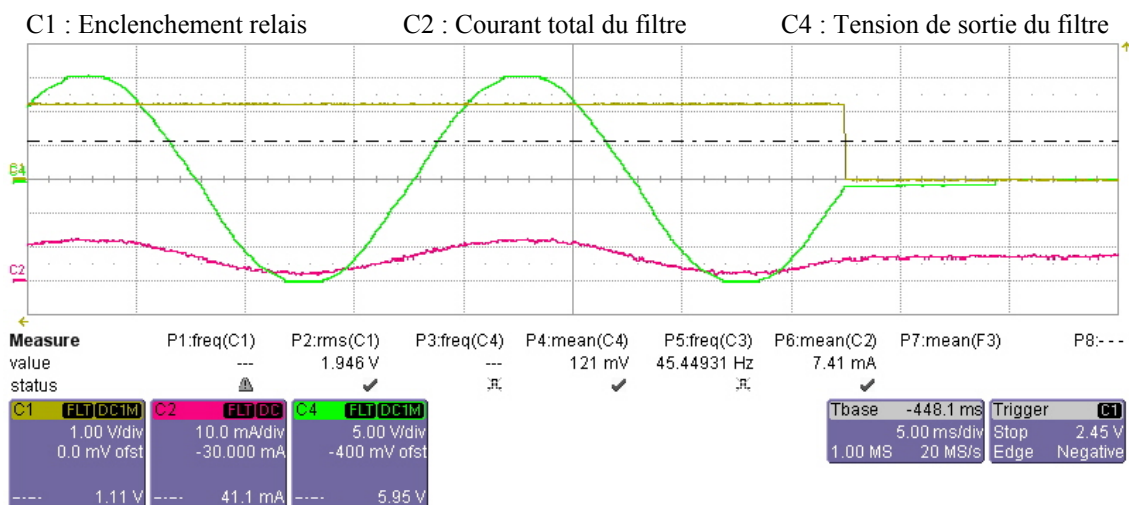


Figure 5.3 Déclenchement du relais

## 5.5 Tests des mesures

Il y a 4 mesures : -1 de courant bipolaire avec donc la référence '0' à 1.5[V] ( $I_{L1}$ ).  
 - 2 de tension bipolaire avec également la référence '0' à 1.5[V] ( $U_{L1}$  et  $U_{grid}$ ).  
 - 1 de tension unipolaire ( $U_{zw}$ ).

(Le dimensionnement de ces mesures a fait l'objet du chapitre 4.6)

Les premiers tests avec de faibles tensions ont permis de découvrir une erreur de branchement des entrées différentielles. Toutes les entrées sont inversées, ce qui donne pour les 3 mesures bipolaires, des signaux inversés et pour la mesure unipolaire une tension toujours nulle.

Une fois les branchements correctement effectués, les mesures peuvent être visualisée :

**Mesure de courant :**

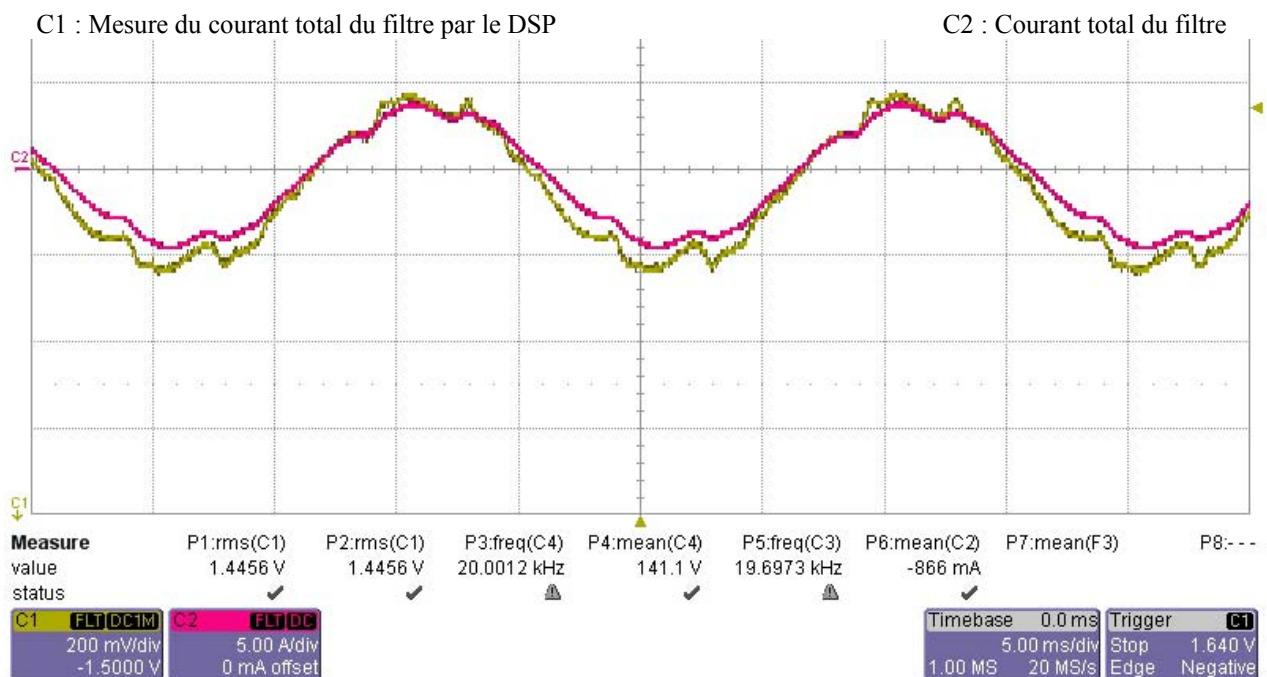


Figure 5.4 Mesure de courant

Le gain calculé est de 1/24 (4.6.11). Cela fait donc un courant réel de 4.8[A] pour une mesure de 200[mV].

On voit que la mesure faite par le processeur correspond à la mesure réelle de courant dans la bobine.

Il y a aussi un déphasage, mais il faut faire attention car le signal passe par une étape supplémentaire de conversion digitale-analogique (D/A) qui introduit justement un déphasage.



Par contre la mesure a un *offset* négatif de 700[mA] qu'il sera possible d'ajuster avec l'état de compensation des *offset* dans la boucle du processeur. Cet état fait circuler un courant moyen nul (50[%] de *PWM* pour les *switch* de l'onduleur) et la valeur moyenne obtenue doit être '0'. Si la valeur moyenne n'est pas de '0', cela détermine l'*offset* qu'il faudra retrancher aux futures mesures.

La figure 5.5 montre qu'à la fin de la compensation, le courant mesuré (en violet) est recalé à '0' en soustrayant l'*offset* (ici de 1[A] !) pour être au même niveau que le courant réel (en vert).

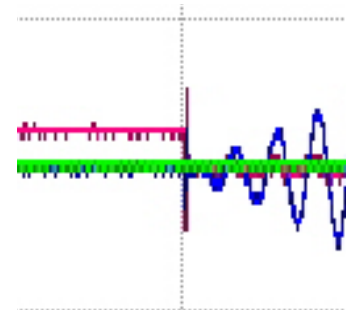


Figure 5.5 Compensation d'offset

Pour être précis dans la mesure de courant, il faut absolument échantillonner toujours au même endroit, au milieu de la variation de courant. Le processeur est déjà configuré pour faire cela :

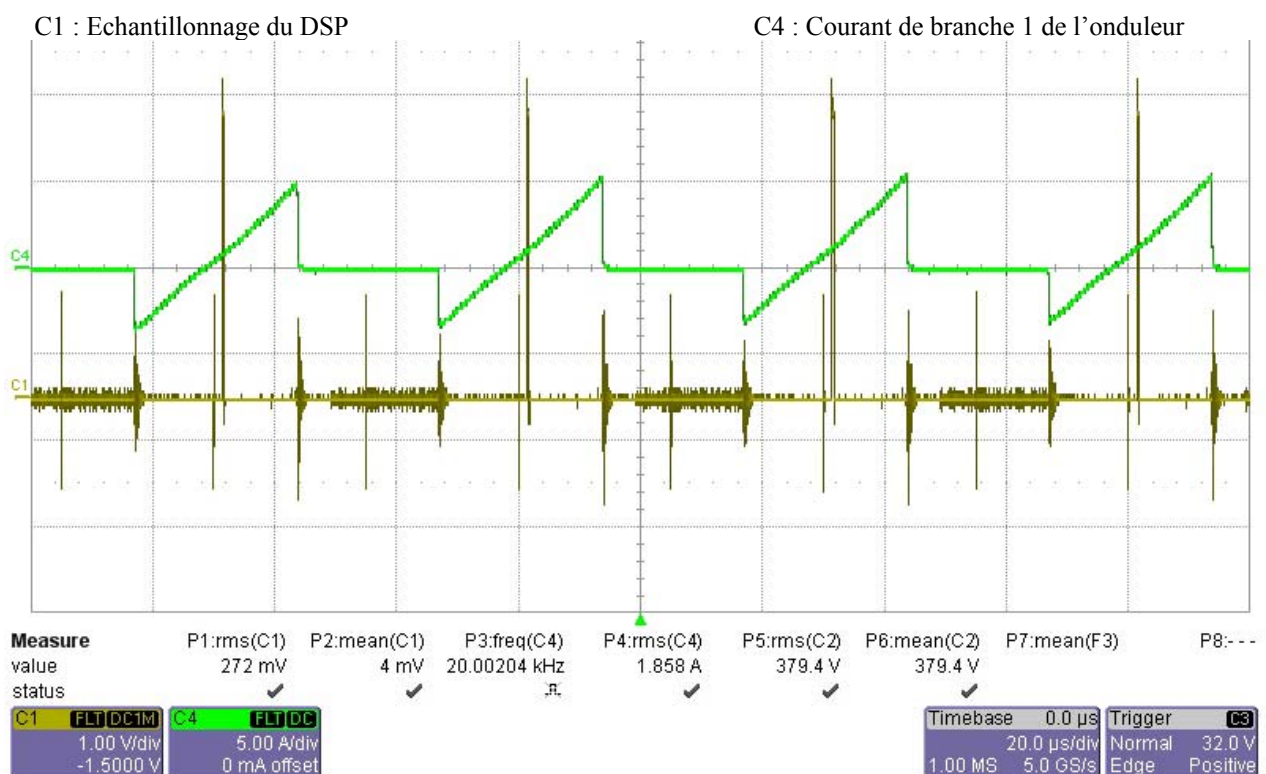


Figure 5.6 Echantillonnage de la mesure de courant

On peut remarquer ici que comme le courant a une moyenne légèrement positive de 1[A], l'échantillonnage mesure bien au milieu cette valeur moyenne.

**Mesure de tension intermédiaire :**

Cette mesure ne présente rien de particulier à signaler mis à part l'inversion de l'entrée différentielle dont il a été question au début du chapitre.

Mesure de tension intermédiaire :

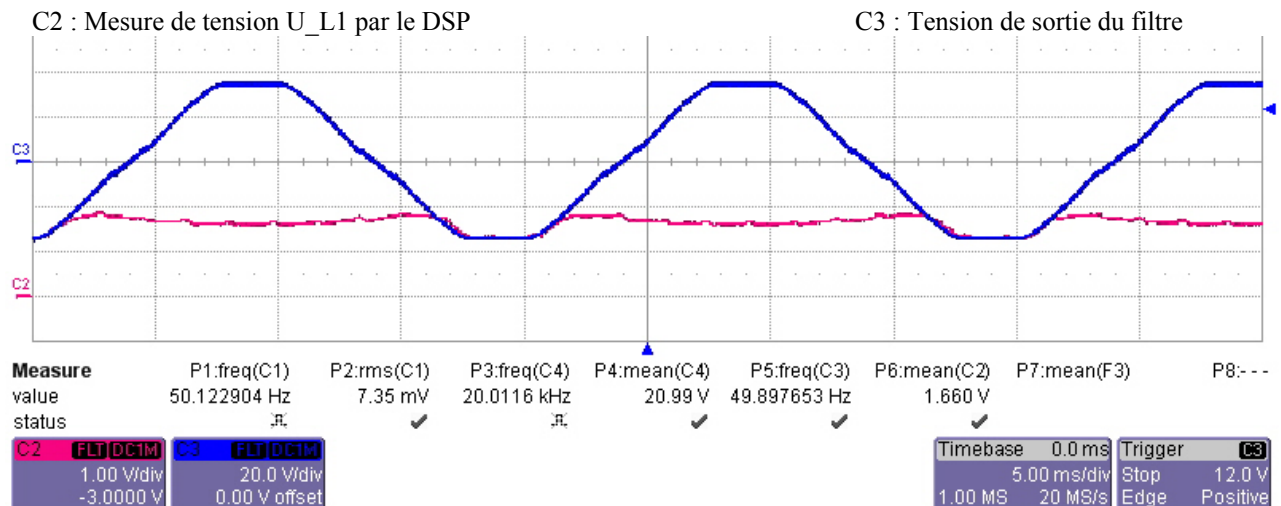


Figure 5.7 Mesure défectueuse de tension de sortie

La mesure est complètement fautive car il y a beaucoup trop de perturbations. En effet, pour ces mesures, la 2<sup>ème</sup> bobine du filtre montée symétriquement (chapitre 4.4) n'a pas encore été installée. La sortie étant flottante, le Neutre saute entre les deux potentiels du circuit intermédiaire car la connexion est directe.

La deuxième bobine est indispensable pour éviter des perturbations et lors de l'injection réseau, car le neutre du réseau ne peut pas sauter.

Les deux mesures de tension de sortie étant strictement identiques, une seule est représentée ici.

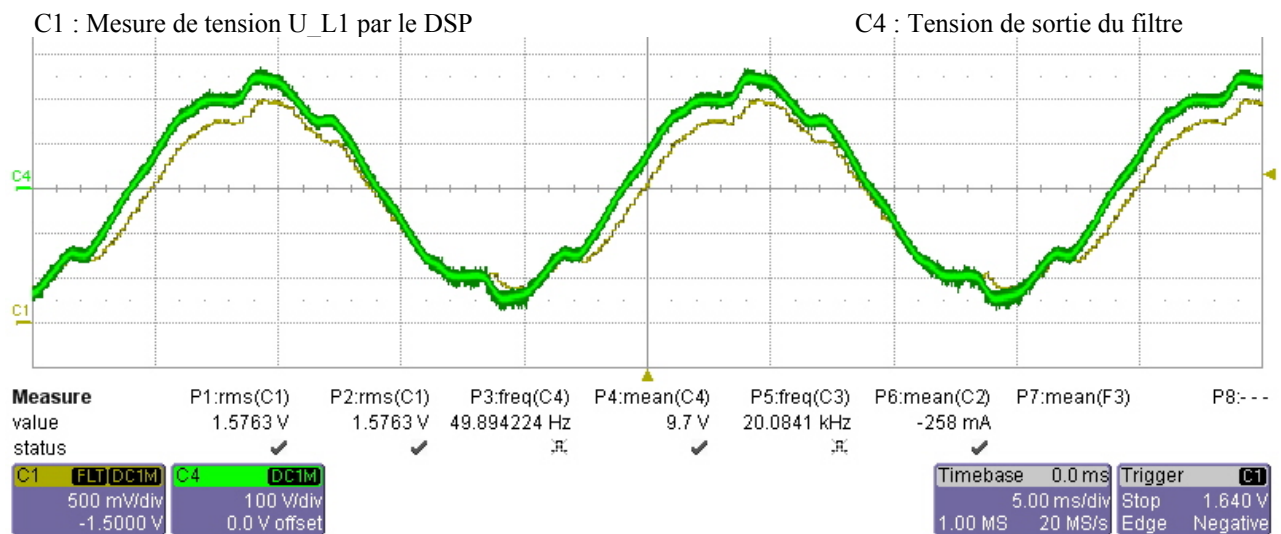


Figure 5.8 Mesure de tension de sortie

Ainsi avec les bobines symétriques du filtre, la mesure est correcte.

Le gain calculé est de 1/233 (4.6.8). Cela fait donc une tension réelle de 233[V] pour 1[V] mesuré.

Comme dans la mesure de courant, le déphasage est dû à la conversion D/A de la mesure.

Pour ce qui est de l'offset de 25[V], il sera réglé de la même manière que celui de courant en l'ajustant pendant l'état de compensation des offset dans la boucle du processeur car comme le courant, la tension moyenne est nulle (50[%] de PWM pour les switch de l'onduleur).

L'état de compensation des *offset* résout bien des problèmes car dans l'acquisition de la mesure de la tension, on remarque que l'échantillonnage, déterminé pour être au milieu du courant, se passe toujours au moment où la tension est minimum.

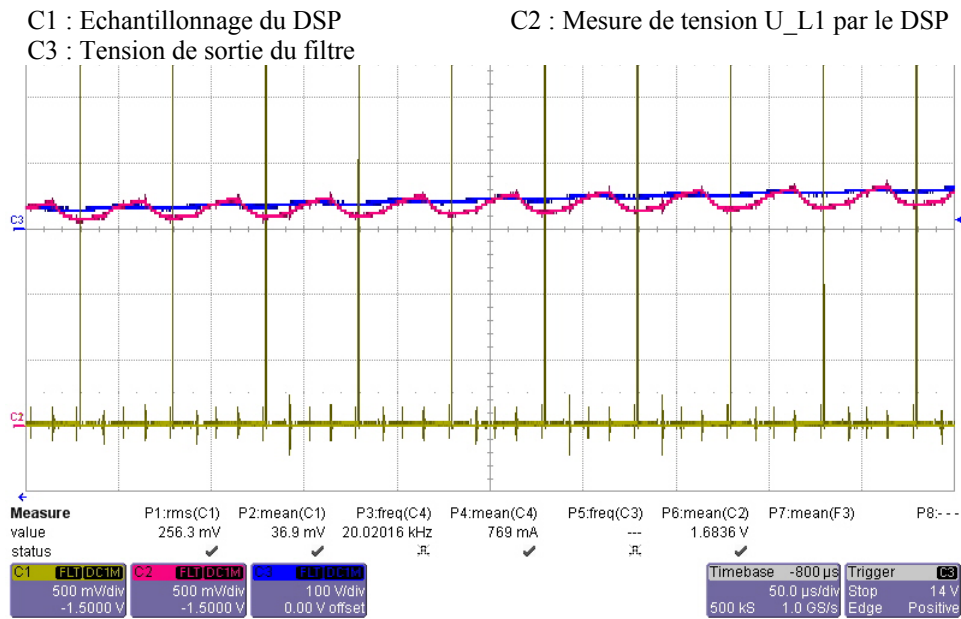


Figure 5.9 Echantillonnage de la mesure de tension

Cela induit un *offset* qui pour cette mesure est à environ 25[V]. Car l'ondulation de la mesure de 200[mV] représente une ondulation réelle de 47[V]. Ce qui donne environ les 25[V] d'*offset*.

Résumé :

Les paramètres de 4 mesures testées sont résumés dans le tableau ci-dessous :

| Mesures            | Gain de mesure | Offset pour l'A/D du DSP | Valeur max mesurée | Valeur min mesurée | Compensation d'offset dans le DSP |
|--------------------|----------------|--------------------------|--------------------|--------------------|-----------------------------------|
| Courant $I_{L1}$   | 1/24           | 2.5[V]                   | 12[A]              | -48[A]             | Oui                               |
| Tension $U_{zw}$   | 1/418          | 0[V]                     | 1250[V]            | 0[V]               | Non                               |
| Tension $U_{L1}$   | 1/233          | 1.5[V]                   | 350[V]             | -350[V]            | Oui                               |
| Tension $U_{grid}$ | 1/233          | 1.5[V]                   | 350[V]             | -350[V]            | Non                               |

Tableau 5.1 Résumé des paramètres des mesures

Les mesures  $U_{L1}$  et  $I_{L1}$  qui sont propre à la régulation auront une compensation d'offset au moment du démarrage (figure4.37) afin de ne pas induire d'erreurs lors de la régulation.

## 5.6 Tests du dissipateur

La modulation du *PWM* doit être à 5[%] lorsque la tension du circuit intermédiaire ( $U_{zw}$ ) est à 750[V] et doit monter à 100[%] lorsqu'elle est à 1000[V].

(Le dimensionnement de ces mesures a fait l'objet du chapitre 4.2)

Lors des premiers tests, il s'est avéré que pour fonctionner correctement, la consommation devait être limitée, pour ne pas devoir mettre une résistance (4.2.15) devant dissiper beaucoup de puissance.

Les capacités ont été dimensionnées à de plus faibles valeurs et donc pour les mêmes caractéristiques de fonctionnement des timers, les résistances doivent être plus grandes, réduisant la consommation.

La modulation ne devrait pas dépasser 5[%] lorsque la tension  $U_{zw}$  est inférieure à 750[V].

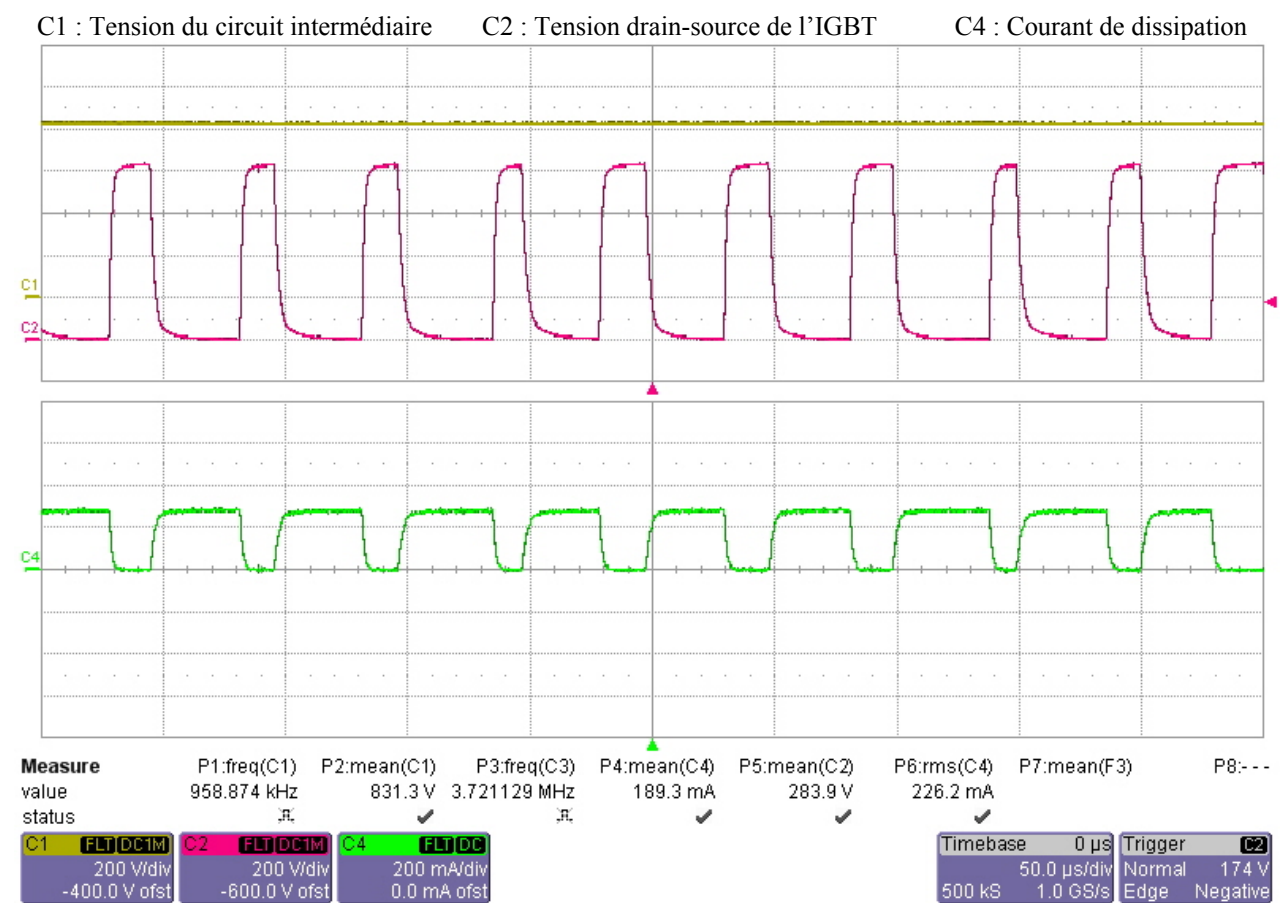


Figure 5.10 Commande dissipateur pour  $U_{zw} = 800[V]$

A partir des valeurs calculées par l'oscilloscope, il est possible de calculer la puissance dissipée dans la résistance (4.2.1 :) :

$$P_{diss} = R \cdot I_{rms}^2 = 3000 \cdot 0.2262^2 = 153.5[W]$$

$$Modulation = \frac{P_{diss}}{P_{diss\ max}} = \frac{153.5}{300} = 51.2[\%]$$

Différentes mesures ont été prises sur le même principe et sont résumées dans le tableau ci-dessous :

| Tension $U_{zw}$ [V] | Irms dans la charge [mA] | P dissipée dans la charge [W] | Modulation réelle [%] | Modulation prévue [%] | Erreur [%] |
|----------------------|--------------------------|-------------------------------|-----------------------|-----------------------|------------|
| 623                  | 50.9                     | 7.77                          | 2.59                  | 5.00                  | 2.41       |
| 746                  | 63.2                     | 11.98                         | 3.99                  | 5.00                  | 1.01       |
| 785                  | 139.7                    | 58.55                         | 19.52                 | 18.30                 | -1.22      |
| 831                  | 226.2                    | 153.50                        | 51.17                 | 35.78                 | -15.39     |
| 886                  | 268.2                    | 215.79                        | 71.93                 | 56.68                 | -15.25     |
| 941                  | 287                      | 247.11                        | 82.37                 | 77.58                 | -4.79      |
| 992                  | 314.8                    | 297.30                        | 99.10                 | 96.96                 | -2.14      |
| 1015                 | 315.2                    | 298.05                        | 99.35                 | 100.00                | 0.65       |

Tableau 5.2 Résumé des modulations de la charge du dissipateur

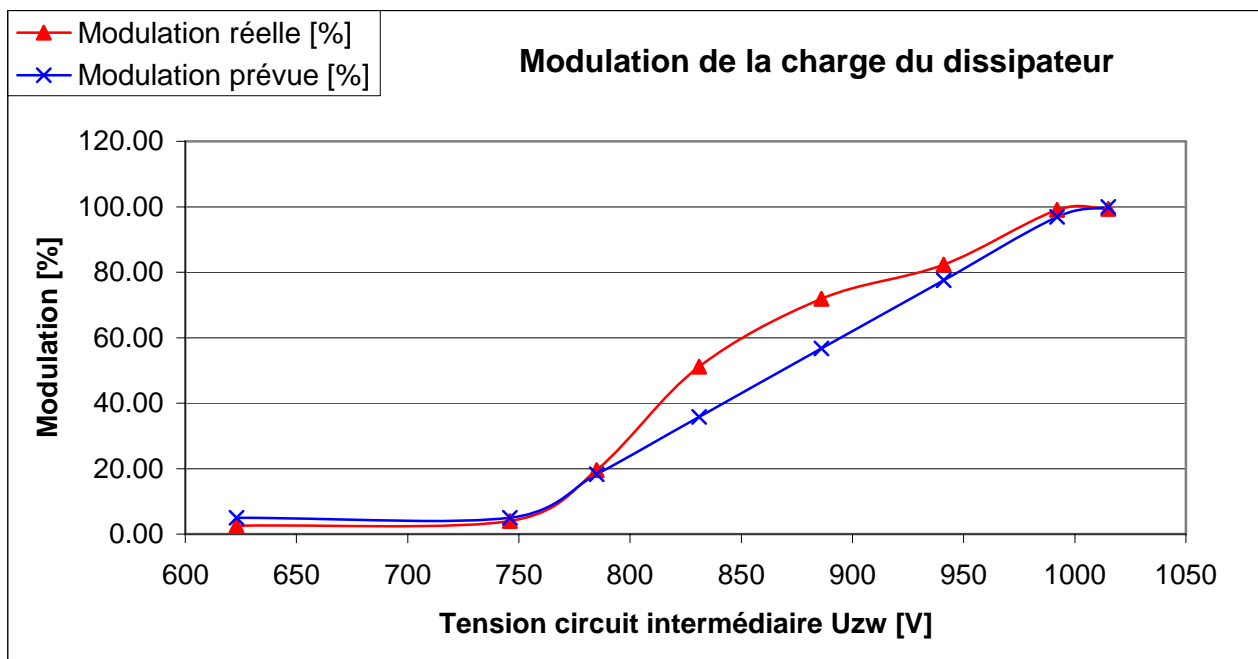


Figure 5.11 Graphique de la modulation en fonction de la tension du circuit intermédiaire

Le graphique permet de se rendre compte qu'au milieu de la plage (entre 800 et 950[V]), la modulation réelle et donc la puissance dissipée n'est pas linéaire.

Ce qui est même un avantage, car l'emballement de la roue à eau est assez vite bien freiné.

### 5.7 Tests du flyback

L'alimentation *flyback* a pour but de fournir différentes tensions pour les *driver*, le relais et le processeur. Les tests vont d'abord porter sur le démarrage du *flyback*, puis ensuite sur le fonctionnement.

(Le dimensionnement du flyback a fait l'objet du chapitre 4.7)

#### Tests du démarrage :

Au démarrage, l'erreur est grande et donc l'intégrateur ( $V_{comp}$ , figure 4.30) arrive assez vite à l'erreur maximum où le régulateur coupe. Lorsque l'erreur devient trop grande, le régulateur coupe puis réenclenche après un certain temps déterminé par la capacité  $C_{ss}$  (4.7.29). C'est pour cela qu'il faut bien régler l'intégrateur de l'erreur.

Ces tests se déroulent avec une tension de 100[V] au circuit intermédiaire.

Ci-dessous, on voit qu'après un démarrage raté, comme la tension d'alimentation est encore à 2[V] au moment du réenclenchement, le *flyback* atteint plus rapidement la tension nominale de l'alimentation et il peut enfin démarrer.

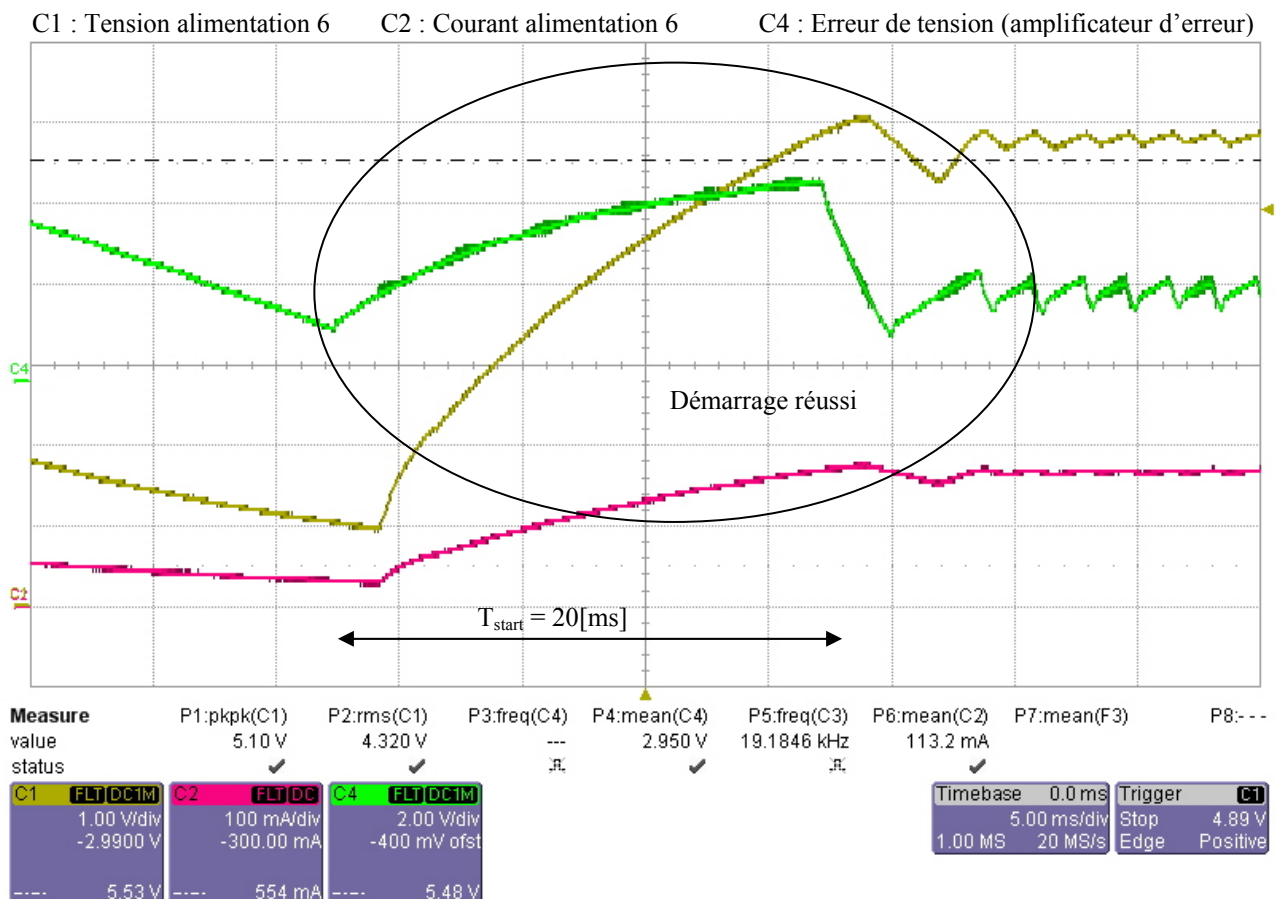


Figure 5.12 Enclenchement du flyback

Pour aider les démarrages, il faut diminuer l'intégrateur sur l'erreur pour qu'elle monte plus lentement afin de ne pas arriver au maximum de l'erreur avant que la tension d'alimentation arrive à sa valeur nominale.

Un intégrateur plus petit a permis d'effectuer des démarrages lors de la première tentative et par la suite en fonctionnement, ces valeurs seront confirmées.

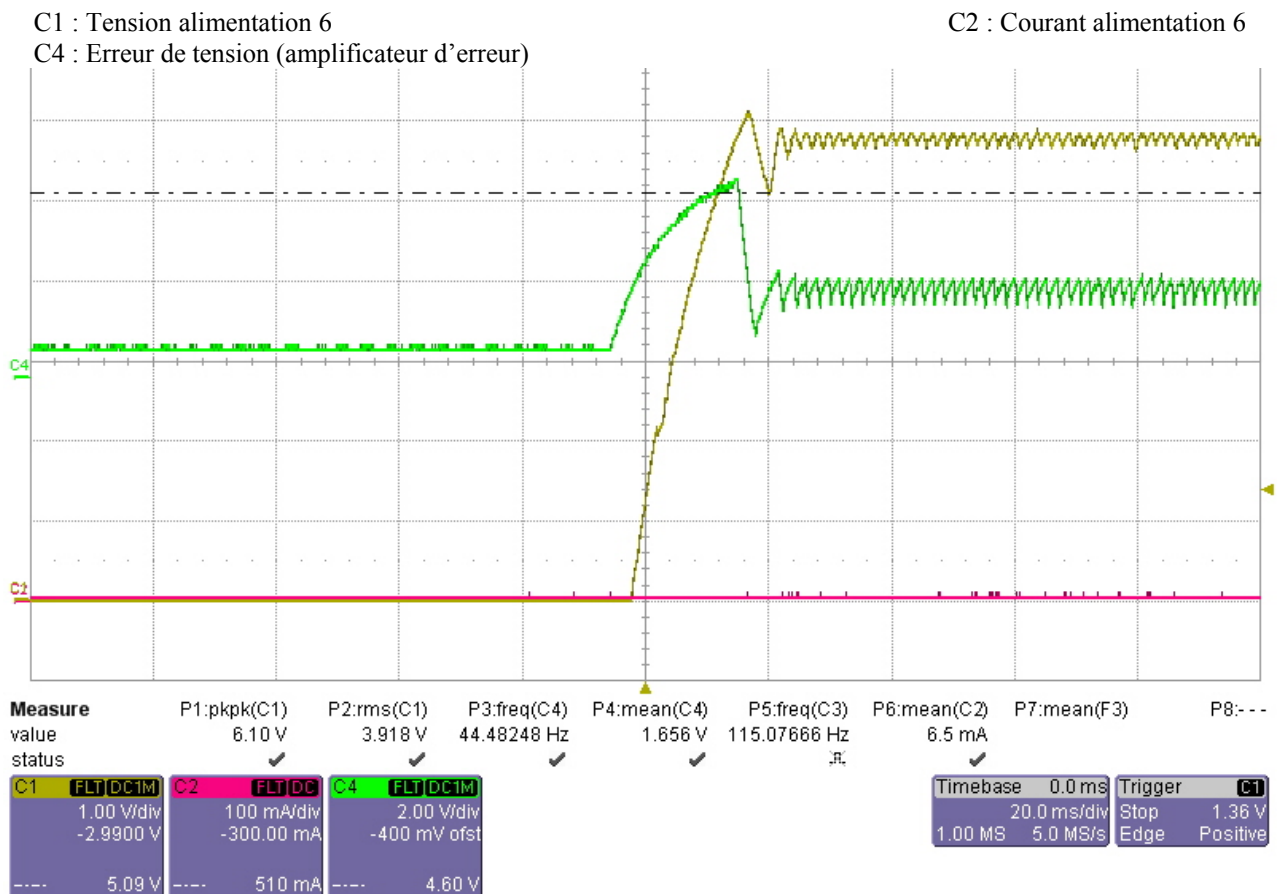


Figure 5.13 Démarrage du flyback

Sur la figure ci-dessus, avec les paramètres du PI optimal, l'enclenchement s'effectue du 1<sup>er</sup> coup, si la charge est nulle.

Une fois enclenché, la tension d'alimentation 6 reste stable, et on remarque qu'elle est un peu en-dessous de 6[V] (4.7.30), ce qui n'affecte pas du tout le bon fonctionnement puisque le régulateur 5[V] est du type *low drop*.

### Tests du fonctionnement

Après ces premiers essais du démarrage, il faut observer le fonctionnement du *flyback* avec des tensions plus élevées.

Avec une tension de 300[V] au circuit intermédiaire, le *flyback* s'enclenche normalement, mais un bruit se fait entendre.

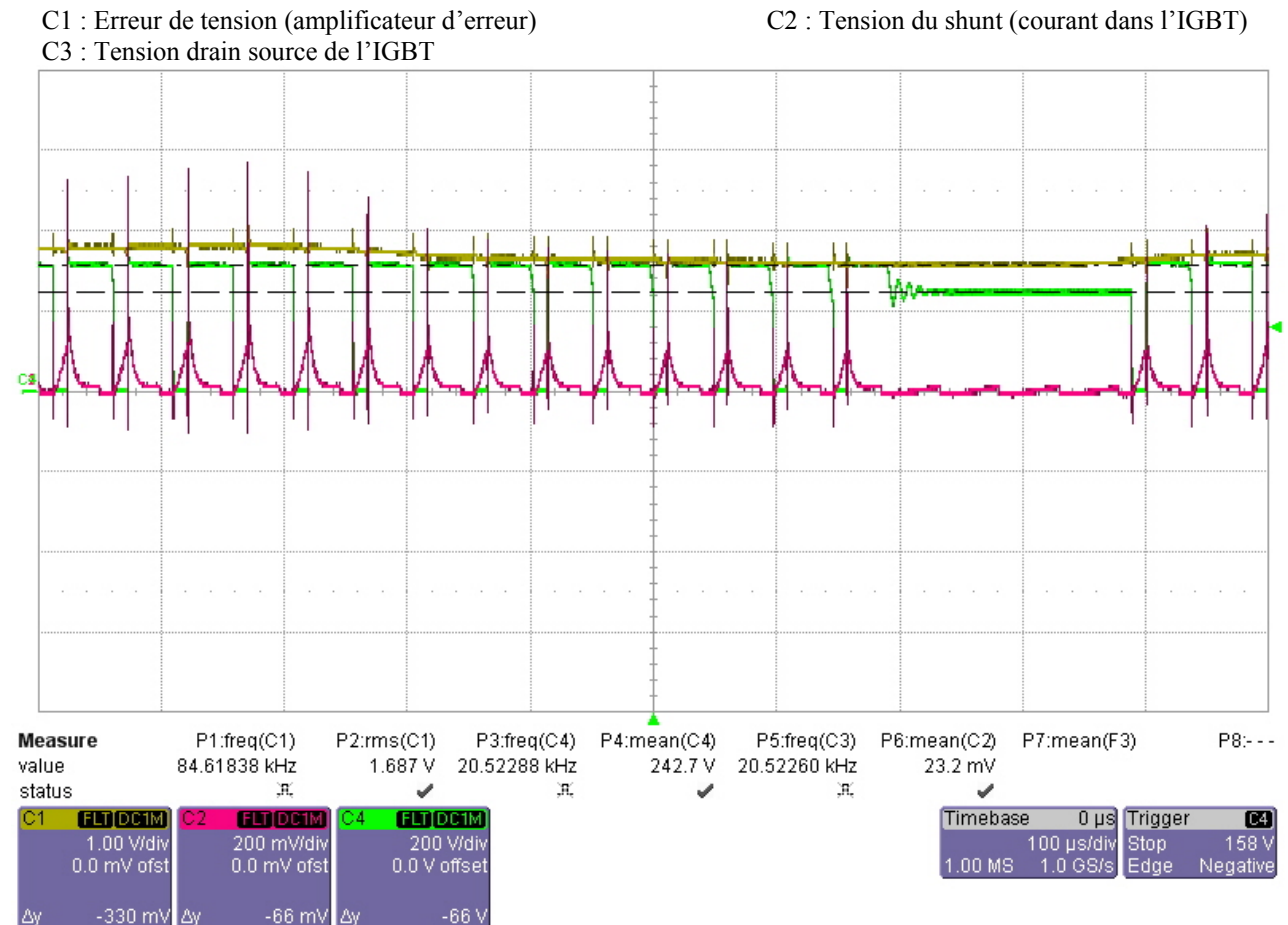


Figure 5.14 Fonctionnement normal du flyback

Sur la figure représentée ci-dessus, lorsque l'erreur est plus petite que 1.5[V], le régulateur arrête de commuter et reprend lorsque l'erreur redevient plus grande. Le bruit que l'on entend vient des ces arrêts et reprises régulières.

L'erreur devient trop petite car le transformateur a été dimensionné pour une puissance apparemment trop grande. Les consommations estimées doivent être plus faibles. Mais cela ne gêne en rien le bon fonctionnement si ce n'est un bruit désagréable à entendre.

La tension secondaire rapportée au primaire (4.7.1) définie à 60[V] est bien visible lors de ces arrêts.



Maintenant il faut tester la capacité du régulateur à réagir à des sauts de charge.

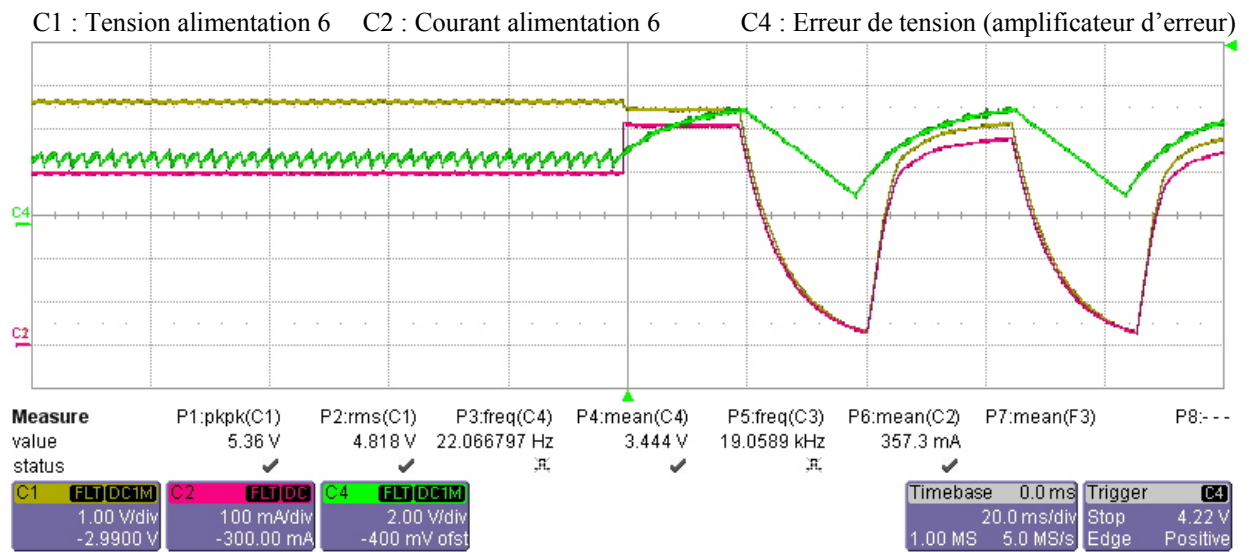


Figure 5.15 Saut de courant sur l'alimentation 6

En faisant un saut de courant de 100 [mA], l'erreur devient trop grande et le régulateur coupe. On voit ensuite qu'il essaie de réenclencher sans succès.

Avec un intégrateur plus petit (4.7.32), l'erreur monte plus lentement et le régulateur a le temps de réagir. Cela va d'ailleurs aider les démarrages.

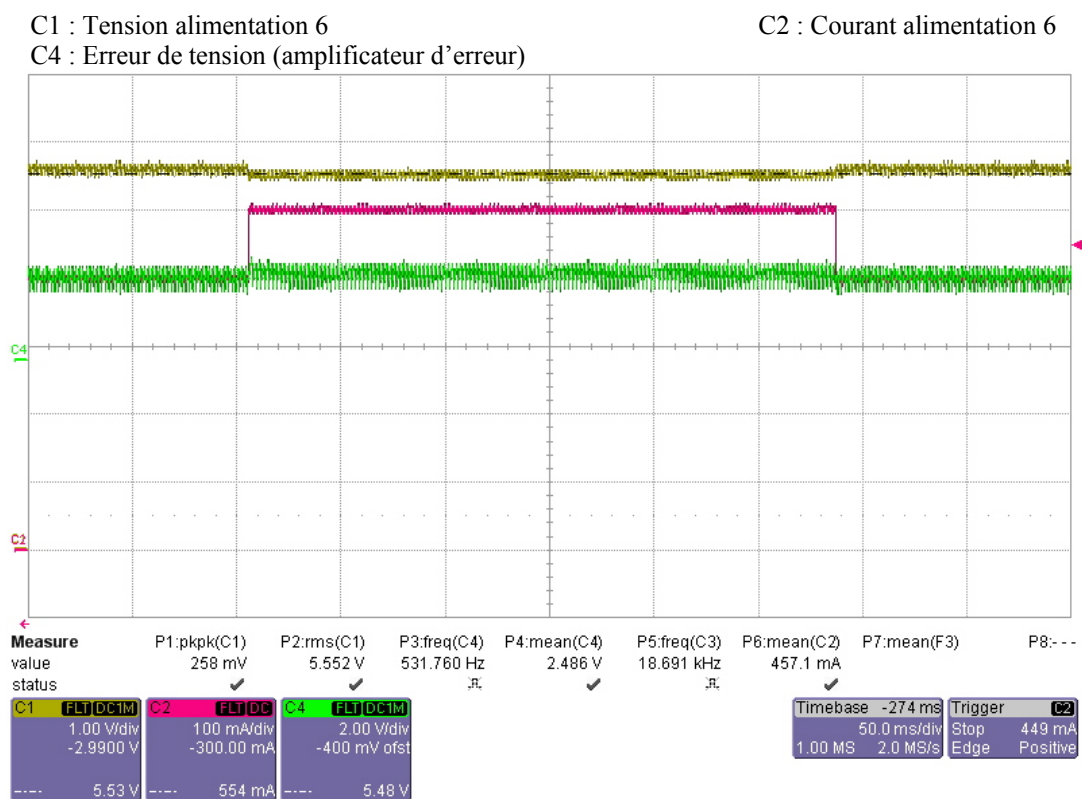


Figure 5.16 Saut de courant sur l'alimentation 6

En faisant le même test qu'avant avec l'intégrateur plus petit, on voit que le flyback arrive à régler ce saut de courant. En même temps, le flyback n'a aucun problème de régler une charge de 500[mA].

Lorsque la tension du circuit intermédiaire monte, il y a de plus en plus des impulsions au double ou au triple de la fréquence.

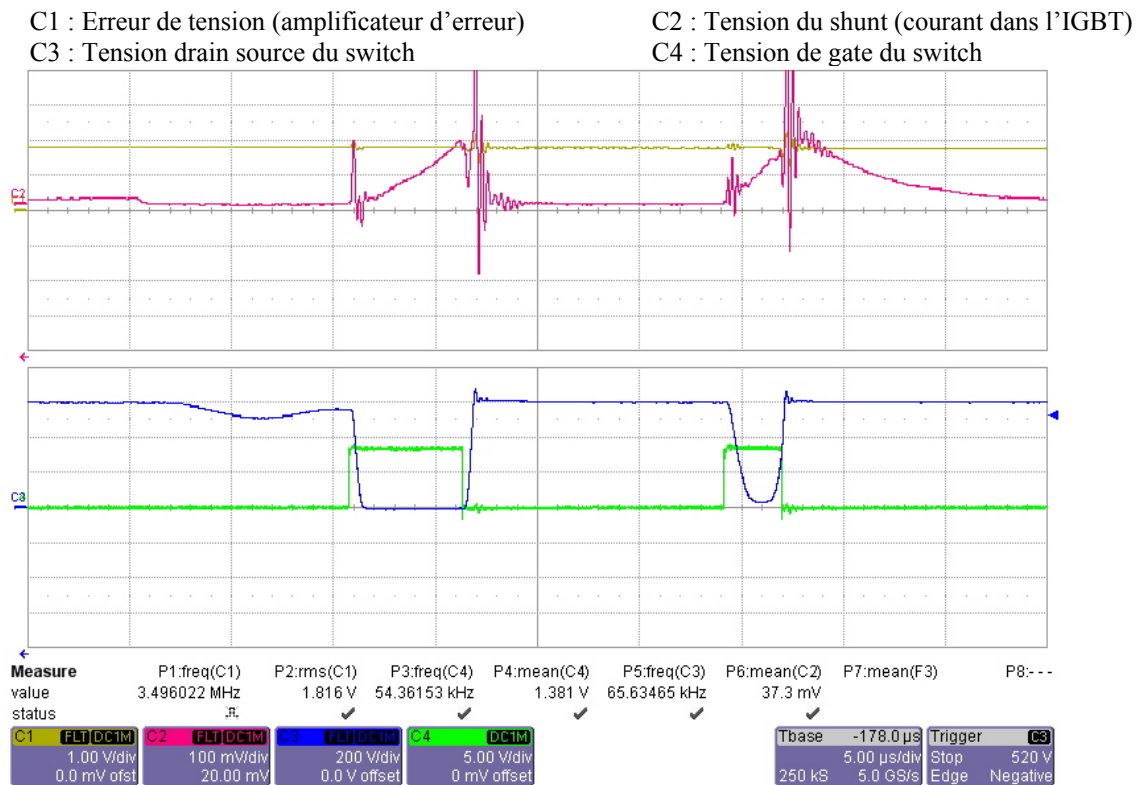


Figure 5.17 Problèmes de commutations du flyback

Comme le temps d'enclenchement max (4.7.2) est faible, il est possible de doubler la fréquence de commutation pour avoir un *flyback* dimensionné pour une puissance deux fois plus petite. Ainsi, par force, le temps d'enclenchement devra augmenter.

Pour doubler la fréquence, c'est la résistance  $R_{RT}$  qu'il faut changer. Avec (4.7.18) :

$$R_{RT} = \frac{6.63 \cdot 10^9}{F_{sw}} = \frac{6.63 \cdot 10^9}{40'000} = 165.8 [k\Omega]$$

$$\rightarrow R_{RT} = 160 [k\Omega]$$

Ce doublement de fréquence est possible car les condensateurs des alimentations ont été bien surdimensionnés notamment au niveau de l'ESR qui est suffisamment faible pour supporter ce changement, et parce que les diodes sont suffisamment rapides. Sinon au niveau du dimensionnement du *flyback*, comme la fréquence double et la puissance diminue de moitié, les valeurs calculées restent inchangées. Il n'y a que le temps d'enclenchement maximum (4.7.2) qui lié seulement à la fréquence diminue de moitié (ce qui fait bien entendu le même rapport cyclique qu'auparavant), et que le courant crête (4.7.25) qui diminue de moitié.

En doublant la fréquence, le phénomène ne se passe plus. Il était dû à des sauts de cycles du régulateur lorsque la puissance consommée était trop faible.

**Le flyback fonctionnera donc avec une fréquence de commutation de 40[kHz].**

### 5.8 Tests de l'onduleur

Pour tester l'onduleur, le système est en boucle ouverte. La tension de sortie pourra être variée directement en changeant la consigne du modulateur. Les premiers tests vont se faire à faible tension par une alimentation externe limitée en courant.

Sur la figure ci-dessous, l'entrée du modulateur est une consigne sinusoïdale. Cela permet de voir si l'onduleur suit et si le filtre remplit bien sa fonction.

- C2 : Courant de sortie du filtre
- C3 : Tension drain source du switch1
- C4 : Tension de sortie du filtre

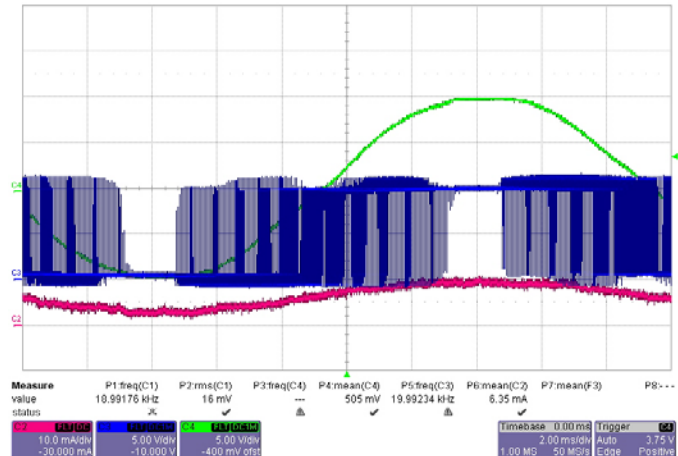


Figure 5.18 Onduleur en modulateur de tension

En modulant un sinus en PWM sur l'onduleur, il y a bien un sinus à la sortie du filtre.

En regardant le détail d'une commutation d'une branche de l'onduleur, il faut retrouver sur la commande les 'dead band' qui évitent les courts-circuits de branche en empêchant les 2 switch d'être fermés au même moment.

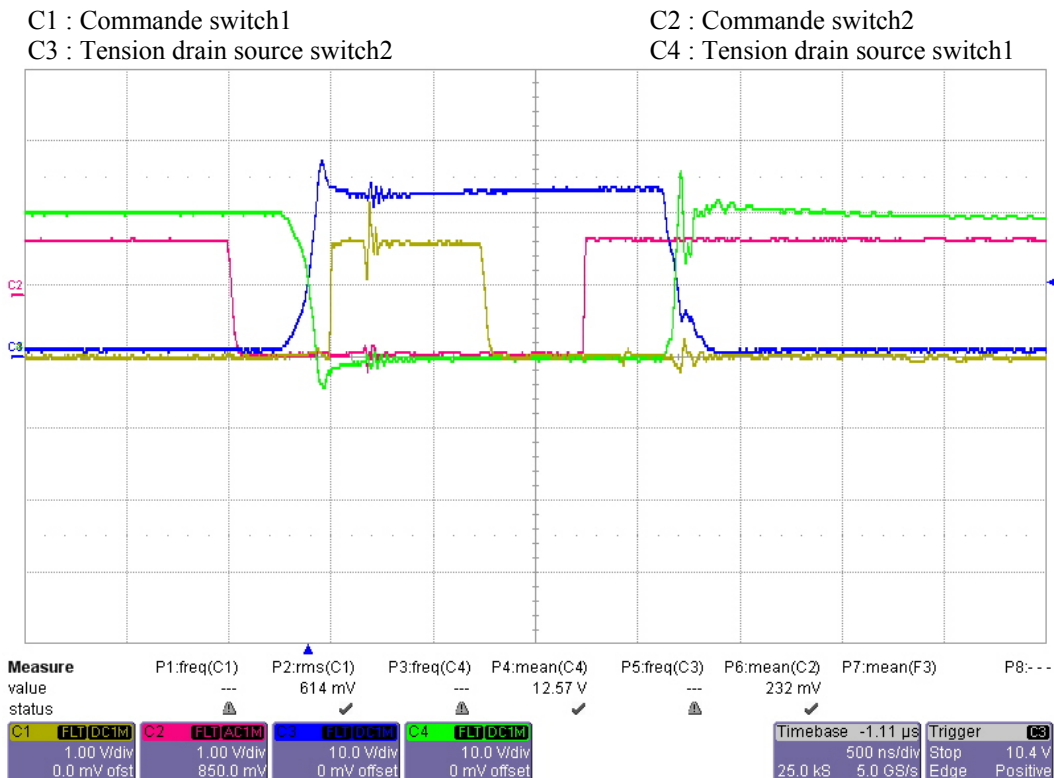


Figure 5.19 Commutations et signaux de commande d'un IGBT de l'onduleur

Les 'dead band' de 500[ns] programmés dans le processeur sont bien visibles.

Afin de pouvoir tester l'onduleur avec des puissances plus importantes, l'alimentation externe de l'onduleur va faire place au circuit intermédiaire.  
 Les premiers tests se dérouleront à une tension de 100[V].

C1 : Tension de sortie du filtre  
 C2 : Tension circuit intermédiaire  
 C3 : Courant de branche1 (1[A]/div)

L'ondulation à 300[Hz] du circuit intermédiaire dû au redresseur triphasé est bien visible.  
 Par contre, superposé à cette ondulation, la commutation à 20[kHz] de l'onduleur n'est pas filtrée.  
 La capacité n'est pas assez grande.

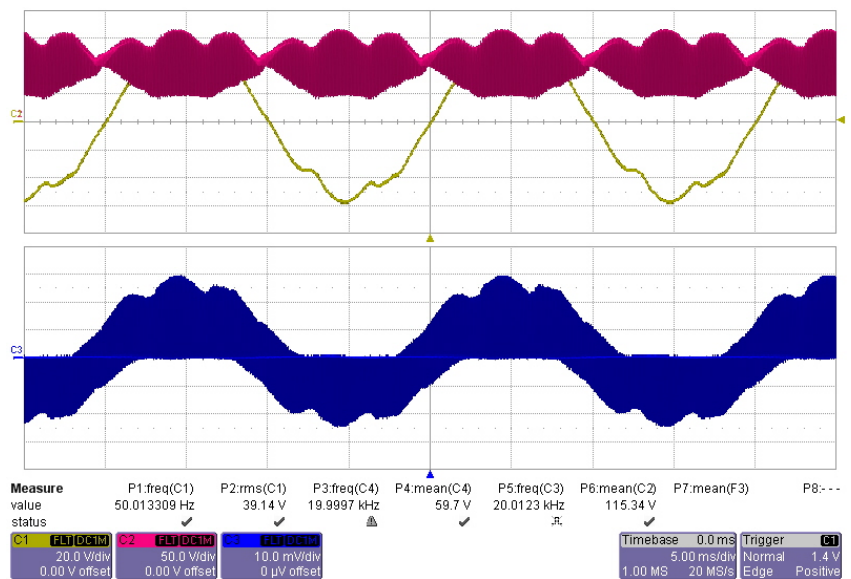


Figure 5.20 Onduleur en modulation, circuit intermédiaire à 100[V]

Sur la figure ci-dessous, l'ondulation à 20[kHz] est mieux visible. Elle est importante avec 200[V]. Cette ondulation se retrouve sur la tension des switch.  
 Cette ondulation est problématique pour le réglage. Une plus grande capacité est indispensable. Il faut donc 2[μF] (chapitre 4.1).

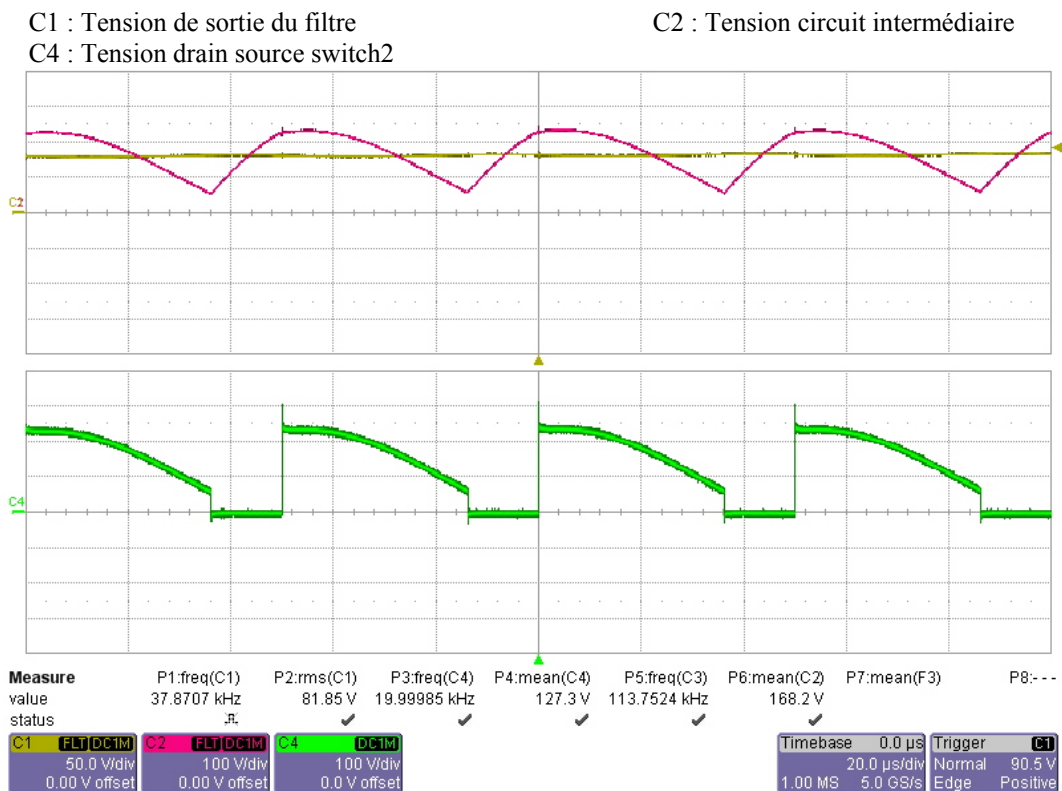


Figure 5.21 Ondulation parasite du circuit intermédiaire

Avec la capacité de 2[μF] au circuit intermédiaire, il ne reste plus que l'ondulation à 300[Hz] due au redresseur.

Il reste maintenant à optimiser les courants de commutations qui s'élèvent à 2[A] au-dessus du courant de 4[A] pour la tension de 100[V] au circuit intermédiaire.

Lorsque la tension du circuit intermédiaire est plus haute, ce pic peut s'élever jusqu'à 10[A] alors que le courant de branche maximum est à 4[A].

- C1 : Courant de branche2
- C2 : Tension drain source switch1
- C3 : Courant de branche1
- C4 : Tension drain source switch2

Il s'agit de régler les temps d'enclenchement et de déclenchement des *switch* grâce aux résistances de *gate* (chapitre 4.2).

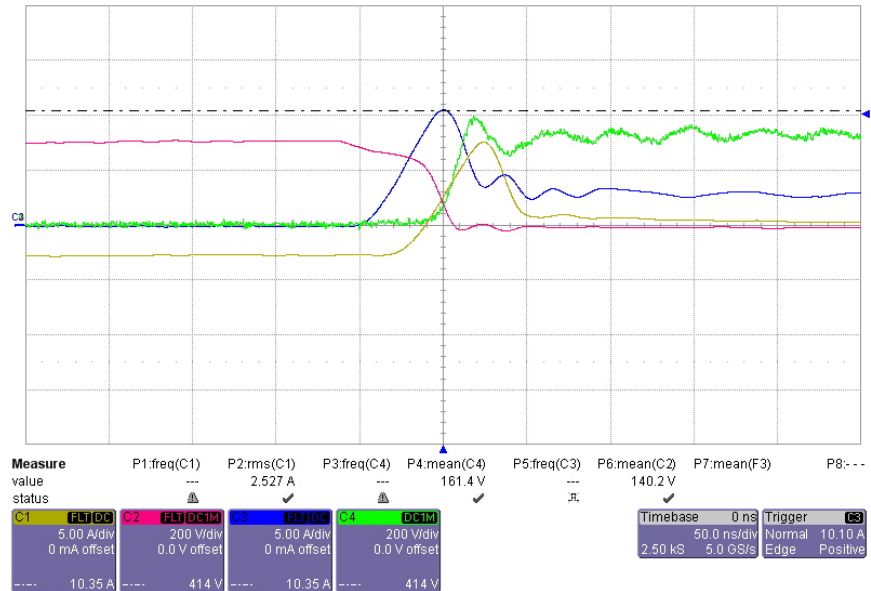


Figure 5.22 Courant de commutation non optimisé

Avec les résistances de *gate* mieux dimensionnées (temps d'enclenchement moins rapide que le déclenchement), le courant de commutation descend et le pic s'élève à 7[A] pour 4[A] de courant de branche maximum.

- C1 : Courant de branche2
- C3 : Courant de branche1

- C2 : Tension drain source switch1
- C4 : Tension drain source switch2

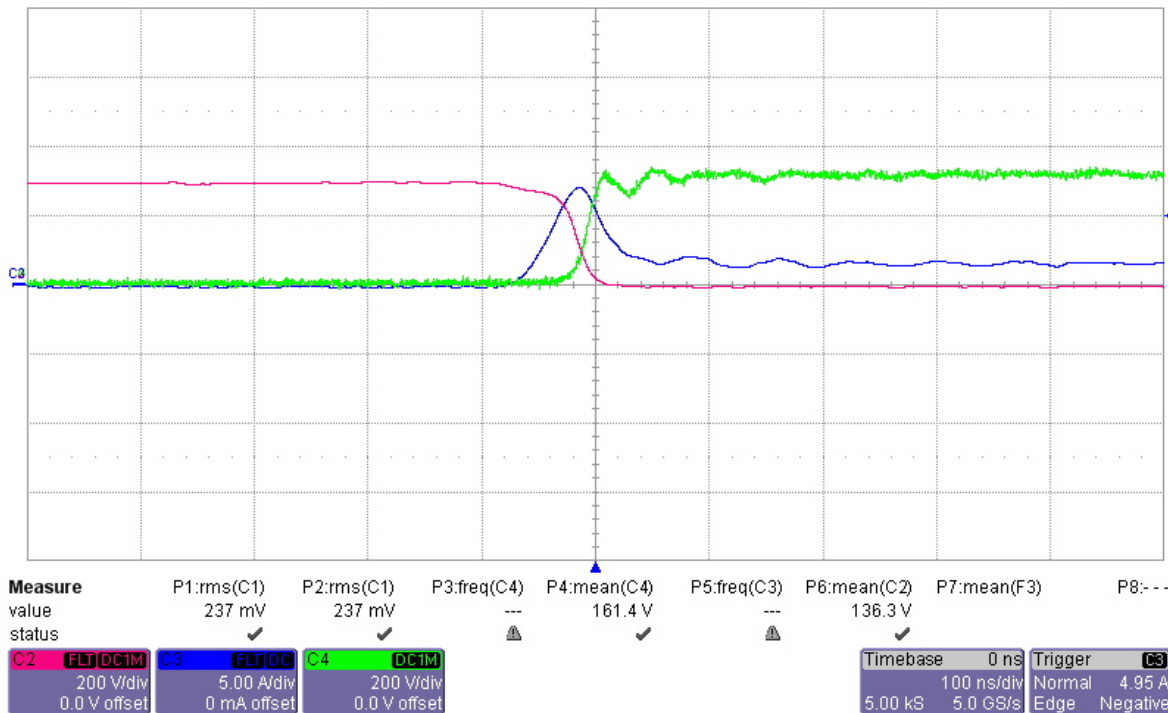


Figure 5.23 Courant de commutation optimisé

### 5.9 Tests de l'overload

Pour notre application, il faut avoir une détection d'overload plus grande (env. 15[A]) car lors des simulations en régulation, l'ondulation de courant pouvait monter jusqu'à 10[A].

Selon les caractéristiques de l'IGBT, le seuil de comparaison doit être augmenté à 4[V].

(Le principe de la détection a été expliqué au chapitre 4.3 sous 'Détection de l'overload'.)

- C1 : Signal  $\overline{\text{overload}}$
- C2 : Tension drain source switch1
- C3 : Courant de branche1
- C4 : Tension drain source switch2

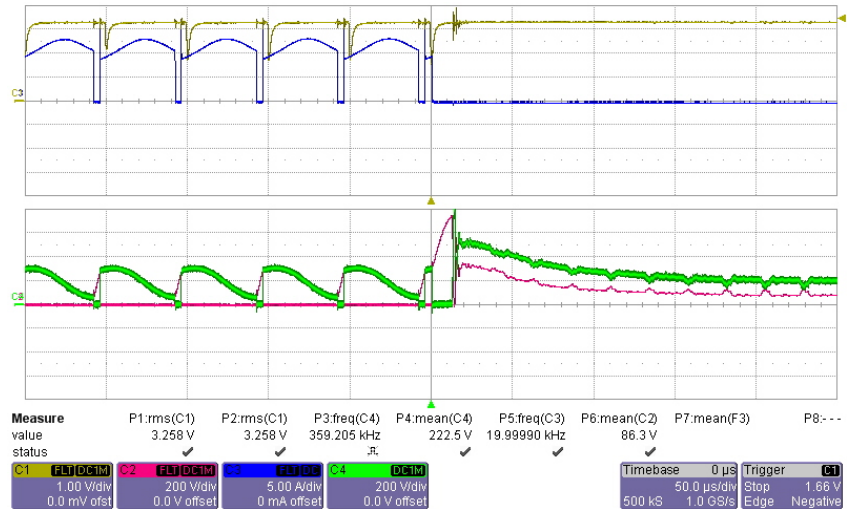


Figure 5.24 Détection de l'overload à 15[A]

Le même test a aussi été effectué pour un courant négatif et le switch4 a bien déclenché à -15[A].

Les tests précédents ont été effectués pour des tensions relativement faibles. Il s'agit maintenant de tester l'overload avec les tensions de fonctionnement.

L'overload se déclenche en-dessous du seuil de détection (15[A]). Ce problème comme on le voit sur la figure ci-dessous s'apparente à un bruit de mode commun. D'ailleurs cette même oscillation se retrouve sur la masse.

Comme à la fois le signal et la masse oscillent en même temps, l'overload ne devrait pas se détecter. Mais, sur le PCB, la piste du signal est plus longue, il y a une capacité, etc, ce qui introduit un déphasage et il n'en faut pas beaucoup car c'est un bruit qui a une période de 100[ns].

- C1 : Signal  $\overline{\text{overload}}$
- C2 : Tension drain source switch1
- C3 : Courant de branche1
- C4 : Tension drain source switch2

Pour résoudre ceci, les variations des signaux de moins de 100[ns] ont été masqués dans la CPLD en mettant un compteur qui déclenche l'overload seulement lorsque le signal dure plus de 100[ns].

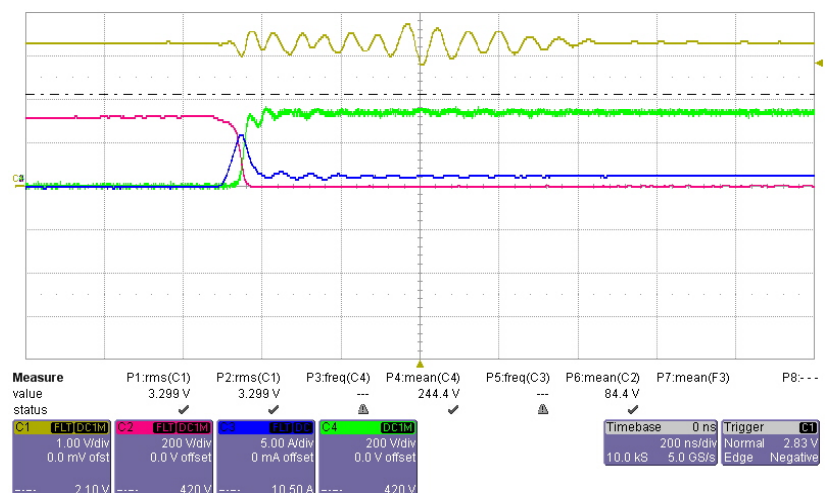


Figure 5.25 Bruit de mode commun sur les lignes

Les explications de la programmation de la CPLD se trouvent au chapitre 4.9 et en annexe 10.

## 6. Régulateur d'états pour le mode îlotage

Le régulateur choisi est un régulateur d'états. Il a été choisi lors du projet de semestre<sup>1</sup> et ses avantages sont de remplacer 2 régulateurs PI de tension et de courant cascades, et de pouvoir dimensionner plus tard un observateur qui n'a besoin que d'un état pour fonctionner.

Sur la figure ci-dessous, le timing du déroulement d'un cycle d'acquisition, et de calcul du régulateur a été étudié pour être sûr que le chargement du modulateur des *PWM* puisse toujours s'effectuer à la moitié de la période comme prévu au chapitre 4.9 (figure 4.37).

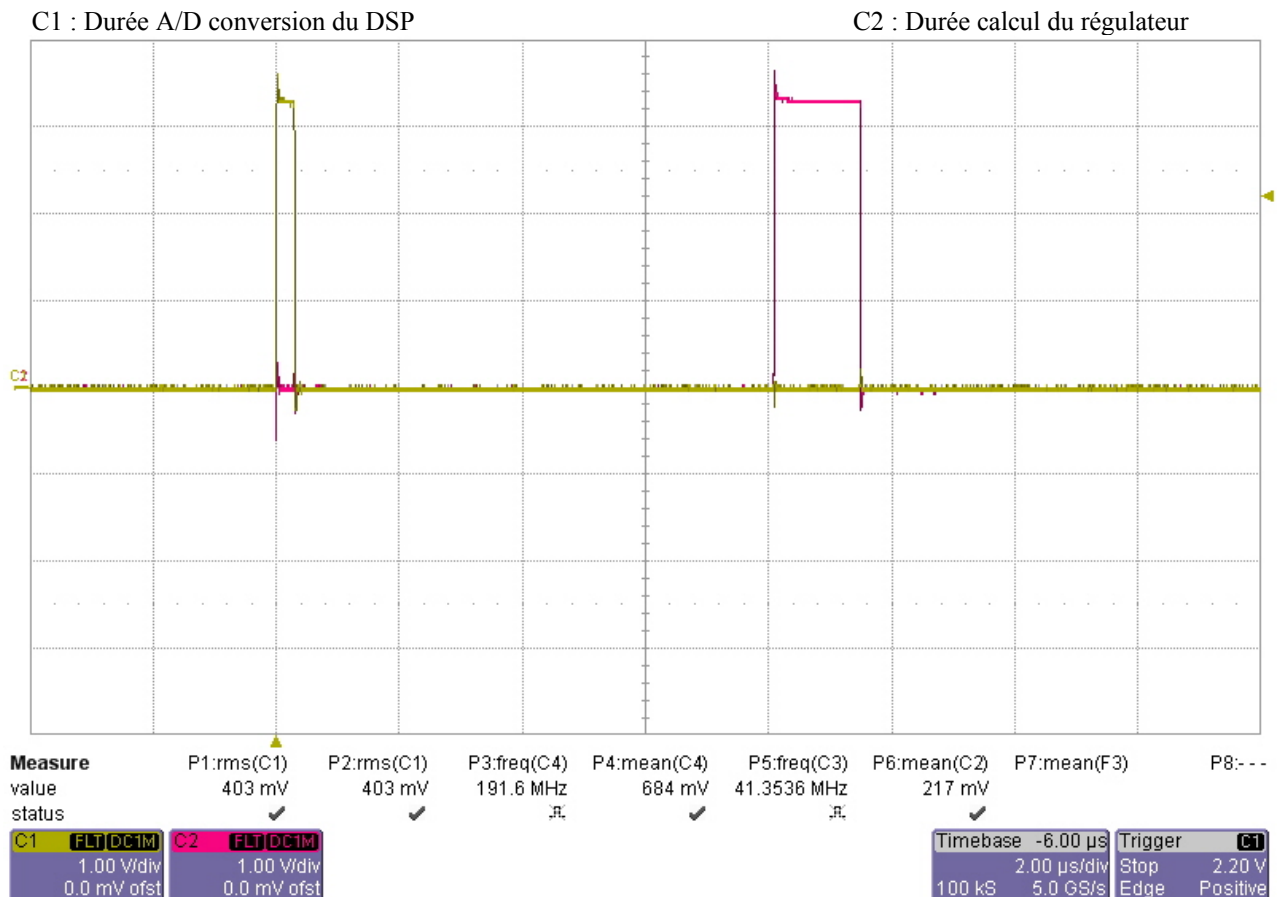


Figure 6.1 Timing du déroulement d'un cycle dans le DSP

Le temps total depuis le début de l'acquisition des mesures jusqu'au chargement dans le modulateur est de 9[μs]. Ce qui laisse amplement de la marge puisque la demi-période est de 25[μs] (demi-période de 20[kHz]).

Entre l'acquisition des mesures et le calcul du régulateur, le processeur exécute d'autres fonctions qui pourraient être déplacées après le calcul de la régulation. Mais le temps à disposition est largement suffisant.

<sup>1</sup> Sous le chapitre *Commande de l'onduleur* Le projet de semestre est disponible sur le CD-ROM.

### 6.1 Modélisation du système

Afin de paramétrer le régulateur, il faut modéliser le système qui est composé de l'onduleur et du filtre de sortie.

Le modèle du système peut être représenté par un retard à cause de l'échantillonnage et du filtre du 2<sup>ème</sup> ordre LC amorti entre  $u_{out}$  et  $u_{in}$ . Le retard sera modélisé par un élément PT1.

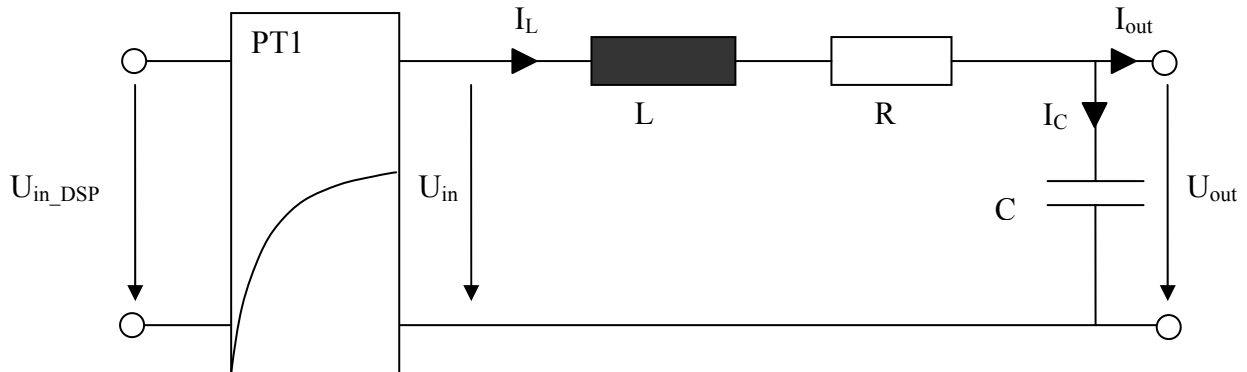


Figure 6.2 Modélisation du système à régler pour l'ilotage

Les équations du filtre :

$$u_L = L \cdot \dot{i}_L, \quad i_C = C \cdot \dot{u}_{out}, \quad i_L - i_C = i_{out}, \quad u_{in} = u_L + u_R + u_{out}, \quad u_R = i_L \cdot R$$

$$\rightarrow \dot{i}_L = \frac{-u_{out} - i_L \cdot R + u_{in}}{L} \quad (6.1.1)$$

$$\rightarrow \dot{u}_{out} = \frac{i_L - i_{out}}{C} \quad (6.1.2)$$

La fonction de transfert de l'élément PT1 va permettre de trouver l'équation :

$$F(s) = \frac{u_{in}}{u_{in\_d}} = \frac{1}{1 + s \cdot T} \quad \Rightarrow u_{in} \cdot (1 + s \cdot T) = u_{in\_d} \quad \Rightarrow u_{in} \cdot s \cdot T = u_{in\_d} - u_{in}$$

$$\rightarrow \dot{u}_{in} = \frac{u_{in\_d} - u_{in}}{T} \quad (6.1.3)$$

Toutes ces équations, (6.1.1), (6.1.2) et (6.1.3), peuvent être rassemblées dans une équation matricielle où la matrice A détermine le système. Ses dimensions donnent l'ordre du système.

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} u_{out} \\ i_L \\ u_{in} \end{bmatrix}, \quad \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} \dot{u}_{out} \\ \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \end{bmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} u_{in\_d} \\ i_{out} \end{bmatrix}, \quad y = u_{out}$$

$$\left. \begin{matrix} \dot{\underline{x}} = A \cdot \underline{x} + B \cdot \underline{u} \\ y = C \cdot \underline{x} + D \cdot \underline{u} \end{matrix} \right\} \Rightarrow \begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{u}_{out} \\ \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} u_{out} \\ i_L \\ u_{in} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T} & 0 \end{bmatrix}}_B \cdot \begin{bmatrix} u_{in\_d} \\ i_{out} \end{bmatrix} \\ u_{out} = \underbrace{[1 \ 0 \ 0]}_C \cdot \begin{bmatrix} u_{out} \\ i_L \\ u_{in} \end{bmatrix} + \underbrace{[0 \ 0]}_D \cdot \begin{bmatrix} u_{in\_d} \\ i_{out} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6.1.4)$$



### 6.2 Identification du système

Il reste à faire une identification du système en analysant la réponse en fréquence du système ( $U_{out}/U_{in}$ ).

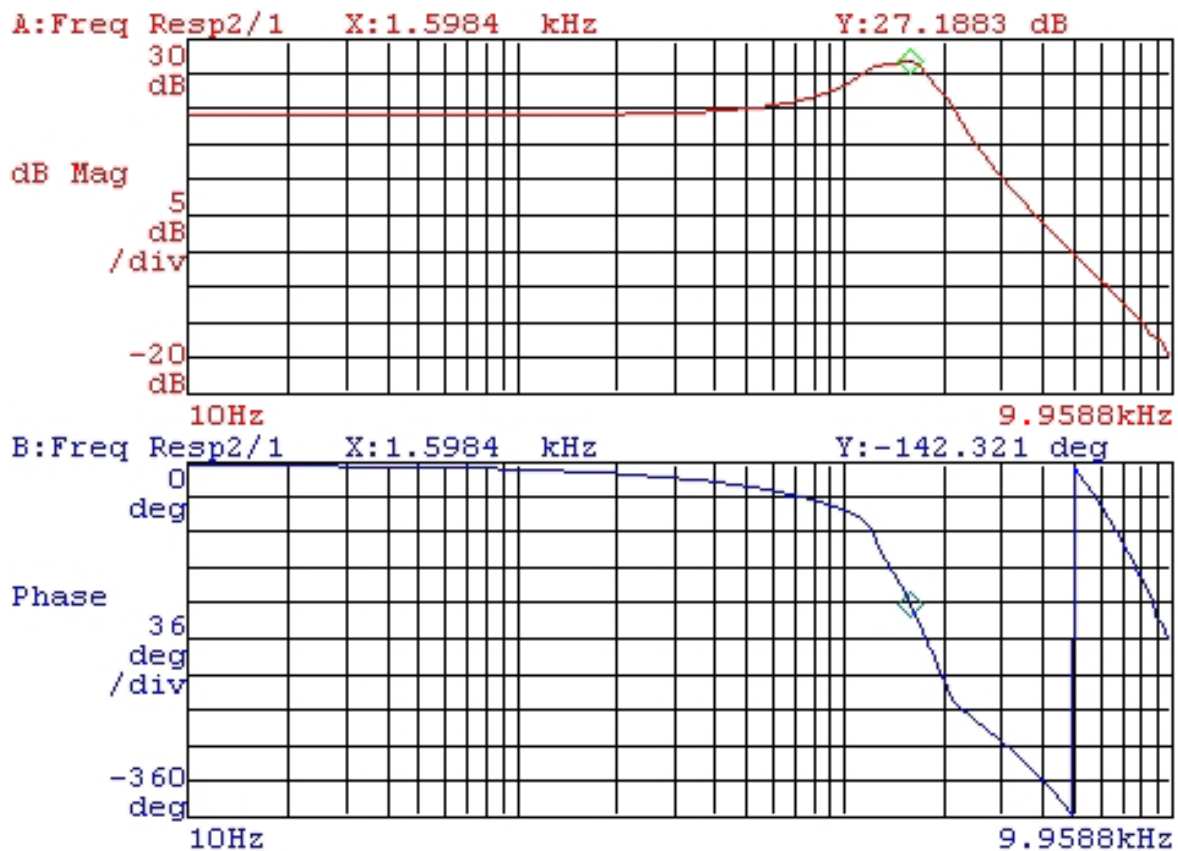


Figure 6.3 Réponse en fréquence du système en boucle ouverte pour l'ilotage

A partir de la fonction de transfert, avec une capacité fixe, L et R peuvent être déterminés.

$$F(s) = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + s \cdot R \cdot C + 1} = \frac{\frac{1}{L \cdot C}}{s^2 + s \cdot \frac{R}{L} + \frac{1}{L \cdot C}} = \frac{w_r^2}{s^2 + s \cdot \frac{w_r}{Q} + w_r^2} \tag{6.2.1}$$

$$G_0 = 19.5[dB], \quad G_{max} = 27.2[dB], \quad C = 8.7[\mu F]$$

$$Q_{dB} = 27.2 - 19.5 = 7.7[dB] \Rightarrow Q = 10^{\frac{Q_{dB}}{20}} = 10^{\frac{7.7}{20}} = 2.43[-]$$

$$w_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r = 2 \cdot \pi \cdot 1598.4 = 10'043 \left[ \frac{rad}{s} \right]$$

$$\rightarrow L = \frac{1}{C \cdot w_r^2} = \frac{1}{8.7 \cdot 10^{-6} \cdot 10'043^2} = 1'140[\mu H] \tag{6.2.2}$$

$$\rightarrow R = \frac{w_r \cdot L}{Q} = \frac{10'043 \cdot 1'140 \cdot 10^{-6}}{2.43} = 4.7[\Omega] \tag{6.2.3}$$

Grâce à la phase, le retard peut être vérifié à la fréquence de résonance. Il y a  $-90[^\circ]$  pour le filtre et donc  $-52[^\circ]$  pour le retard.

Sachant que le retard d'un PT1 est de  $-45[^\circ]$ , la modélisation est assez proche de la réalité.

### 6.3 Modélisation du régulateur

Avec le système défini, maintenant les coefficients de la matrice K du régulateur peuvent être calculés. Ce calcul est fait grâce à la comparaison des fonctions de transfert du système en boucle fermée avec une fonction objective. La fonction objective choisie est du type 'Bessel' car elle permet d'avoir un très bon amortissement des pôles.

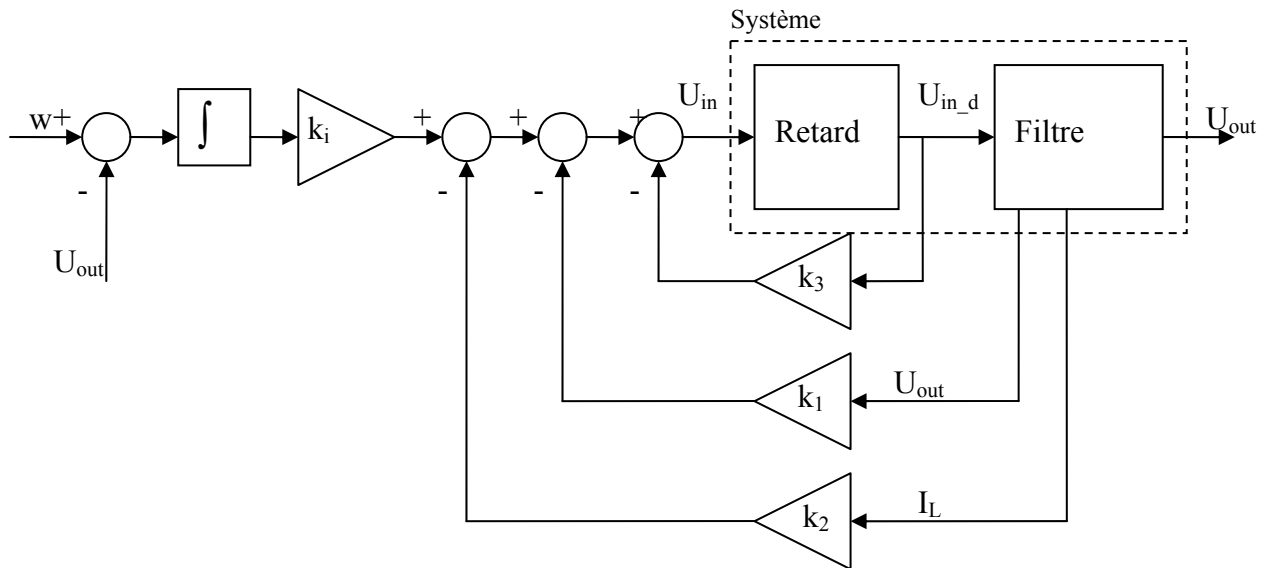


Figure 6.4 Modélisation du régulateur pour l'ilotage

Grâce à l'état ajouté, il n'y aura pas d'erreur statique car cet état ajoute un I au système (6.1.4). En prenant en compte le courant en sortie comme une perturbation, cela fait un nouveau système du 4<sup>ème</sup> ordre :

$$\rightarrow \dot{x} = -u_{out} \tag{6.3.1}$$

$$\rightarrow \begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{u}_{out} \\ \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{out} \\ i_L \\ u_{in} \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T} \end{bmatrix} \cdot u_{in\_d} \\ u_{out} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} u_{out} \\ i_L \\ u_{in} \\ x \end{bmatrix} \end{cases} \tag{6.3.2}$$

**Système en boucle ouverte :**

Les pôles du système en boucle ouverte sont déterminés par les valeurs propres de la matrice A :

$$\lambda = \text{valeurs propres}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{matrice unitaire de même format que } A)$$

$$|\lambda \cdot I - A| = 0 \quad (6.3.3)$$

Le calcul n'est pas développé ici, car *Matlab* l'effectue automatiquement.

Ce qui donne les fréquences du système en boucle ouverte :

$$0[\text{Hz}], \quad 1'598[\text{Hz}], \quad 1'598[\text{Hz}], \quad 3'342[\text{Hz}]$$

**Système en boucle fermée :**

Les pôles du système en boucle fermée sont comparés à une fonction objective de type 'Bessel', pour avoir un très bon amortissement, dont la fréquence de coupure peut être choisie (ce sera la bande passante du système réglé).

Le système en boucle fermée est décrit par l'équation suivante :

$$\dot{\underline{x}} = (A - B \cdot K) \cdot \underline{x} \quad (6.3.4)$$

L'idéal est d'avoir une dynamique du système réglé (boucle fermée) plus rapide que celle en boucle ouverte, c'est-à-dire de pouvoir compenser les pôles du système.

Mais le réglage s'effectue avec un processeur et le gain  $k_i$  du régulateur est dépendant de la fréquence d'échantillonnage (21[kHz]<sup>1</sup>).

Il doit être au minimum 2 fois plus petit (<10'500[Hz]) pour respecter la loi de Shannon.

Ainsi, la matrice K est déterminée pour un système réglé de fréquence 1'800[Hz] :

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad -k_i] = [0.607 \quad 17.79 \quad 0.526 \quad 7724.35]$$

Le signe négatif du  $k_i$  vient de la convention des signes car une erreur positive est pour nous également positive (figure 6.4). Il ne faut donc pas changer le signe de ce coefficient.

Tous ces calculs sont résumés dans un script *Matlab* qui se trouve en annexe 11.

Une simulation du système réglé a également été effectuée avec *Simulink* et se trouve avec son schéma aussi en annexe 11.

<sup>1</sup> La boucle d'échantillonnage et de réglage est synchronisée avec la fréquence de commutation, mais la fréquence de commutation de l'onduleur a changé. Les raisons sont expliquées au paragraphe 4 de ce chapitre.

**Discretisation du régulateur :**

Tous les calculs jusqu'ici ont été faits dans un monde continu où tous les signaux et commandes interagissaient directement. Il s'agit d'étudier le monde digital où les signaux sont échantillonnés avant d'être calculés dans un processeur. Entre chaque période d'échantillonnage, le signal reste 'fixe', il faut donc en tenir compte.

Pour cela, les équations 'continues' dans le domaine 's' sont converties dans le domaine 'z' qui est le domaine 'discret'.

-Les équations proportionnelles restent les mêmes :

$$F(s) = k_p$$

$$\rightarrow F(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{F(s)}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{k_p}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{k_p \cdot z}{z-1} = k_p \quad (6.3.5)$$

-L'équation intégratrice par contre tient compte de l'échantillonnage h :

$$F(s) = \frac{k_i}{s}$$

$$\rightarrow F(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{F(s)}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{k_i}{s^2} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{k_i \cdot h \cdot z}{(z-1)^2} = \frac{k_i \cdot h}{z-1} \quad (6.3.6)$$

Puis par l'équation aux différences, l'équation (6.3.6) est transformée en algorithme pour le processeur : (L'algorithme des équations proportionnelles est la même qu'en continu.)

$$\frac{out}{in} = \frac{k_i \cdot h}{z-1} \quad \Rightarrow \quad out \cdot z - out = k_i \cdot h \cdot in \quad \Rightarrow \quad out[t+h] - out[t] = k_i \cdot h \cdot in[t]$$

$$\rightarrow out[t] = out[t-h] + k_i \cdot h \cdot in[t-h] \quad (6.3.7)$$

Algorithme du régulateur complet (figure 6.4) avec les limitations :

$$\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} input(u_{out}); \\ e = soll - u_{out}; \\ state\_i = state\_i + k_i \cdot h \cdot e_{old}; \\ u_{in} = state\_i - k_1 \cdot u_{out} - k_2 \cdot i_L - k_3 \cdot u_{in\_d}; \\ if(u_{in} \geq u_{in\_max}) \\ \{ u_{in} = u_{in\_max}; \} \\ else\ if(u_{in} \leq u_{in\_min}) \\ \{ u_{in} = u_{in\_min}; \} \\ output(u_{in}); \\ u_{in\_d} = u_{in}; \\ e_{old} = e; \end{array} \right. \quad (6.3.8)$$

Cet algorithme sera programmé dans le processeur.

### 6.4 Tests de la régulation

Déjà pour une consigne de 100[V<sub>peak</sub>], une ondulation se produit. Le circuit intermédiaire et la sortie sont complètement perturbés.

C2 : Tension réelle circuit intermédiaire  
C3 : Tension réelle de sortie

Afin de mieux comprendre d'où cette ondulation peut provenir, une analyse fréquentielle de la mesure de tension prise par le processeur et de la tension de sortie est affichée ci-dessous.

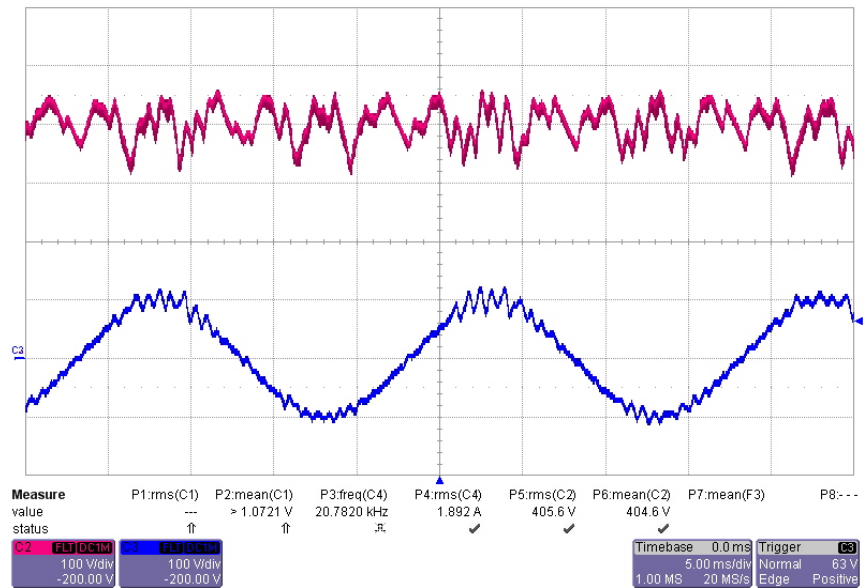
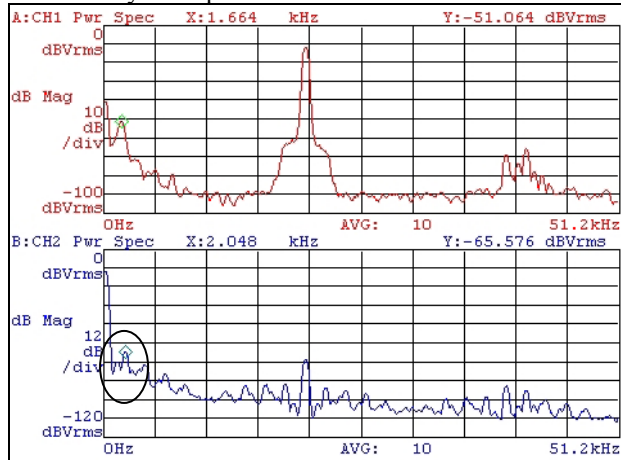


Figure 6.5 Ondulation lors de la régulation en flotage

CH1 : Analyse fréquentielle tension de sortie



CH2 : Analyse fréquentielle mesure tension de sortie

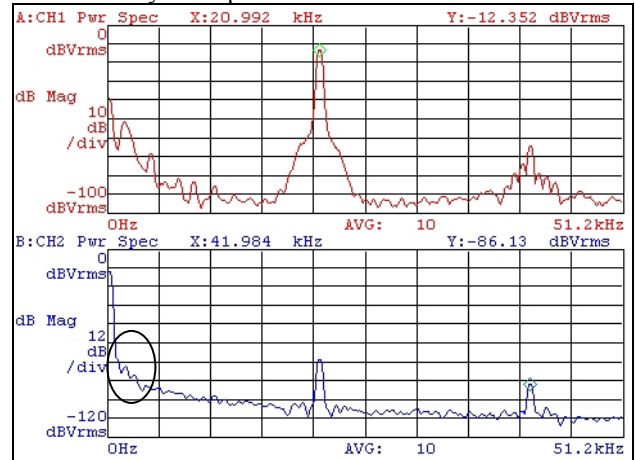


Figure 6.6 Analyse fréquentielle pour l'onduleur à la fréquence de 20[kHz] et 21 [kHz]

Sur la figure de gauche, la fréquence de commutation de l'onduleur est à 20[kHz] et la fréquence de commutation du flyback à 42[kHz]. La commutation de l'onduleur de part ses pentes, contient tous les multiples de sa fréquence et le prochain est donc 40[kHz]. La différence entre cette fréquence et celle à 42[kHz] de la commutation du flyback provoque un battement, qui se retrouve donc vers les 2[kHz].

A la figure de droite, pour supprimer ce problème, la fréquence de commutation de l'onduleur a été changée à 21[kHz] (le prochain multiple est ainsi 42[kHz]). Sur la mesure, il n'y a plus le pic à 2[kHz] visible sur la figure de gauche.

Pour améliorer le système, il faudrait synchroniser le flyback avec l'onduleur pour ne pas avoir ce battement, ce qui ne pourra pas être fait dans ce travail.

**Ainsi, la fréquence de commutation de l'onduleur restera à 21[kHz] pour avoir le moins de perturbations possible.**

Il reste néanmoins une faible ondulation qui perturbe aussi le circuit intermédiaire. Cette ondulation vient des transitions '0' du courant des phases d'alimentation.

- C1 : Tension réelle circuit intermédiaire
- C2 : Tension réelle de sortie
- C3 : Mesure du DSP tension de sortie
- C4 : Courant dans la phase 1 avant le redresseur

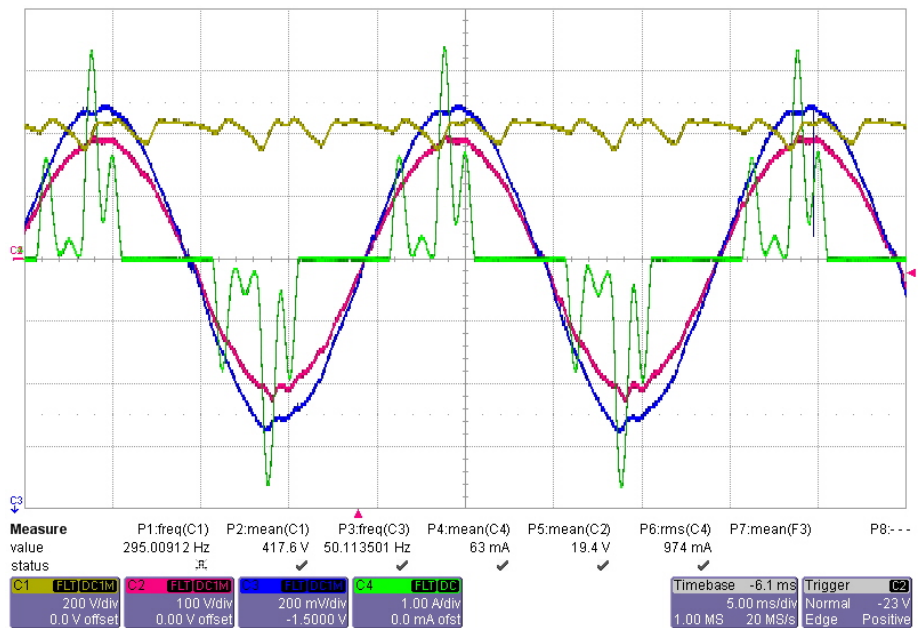


Figure 6.7 Oscillations avec l'alimentation

Pour supprimer cette ondulation, il faut avoir un plus grand condensateur au circuit intermédiaire :

$$C \geq \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{alim}) \cdot L_{alim}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 50) \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 1.013[mF] \tag{6.4.1}$$

**Le condensateur électrolytique devient inévitable pour cette structure !**

Un moyen de se passer de cette grande capacité est de régler la tension du circuit intermédiaire et d'avoir donc une structure du redresseur avec un élévateur comme celle étudiée également au projet de semestre.

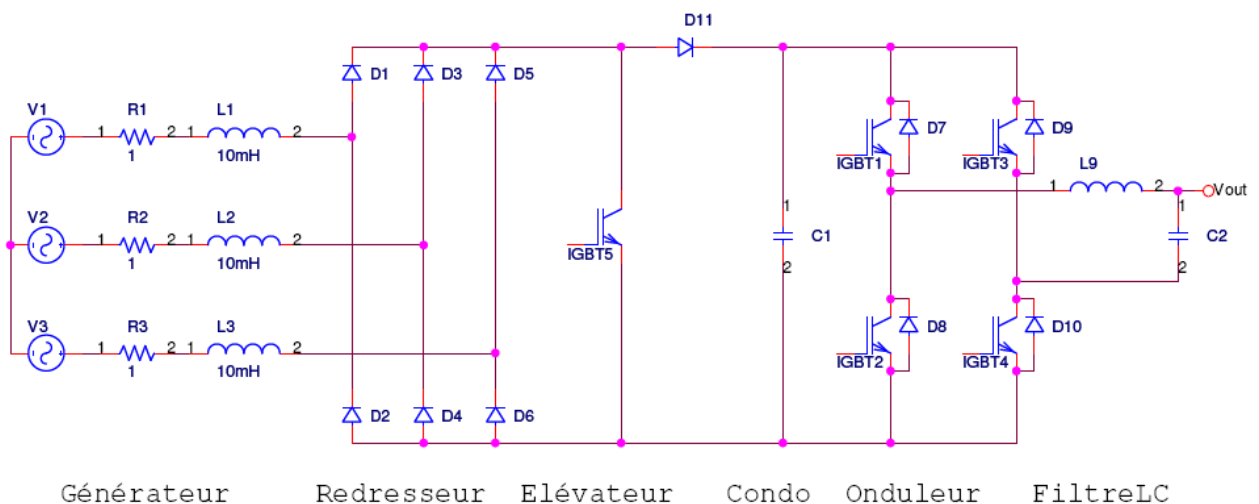
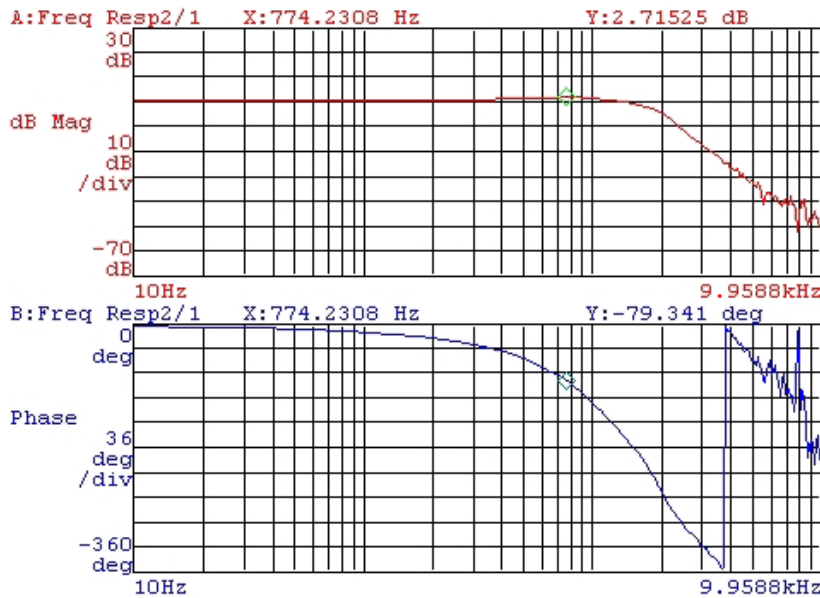


Figure 6.8 Structure redresseur-abaisseur

Avec le condensateur électrolytique au circuit intermédiaire, le réglage est correct et cela permet de tirer la fonction de transfert en boucle fermée ( $U_{out}/consigne U$ ) :



Le système en boucle fermée étant comparé à une fonction objective du type 'Bessel', la fonction de transfert devrait être parfaitement amortie.

Il y a quand même un léger dépassement, prouvant que la modélisation du système n'est pas optimale (retard pur remplacé par un élément PT1).

Figure 6.9 Réponse en fréquence du système en boucle fermée pour l'ilotage

La tension de sortie sur la figure ci-dessous est bien la tension de phase attendue.

C1 : Erreur du réglage (consigne-mesure)  
C3 : Tension réelle de sortie

C2 : Mesure de courant de la bobine  
C4 : Courant réelle de sortie

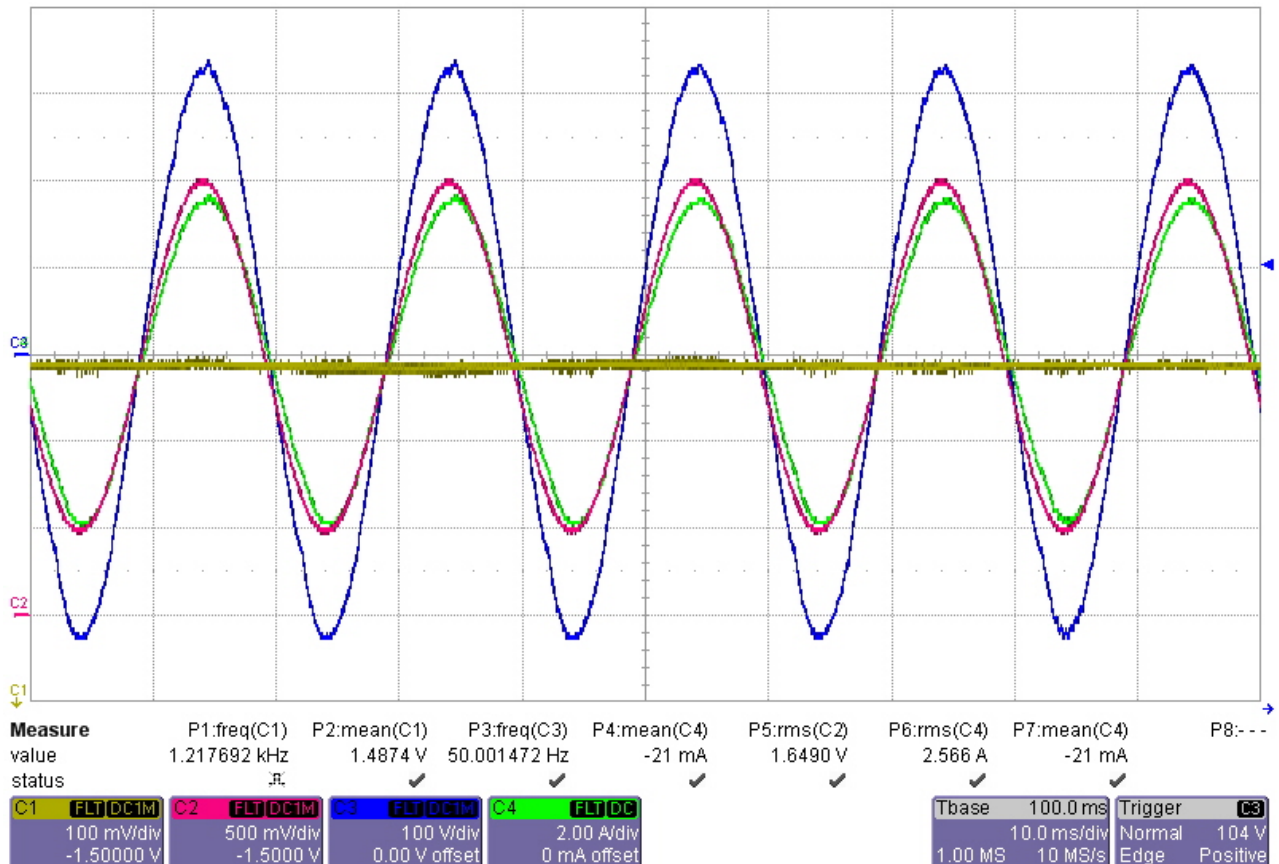


Figure 6.10 Réglage de la tension de sortie pour l'ilotage

Il reste encore à tester le démarrage pas à pas comme expliqué dans le mode de fonctionnement SOFT\_START\_STATE (chapitre 4.9) :

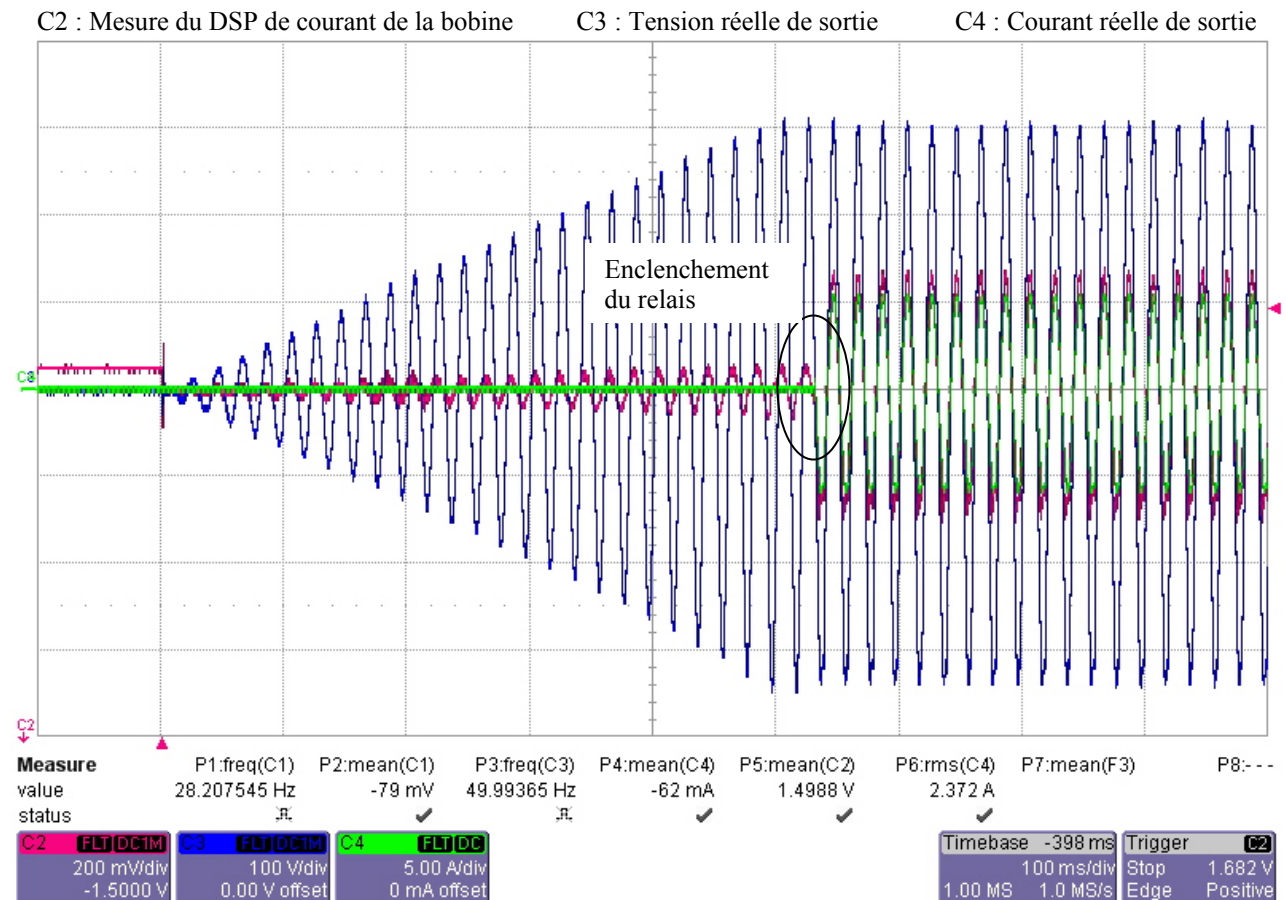


Figure 6.11 Démarrage pas à pas dans le mode flottage

Le démarrage pas à pas de la tension fonctionne très bien et on voit que le relais s'enclenche bien lors d'une transition '0' de la tension.

Pour finir, le rendement de la puissance de l'onduleur ( $P_{out}/P_{in}$ ) a été mesuré et il correspond assez bien à celui qui a été déterminé lors de la simulation (Tableau 1.1) qui a été faite en modulateur :

(La fréquence est toujours de 50[Hz] car l'alimentation utilisée est un variac depuis le réseau.)

| Tension intermédiaire<br>$U_{zw}$ [V] | Puissance d'entrée<br>$P_{in}$ [W] | Puissance de sortie<br>$P_{out}$ [W] | Rendement<br>$P_{out}/P_{in}$ [%] |
|---------------------------------------|------------------------------------|--------------------------------------|-----------------------------------|
| 400                                   | 943                                | 877                                  | 93                                |
| 450                                   | 944                                | 871                                  | 92.2                              |
| 500                                   | 954                                | 866                                  | 90.8                              |
| 550                                   | 957                                | 859                                  | 89.8                              |
| 600                                   | 970                                | 859                                  | 88.6                              |

Tableau 6.1 Rendement  $P_{in}/P_{out}$  du mode flottage pour la pleine charge

La courbe de rendement a été effectuée pour plusieurs puissances et se trouve en annexe 11.



### 6.5 Limitation de courant

Au chapitre 4.9 sous le mode de fonctionnement LIMITATION\_STATE, il est bien expliqué que pour limiter le courant, l'erreur est maintenue à '0' lorsque le courant atteint une valeur crête trop élevée. Le but de cette limitation est d'empêcher la tension et donc le courant de monter plus haut.

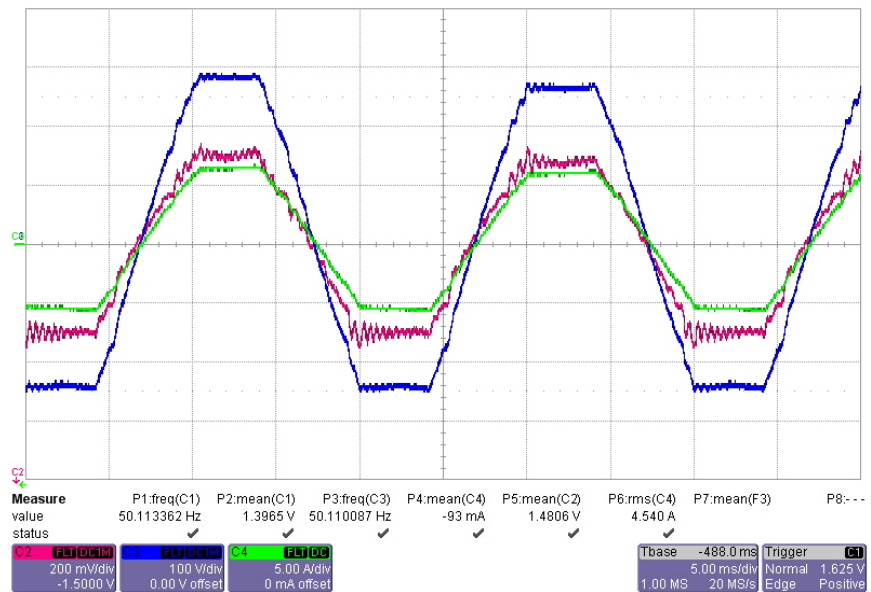
La valeur crête du courant est calculée pour la valeur RMS maximum autorisée :

$$I_{L\_RMS\_max} = \frac{P}{U_{RMS}} = \frac{1000}{230} = 4.35[A] \tag{6.5.1}$$

$$I_{L\_peak} = \sqrt{2} \cdot I_{L\_RMS\_max} = \sqrt{2} \cdot 4.35 = 6.15[A] \tag{6.5.2}$$

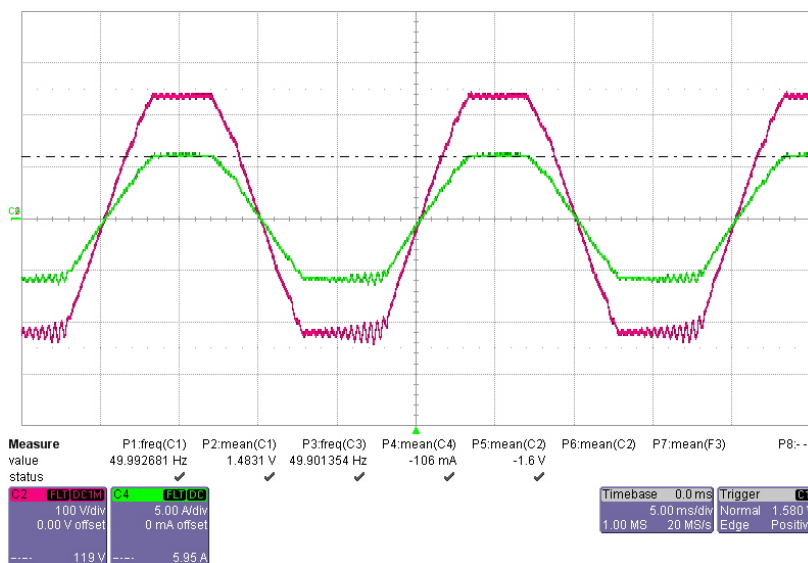
Ainsi pour une puissance de 1[kW], il faut limiter à 6[A] crête.

- C2 : Mesure du DSP de courant de la bobine
- C3 : Tension réelle de sortie
- C4 : Courant réelle de sortie



Le courant a des oscillations qui en diminuant le coefficient de courant ( $k_2$ ) devrait diminuer.

Figure 6.12 Limitation de courant



- C2 : Tension réelle de sortie
- C4 : Courant réelle de sortie

Avec un coefficient  $k_2=11$ , ces oscillations sont bien diminuées. Ainsi, à partir de la charge maximum, le coefficient normal est changé.

Figure 6.13 Limitation de courant mieux réglée

## 7. Régulateur d'états pour le mode injection

Lorsque le processeur détecte une tension après le relais, cela veut dire qu'il y a un réseau électrique branché. Et donc, le réglage s'effectuera pour le mode injection au lieu du mode flotage décrit au chapitre 6.

### 7.1 Modélisation du système

Afin de paramétrer le régulateur, il faut modéliser le système qui se compose de l'onduleur et du filtre de sortie court-circuité. La capacité ne joue plus aucun rôle car la tension de sortie est déjà fixée par le réseau.

Le modèle du système peut être représenté par le retard à cause de l'échantillonnage suivi d'un filtre du 1<sup>er</sup> ordre entre le courant  $i_L$  et la tension  $u_{out}$ .

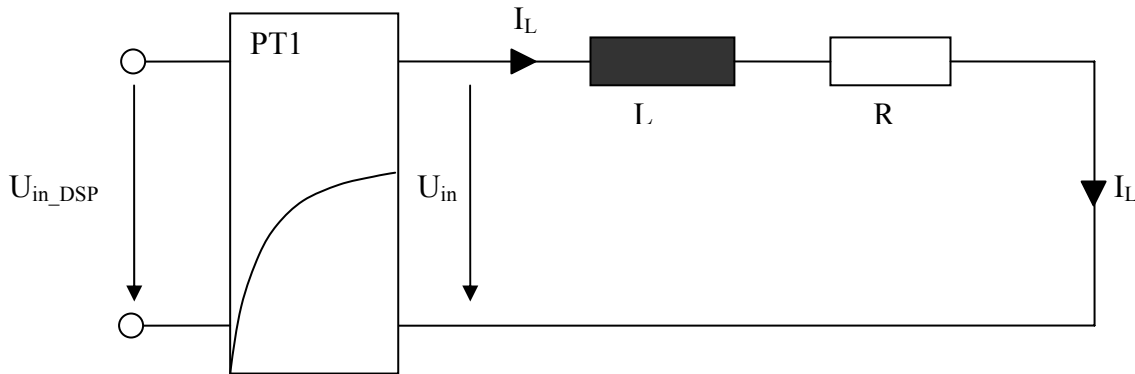


Figure 7.1 Modélisation du système à régler pour l'injection

Les équations de la bobine et de la résistance en série :

$$\begin{aligned}
 u_L &= L \cdot \dot{i}_L, & u_{in} &= u_L + u_R, & u_R &= i_L \cdot R \\
 \rightarrow \dot{i}_L &= \frac{-i_L \cdot R + u_{in}}{L}
 \end{aligned} \tag{7.1.1}$$

L'équation de l'élément PT1 est la même que (6.1.3) :

$$\rightarrow \dot{u}_{in} = \frac{u_{in\_d} - u_{in}}{T} \tag{7.1.2}$$

Toutes ces équations, (7.1.1) et (7.1.2), peuvent être rassemblées dans une équation matricielle où la matrice A détermine le système. Ses dimensions donnent l'ordre du système.

$$\begin{aligned}
 \underline{x} &= \begin{bmatrix} i_L \\ u_{in} \end{bmatrix}, & \dot{\underline{x}} &= \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \end{bmatrix}, & u &= u_{in\_d}, & y &= i_L
 \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= A \cdot \underline{x} + B \cdot u \\ y &= C \cdot \underline{x} + D \cdot u \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_{in} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T} \end{bmatrix}}_B \cdot u_{in\_d} \\ i_L &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_{in} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_D \cdot u_{in\_d} \end{aligned} \right. \tag{7.1.3}$$

## 7.2 Identification du système

Il reste à faire une identification du système en analysant la réponse en fréquence du système ( $I_L/U_{in}$ ).

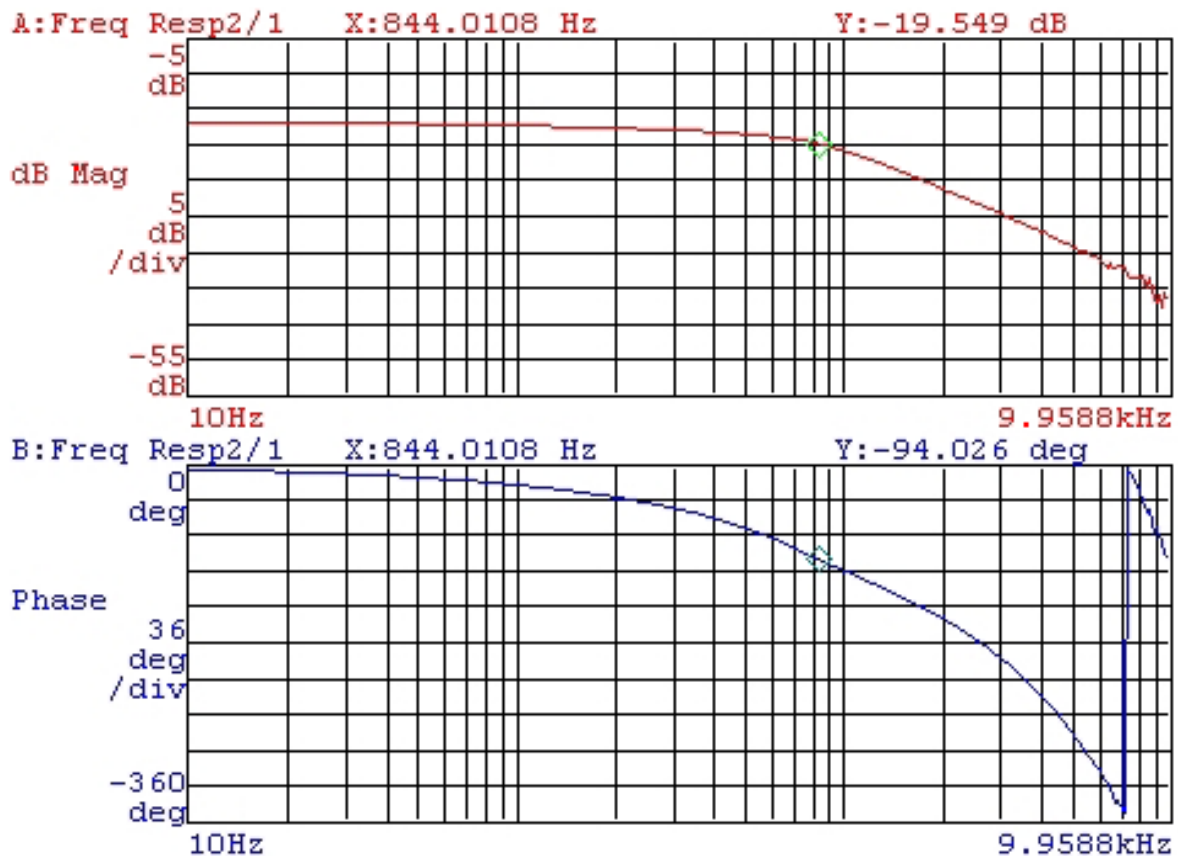


Figure 7.2 Réponse en fréquence du système en boucle ouverte pour l'injection

A partir de la fonction de transfert et de la résistance  $R$  connue (6.2.3), l'inductance  $L$  peut être calculée.

$$F(s) = \frac{i_L}{u_{in}} = \frac{1}{s \cdot \frac{L}{R} + 1} \quad (7.2.1)$$

$$\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r = 2 \cdot \pi \cdot 844 = 5'303 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

$$\rightarrow L = \frac{R}{\omega_r} = \frac{4.7}{5'303} = 886 [\mu\text{H}] \quad (7.2.2)$$

Grâce à la phase, le retard peut être vérifié à la fréquence de résonance. Il y a  $-45^\circ$  pour le filtre et donc  $-49^\circ$ . Le retard est bien le même que lors de la réponse en fréquence pour l'îlotage.

Sachant que le retard d'un PT1 est de  $-45^\circ$ , la modélisation est assez proche de la réalité.

### 7.3 Modélisation du régulateur

Avec le système défini, maintenant les coefficients de la matrice K du régulateur peuvent être calculés. Ce calcul est fait comme pour la modélisation du régulateur en flotage, grâce à la comparaison des fonctions de transfert du système en boucle fermée avec une fonction objective. La fonction objective choisie est du type 'Bessel' car elle permet d'avoir un très bon amortissement des pôles.

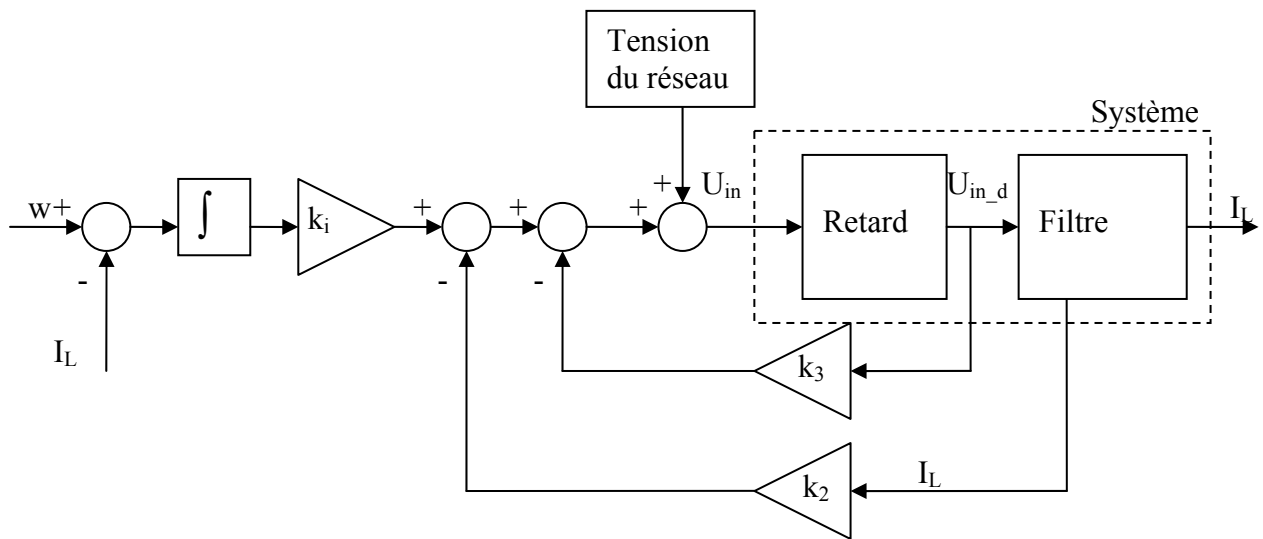


Figure 7.3 Modélisation du régulateur pour l'injection

La tension du réseau est ajoutée afin de donner le point de fonctionnement pour le système. Le régulateur n'a plus qu'à bouger autour de ce point de fonctionnement afin d'ajuster le courant.

Grâce à l'état ajouté, il n'y aura pas d'erreur statique car cet état ajoute un I au système (7.1.3). Le nouveau système sera du 3<sup>ème</sup> ordre :

$$\rightarrow \dot{x} = -i_L \tag{7.3.1}$$

$$\rightarrow \begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_{in} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T} & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_{in} \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_{in\_d} \\ i_L = [1 \quad 0 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_{in} \\ x \end{bmatrix} \end{cases} \tag{7.3.2}$$

**Système en boucle ouverte :**

Les pôles du système en boucle ouverte sont déterminés par les valeurs propres de la matrice A :

$$\lambda = \text{valeurs propres}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{matrice unitaire de même format que A})$$

$$|\lambda \cdot I - A| = 0 \quad (7.3.3)$$

Le calcul n'est pas développé ici, car *Matlab* l'effectue automatiquement.

Ce qui donne les fréquences du système en boucle ouverte :

$$0[\text{Hz}], \quad 844[\text{Hz}], \quad 3'342[\text{Hz}]$$

**Système en boucle fermée :**

Les pôles du système en boucle fermée sont comparées à une fonction objective de type 'Bessel', pour avoir un bon amortissement, dont la fréquence de coupure peut être choisie (ce sera la bande passante du système réglé).

Le système en boucle fermée est décrit par l'équation suivante :

$$\dot{\underline{x}} = (A - B \cdot K) \cdot \underline{x} \quad (7.3.4)$$

L'idéal est d'avoir une dynamique du système réglé (boucle fermée) plus rapide que celle en boucle ouverte, c'est-à-dire de pouvoir compenser les pôles du système.

Mais le réglage s'effectue avec un processeur et le gain  $k_i$  du régulateur est dépendant de la fréquence d'échantillonnage (21[kHz]<sup>1</sup>).

Il doit être au minimum 2 fois plus petit (<10'500[Hz]) pour respecter la loi de Shannon.

Ainsi, la matrice K est déterminée pour un système réglé de fréquence 1'000[Hz] :

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad -k_i] = [1.771 \quad -0.515 \quad 10465.36]$$

Le signe négatif du  $k_i$  vient de la convention des signes car une erreur positive est pour nous également positive (figure 7.3). Il ne faut donc pas changer le signe de ce coefficient.

Tous ces calculs sont résumés dans un script *Matlab* qui se trouve en annexe 12.

Une simulation du système réglé a également été effectuée avec *Simulink* et se trouve avec son schéma aussi en annexe 12.

<sup>1</sup> La boucle d'échantillonnage et de réglage est synchronisée avec la fréquence de commutation, mais la fréquence de commutation de l'onduleur a changé pour une raison expliquée dans le mode flottage, chapitre 6, paragraphe 4.

**Discretisation du régulateur :**

Tous les calculs jusqu'ici ont été fait dans un monde continu où tous les signaux et commandes interagissaient directement. Il s'agit d'étudier le monde digital où les signaux sont échantillonnés avant d'être calculés dans un processeur. Entre chaque période d'échantillonnage, le signal reste 'fixe', il faut donc en tenir compte.

Pour cela, les équations 'continues' dans le domaine 's' sont converties dans le domaine 'z' qui est le domaine 'discret'.

-Les équations proportionnelles restent les mêmes :

$$F(s) = k_p$$

$$\rightarrow F(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{F(s)}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{k_p}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{k_p \cdot z}{z-1} = k_p \quad (7.3.5)$$

-L'équation intégratrice par contre tient compte de l'échantillonnage h :

$$F(s) = \frac{k_i}{s}$$

$$\rightarrow F(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{F(s)}{s} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left[ \frac{k_i}{s^2} \right] \right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{k_i \cdot h \cdot z}{(z-1)^2} = \frac{k_i \cdot h}{z-1} \quad (7.3.6)$$

Puis par l'équation aux différences, l'équation (7.3.6) est transformée en algorithme pour le processeur : (L'algorithme des équations proportionnelles est la même qu'en continu.)

$$\frac{out}{in} = \frac{k_i \cdot h}{z-1} \quad \Rightarrow \quad out \cdot z - out = k_i \cdot h \cdot in \quad \Rightarrow \quad out[t+h] - out[t] = k_i \cdot h \cdot in[t]$$

$$\rightarrow out[t] = out[t-h] + k_i \cdot h \cdot in[t-h] \quad (7.3.7)$$

Algorithme du régulateur complet (figure 7.3) avec les limitations :

$$\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} input(i_L); \\ e = soll - i_L; \\ state\_i = state\_i + k_i \cdot h \cdot e_{old}; \\ i_L = state\_i - k_1 \cdot i_L - k_2 \cdot u_{in\_d}; \\ \text{if}(u_{in} \geq u_{in\_max}) \\ \{ u_{in} = u_{in\_max}; \} \\ \text{else if}(u_{in} \leq u_{in\_min}) \\ \{ u_{in} = u_{in\_min}; \} \\ output(u_{in}); \\ u_{in\_d} = u_{in}; \\ e_{old} = e; \end{array} \right. \quad (7.3.8)$$

Cet algorithme sera programmé dans le processeur.

### 7.4 Tests de la régulation

Avec les coefficients du régulateur calculés, les premiers tests vont se faire avec un court-circuit de la capacité comme la modélisation (figure 7.1).

- C1 : Sinus de la PLL
- C2 : Mesure du DSP de courant dans la bobine
- C3 : Tension réelle de sortie avant le relais
- C4 : Courant réel dans la bobine

Lors de l'enclenchement à la transition '0' avec le changement de régulateur en injection, le courant suit très bien la consigne et est semblable aux simulations effectuées (annexe 12)

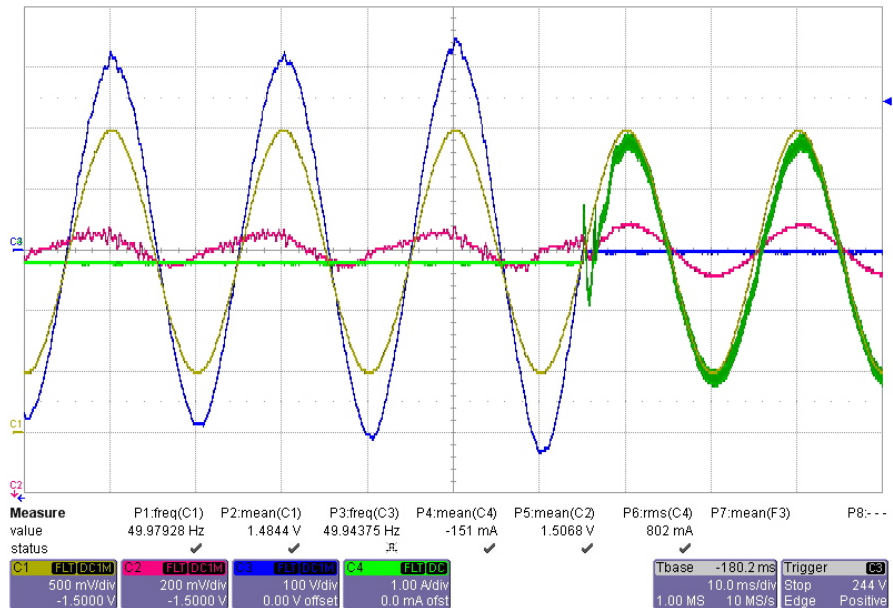


Figure 7.4 Enclenchement injection sortie court-circuitée

La première façon d'enclencher la régulation de courant était de passer juste avant par le mode SOFT\_START\_STATE et d'enclencher le relais à la transition '0' en changeant de régulateur. Par la suite, cette façon sera remplacée lorsque le réseau sera effectivement branché par un vrai état de démarrage pas à pas de la consigne de courant cette fois, et qui démarre à la transition '0' de la tension du réseau.

La réponse en fréquence de notre système en boucle fermée ( $I_L$ /consigne I)

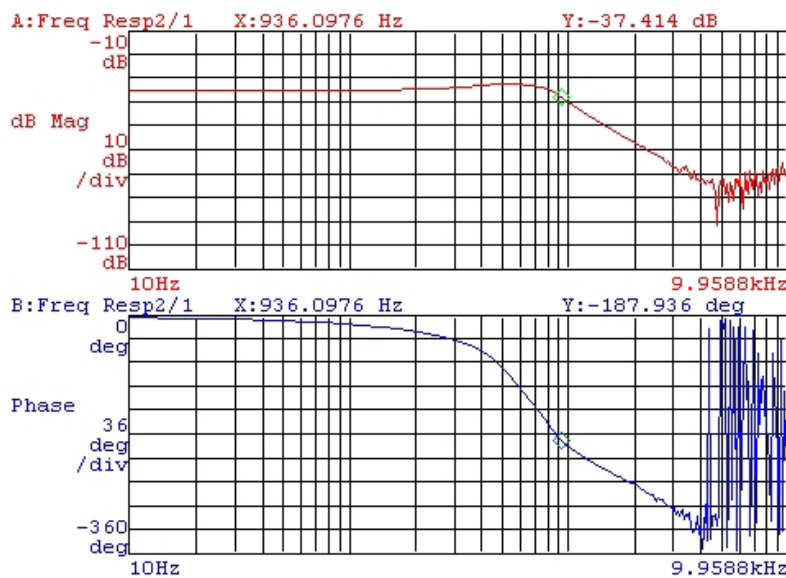


Figure 7.5 Réponse en fréquence du système en boucle fermée pour l'injection

Comme pour la boucle fermée en îlotage, ici, l'amortissement n'est pas total et prouve que le modèle n'est pas tout à fait semblable au système.

En effet, le retard pur est modélisé par un élément PT1.

Après ces premiers tests, reste maintenant à injecter réellement sur le réseau.

- C1 : Mesure du DSP de courant de la bobine
- C2 : Tension du réseau
- C3 : Tension de sortie avant le relais
- C4 : Courant injecté dans le réseau

Le courant réglé est très bien, mais le courant injecté est déphasé par la capacité et oscille.

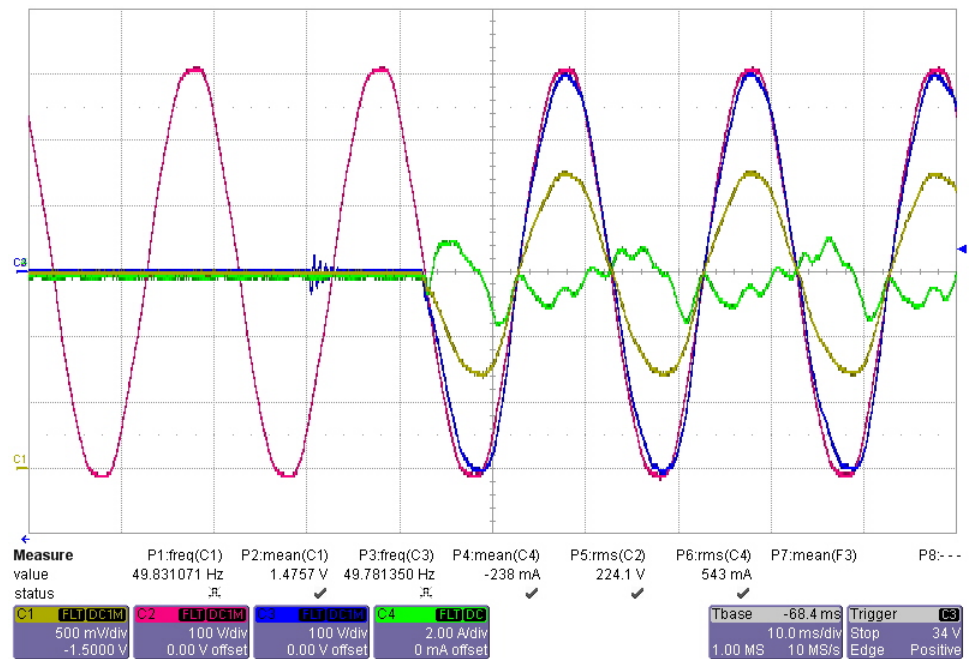


Figure 7.6 Injection réseau

Le modèle en court-circuit ne tient pas compte de la capacité de sortie et de l'inductance du réseau.

Afin de pouvoir injecter à pleine charge, il faut changer les coefficients du régulateur et ajouter le coefficient de tension pour améliorer le déphasage.

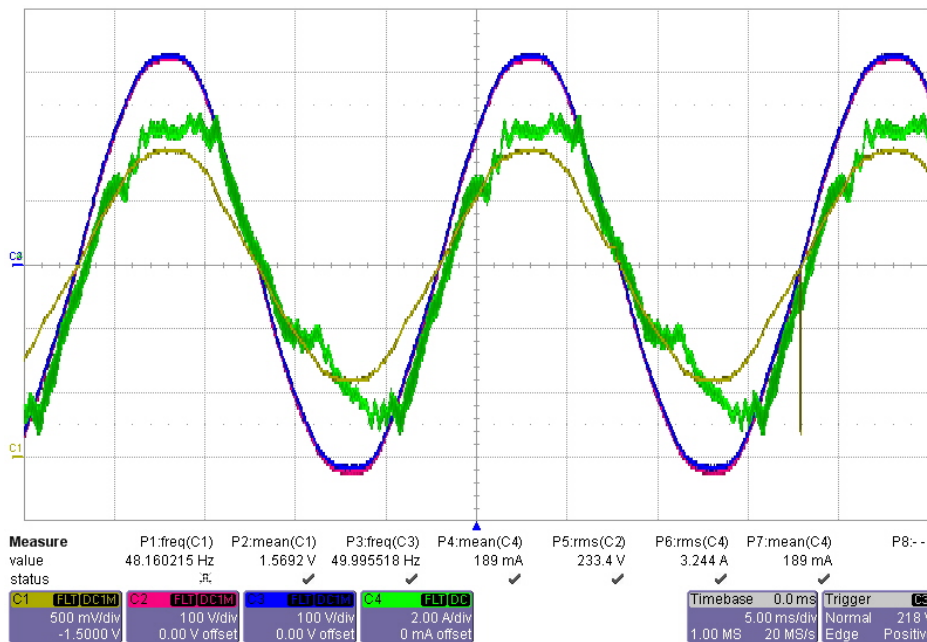


Figure 7.7 Injection réseau avec d'autres coefficients du régulateur

- C1 : Mesure du DSP de courant de la bobine
- C2 : Tension du réseau
- C3 : Tension de sortie avant le relais
- C4 : Courant injecté dans le réseau

Pour obtenir un courant d'injection acceptable, ce sont les coefficients suivant qui ont été déterminés par itérations :

- $k_1$  : -0.6
- $k_2$  : 22
- $k_3$  : 0.5
- $k_4$  : 10'500

Pour avoir une meilleure injection, il est possible d'améliorer le modèle afin qu'il tienne compte du réseau, ou de pouvoir découpler la capacité lors de l'injection.



Il reste encore à tester le démarrage pas à pas comme expliqué dans le mode de fonctionnement `SOFT_START_INJECTION_STATE` (chapitre 4.9) :

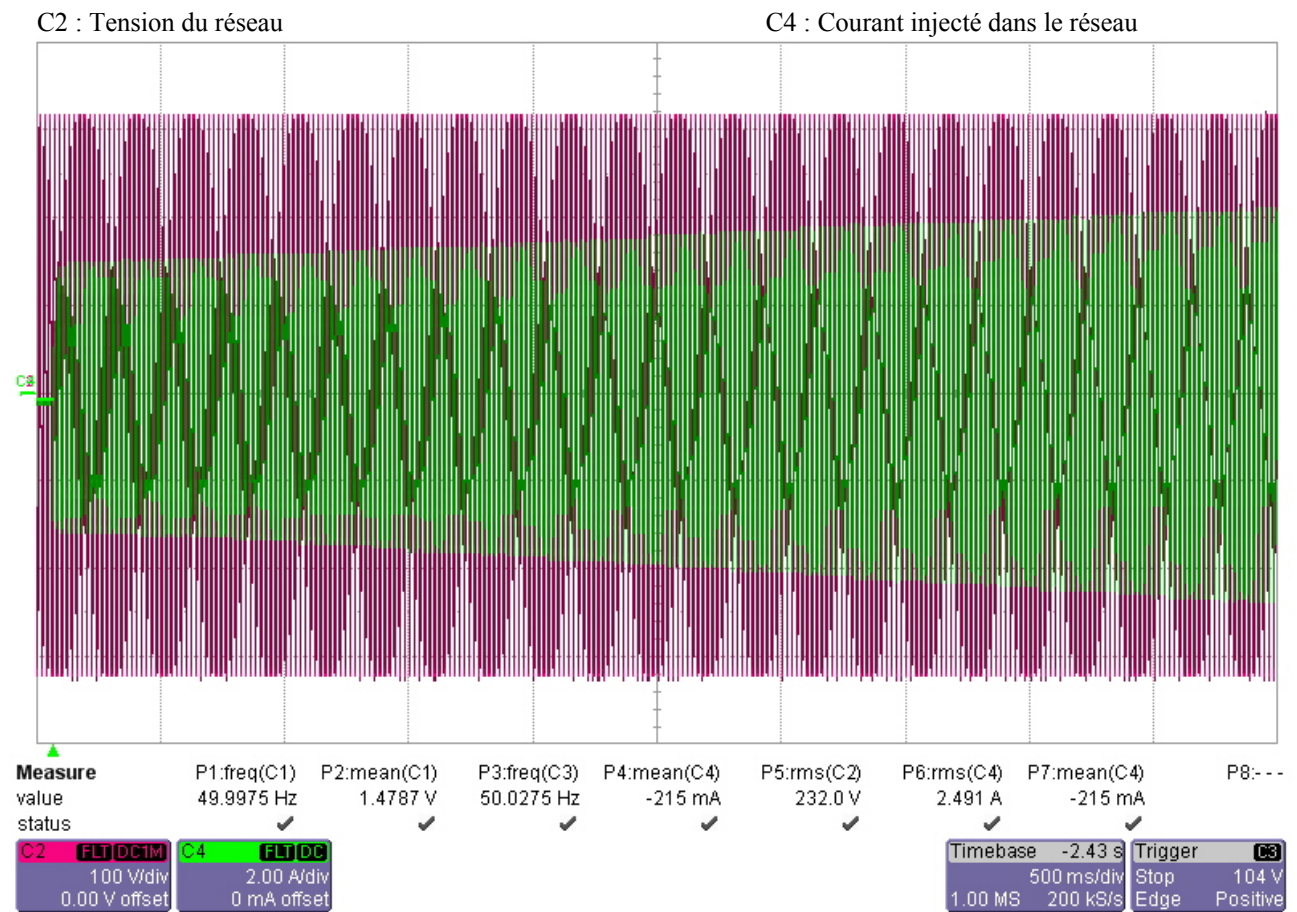


Figure 7.8 Démarrage pas à pas de la consigne de courant en injection réseau

L'enclenchement du relais s'effectue avec la consigne de courant nulle puis comme pour l'îlotage, augmente gentiment pour arriver à la consigne nominale.

Pour finir, le rendement de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée a été mesuré et il est même supérieur à celui qui a été déterminé lors de la simulation (Tableau 1.1), simulation qui a seulement été effectuée en modulateur sans le réglage :

(La fréquence est toujours de 50[Hz] car l'alimentation utilisée est un variac depuis le réseau.)

| Tension intermédiaire<br>U <sub>zw</sub> [V] | Puissance d'entrée<br>Pin [W] | Puissance de sortie<br>Pout [W] | Rendement<br>Pin/Pout [%] |
|--|-------------------------------|---------------------------------|---------------------------|
| 400  | 1003                          | 938                             | 93.5                      |
| 450  | 1018                          | 945                             | 92.8                      |
| 500  | 1049                          | 965                             | 92                        |
| 550  | 1092                          | 993                             | 90.9                      |
| 600  | 1154                          | 1040                            | 90.1                      |

Tableau 7.1 Rendement Pin/Pout du mode injection pour la pleine charge

La courbe de rendement se trouve en annexe 12.

## 8. Conclusion

Dans ce travail, un onduleur et tous les circuits connexes (filtres, circuits de protection, circuits de commande, alimentations) ont été conçus et réalisés. Un *PCB* regroupe les différents éléments du prototype.

Lors du dimensionnement après une étude fonctionnelle du système, l'aspect de la sécurité a été traité de deux manières :

- 1) par des circuits de sécurité (overload, relais, CPLD, surdimensionnement) qui sont donc des éléments matériels
- 2) par de la programmation dans le processeur

Les tests de ces sécurités, au niveau du *software*, n'ont pas faits l'objet d'une description détaillée, mais ont été mises à l'épreuve et améliorées tout au long des différents essais de ce travail.

Les circuits ont été testés dans le chapitre 5 et les éléments qui en ressortent sont les suivants :

- Le noyau de ferrite du transformateur du flyback doit être optimisé pour la puissance désirée (5[W]). Cela impliquera une fabrication sur mesure du noyau, ainsi que du corps de bobine pour le nombre voulu de bornes (16).
- Il y a également moyen de perfectionner le réglage du flyback en mesurant l'erreur de réglage après les selfs de mode commun.
- Le condensateur du circuit intermédiaire ne doit pas être trop faible afin de filtrer les commutations de l'onduleur.

Les chapitres 6 et 7 ont été consacrés au réglage pour les modes : îlotage et injection.

Les régulateurs (des régulateurs d'états) ont été implémentés dans le processeur (DSP) et fonctionnent correctement.

Lors des essais en îlotage, 2 problèmes ont été constatés :

- 1) Les fréquences de commutations de l'onduleur et du flyback n'étant pas synchronisées, le système était perturbé par le battement de fréquence.  
L'amélioration proposée est d'envoyer un signal d'horloge pour le flyback depuis le processeur. Il faut donc étudier un moyen de synchroniser le signal d'horloge après le démarrage du flyback.
- 2) Il y a des oscillations entre le circuit intermédiaire et l'alimentation qui sont dues à la faible capacité du circuit intermédiaire.  
Il est possible de résoudre ceci en ajoutant un condensateur électrolytique au circuit intermédiaire, ce qui a effectivement été fait pour ce travail. Cependant, pour éviter les problèmes de séchage (usure), il faudra le surdimensionner.  
Une autre possibilité est de changer la structure du redresseur à diode par un redresseur commandé.

Pour l'injection, il y a un problème d'oscillations entre le réseau et la capacité du filtre de l'onduleur. La modélisation du système en court-circuit n'est pas suffisante. Les coefficients du régulateur ont été adaptés pour trouver une injection de courant acceptable. Un moyen de résoudre ce problème serait dans l'approfondissement d'un modèle pour l'injection.

La simulation de la roue à eau (chapitre 3) est assez simple à mettre en œuvre pour observer les variations de charge, mais devient plus compliquée lorsqu'il s'agit de tester l'emballement de la roue à eau. Pour cela, le couple doit varier en fonction de la vitesse.

Pour conclure ce travail, il reste à ajouter que les objectifs du cahier des charges ont été atteints.

## 9.Appareils de mesure et programmes

### *Appareils de mesure :*

|                         |                |
|-------------------------|----------------|
| -Oscilloscope           | LeCroy 6050A   |
| -Générateur de signaux  | Agilent 33220A |
| -Analyseur de spectre   | Agilent 35670A |
| -Analyseur de puissance | PA 4000        |

### *Programmes:*

- P-CAD2004
- Matlab/Simulink
- OrCAD PSpice A/D
- Magnetics Inductor Design Using Powder Cores
- Commander SE Soft

## 10.Références

Design and Efficiency of Overshot Water-Wheels  
Michel Dubas, University of Applied Sciences, Switzerland

AC/AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switch  
Siyoung Kim, Seung-Ki Sul, *Fellow, IEEE*, and Thomas A. Lipo, *Fellow, IEEE*

Projet de semestre 2006: Onduleur pour roue à eau à vitesse variable  
Christophe Carron

Cours MCR1 §5.5 : Modèles d'états  
Fariba Bützberger, Jean-Daniel Marcuard

Cours MCR2 §3 : Modélisation des signaux discrets  
§6 : Régulateurs discrets  
Fariba Bützberger, Jean-Daniel Marcuard

Cours MCR2 Systèmes multivariables  
Hans-Peter Biner