



Institut Universitaire de Technologie de Tours
Département Génie électrique et informatique industriel

Etudes et Réalisations
en Electronique De Puissance

IUT GEII - 2^{ème} année - Option E.E.P.
Année 2004 / 2005

le karting électrique



UNIVERSITE

François Raboin

GODEFROY Nicolas
PAJON Grégory
Groupe : EEP1

ENSEIGNANT :
M.LEQUEU Thierry

TOURS

SOMMAIRE

<u>introduction.....</u>	<u>4</u>
<u>1)recherches bibliographiques.....</u>	<u>6</u>
<u>2) Fonctionnement du hacheur BOOST.....</u>	<u>7</u>
<u>3)Schéma.....</u>	<u>9</u>
3.1) schéma synoptique de niveau 0	9
3.3) Schéma synoptique de niveau 2	10
3.4)Schéma fonctionnel du hacheur BOOST réversible entrelacé	11
3.5) Schéma fonctionnel de l'amplification du signal de commande.....	12
<u>4)Choix des composants</u>	<u>13</u>
4.1) Choix du transistor.....	13
4.2) Choix des composants de l'amplification du signal de commande.....	14
4.3) Calcul de la fréquence maximale de fonctionnement.....	14
4.4) Calcul du condensateur.....	15
4.5)Calcul de l'inductance :	15
<u>5)Adaptation et amplification de la commande.....</u>	<u>16</u>
5.1)Réalisation du driver	16
5.2)Premiers tests sans charge.	16
5.3)premiers essais avec charge	18
5.4)Analyse des premiers essais.....	19
5.5)Décalage de la commande.....	20
5.6)Essais de driver avec filtre RC	21
<u>6)inductance.....</u>	<u>22</u>
6.1)Calcul théorie.....	22
6.2)Fabrication de la bobine.....	23
6.3) Mesure de l'inductance	25
<u>7) Partie pratique.....</u>	<u>26</u>
7.1)Prototype n°1.....	26
7.2)Prototype n°2.....	27
7.3)Prototype n°3.....	32
<u>8)Carte du décalage du signal de commande.....</u>	<u>35</u>
8.1) Etude du fonctionnement.....	35
8.2) Décalage du front montant.....	37
8.3) Décalage du front descendant.....	39
8.4) La bascule	39
<u>9) Le BOOST entrelacé.....</u>	<u>41</u>
9.1) Le mode entrelacé	41
9.2) Essai du BOOST à 80A 50KHz	42
9.3) Essai du BOOST à 80A 40KHz	43
<u>9)Nomenclature</u>	<u>44</u>
<u>conclusion</u>	<u>45</u>

introduction

Sur le projet « karting électrique » on veut améliorer la performance du kart. Pour cela, il faut modifier le courant pour le couple et la tension pour la vitesse.

Nous nous intéressons au hacheur BOOST de la partie puissance de notre projet, qui alimentera le moteur. Le moteur a une puissance nominale de 6720W (48V/140A).

Sur le kart actuel, il n'existe pas de hacheur BOOST. Le convertisseur délivre une tension de 24V et un courant de 50A.

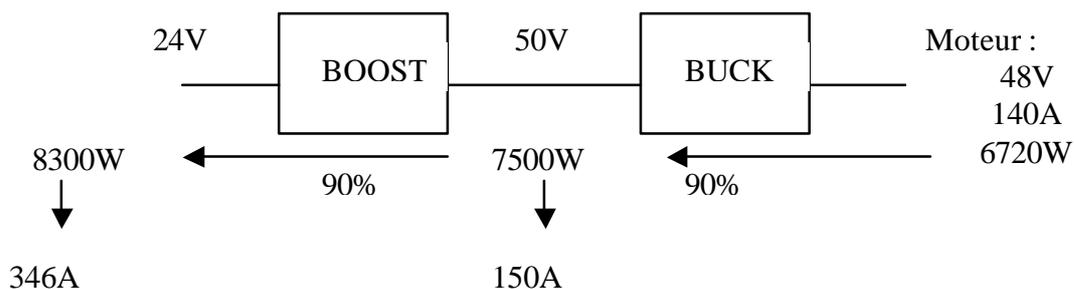
Le hacheur BOOST devra délivrer une tension de 50V et un courant de 150A. On pourra avoir 150A grâce à 3 hacheurs en parallèle qui délivreront chacun 50A. Avec le BOOST, on pourra améliorer la vitesse du karting. Nous passons d'une tension de 24V à une tension de 50V soit une vitesse de l'arbre du moteur de 1600tr/min à 3200tr/min..

Contrainte du hacheur BOOST :

- le hacheur BOOST doit être fixé sur le karting, donc il doit être protégé contre la poussière, l'humidité, le froid et les vibrations,
- la taille du circuit imprimé est de 15*20 cm,
- le hacheur BOOST doit pouvoir se brancher facilement par cosse de diamètre de 6 mm pour câble de 25mm².

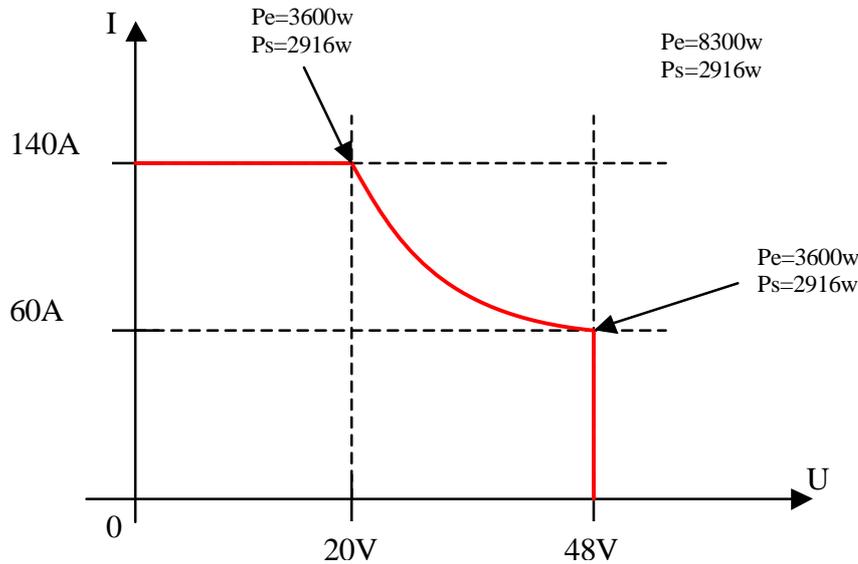
Après avoir choisi les transistors, nous avons choisi de modifier le cahier des charges. Nous passons de 3*50A à 2*75A.

Calcul :



Si l'on veut avoir la puissance maximale en sortie avec un rendement de 90%, il faudrait avoir en entrée un courant de 346A, soit $5 \cdot 75A$. Nous n'avons pas assez de place pour cela.

Puissance fournie par les batteries (P_e) et fourni au moteur (P_s) :



Notre puissance d'entrée sera limitée à $24V \cdot 150A = 3600W$. Le moteur disposera des 140 A jusqu'à 24V (20V sur le moteur soit 20Km/h). Pour des vitesses supérieures, le courant sera réduit.

Si un pilote appui entièrement sur la pédale (kart à l'arrêt), la puissance d'entrée sera toujours constante, au début le courant sera élevé, ce qui favorisera le démarrage (courant proportionnel au couple). Puis à partir de 20 Km/h, le courant va commencer à diminuer. Quand le kart sera arrivé à 48Km/h soit 48V, le courant sera égal ou inférieur à 60A, mais comme le kart est lancé, il a besoin de moins de courant (couple résistant < couple de démarrage).

1)recherches bibliographiques

Sites

<http://www.farnell.com>

mise à jour le 30/10/04

nombreuses visites depuis le 06/09/04

<http://www.elecdif.com>

mise à jour le 30 /07/04

visité le 13/09/04

auteur : PMC

www.radiospares.com

Ouvrages

Note de cours ou transparent « électronique de puissance » M. LEQUEU

Encyclopédie « Techniques de l'ingénieur »

Convertisseurs statiques (D3I)

2) Fonctionnement du hacheur BOOST

Le fonctionnement du hacheur BOOST se décompose en deux phases :

- De $[0, \alpha T]$: le transistor est fermé, ce qui implique que l'inductance se charge par l'intermédiaire de V_e et celui-ci durant toute la durée de la période définie par α . C'est la phase active,
- De $[\alpha T, T]$: le transistor s'ouvre, ce qui provoque la décharge de l'inductance dans le condensateur qui fixe la tension de sortie. C'est la phase de roue libre.

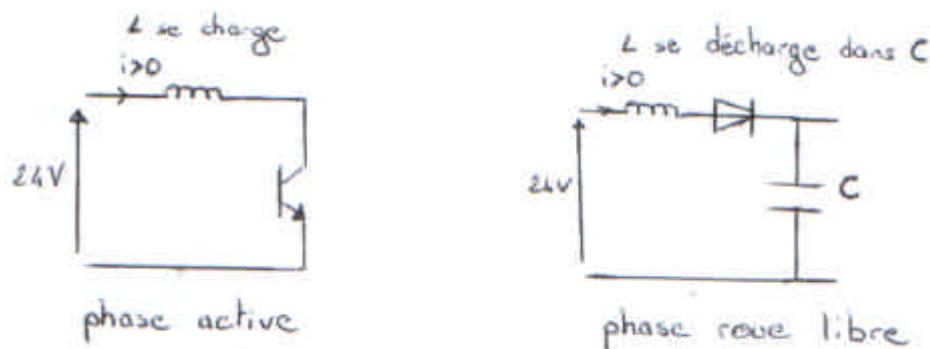


Figure 1: schéma des différentes phases de fonctionnement

Notre hacheur BOOST est réversible en courant :

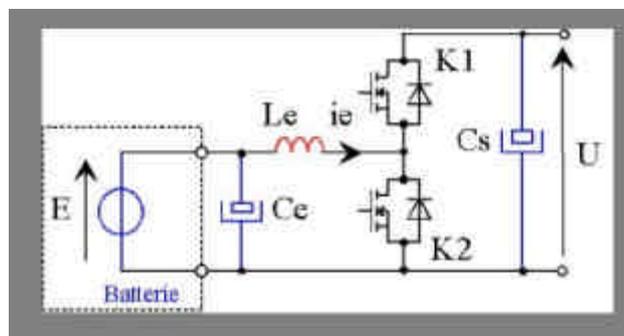


Figure 2: hacheur BOOST réversible

Pour passer en réversibilité, il suffit de rajouter au hacheur BOOST un transistor et une diode. Lorsqu'il est réversible, deux autres phases sont possibles : phase active et phase de roue libre. Lors d'une phase de freinage, c'est le condensateur qui se décharge dans les batteries.

Phase active : c'est le transistor qui conduit. Pendant cette phase, le condensateur charge l'inductance.

Phase de roue libre : c'est la diode qui conduit. L'inductance se décharge dans les batteries.

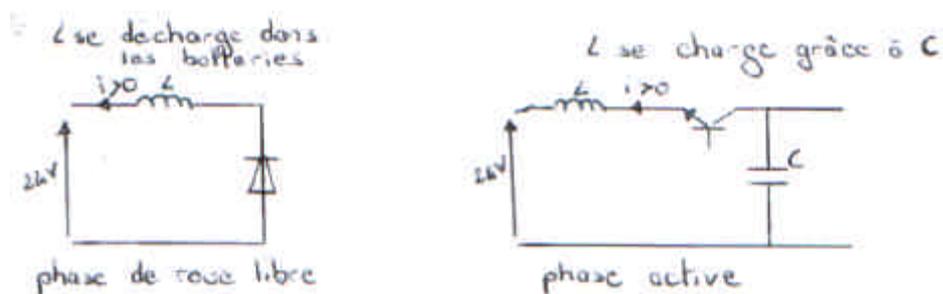


Figure 3 : schéma des différentes phases de fonctionnement en réversibilité

On peut faire varier la tension de sortie V_s en fonction du rapport cyclique α . En BOOST, le transistor du bas est pris comme référence pour rapport cyclique.

$$V_s = V_e / (1 - \alpha)$$

$$U = 50V$$

$$E = 24V$$

3)Schéma

Pour mieux comprendre le bon fonctionnement du kart ou du hacheur BOOST, Nous allons détailler petit à petit les parties du BOOST, en partant, du schéma global du kart, et en finissant par le schéma du hacheur choisi.

3.1) schéma synoptique de niveau 0

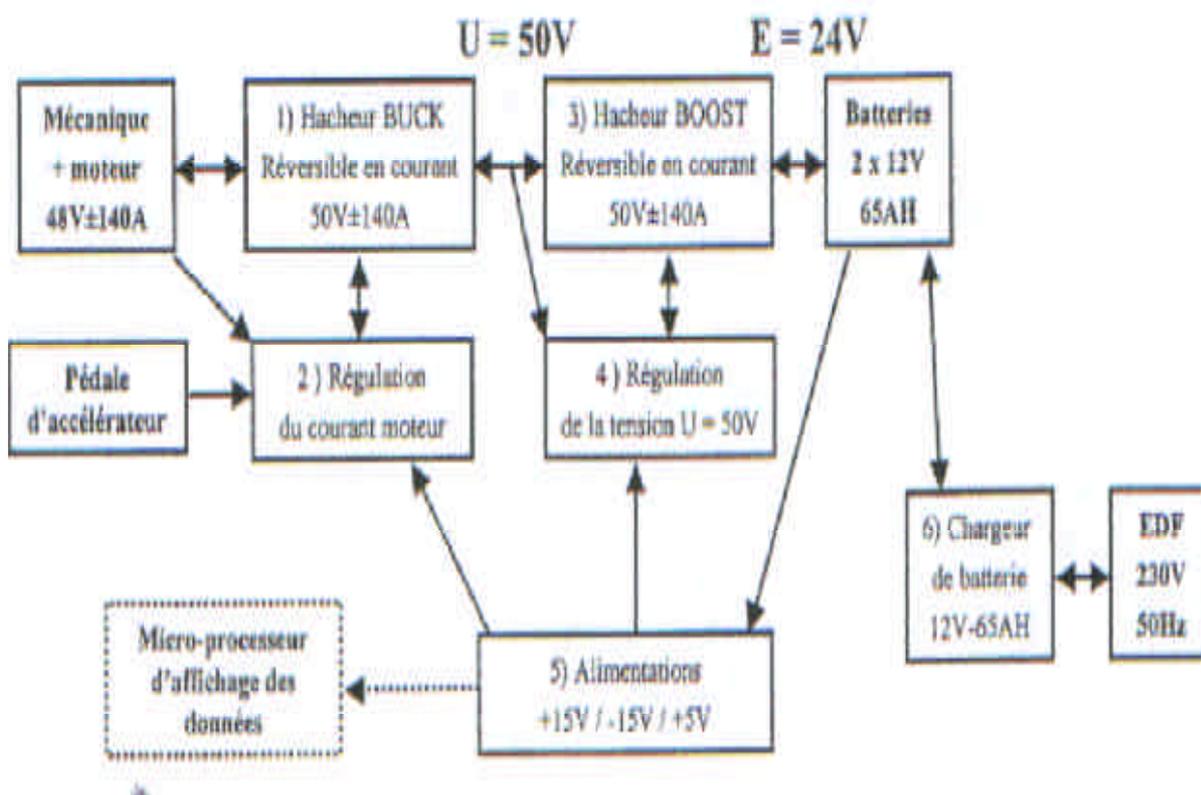


Figure 4 : niveau 0

Schéma général permettant de visualiser les différentes parties électriques du karting. La partie que nous traitons est le numéro 3, celle du hacheur BOOST.

3.2) Schéma synoptique de niveau 1

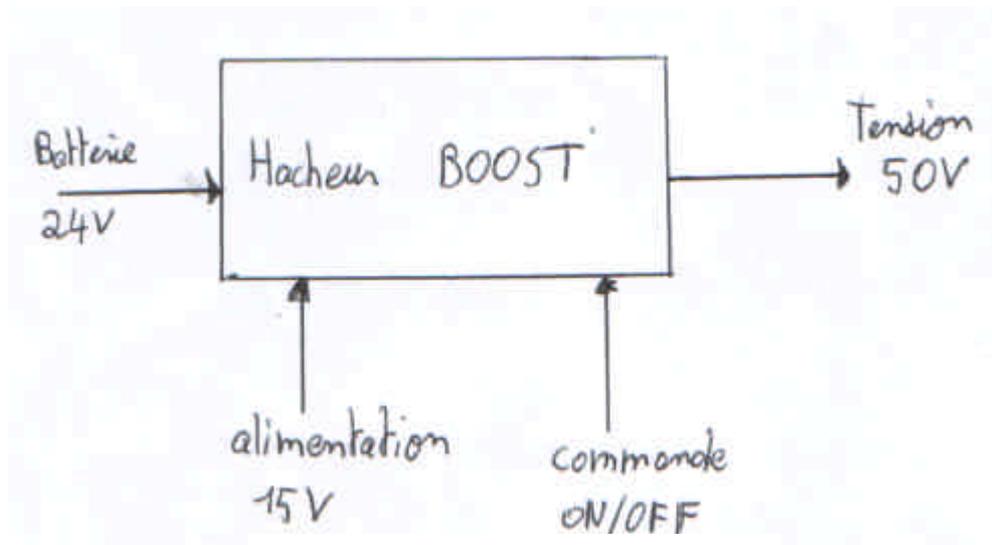


Figure 5 : niveau 1

Schéma permettant de visualiser les différentes entrées et sorties du hacheur.

3.3) Schéma synoptique de niveau 2

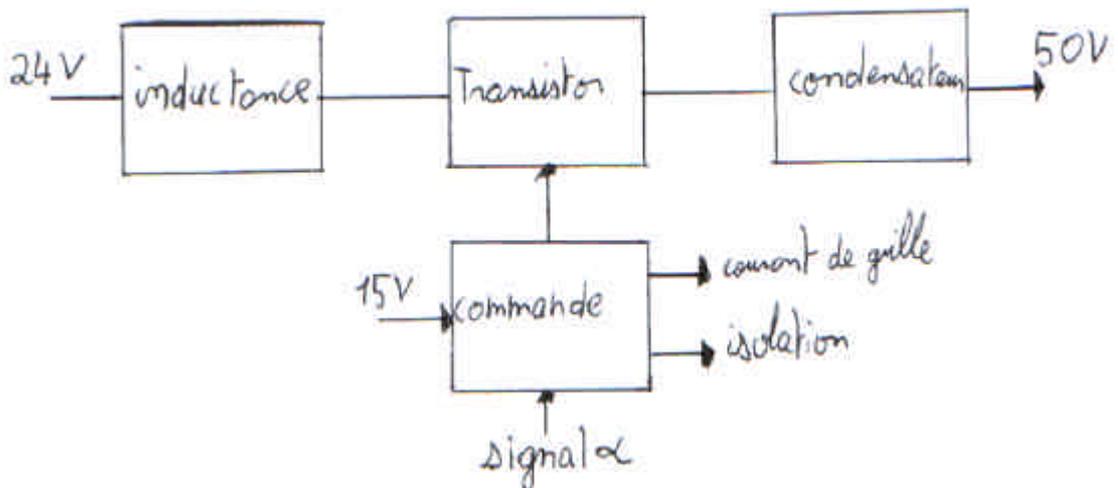


Figure 6 : niveau 2

La figure 6 représente la décomposition du hacheur BOOST.

3.4) Schéma fonctionnel du hacheur BOOST réversible entrelacé

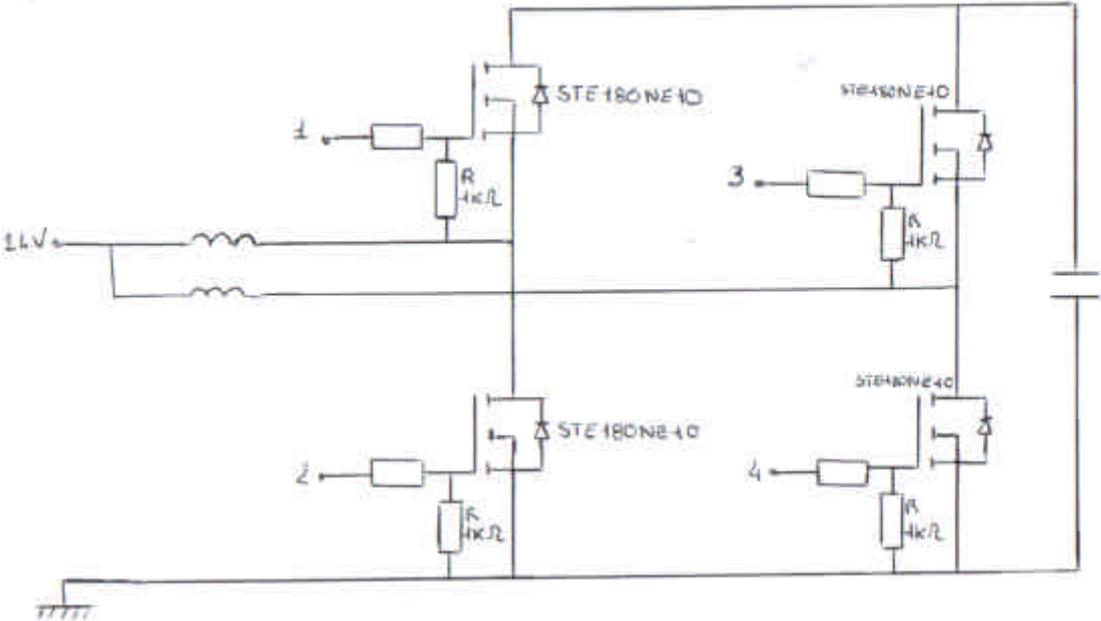


Figure 7 : hacheur BOOST réversible

Ce hacheur est de type entrelacé. Nous avons choisi cette solution pour diviser le courant. Il nous faut donc deux inductances au lieu d'une. Mais celle-ci seront plus petites, plus facile à concevoir et moins coûteux pour un même taux d'ondulation du courant d'entrée.

3.5) Schéma fonctionnel de l'amplification du signal de commande

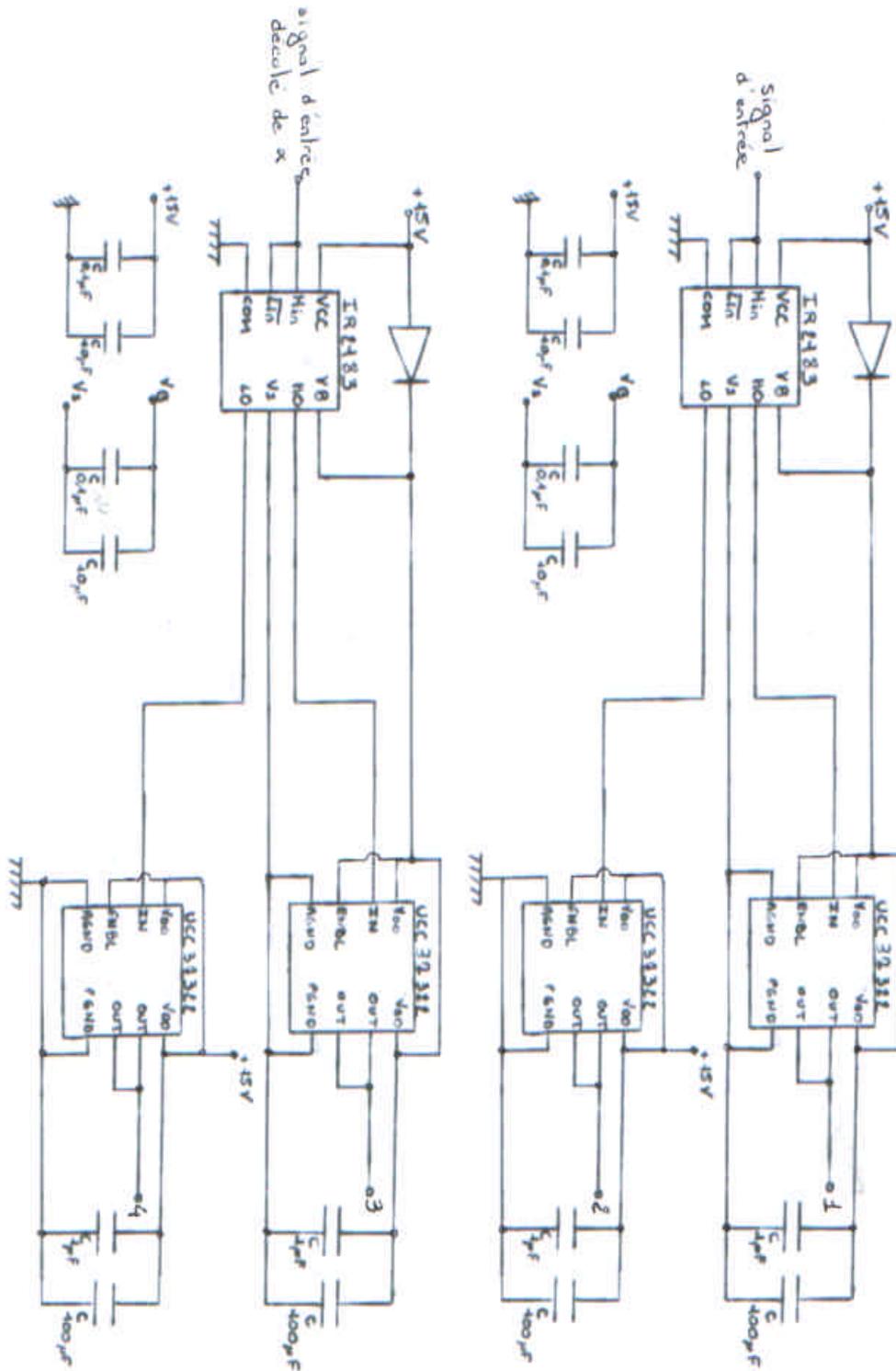


Figure 8 : alimentation du hacheur

4) Choix des composants

Les composants sont liés, ils ne peuvent pas être choisis séparément. Nous avons décidé de choisir en premier le transistor, puis de choisir les autres composants en fonction de ses caractéristiques.

4.1) Choix du transistor

Nous avons choisi d'utiliser des transistors « haute fréquence ». Celui-ci doit donc commuter très rapidement. Nous avons choisi les transistors MOSFET, qui sont beaucoup plus rapides que les transistors bipolaires ou IGBT et ont une chute de tension plus faible.

Pour choisir un transistor dans la catégorie des MOSFET, nous nous sommes basés essentiellement sur 3 critères :

- le V_{dsmax} : tenir 100V et 150A car on ajoute un coefficient de sécurité de 2 en tension (50V) et 2 en courant (75A), qui sont la tension et l'intensité nominale que doivent supporter les transistors,
- le R_{dson} : avoir des pertes statiques les plus faibles possibles, inférieure à 1% de la valeur nominal, ce qui veut dire un R_{ds} (résistance Drain Source) petit,

$$P_{stat} \approx R_{dson} * I^2$$
$$P_{stat} \leq 1\% P_u \quad \text{Avec } P_u = 3600W \Rightarrow P_{stat} \leq 36W$$
$$\text{Pour } I = 75A \Rightarrow R_{dson} \leq 6.4m\Omega$$

- le prix : le plus faible possible, le boîtier, la fixation du dissipateur et le câblage de puissance sont d'autres critères possibles.

Ceci nous a amenés à choisir entre plusieurs transistors :

Transistor (référence)	Tension (V)	Intensité (A)	R_{ds} (m Ohms)	Pertes Statiques (W)	Prix (€ HT)
IXFN170N10	100	170	10	56.25	35,68
FB180SA10	100	180	6,5	36.56	51,98
STE180NE10	100	180	4,5	25.31	38,21

Analyse du tableau :

Le IXFN170N10 a une résistance drain source trop élevée.

Deux transistors sont envisageables le FB180SA10 et le STE180NE10. Nous avons choisi le second qui a un prix plus faible et un RDS plus faible. Vous pouvez trouver le datasheet dans l'annexe 1.

4.2) Choix des composants de l'amplification du signal de commande

Le signal d'entrée reçu ne peut commuter le transistor. C'est pour cela que nous avons réalisé un montage qui permet d'amplifier et ne pas avoir de problème de masse pour la commutation des transistors haut et bas.

Nous avons donc choisi pour cela un amplificateur rapide UCC37322 et un driver IR2183 (voir annexe 2) pour alimenter une branche de hacheur. Le schéma a été illustré dans la partie 4.5.

4.3) Calcul de la fréquence maximale de fonctionnement

Pour calculer le temps de commutation (ouverture, fermeture) du transistor nous avons besoin de tous les temps de commutation des composants. Ce schéma nous aide à mieux le comprendre.

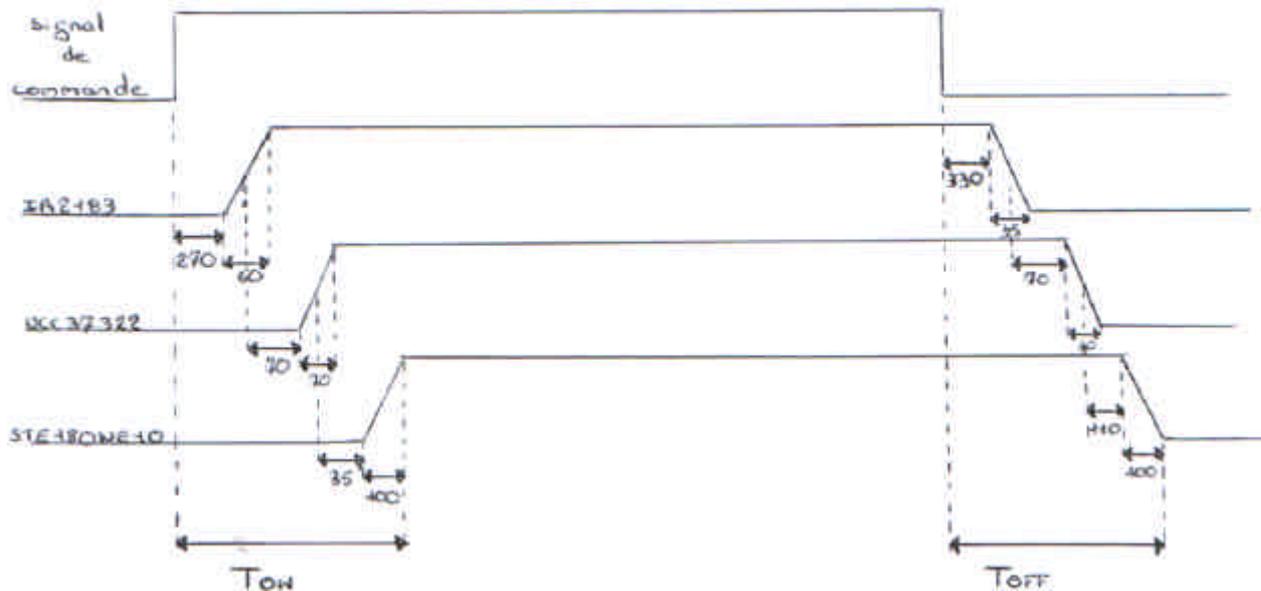


Figure 9 : temps de propagation du signal (en ns)

$$T_{ON} = 270 + (60/2) + 70 + (70/2) + 35 + 100 = 540 \text{ ns}$$

$$T_{OFF} = 330 + (35/2) + 70 + (30/2) + 110 + 100 = 642.5 \text{ ns}$$

Avec une période 10 fois plus grande que le temps de propagation, on obtient une fréquence de 84kHz.

Avec une période 20 fois plus grande que le temps de propagation, on obtient une fréquence de 42kHz.

Nous avons choisi une fréquence de 50kHz qui est proche de 17 fois le temps de propagation pour une période, ce qui est très raisonnable.

4.4) Calcul du condensateur

$$V_S = V_E / (1 - \alpha) \quad V_S = 50V$$

$$V_E = 24V$$

Donc $\alpha = 1 - V_E / V_S \approx 0.5$

$$C = (I_S * \alpha) / (\Delta V_S * F) \approx 1400 \mu F \quad (\text{capacité nécessaire})$$

Avec $\Delta V_S = 1V, F=50kHz$

Après réflexion, nous avons choisi le condensateur pour le courant qu'il peut fournir et non pas pour la valeur du ΔV_S recherché. Nous avons donc choisi comme condensateur le PEH200 (voir annexe 3). Il peut supporter 19 A. Nous en mettons quatre, ce qui fait 76A. Le cahier des charges désire 145 A en entrée ce qui fait 75 A en sortie (divisé par deux à cause de $\alpha=1/2$).

Avec quatre condensateurs, le courant supporté est suffisant.

$$76 \text{ A}(\text{courant Max condensateurs}) > 75 \text{ A}(\text{courant à filtrer})$$

4.5) Calcul de l'inductance :

Pour le calcul de la valeur d'une inductance, on fixe la fréquence et l'ondulation. Ensuite, on se place dans le pire des cas ($\alpha=1/2$). De plus, ce cas correspond à notre point de fonctionnement. Dans ce cas la formule est la suivante :

ondulation		fréquence
Sur une	en sortie	Pour 50KHz
150A	75A	1.67μH
60A	30A	4.16μH
30A	15A	8.33μH
15A	7.5A	16.6μH
10A	5A	25μH

$$L = V_e / (4 * dI * F)$$

Pour $\alpha = 1/2$

Valeur choisie

Figure 10 : calcul d'inductance

5)Adaptation et amplification de la commande

Après avoir reçu les composants UCC37322, nous nous sommes aperçus que ceux ci était en CMS. Nous avons donc décidé de les changer contre des TC4422(voir annexe 4). Le TC4422 a la même fonction que le UCC37322, il est seulement moins rapide en temps de commutation. Mais ceci ne changera rien dans le bon fonctionnement du hacheur.

5.1)Réalisation du driver

Nous avons réalisé la carte du driver conformément au schéma de la partie 3.5.

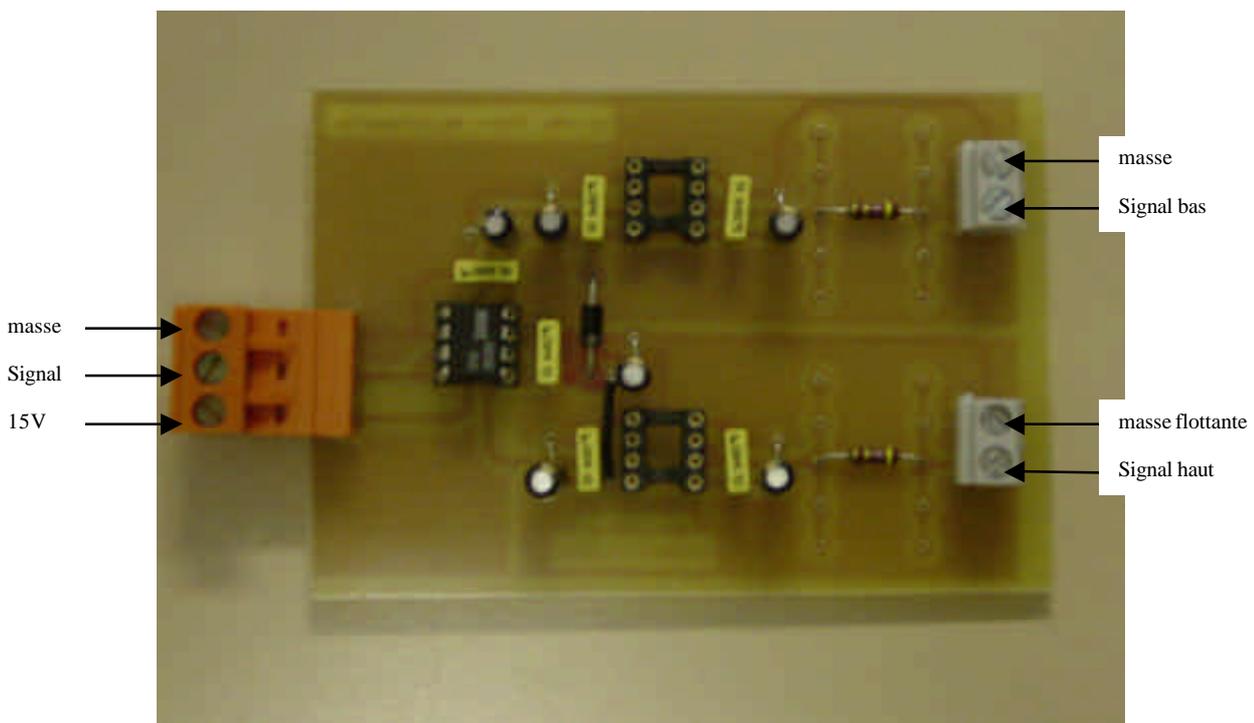


Figure 11 : carte driver n°1

5.2)Premiers tests sans charge.

Les essais sont réalisés sans la charge. Les transistors sont commandés et commutent sans délivrer de puissance.

Couleurs correspondantes :

Bleu foncé : signal d'entrée

Bleu clair : sortie du IR2183

Rose : sortie du TC4422

Vert : tension de grille (VGS)

1) commutation à l'ouverture

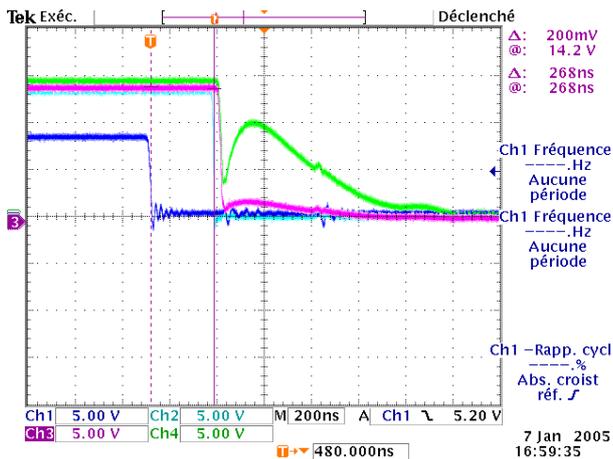


Figure 12 : commutation du transistor du haut

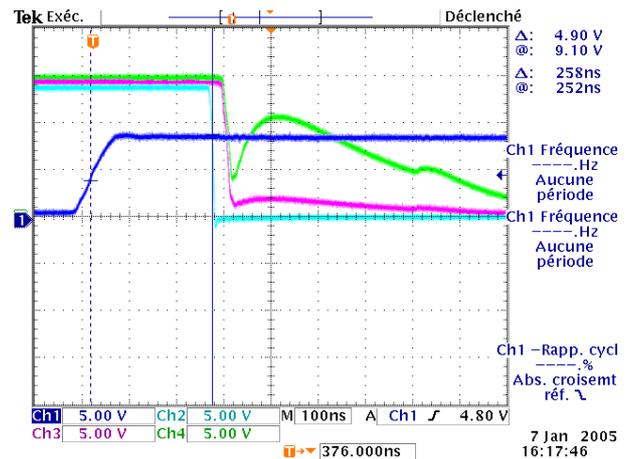


Figure 13 : commutation du transistor du bas

Sur les 2 oscillogrammes, nous pouvons voir des temps de commutations à l'ouverture, respectivement de 268 ns et 258 ns. Ces 2 temps sont en théorie identiques la différence est due à un front du signal d'entrée plus ou moins pentu.

2) commutation à la fermeture

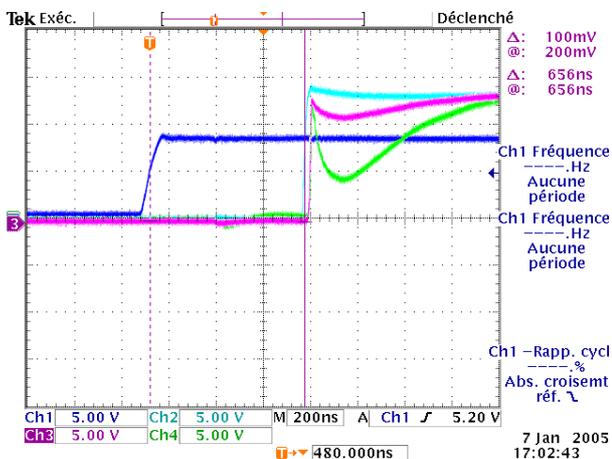


Figure 14 : commutation du transistor haut

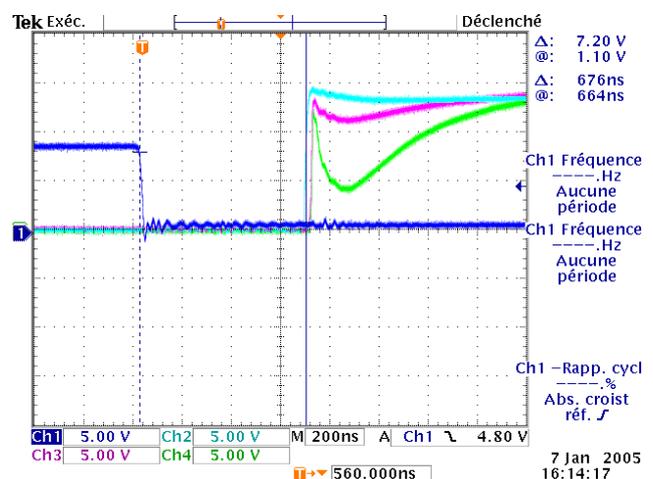


Figure 15 : commutation du transistor bas

Sur les 2 oscillogrammes nous pouvons voir des temps de commutations a la fermeture, respectivement de 656 ns et 676 ns. En comparant à l'ouverture, nous voyons que le transistor met beaucoup plus de temps à se fermer qu'à s'ouvrir.

5.3) premiers essais avec charge

Cet essai est réalisé avec une charge. Un courant de 3A passe dans les transistors.

Couleurs correspondantes :

Bleu foncé : signal d'entrée

Bleu clair : tension de grille (VGS)

Rose : tension drain source (VDS) du transistor du bas

(VDS = tension aux bornes de la diode du bas)

1) commutation à l'ouverture

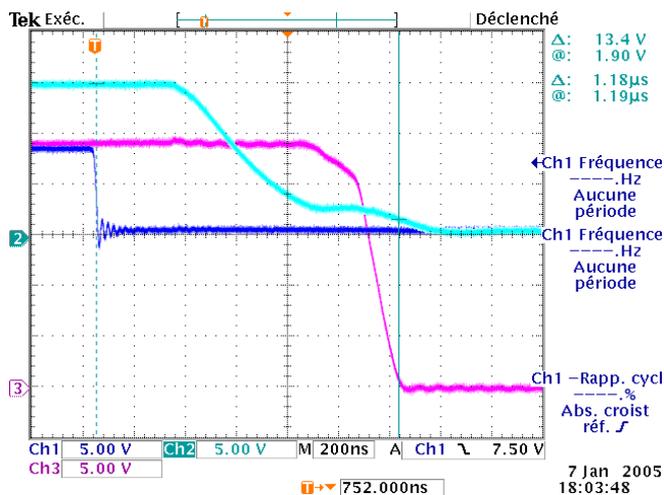


Figure 17 : commutation du transistor haut

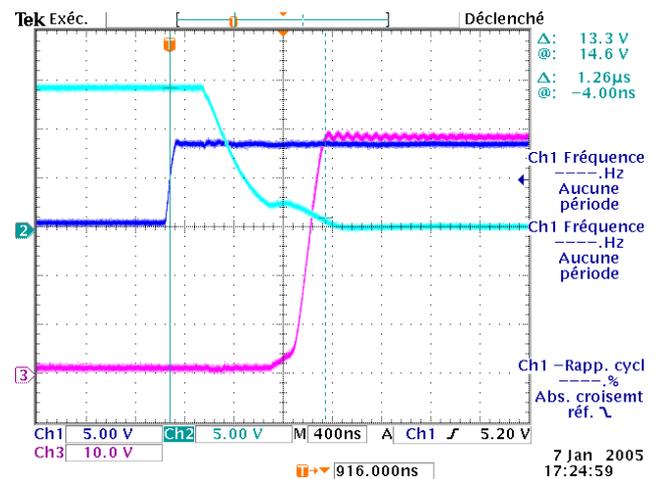


Figure 16 : commutation du transistor bas

Sur les 2 oscillogrammes, nous pouvons voir des temps de commutations à l'ouverture, respectivement de 1.18 μ s et 1.26 μ s. Ces 2 temps sont en théorie identiques ; la différence est due à la masse flottante du transistor haut qui n'est pas parfaitement stable. Comparés à la théorie, ces temps de commutation sont beaucoup plus grand.

2) commutation à la fermeture

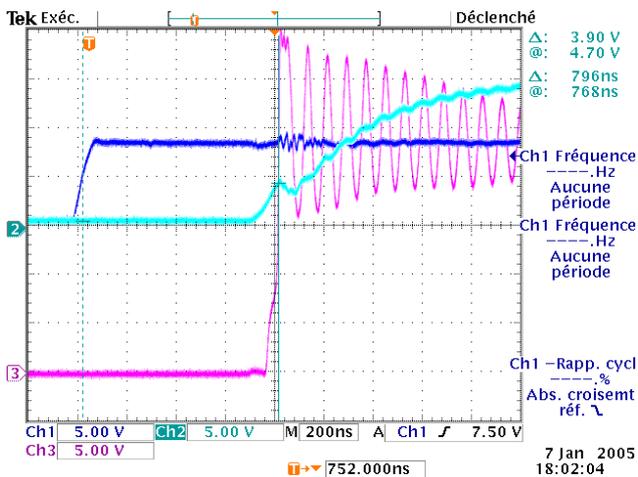


Figure 19 : commutation du transistor du haut

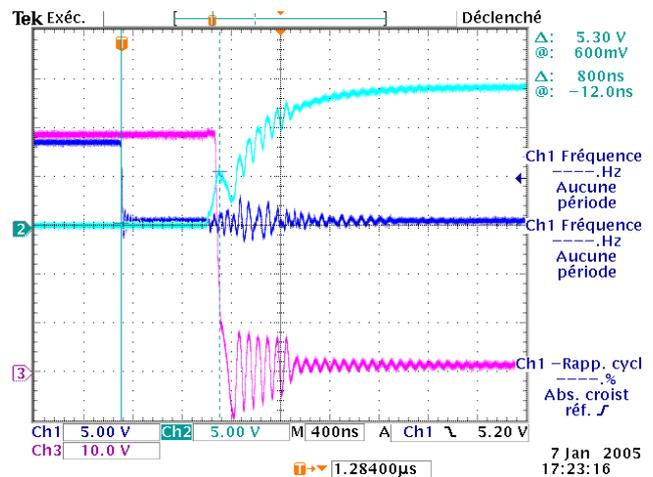


Figure 18 : commutation du transistor du bas

Sur les 2 oscillogrammes, nous pouvons voir des temps de commutations à la fermeture, respectivement de 796 ns et 800 ns. En comparant à l'ouverture, nous voyons que le transistor met beaucoup plus de temps à s'ouvrir qu'à se fermer. A la fermeture, nous voyons une ondulation de la tension VGS, due au faible courant fourni à la charge. Ce transistor est adapté pour des forts courants, plus le courant est élevé, plus le signal est propre (pas d'oscillation du signal de sortie).

5.4) Analyse des premiers essais

D'après les relevés effectués au cours des premiers essais sur les temps de commutation, nous en tirons un chronogramme simplifié des commutations des transistors.

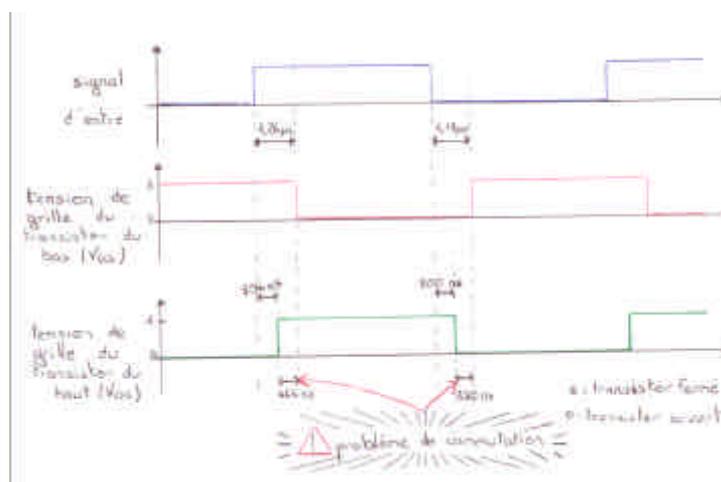


Figure 20 : chronogramme des temps de commutation

Nous remarquons que les temps d'ouverture sont plus longs que celui de fermeture. Cela entraîne en deux moments donnés la fermeture simultanée des deux transistors, pendant respectivement 464ns et 380ns. Pendant ces deux périodes il y a un problème de commutation, il y a court-circuit de la sortie. Cela se traduit sur le montage par un échauffement important du dissipateur de chaleur. Nous allons donc résoudre ce problème.

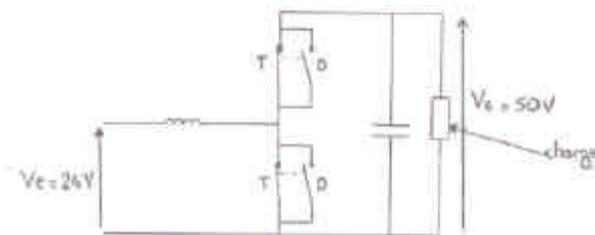


Figure 21 : schéma représentatif du problème rencontré

5.5) Décalage de la commande

En raison des problèmes de commutation simultanée des deux transistors, nous avons décidé de décaler notre signal grâce à un filtre RC. Ce filtre RC permet de décaler le signal. Pour empêcher que le décalage ne se fasse pas sur l'ouverture et la fermeture, ce qui ne résoudrait pas le problème, nous rajoutons une diode placée en parallèle sur la résistance du filtre RC. La diode aura pour fonction de court-circuiter le filtre pendant le temps d'ouverture. Le filtre ne décalera donc que la commutation de fermeture du transistor. Ainsi, avec un filtre RC en parallèle avec une diode, on obtient un décalage sur la fermeture de chaque transistor qui permettra donc d'éviter que les transistors soient fermés simultanément (voir annexe 5).

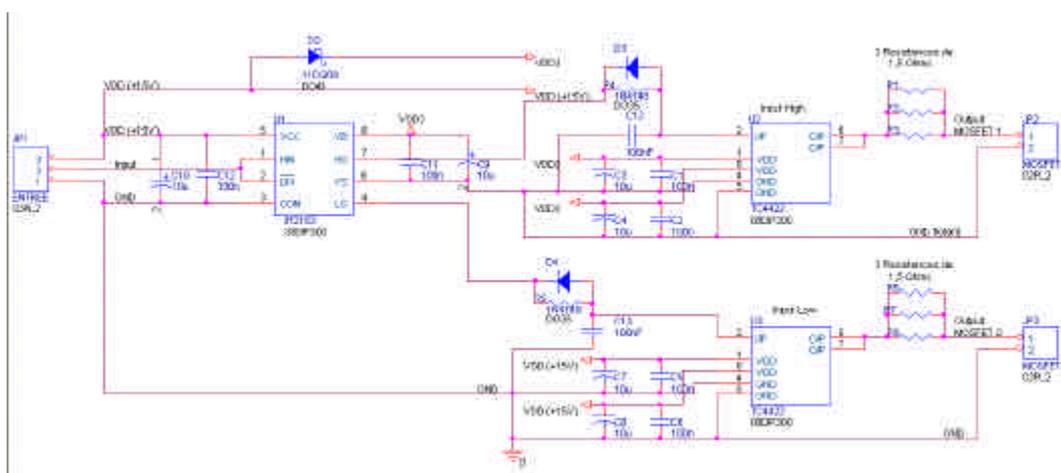


Figure 22: schéma du driver avec filtre RC

Couleurs correspondantes :

Bleu foncé : signal d'entrée

Bleu clair : tension de grille (VGS) du transistor haut

Vert : tension drain source (VDS)

Rose : tension de grille (VGS) du transistor bas

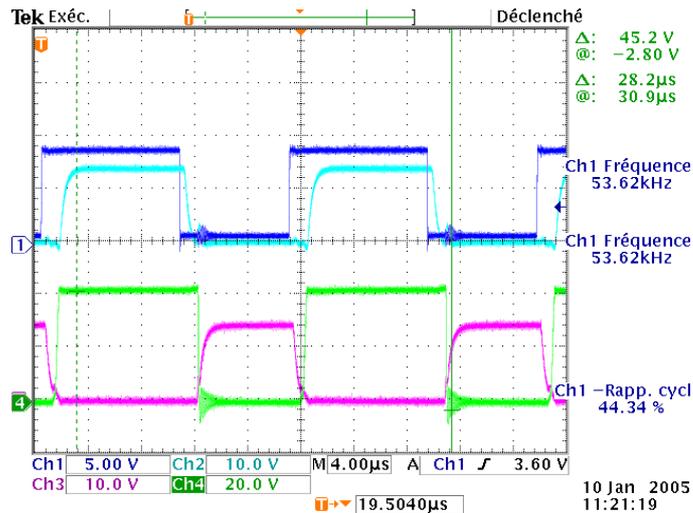


Figure 24 : commutation des transistors

Nous voyons sur l'oscillogramme que le transistor du haut (commande : VGS) n'est plus commuté en même temps que celui du bas (commande : VGS).

6) inductance

Notre partie puissance comporte une inductance assez importante que nous allons développer dans ce chapitre. D'après les calculs dans le paragraphe 4.5, nous nous sommes aperçus qu'aucun fournisseur ne peut nous fournir cette inductance. C'est pour cela que nous avons nous même fabriqué cette inductance.

6.1) Calcul théorie

Nous nous sommes basés sur une inductance $8\mu\text{H}$ tenant 75 A (voir paragraphe 4.5).

Calcul de l'inductance
pour le ETD59

l moteur	140	A	
fréquence	50000	Hz	
nbre inductance	2		
i inductance	70		
ondulation	30	A	
inductance	8,33333E-06	en H	
i eff	70,5336799		
i max	85		
Ae	3,68E-04	en m2	
Bc	0,150	en T	
nbre spires >	12,83		
Le	0,139	en m	
µe	1950		
e	1,00E-03	en m	
Al	6,00E-06	en H	
nb2 >	6,352772137		
N =	7		
delta	3,5		
s cuivre	20,15247997	en mm2	
nb fils en //	2		
sfils	12		
surface fils	168	< WA = 366	
B max	0,275		

Figure 25 : calcul d'inductance pour support bobine ETD59

Calcul de l'inductance
pour le ETD44

l moteur	140	A	
fréquence	50000	Hz	
nbre inductance	2		
i inductance	70		
ondulation	30	A	
inductance	8,3333E-06	en H	
i eff	70,5336799		
i max	85		
Ae	1,73E-04	en m2	
Bc	0,150	en T	
nbre spires >	27,30		
Le	0,103	en m	
µe	1900		
e	1,50E-03	en m	
Al	3,80E-06	en H	
nb2 >	11,115404		
N =	12		
delta	4		
s cuivre	17,63342	en mm2	
nb fils en //	2		
sfils	8,7		
surface fils	208,8	< WA = 214	
B max	0,341		

Figure 26 : calcul d'inductance pour support bobine ETD44

Le ETD44 (voir annexe 6) est une bobine plus petite, nous avons commencé par fabriquer cette bobine et s'assurer de son bon fonctionnement. Celle-ci correspond à notre besoin, le ETD59 n'est donc pas nécessaire. En théorie, il nous faut 12 spires. En prenant deux feuillets de laiton d'une largeur 39mm et d'épaisseur de 0.3mm mis en parallèle avec 12 spires nous pouvons les loger dans le support(nb spires*section feuillets<section max du support).

6.2)Fabrication de la bobine

Avec une fréquence de découpage de 50KHz, une épaisseur de peau d'environ 0.3mm existe sur le cuivre. L'épaisseur de peau est l'épaisseur par rapport à la surface ou passe le courant. Si la bande est plus épaisse que 0.6mm, alors il existe au centre de celle-ci, une section où le courant ne passe pas. La bobine sera plus grosse mais pas plus performante.

Notre première recherche s'est portée sur des feuillets de cuivre, l'épaisseur de cuivre recherché(0.3 mm) n'était pas accessible. C'est pour cela que nous nous sommes tourné vers

le laiton. Le laiton n'étant pas isolé, nous placerons entre les couches formées par les deux feuillets une feuille de plastique isolante qui tient 500V.

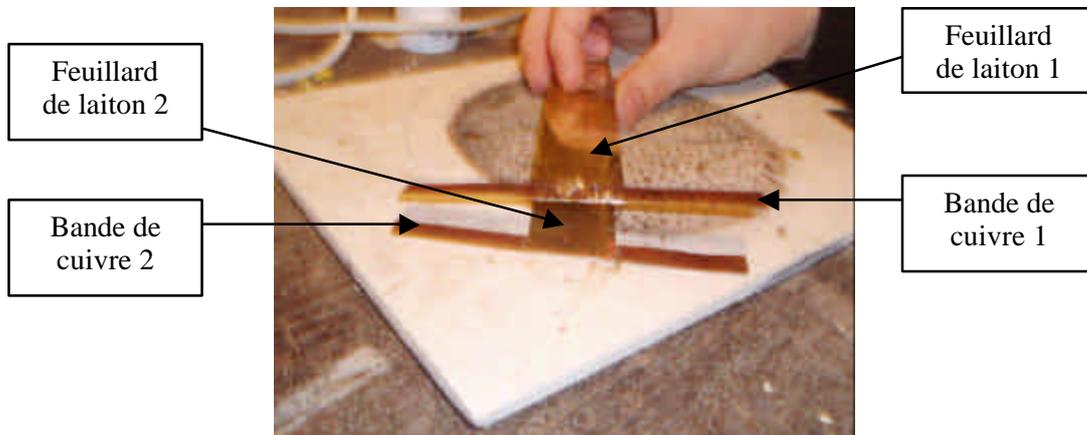


Figure 27 : soudage des deux feuillets de laiton

Dans un premier temps, nous avons soudé une bande de cuivre sur chaque feuillet, les bandes de cuivre serviront à l'alimentation de la bobine et au maintien des feuillets sur le support.

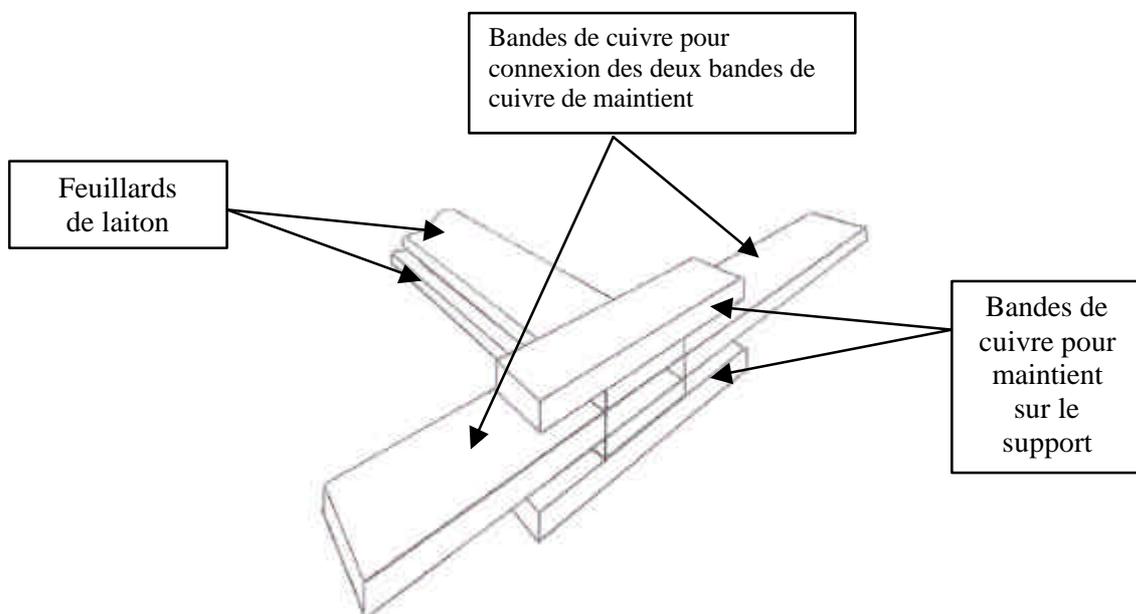


Figure 28 : schéma d'implantation des bandes de laiton

Ce schéma représente l'implantation des bandes de cuivre et de laiton dans le support bobine. Chaque bande de cuivre a été soudée avec de l'étain, les deux bandes

de cuivre du milieu servent à relier les deux bandes de cuivre extérieures pour combler le trou formé par l'épaisseur des deux feuillards.

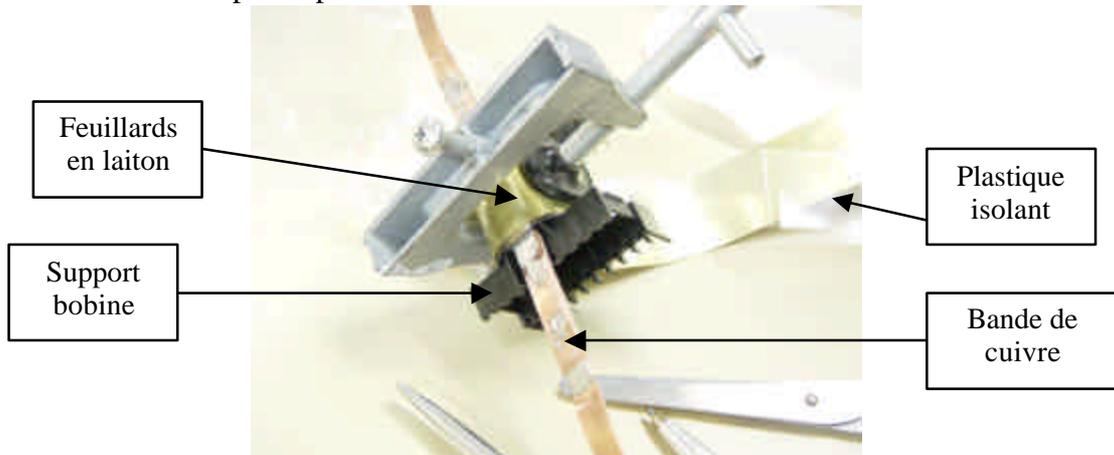


Figure 29 : installation des feuillards de laiton sur le support

Sur la photographie, nous pouvons voir la préformation de la bobine. Pour la monter, il faut placer la bande de cuivre dans l'encoche du support bobine. Puis, commencer à enrouler les deux feuillards et la feuille isolante autour du cylindre du support bobine. Le sert-joint permet de maintenir l'ensemble lorsque le feuillard rempli tout le support.

6.3) Mesure de l'inductance

Couleurs correspondantes :

noir : courant d'entrée (100mV = 10 A)

rouge : tension drain source (VDS)

bleu : tension de grille (VGS)

violet : tension de grille (VGS)

ou

tension du signal d'entrée

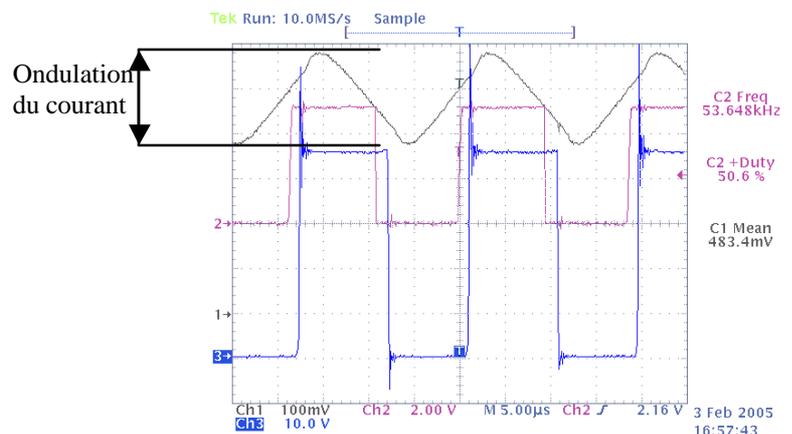
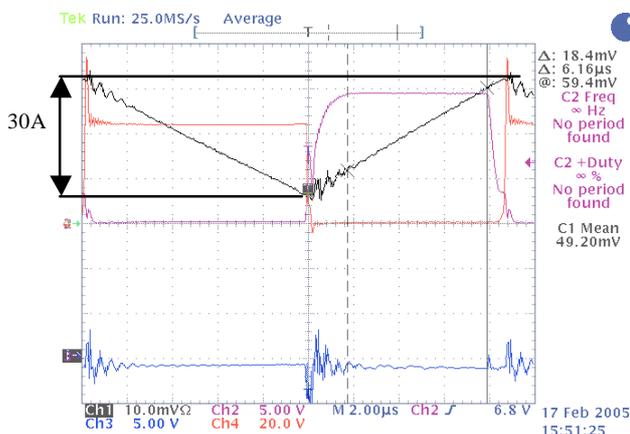


Figure 30 : temps de montée du courant

Figure 31 : ondulation du courant d'entrée

Mesure de l'inductance :

$$v = L \cdot di/dt$$

Avec une approximation linéaire :

$$V_e = L \cdot \Delta I / \Delta T \quad \Rightarrow \quad L = V_e \cdot \Delta T / \Delta I$$

Sur la figure n°29 nous pouvons voir l'ondulation du courant due à l'inductance. L'ondulation est d'environ 30 A, ce qui correspond à nos attentes. Sur le relevé de la figure n°28 nous pouvons relever les temps $\Delta T = 6.16\mu s$ et $\Delta I = 18.4A$ pour un $V_e = 24.5V$

$$\text{donc : } L = 8.2\mu H$$

En théorie, nous recherchions une inductance de $8.33\mu H$, nous sommes pratiquement arrivés à cette valeur. L'ondulation du courant désirée a été obtenue.

7) Partie pratique

Ce chapitre représente les différentes étapes de la fabrication du hacheur. Nous y représentons les différents prototypes avec leurs fonctions et leurs assemblages.

7.1) Prototype n°1



Figure 32 : prototype n°1

Ce prototype (voir annexe 7) a été réalisé pour que nous nous assurions du bon fonctionnement du hacheur et des bonnes commutations des transistors. Les essais ont été fait à faible courant car l'inductance ne peut tenir que 3A. Mais cela ne change rien dans le fonctionnement du hacheur. Les essais sont présentés dans les paragraphes 5.2 et 5.3.

7.2)Prototype n°2

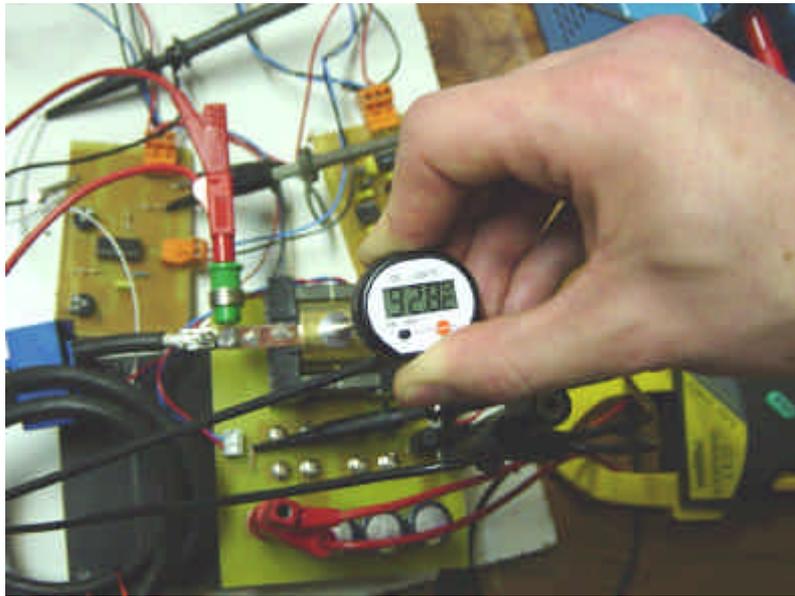


Figure 33 : prototype n°2

Le deuxième prototype (voir annexe 8) est la moitié du hacheur final. Il peut fournir 70A. Il nous a permis de connaître le rendement du montage et de vérifier la valeur de l'ondulation du courant et la valeur de la bobine.

1) Essais du prototype 2 avec alimentations stabilisés

Dans cette partie, nous utilisons, pour alimenter notre hacheur, 2 alimentations stabilisés monté en parallèle pouvant fournir jusqu'à 24A. Le prototype est utilisé en BUCK et en BOOST. Cela nous permet de tester le transistor du haut pour le BUCK et le transistor du bas pour le BOOST.

	Ve	Ie	%	Ie	R	Pe	Ps	Pertes	Rd
BOOST	24	4	49,8	1,8	27,7	96,0	89,6	6,4	93%
BOOST	24,4	5,28	49,6	2,5	19,8	128,8	124,0	4,8	96%
BOOST	24	7,35	47,6	3,42	13,9	176,4	162,8	13,6	92%
BOOST	24,2	7,99	47,1	3,8	12,4	193,4	179,0	14,4	93%
BOOST	24,1	9,11	46,9	4,4	10,7	219,6	206,4	13,2	94%
BOOST	24,2	11,03	46,4	5,41	8,6	266,9	251,0	15,9	94%
BOOST	24	12,59	45,3	6,2	7,3	302,2	280,9	21,3	93%
BUCK	50	2,17	23,3	4	5,8	108,5	93,2	15,3	86%
BUCK	50	2,68	23,4	5	4,7	134,0	117,0	17,0	87%
BUCK	50	3,19	23,4	6	3,9	159,5	140,4	19,1	88%
BUCK	50	4,25	23,1	8	2,9	212,5	184,8	27,7	87%
BUCK	49,7	4,88	23	9,29	2,5	242,5	213,7	28,9	88%
BUCK	49,7	5,26	22,9	10	2,3	261,4	229,0	32,4	88%

Figure 34 : tableau du rendement et des pertes

Pour différentes valeurs de la tension et du courant d'entrée, nous avons relevé les pertes et le rendement. Nous pouvons voir que les pertes augmentent avec l'augmentation du courant. Cela est due aux pertes statiques ($P_s = R_{ds} \cdot I^2$). Nous pouvons remarquer aussi qu'il y a plus de pertes avec le montage BUCK qu'avec le montage BOOST. L'augmentation des pertes dans le montage BUCK est due à la commutation du transistor du haut qui est moins bonne que celle du bas. C'est la masse flottante qui est à l'origine de ce problème.

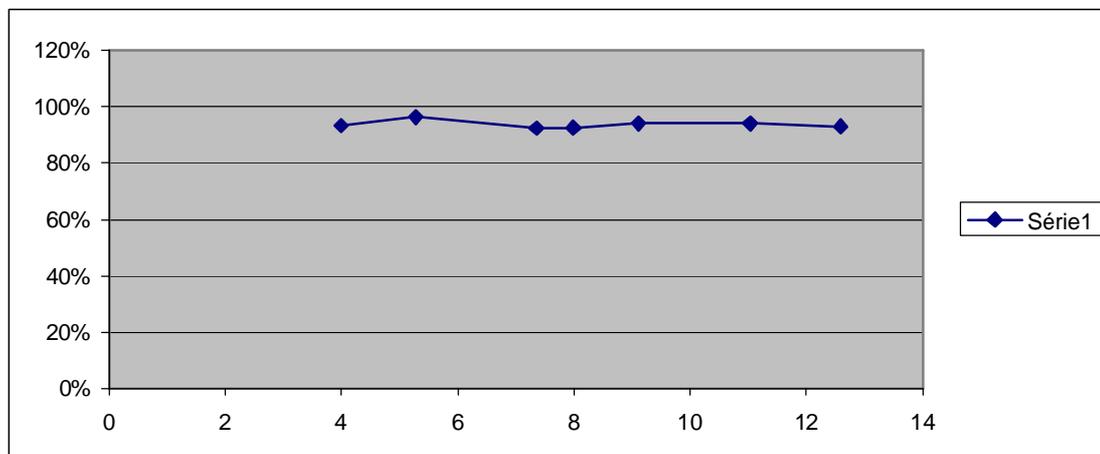


Figure 35 : graphique du rendement en BOOST

Sur ce graphique nous pouvons voir que le rendement est satisfaisant est compris entre 92% et 96 %. Il est donc constant quelque soit la valeur du courant.

2) Essais du prototype 2 avec alimentations stabilisés et batteries

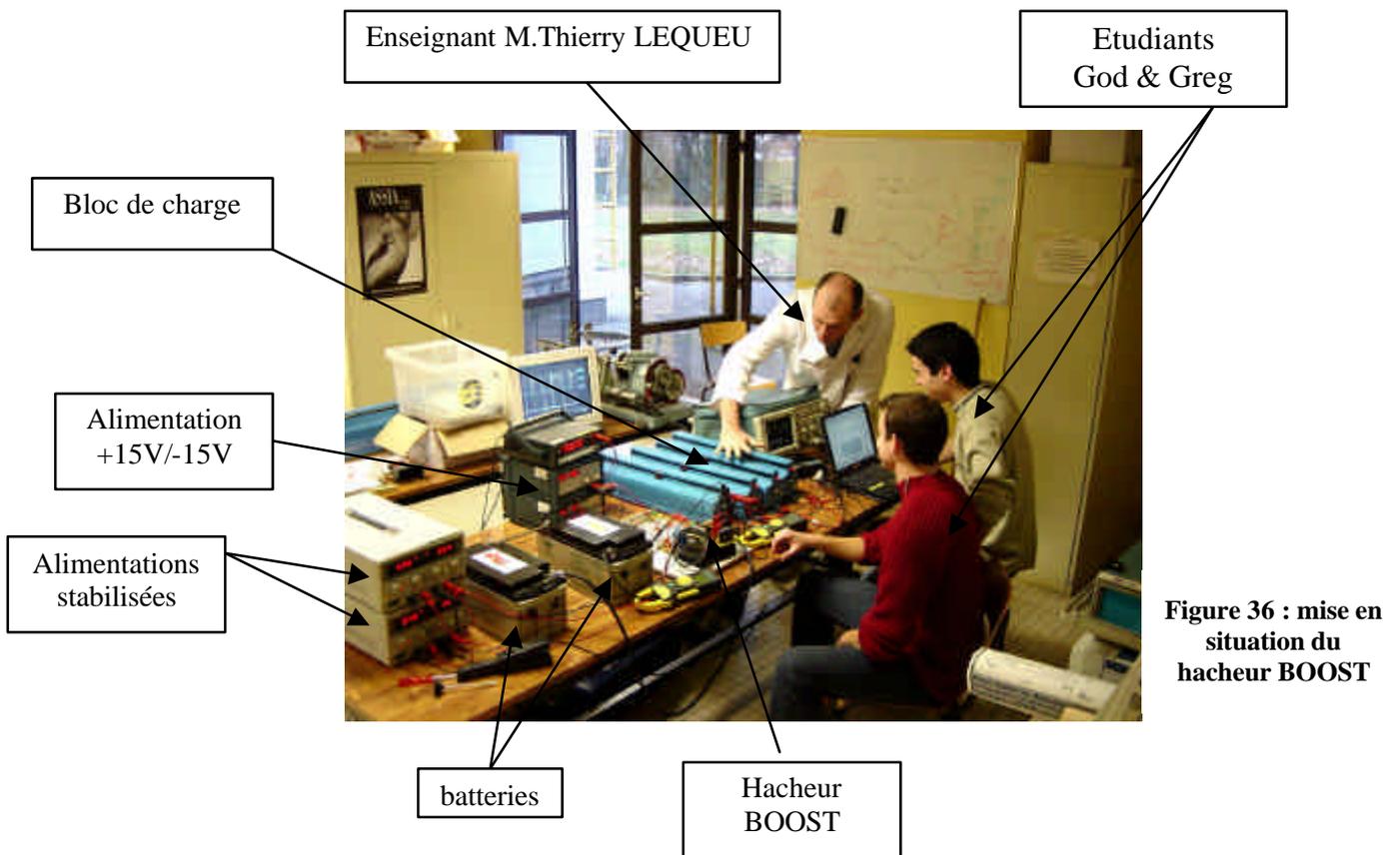


Figure 36 : mise en situation du hacheur BOOST

Dans ces essais, nous avons alimenté le hacheur BOOST par deux alimentations stabilisées en parallèle avec deux batteries en série de 12V/65AH. La charge est constituée de 4 bloc de résistances variables(15ohms,courant maximal 9A), elle nous permet de faire varier le courant. L'alimentation +15V/-15V sert à l'alimentation du driver.

	V_e	I_e	V_s	I_s	Temp bobine	Temp radiateur	R	P_e	P_s	Pertes	Rd
BOOST	24	24,35	43,36	12,36			3,5	684,4	535,9	48,5	92%
BOOST	26	26,9	47,26	13,25			3,6	699,4	626,2	73,2	90%
BOOST	25,3	32,7	45,67	16,3			2,8	827,3	744,4	82,9	90%
BOOST	25,1	37,4	45,1	18,7			2,4	938,7	843,4	95,4	90%
BOOST	24,8	47,9	44,14	24			1,8	1187,9	1059,4	128,6	89%
BOOST	24,7	51,1	44,66	25,03	132		1,8	1262,2	1117,8	144,3	89%
BOOST	24,5	61,7	43,53	30,8	136	107,4	1,4	1511,7	1340,7	170,9	89%

Figure 37 : tableau récapitulatif

Ce tableau représente les températures bobine et radiateur, les pertes et le rendement du hacheur BOOST. Ces valeurs ont été mesuré sous tension nominale (25V) et pour un courant d'entrée variant de 24A à 60A.

Les pertes croissent en même temps que le courant, dues aux pertes statiques (Rds). Le rendement est correct, il baisse légèrement avec le courant, mais il est toujours d'environ 90% (voir graphique ci-dessous).

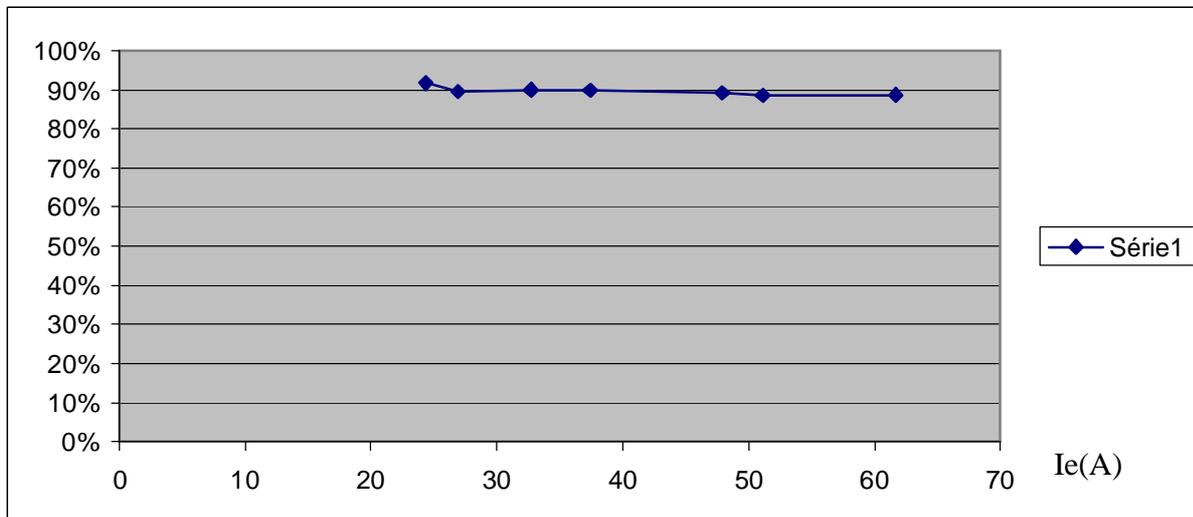


Figure 38 : graphique du rendement

Sur ces essais, avec un courant de 60A la bobine est montée jusqu'à une température de 136°C. Les essais ont été par la suite arrêtés, car la température trop élevée a endommagé les pistes.

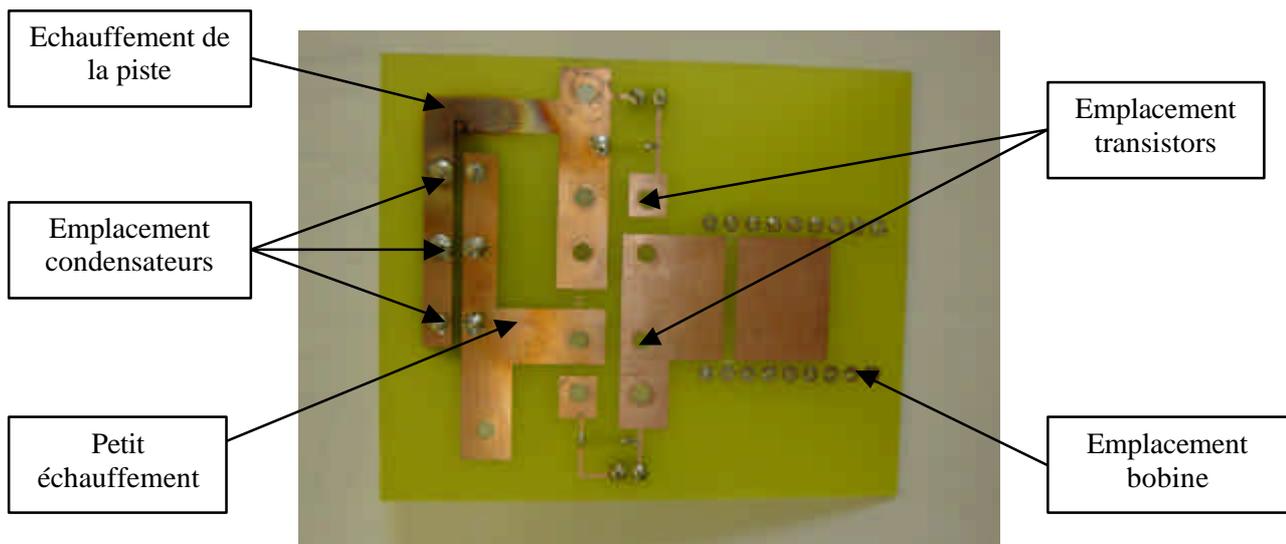


Figure 39 : photo de la carte détériorée

Sur la figure n°36, nous pouvons observer que la piste de masse qui va aux condensateurs est détériorée. Elle ne peut pas supporter 60A. C'est la partie coudée de la piste qui a le plus souffert de cet échauffement. C'est pour cela que c'est préférable de ne pas faire d'angle à 90°. Par la suite, le prototype n°3 sera équipé d'un plan de masse pour résoudre ce problème.

3)Relevés oscillogrammes

Couleurs correspondantes :

noir : courant d'entrée

rouge : tension drain source (VDS)

violet : tension de grille (VGS)

bleu : courant source (I gâchette + I drain)

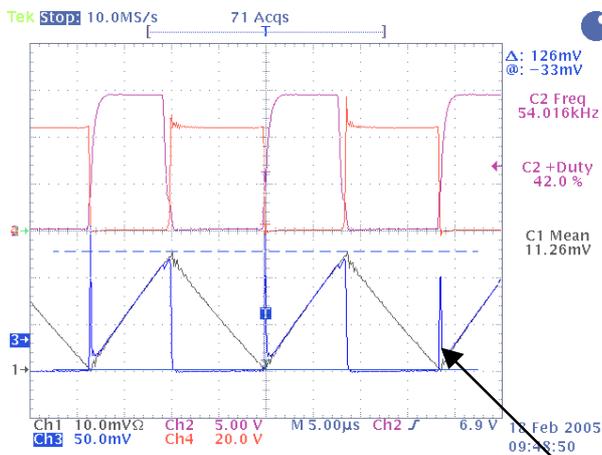


Figure 41 : courants dans le transistor

Courant de gâchette

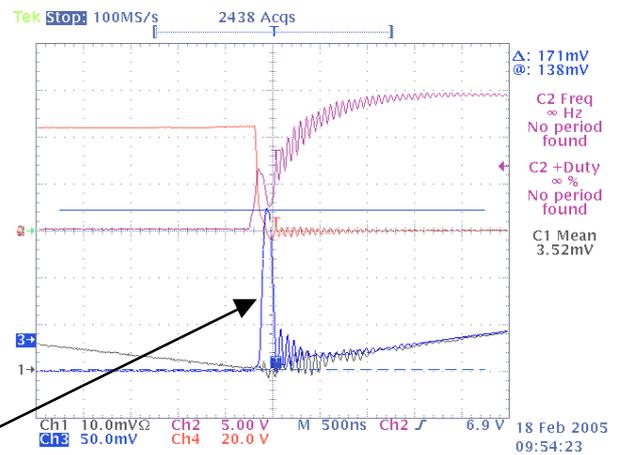


Figure 40 : visualisation du courant de gâchette

Sur les relevés, on peut visualiser le courant de gâchette qui permet au transistor de se fermer. On peut le voir grâce à l'annulation de la tension drain source (Vds) et à l'augmentation de courant dans le transistor. Pendant la deuxième période, le transistor est ouvert, la tension de grille est nulle, il n'y a pas de courant dans le transistor.

4) pertes lors de l'ouverture du transistor

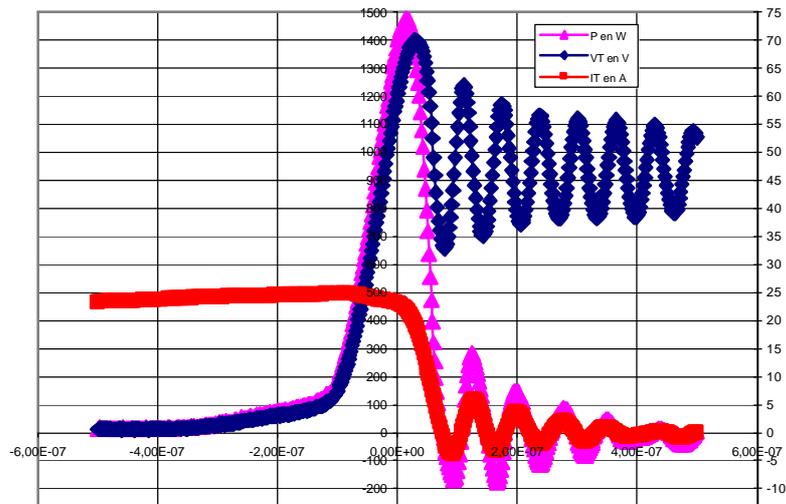


Figure 42 : Pertes à l'ouverture

Sur ce relevé, nous pouvons remarquer que la tension augmente avant que le courant soit totalement nul, cela provoque des pertes en commutation. Il y a un pic de pertes au début de l'ouverture du transistor (1500W en instantané). Après le pic, on remarque une légère ondulation des pertes dues à la tension qui ondule. Enfin, les pertes s'annulent lorsque que le courant devient totalement nul.

7.3) Prototype n°3

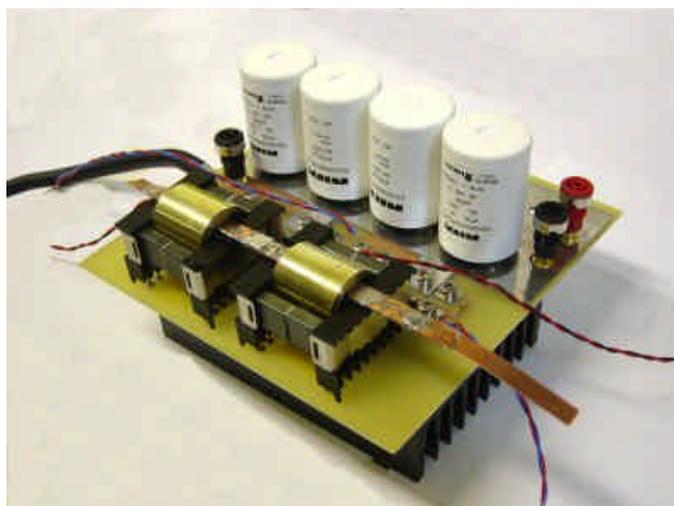


Figure 43 : prototype n°3

Ce prototype n°3 (voir annexe 9) est le dernier réalisé avant le circuit final. Des retouches seront peut-être apportées pour un gain de place.

1) installation des transistors sur le dissipateur



Figure 41: empreintes des transistors



Figure 42 : dissipateur

Pour l'emplacement des transistors, nous avons créé une empreintes qui permet de placer les transistors sur le dissipateur. Les transistors sont donc tous alignés et à une distance équivalente, ce qui évite des problèmes de connexion entre le circuit et les transistors.

2) Installation des deux bobines



Figure 44: fixation des transistors sur le dissipateur

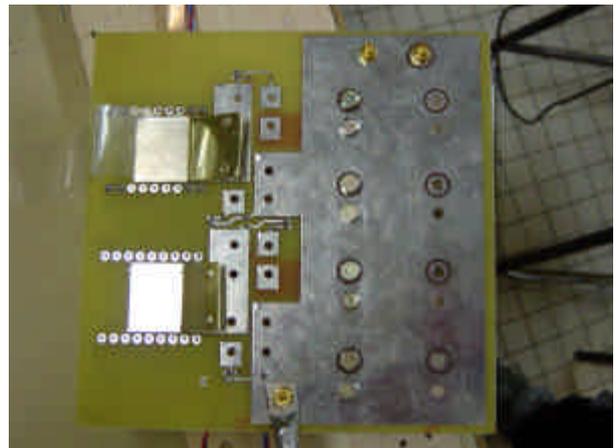


Figure 45 : fixation de la bobine sur la carte

Pour fixer la bobine, il faut tout d'abord créer une fente dans la carte pour passer le feuillard, souder le support bobine, percer le feuillard au niveau de l'emplacement des vis des transistors, visser les transistors en passant les vis par le trou

de la carte et du feuillard et, enfin, souder les deux bobines entre elles (bandes de cuivre). Attention à ne pas oublier de fixer les condensateurs avant l'installation des bobines.



Figure 46 : prototype n°3 monté

3)Rendement du prototype n°3

	V_e	I_e	V_s	I_s	Temp bobine	Temp radiateur	R	P_e	P_s	Pertes	Rd
BOOST1	25,1	49,6	43	26,18	86	70	1,6	1245,0	1125,7	119,2	90%
BOOST2	25,1	52	42,77	25,56			1,7	1305,2	1093,2	212,0	84%

Figure 47 : rendement nominal

Sur le prototype n°3 nous avons relevé le rendement pour le point nominal du hacheur BOOST pour les deux bobines. Sur l'un des hacheur nous avons 90% de rendement et sur l'autre 84%. Les inductances ne sont pas exactement identiques ce qui provoque cette différence de rendement. Les pertes du montage sont d'environ de 160W pour chaque partie.

8) Carte du décalage du signal de commande

Pour le bon fonctionnement du hacheur entrelacé, le signal de commande du deuxième hacheur doit être décalé d'une demi-période par rapport au premier. A la fréquence de 50KHz, le décalage doit être de 10µs. Le schéma du décalage (annexe 10) est le suivante :

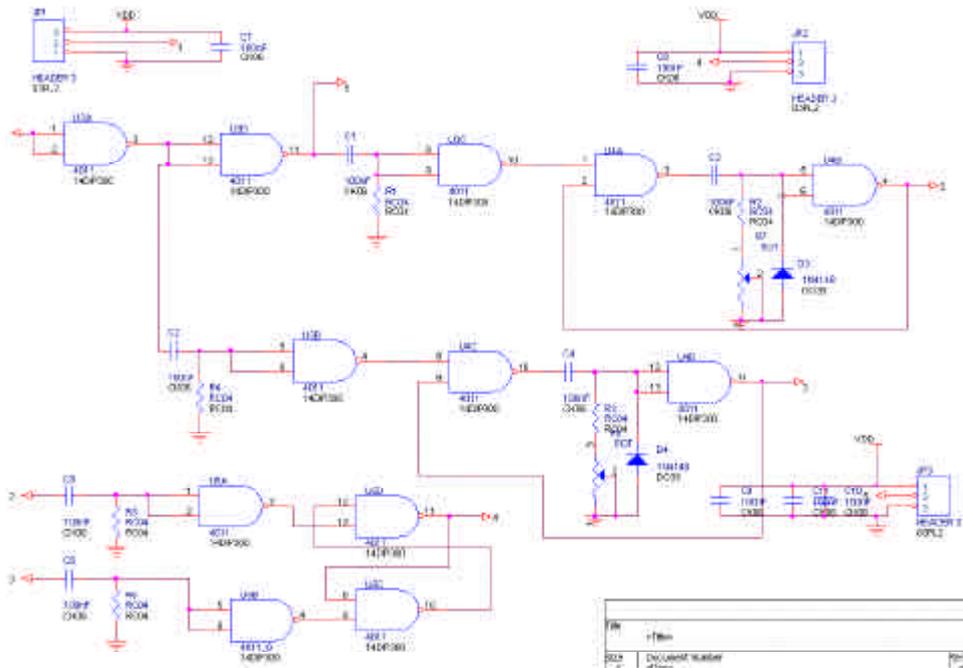


Figure 48 Schéma du Décalage

Les composants utilisés pour faire cette carte sont des HCF4011B. Ils sont constitués de portes logiques, ce sont des portes NAND. Vous trouverez le datasheet en annexe 11.

8.1) Etude du fonctionnement

Pour faciliter la compréhension de cette carte, le rapport cyclique (α) ne sera pas égale à 0.5 comme dans la pratique mais inférieur. Les déplacements des fronts sont ainsi plus faciles à distinguer.

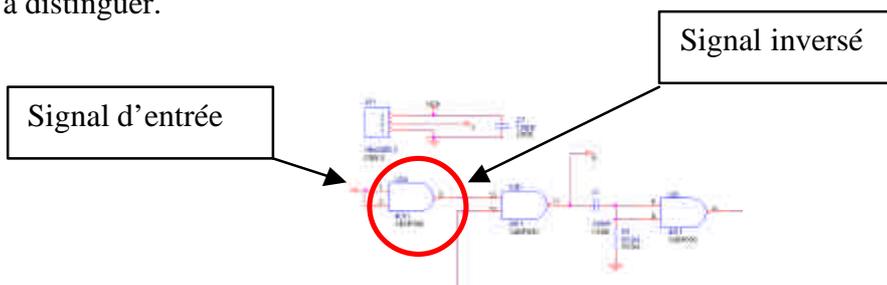


Figure 49 Partie du schéma

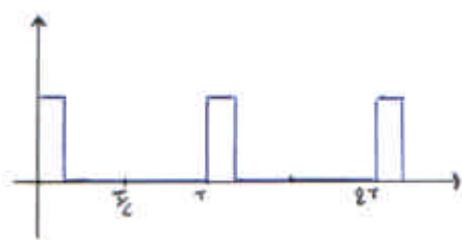


Figure 50 Signal de commande

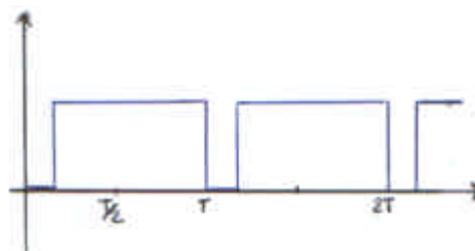


Figure 51 Signal inversé

Pour faire le décalage de notre commande nous allons décaler les fronts, le front montant et le front descendant. Ils seront décalés séparément puis ils reformeront la commande décalée à l'aide d'une bascule.

Les portes logiques sont alimentées en 0 +15V, elles ne peuvent fournir de tension négative. Pour pouvoir décaler le front descendant, nous inversons le signal pour obtenir un front montant, là où était le front descendant, comme le montre la figure 4.

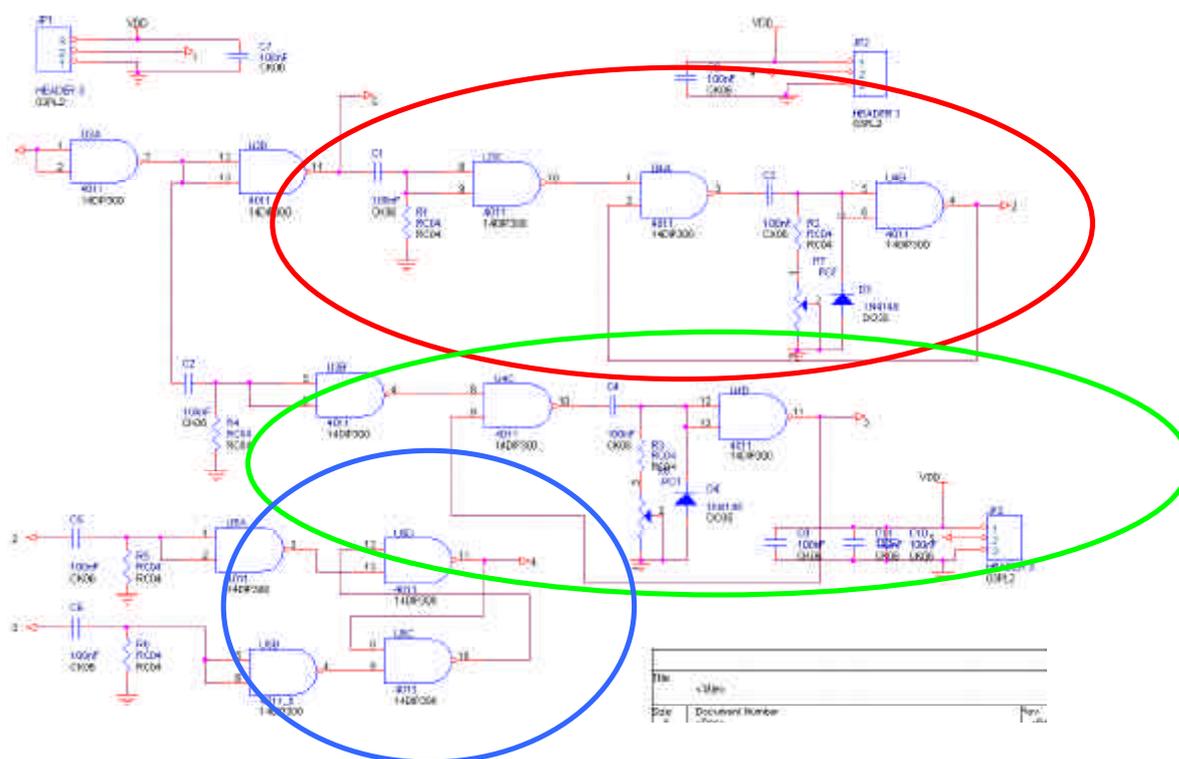


Figure 52 Schéma expliquant les différentes parties

Nous pouvons voir, dans l'encadré rouge, la partie du décalage du front montant et dans l'encadré vert celle du front descendant. La bascule est représentée dans le cercle bleu.

Le décalage du front montant et du front descendant utilisent le même principe, nous étudierons donc que le front montant et la bascule.

8.2) Décalage du front montant

Le signal est de nouveau inversé afin de retrouver le signal de départ et afin d'avoir le front montant au même niveau que celui du signal de commande.

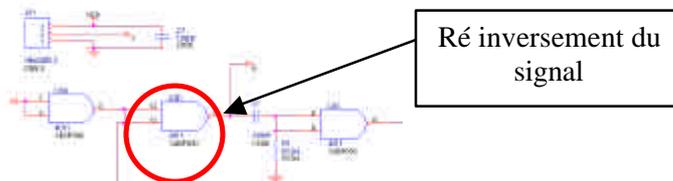


Figure 53 Partie du schéma



Figure 54 Signal inversé

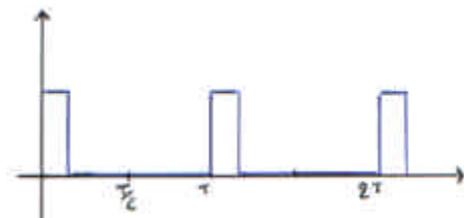


Figure 55 Signal de commande

Ce signal est ensuite passé dans un filtre RC, ce filtre permet de dériver le signal.

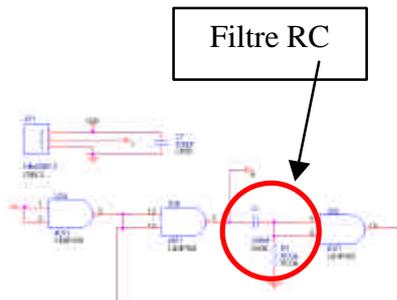


Figure 56 Schéma du filtre RC

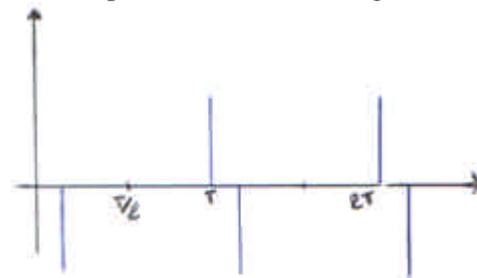


Figure 57 Signal dérivé

Le front montant devient donc une tension positif très brève, une impulsion, le front descendant une tension négative et les parties constantes comme le 0V et le 15V deviennent nulles. Le signal de sortie du filtre RC a des tensions négatives, les portes NAND ne prennent pas ces tensions, elles sont considérées comme des tensions nulles. Le signal peut se simplifier au schéma ci-dessous.

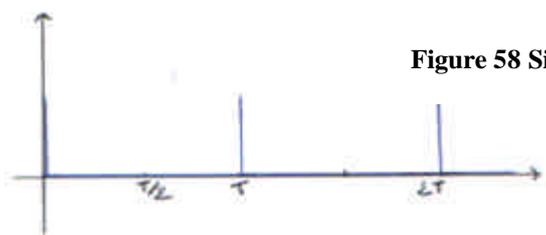


Figure 58 Signal dérivé simplifié

Chaque impulsion correspond à un front du signal de commande.

Ce signal est ensuite inversé.

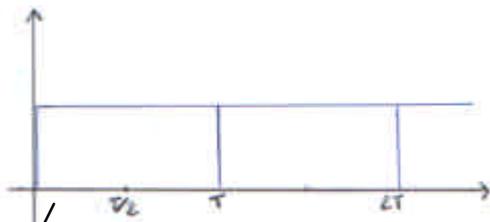


Figure 59 Signal dérivé inversé

Inversement du signal

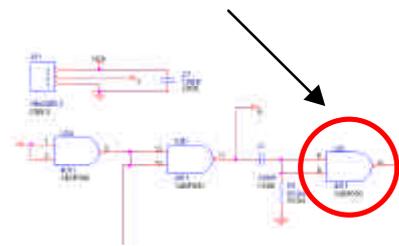


Figure 60 Partie du schéma

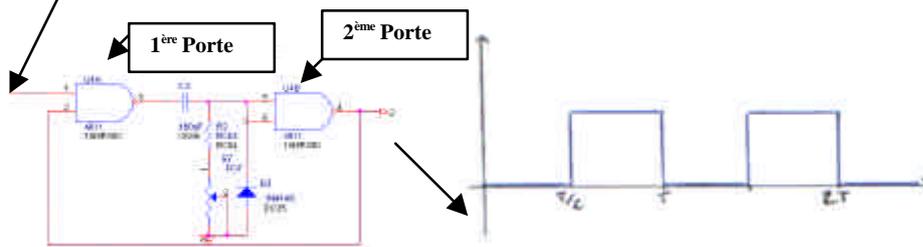


Figure 61 Partie du schéma

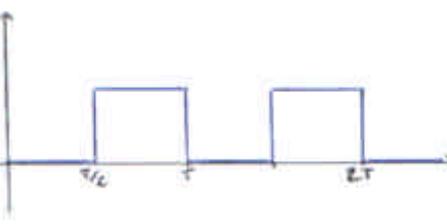


Figure 62 Signal décalé

0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figure 63 Porte NAND

Ce montage (figure 13) va permettre de décaler le front montant. Pour la compréhension, commençons par un niveau 1 (correspond à 15V) sur le signal entrant et aussi sur le signal de sortie. La sortie de la première bascule est donc de 0 (voir tableau de la porte NAND). Il y a donc un 0 sur les deux entrées de la seconde porte, ce qui implique un 1 sur le signal de sortie. La sortie ne change pas de niveau.

Quand le signal d'entrée passe par 0, la sortie de la 1^{ère} porte passe à 1, ce 1 se retrouve aussitôt sur les entrées de la 2^{ème} porte. Cela implique un 0 sur le signal de sortie. Le niveau 0 du signal de sortie bloque la sortie de la 1^{ère} porte à 1.

Le condensateur du filtre RC qui est au milieu des deux bascules va se charger. Quand il sera chargé le 1 de la sortie de la 1^{ère} porte ne passera plus et les entrées de la 2^{ème} portes vont se retrouver à la masse soit 0. La sortie se remettra à 1. Le cycle se répètera quand le signal d'entrée repassera par 0.

Pour décaler le front montant d'une demi-période, on joue sur le temps de charge du condensateur. Il faut que RC soit égale à 10 μ s.

Maintenant le front montant du signal récupéré est le front montant du signal de commande décalé.

Le signal obtenu est de nouveau passé dans un filtre RC pour récupérer les fronts montants de celui-ci. Les impulsions récupérées sont représentatifs des fronts montants décalés. Voir schéma ci-dessous :

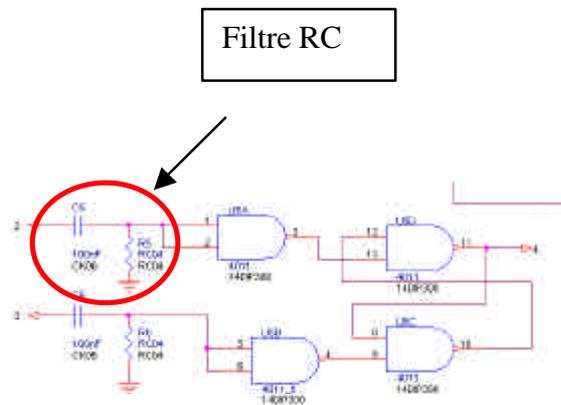


Figure 64 Partie du Schéma

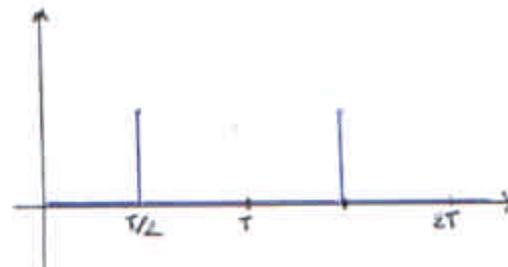


Figure 65 Signal dérivé décalé

8.3) Décalage du front descendant

La méthode est la même que pour le front montant.

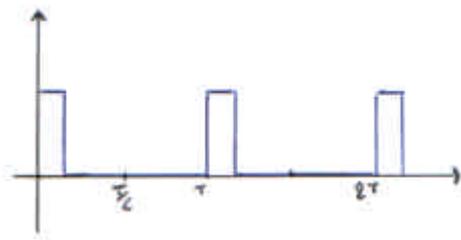


Figure 66 Signal de commande

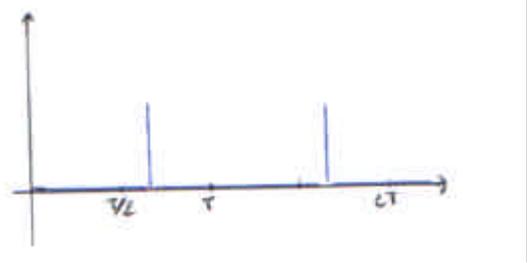


Figure 67 Signal du front descendant décalé

Les impulsions de la figure représentent les fronts descendants du signal de commande décalés d'une demi-période.

8.4) La bascule

La bascule récupère les deux signaux dont les impulsions correspondent aux fronts montants dans un cas et aux fronts descendants dans l'autre cas décalés d'une demi-période.

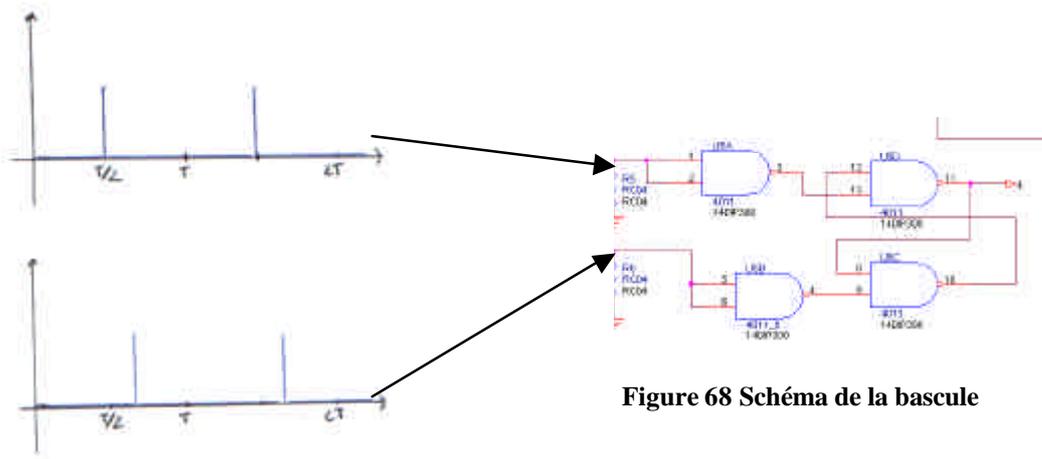


Figure 68 Schéma de la bascule

Figure 69 Signaux des fronts décalés

La première impulsion correspondant au front montant met la sortie de la bascule à 1 et la deuxième impulsion correspondant au front descendant met la sortie à 0. Cela se résume par les impulsions du premier signal mettent la sortie à 1 et celles du deuxième signal mettent la sortie à 0. On récupère donc le signal ci-dessous qui est bien le signal de commande décalé.

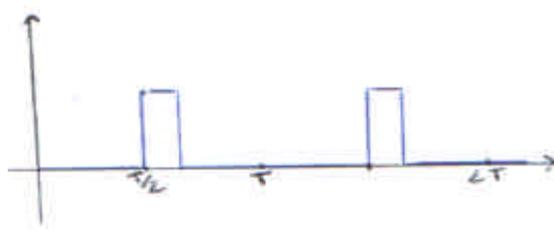


Figure 70 Signal de commande décalé

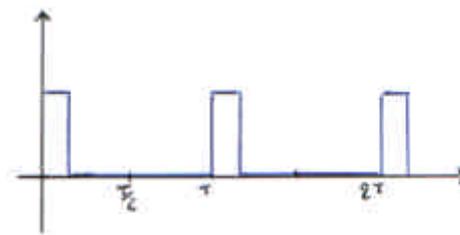


Figure 71 Signal initiale

9) Le BOOST entrelacé

Les cartes des drivers commandent bien les deux hacheurs. Les deux parties du BOOST fonctionnent indépendamment. La carte de décalage est prête ; toutes les parties du hacheur entrelacé sont donc prêtes à être monté ensemble.



Figure 72 Photo de l'installation du montage

9.1) Le mode entrelacé

Dans notre utilisation, notre rapport cyclique est $\alpha=1/2$. En mode entrelacé, si notre rapport cyclique était exactement à cette valeur le courant d'entrée devrait être continu, sans aucune ondulation. A cette valeur, la décharge de la première inductance compense entièrement la charge de la deuxième inductance et réciproquement quand c'est la deuxième inductance qui se décharge. Quand le rapport cyclique n'est pas égale à 0.5, mais proche, le courant d'entrée a une ondulation de fréquence double par rapport à la fréquence de découpage. Dans notre cas, elle est de 100KHz. Cette ondulation est plus faible.

Couleurs correspondantes :

noir : signal de commande avant la carte de décalage

vert : signal de commande après la carte de décalage

(ce n'est pas le signal décalé mais le même signal avec des fronts plus raides)

Bleu clair : tension de grille (VGS)

rouge : courant d'entrée

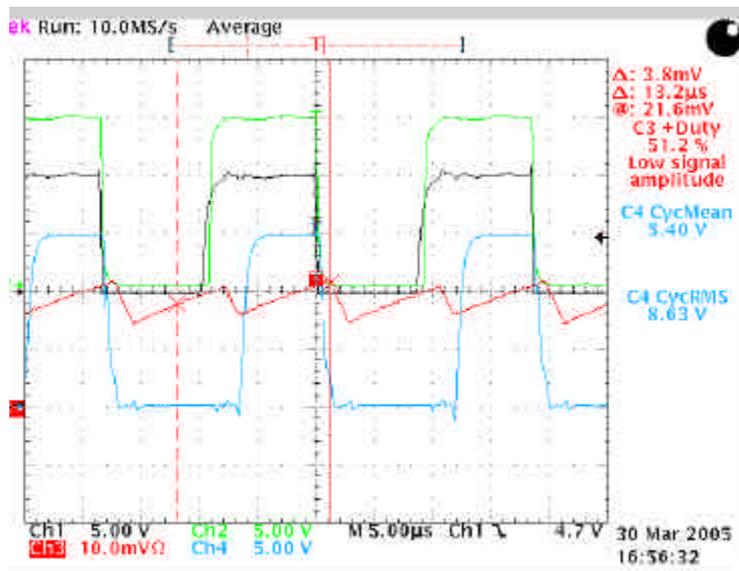


Figure 73 Oscillogramme montrant la fréquence double

Nous pouvons voir que l'ondulation est maintenant d'environ 6A, elle était de 15A sur chaque hacheur pris indépendamment. Le courant d'entrée est maintenant plus lisse.

9.2) Essai du BOOST à 80A 50KHz

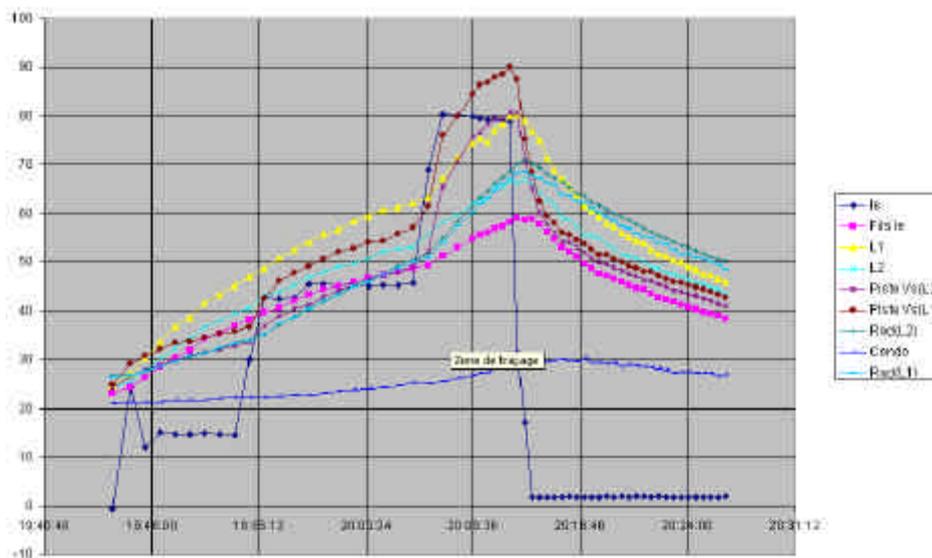


Figure 74 graphique des températures

Le graphique présente quatre phases différentes. La première, où le courant d'entrée est de 15A. Nous voyons toutes les températures commencer à augmenter sauf la température des condensateurs. Les condensateurs ont été bien dimensionnés, leur température variera donc très peu. A courant faible, c'est les deux inductances qui chauffent en premier. Au bout de 8 minutes les inductances ont prises 20°C. La deuxième phase est réalisé à un courant d'entrée de 45A. A la fin de cette phase, l'inductance L1 est à 65°C. A La phase suivante, le

courant est de 80A. Les pistes Vs sortant des transistors réagissent fortement et montent rapidement à 90°C. L'essai est donc arrêté pour ne pas détériorer les composants, ce qui sera notre quatrième phase. Nous pouvons remarquer que la température des pistes Vs va descendre aussi vite qu'elle est montée. Les autres températures chutent avec la même constante de temps. La température des pistes Vs n'est pas un problème, sur la carte finale (voir Schéma annexe 12), l'épaisseur de cuivre et l'étamage seront plus importantes. Avec une section plus importante, la température de ces pistes sera diminuée.

9.3) Essai du BOOST à 80A 40KHz

La température du dissipateur est trop importante à 50KHz (<70°C), pour la diminuer, nous avons décidé de diminuer la fréquence à 40KHz. En diminuant la fréquence nous allons diminuer les pertes en commutation, donc diminuer la température du dissipateur. La température des inductances qui est aussi élevée est moins grave, car celles-ci seront ventilés sur le kart.

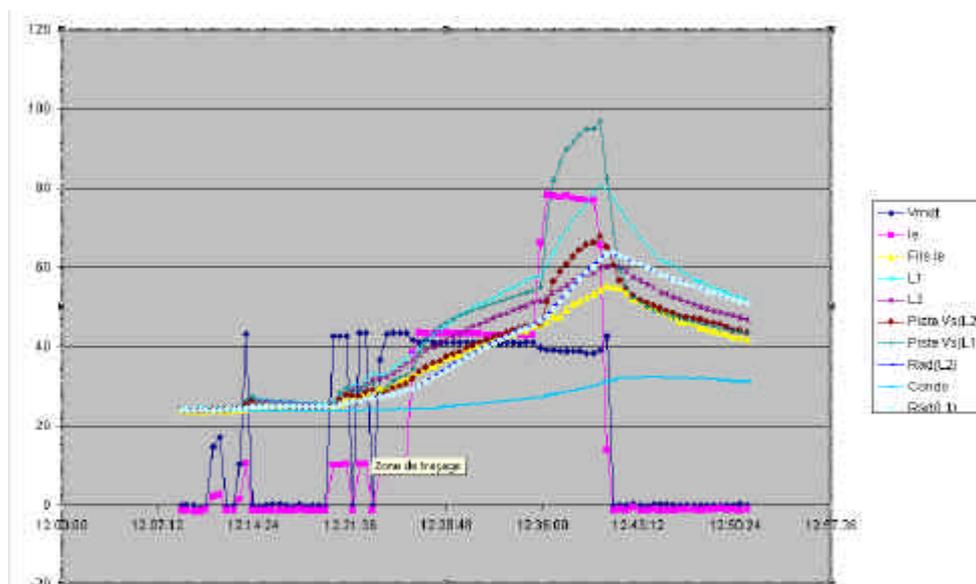


Figure 75 graphique des températures

La température des dissipateurs a bien diminué, elle est passée de 70°C à 60°C, nous avons donc gagné dix degrés pour le même courant. La température des inductances est approximativement la même, comme celle des pistes Vs.

quantité	reference	designation	valeur	fournisseurs	code	prix unitaire HT (€)	prix HT (€)
driver							
6	C1,C2,C3,C4,C6,C11,C12	condensateur non polarisé polyester	100nF	Radiospares	405-8334	0,155	0,93
6	C3,C4,C7,C8,C9,C10	condensateur chimique polarisé	10µF	Radiospares	315-0805	0,788	4,728
1	D2	Diode schotky 11D009		Radiospares	395-2471	1,89	1,89
1	JP1	bornier 3 points		Radiospares	408-7071	1,23	1,23
1	JP2	bornier 2 points		Radiospares	408-7087	1,9	1,9
1	JP3	bornier 2 points		Radiospares	408-7087	1,9	1,9
6	R1,R2,R3,R6,R7,R8	carbonne 1/2W	15ohms	Radiospares	155-0117	0,04	0,24
2	R4,R5	carbonne 1/2W	3900ohms	Radiospares	148-641	0,04	0,08
1	U1	IR2183		Radiospares	415-4280	6,21	6,21
2	U2,U3	TC4422		Radiospares	207-0168	4,9	9,8
3		support CI		Radiospares	100-9935	0,43	1,29
partie puissance							
4	T1,T2,T3,T4	STE180NE10		farnell	485-7361	38,21	152,84
4	C1,C2,C3,C4	condensateur	4700microF	radiospares	189-765	10	40
3		bornier		radiospares	230-6350	3,35	10,05
4	R1,R2,R3,R4	carbonne 1/4W	1000ohms	radiospares	148-506	0,04	0,16
1		dissipateur		radiospares	159-9774	43,47	43,47
inductance							
2	support boine	ETD44		farnell	3056405	2,65	5,3
4		bandes de laiton 39mm*750mm		atelier ALOROMA			50
TOTAL							332,018

9)Nomenclature

conclusion

Ce projet nous a permis une étude concrète d'un système. Nous avons dû faire face à des difficultés lors de la réalisation. Tout d'abord, un problème de commutation, qui nous a amené à augmenter les temps de commutation à la fermeture. Ensuite, un problème concernant l'inductance : nous avons pendant longtemps cherché les matériaux nécessaires à sa fabrication. De plus, l'implantation de feuillard sur le support n'est pas évidente. L'installation sur la carte nécessite une réflexion sur l'ordre d'implantation des composants. Nous avons été amenés à tester nos prototypes ; cela rajoute une grosse partie pratique qui fait le lien avec la théorie. Les prototypes permettent de mieux comprendre notre montage. Cependant, il existe toujours une différence entre la théorie et la pratique, les tests nous permettent d'ajuster cette différence, en jouant sur la valeur de certains composants.

Dans l'ensemble, nous sommes satisfaits du travail réalisé. Notre driver est fonctionnel, les deux parties du hacheur BOOST fonctionnent correctement indépendamment. Nous avons ensuite essayé en mode entrelacé. Ce mode fonctionne maintenant même si nous avons eu beaucoup de problèmes sur les inductances. Cependant, nous ne sommes pas monté à un courant de 150A, comme prévu dans le cahier des charges. Actuellement, nous attendons le montage du convertisseur sur le kart, pour apprécier notre travail.

Nous remercions notre enseignant M.LEQUEU qui nous a consacré une grande partie de son temps libre afin d'avancer dans la conception de notre carte.