

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

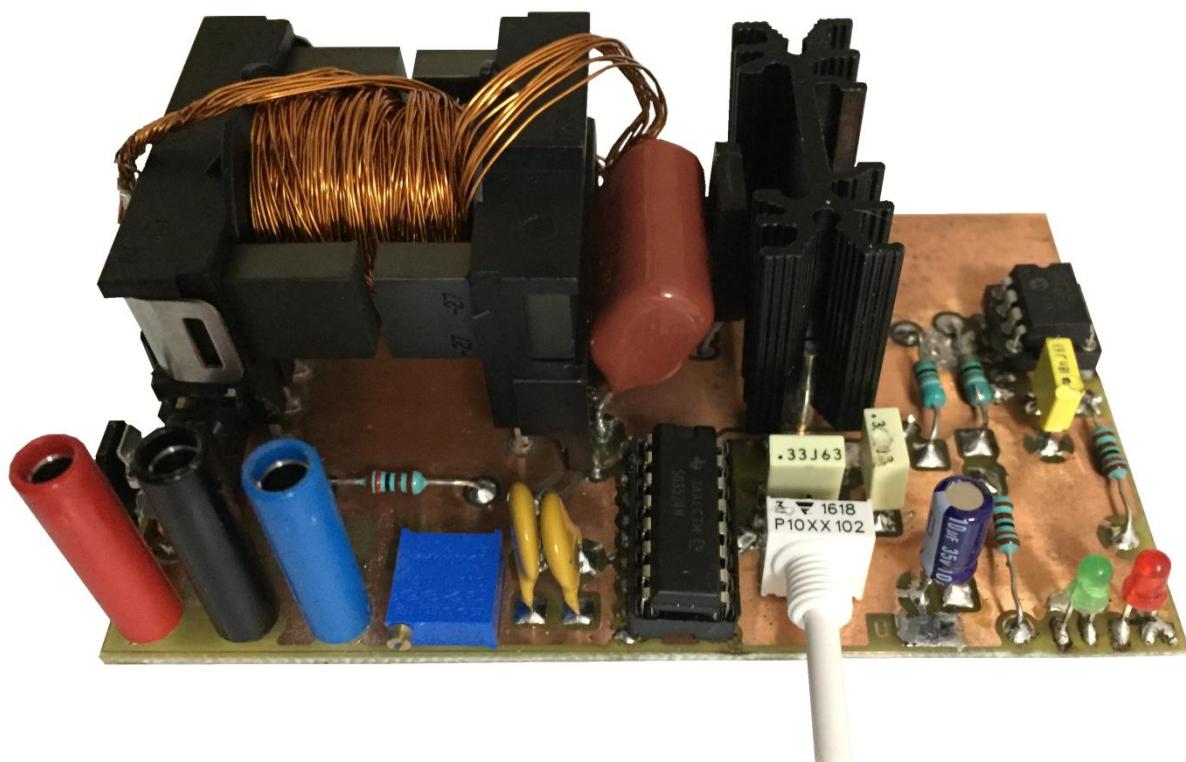
Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

# Etude et Réalisation d'un hacheur élévateur type Boost



---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale  
Semestre 3  
GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII  
M. SOHIER  
M. HENRY

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Sommaire

Sommaire .....	3
Abstract .....	5
Introduction.....	6
1.1- Etude QQOQCP .....	7
1.5- Tableau des antécédents .....	9
1.3- Diagramme de GANTT.....	10
2- Rappels et pré-requis .....	11
2.1- Relations.....	11
2.2- Notion et règle des sources.....	12
2.3- Interrupteurs de puissance .....	12
3- Etude d'une alimentation à découpage de type Boost.....	13
3.1- Principe de fonctionnement .....	13
3.2- Stratégie de commande .....	14
3.3- Etude théorique .....	15
4- Mise en pratique .....	18
4.1- Cahier des charges .....	18
4.2- Choix des composants et interfaçage .....	19
4.3- Simulation .....	30
5- Réalisation sur platine d'essai.....	36
5.1- Schéma électrique.....	36
5.2- Câblage sur platine d'essai.....	38
5.3- Mesures et dépannages.....	39
6- Réalisation sur circuit imprimé .....	51
6.1- Schéma de routage .....	51
6.2- Soudage .....	53
6.3 Tests et dépannages.....	54
Conclusion .....	55
Nomenclature des composants.....	56
BONUS .....	58

---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Webographie.....	60
Annexes : .....	61
Annexe 1 : Datasheet du SG3524.....	61
Annexe 2 : Datasheet du TC4426 .....	66
Annexe 3 : Datasheet de la diode de puissance.....	70
Annexe 4 : Datasheet du MOSFET.....	71

---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Abstract

The project that we had to realize was a 'Step-up voltage controller' which allows increasing the tension of entrance got out of it from the circuit to light a lamp 24V from a battery 12V. This project is important because it allows putting forward the knowledge which we acquired in the second year of our formation.

So, we can wonder how to realize a 'Step-up voltage controller' from elements supplied by the teaching staff, from the specifications and our knowledge acquired.

To realize this project, we are going to make the successive study of the control part and the power part, that we shall realize on Breadboard and then on printed circuit.

We can expect that the output power is of 25W to light the lamp effectively.

If the light works perfectly in the described conditions, we can then conclude that our booster works or, in the other case, that this one does not work.

---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Introduction

Dans le cadre du troisième semestre de notre formation en DUT Génie Electrique et Informatique Industrielle (GEII), à l'IUT de Chartres, Université d'Orléans et au cours de l'ER Hacheur Élevateur, se déroulant du 3 septembre au 25 septembre 2018, Monsieur SOHIER et Monsieur HENRY nous ont proposé de traiter l'étude et la réalisation d'un hacheur élévateur, c'est-à-dire d'un convertisseur statique qui établit et interrompt la connexion entre une source de courant et une source de tension, par le biais d'interrupteurs de puissance, de manière périodique T. Cela a pour but de conforter nos acquis de la première année, ainsi que d'apprendre à travailler en autonomie afin d'entrer progressivement dans une démarche d'ingénierie.

Pour parvenir à la réalisation de ce projet dans les temps, nous avons essayés de respecter le planning des séances demandé par l'enseignant. Cette répartition des objectifs sur les différentes séances nous a ainsi permis de terminer ce projet ainsi que son compte rendu dans les temps.

Nous nous sommes alors demandé comment réaliser un hacheur élévateur de type 'Boost', à partir des éléments fournis par l'équipe pédagogique dans les différents enseignements, du cahier des charges imposé et de nos connaissances acquises tout au long de notre parcours en GEII.

Pour traiter ce problème, nous verrons dans une première partie, les pré-requis nécessaires à ce projet, dans une deuxième partie, nous étudierons l'alimentation de type boost avant de réaliser une mise en pratique théorique à partir du cahier des charges dans une troisième partie puis, nous réaliserons cette étude en pratique sur platine d'essai dans une quatrième partie, avant de réaliser la carte sur CAO et ses mesures dans une dernière partie.

## 1.1- Etude QQOQCP

Avant tous projets, il est essentiel de se poser des questions précises afin de pouvoir s'organiser de manière la plus efficace possible, mais également afin d'évaluer la faisabilité et les risques liés au projet car l'entreprise investit souvent beaucoup d'argent. Ces questions sont les suivantes : Qui, Quoi, Où, Quand, Comment, Pourquoi ?

Nous pouvons représenter l'ensemble de ces questions de la manière suivante :



Schéma de la représentation du QQOQCP

- Qui : Les personnes concernées par le projet sont tout d'abord les enseignants responsables du projet, c'est-à-dire SOHIER Bruno et HENRY Laurent car ils constituaient notre équipe pédagogique afin de nous encadrer et de répondre à nos éventuelles questions. Ensuite, les personnes ayant traité le sujet demandé, c'est-à-dire uniquement moi-même car je ne

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

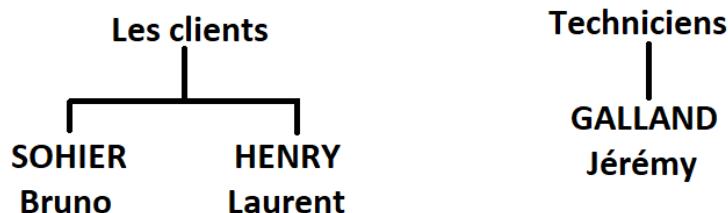
Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

possédaient pas de binôme. Au total, 3 personnes ont donc participé au projet. Nous pouvons alors représenter l'ensemble des personnes ayant participé au projet sous la forme d'un organigramme.

Organigramme de la répartition des tâches

- Quoi : L'objet du projet est l'étude et la réalisation d'un hacheur élévateur de tension.
- Où : Le lieu de réalisation de ce projet est au sein du département GEII de l'IUT de Chartres, plus particulièrement en salle 106 pour le bureau d'étude, en salle 003 pour le laboratoire de test et mesures et en 102 pour les recherches internet.
- Quand : La réalisation de ce projet s'est effectuée sur deux mois. En effet, nous avons commencé la réalisation du projet le mardi 4 septembre à 8h15 et nous avons terminé notre travail le vendredi 26 octobre à 15h45.
- Comment : Notre travail principalement constitué à réaliser l'étude théorique puis à réaliser le booster sur platine d'essai dans un second temps et enfin à réaliser le montage sur circuit imprimé dans un dernier temps.
- Pourquoi : La réalisation de ce projet avait deux buts principaux : le premier est de parvenir à la réalisation d'un hacheur élévateur afin d'alimenter une ampoule en 24V à partir d'une batterie de 12V. Le second but est d'apprendre et de comprendre le fonctionnement de chacune des parties de ce système (partie commande, partie puissance, fonctionnement des composants de puissance), afin de conforter nos acquis de deuxième année et d'être en mesure de réaliser nos propres systèmes par la suite.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## 1.5- Tableau des antécédents

Le tableau des antécédents est très pratique pour réaliser un diagramme PERT ou GANTT, car il résume pour chaque opération, la durée de la tâche, la tâche antérieure à celle-ci et la tâche suivante.

Dans le cas de notre projet le tableau des antécédents est le suivant :

Opération	Durée (heures)	Antécédent	Suivant	Désignation
A	2	DEBUT	B, C	Gestion de projet
B	10	A	D	Etude théorique du montage
C	4	A	E	Réalisation de la simulation
D	3	B	F	Saisie du schéma électrique sur KiCad
E	6	C	G	Réalisation sur platine d'essai
F	3	D	H	Tests et mesures
G	1	E	I	Dépannages
H	10	F	J	Réalisation de la CAO
I	1	G	J	Impression de la carte
J	1	I	K	Tests
K	2	J	L	Perçage et soudures
L	2	K	M	Tests et mesures
M	1	L	N	Dépannages
N	25	DEBUT	O	Rédaction du dossier

Tableau des antécédents

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

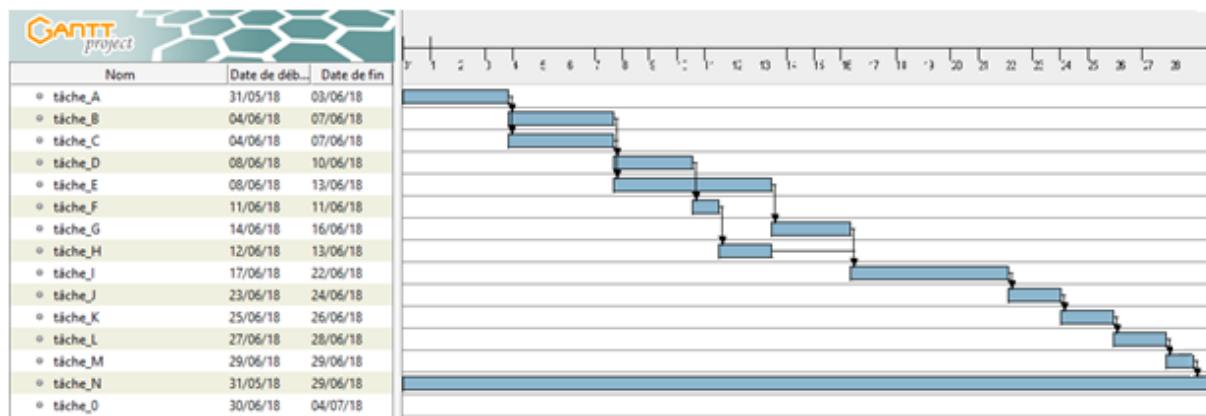
Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

### 1.3- Diagramme de GANTT

Le diagramme de GANTT est très utilisé car contrairement au diagramme PERT, celui-ci permet de visualiser simplement l'avancement du projet, les tâches en cours et à venir, mais également les marges disponibles pour les tâches ne faisant pas partie du chemin critique.



Capture d'écran du projet GANTT

## 2- Rappels et pré-requis

### 2.1- Relations

Dipôle	Relation	Puissance	Schéma
Résistance	$u(t) = R \cdot i(t)$	$P = R \cdot I_{eff}^2$ $= < u(t) \cdot i(t) >$ $P = \frac{V_{eff}^2}{R}$ $W = P \cdot t$	
Condensateur	$i_c = C \frac{du}{dt}$	$W_c = \frac{1}{2} C \cdot U_{eff}^2$	
Bobine	$u(t) = L \frac{di}{dt}$	$W_l = \frac{1}{2} L \cdot I_{eff}^2$	

- Valeur moyenne :

$$\langle s(t) \rangle = \frac{1}{T_1} \int_{t_0}^{t_1} s(t) dt$$

Avec : T1 la plus petite période

t0 l'instant initial

- Valeur efficace :

$$S_{eff} = \sqrt{\langle s(t)^2 \rangle}$$

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## 2.2- Notion et règle des sources

- Notion de sources :

Une source de tension est un dipôle qui n'admet pas de discontinuité de tension (pile, batterie, ...).

Tous les générateurs de tension sont des sources de tension.

Enfin, une source de courant n'admet pas de discontinuité de courant.

- Règle des sources :

1. On ne peut pas court-circuiter une source de tension, mais on peut l'ouvrir.
2. On peut court-circuiter une source de courant, mais on ne peut pas l'ouvrir.
3. On ne peut pas associer deux sources de même nature.  
→ On doit associer les sources par le biais d'interrupteurs de puissance.

## 2.3- Interrupteurs de puissance

Type	Commande	Etat passant	Etat bloqué	Remarques
Diode	Non	Spontané (dépend de $u(t)$ et de $i(t)$ )	Spontané	Diode rapide
Transistor bipolaire	Oui (en courant)	Oui	Oui	Commande délicate et densité de courant élevé
Thyristor	Non	Oui (par un courant de gâchette)	Non (spontané : $Id = 0$ )	
MOSFET	Oui (en tension)	Oui	Oui	Commande simple <i>Pour <math>I &lt; 50-100A</math></i>
<b>IGBT</b>	Oui (en tension)	Oui	Oui	Commande simple Forte densité de courant

Ainsi, lorsque nous devrons choisir un interrupteur de puissance, nous nous référerons à ce tableau récapitulatif afin de choisir le composant le plus adapté en fonction du cahier des charges fourni. Par ailleurs, nous pouvons noter que l'IGBT est l'interrupteur possédant les meilleures caractéristiques générales et que son coût est peu élevé.

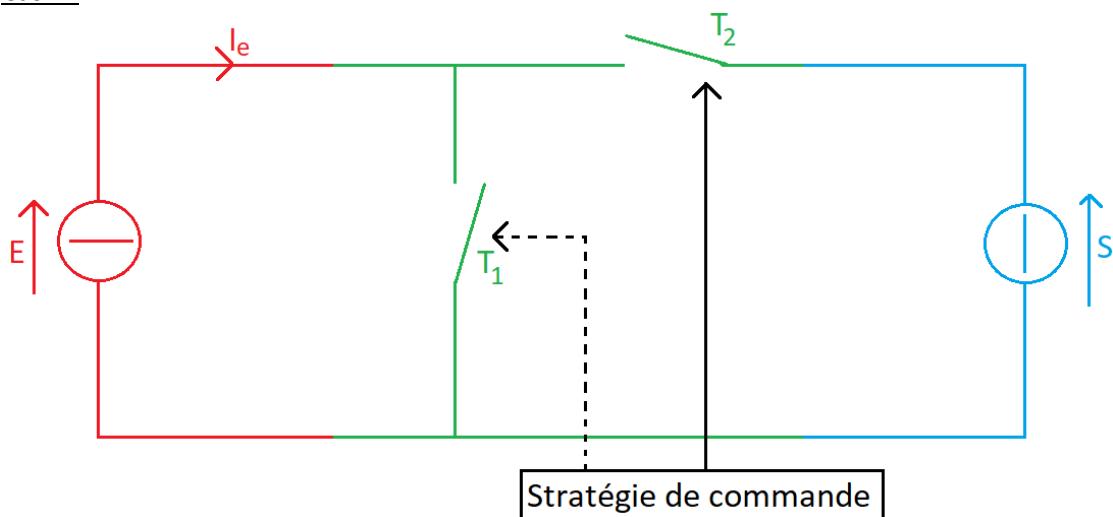
### 3- Etude d'une alimentation à découpage de type Boost

#### 3.1- Principe de fonctionnement

Un hacheur élévateur est un convertisseur statique qui établit et interrompt la connexion entre une source de courant et une source de tension, par le biais d'interrupteurs de puissance, de manière périodique T.

Exemples :

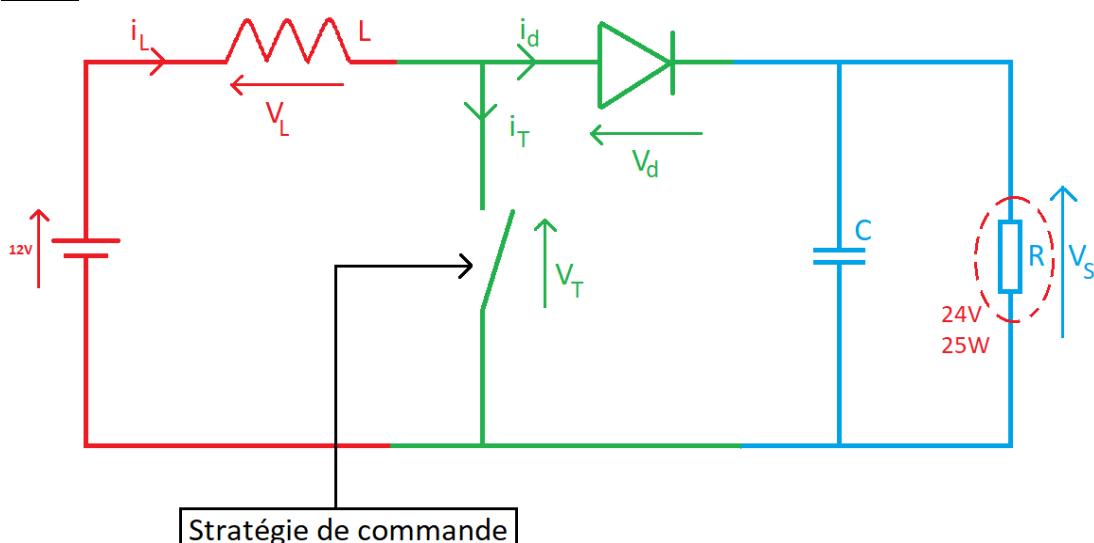
Cas 1 :



On a toujours  $T_2 = T_1$

→  $T_2$  est passant spontanément.

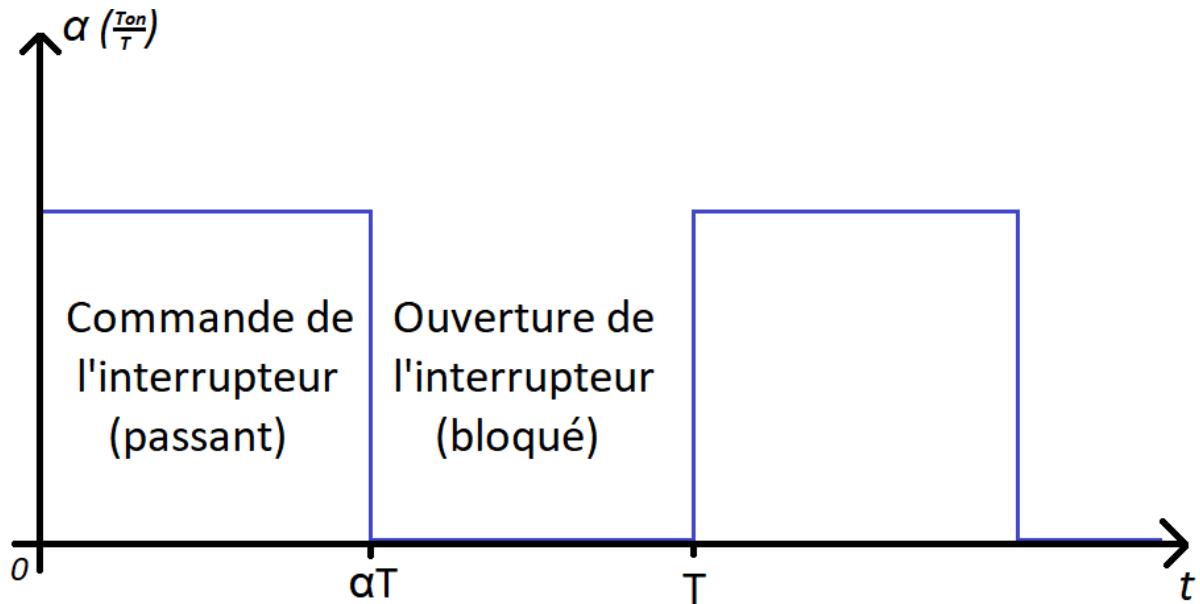
Cas 2 :



Ce montage permet d'augmenter la tension en sortie.

### 3.2- Stratégie de commande

Nous pouvons modéliser le fonctionnement de la stratégie de commande par le rapport cyclique  $\alpha$  (PWM) suivant :



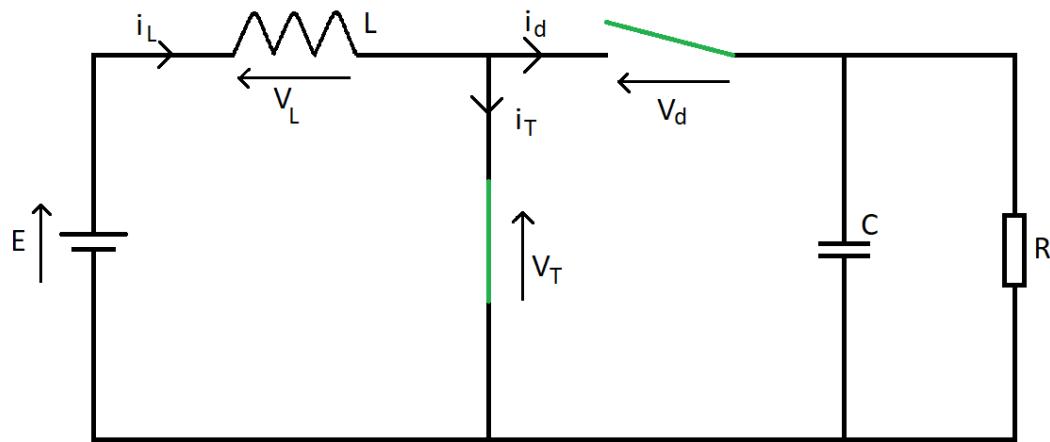
Ce système ne sera pas commandé par Arduino, mais par un nouveau composant que nous décririons par la suite.

### 3.3- Etude théorique

Méthode :

1. On choisit l'intervalle d'étude :  $[0 ; \alpha T]$

2. On en déduit le schéma électrique :



3. On se place en régime permanent :  $V_T - V_d - S = 0$

4. On écrit les tensions électriques :

- $V_d = -24V$
- $V_L = 12V$
- $V_T = 0V$

5. On écrit les courants électriques :

- $i_d = 0A$
- $i_L = i_T$
- $i_T = ???$

Calculons alors  $i_L = i_T = ?$

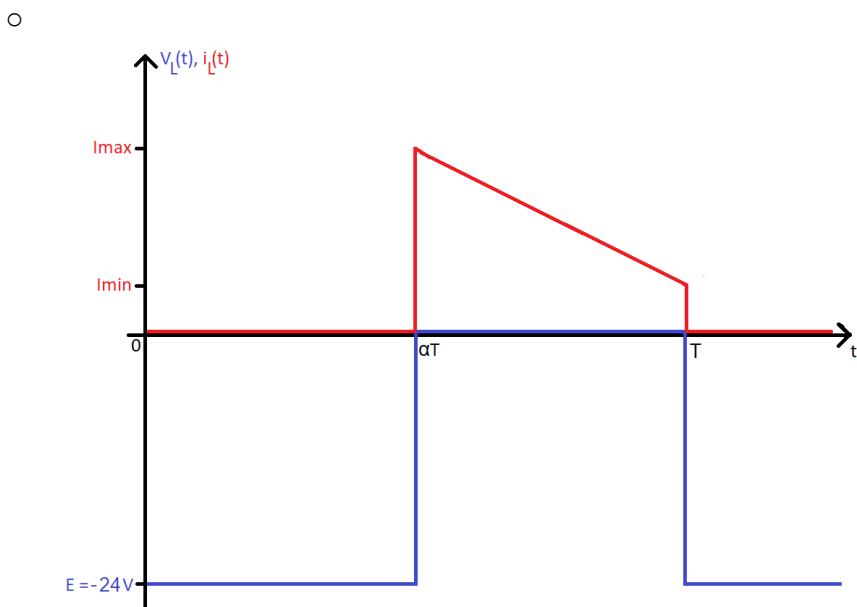
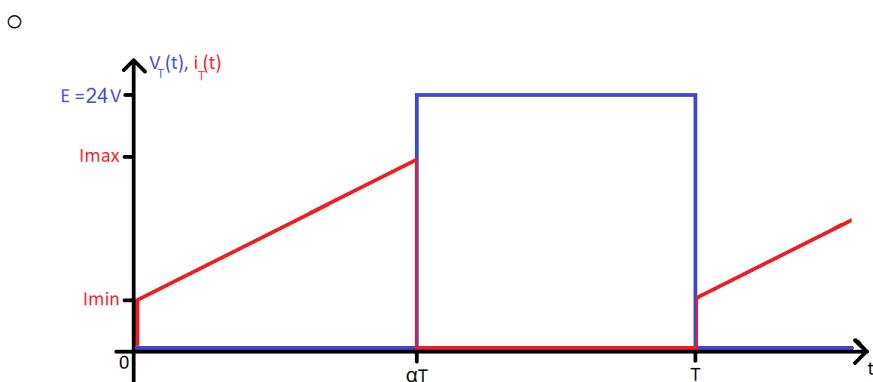
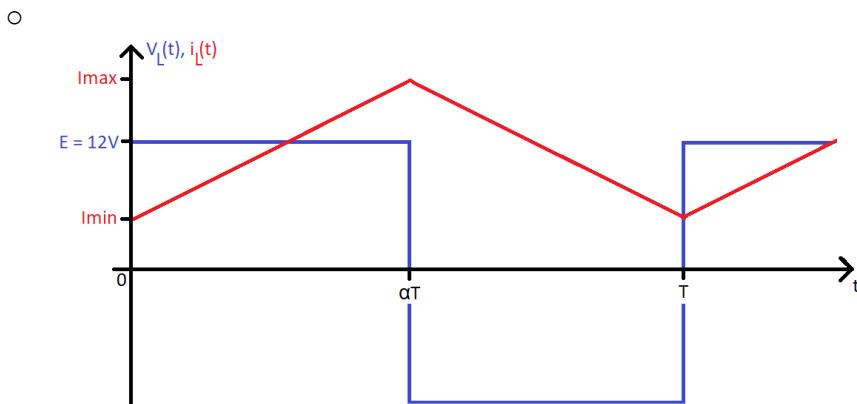
$$\begin{aligned}
 E &= V_L \\
 E &= L \frac{di(t)}{dt} \\
 \frac{di(t)}{dt} &= \frac{E}{L} \\
 \int \frac{di(t)}{dt} dt &= \int \frac{E}{L} dt \\
 i_L(t) &= \frac{E}{L} t + k \\
 i_L(0) &= I_{min} \\
 i_L(t) &= \frac{E}{L} t + I_{min}
 \end{aligned}$$

6. On représente les formes d'onde des courants et tensions étudiés.

Pour cela, nous savons que lorsqu'il y a une tension, il n'y a pas de courant, et réciproquement.

De plus, nous savons que  $i_L = i_T + i_d$ .

Nous obtenons alors les représentations suivantes :



**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

7. On cherche la fonction de transfert :

Pour cela, nous utilisons le fait que  $\langle V_L(t) \rangle = 0$ .

Nous obtenons alors la fonction de transfert :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

8. On calcul le taux d'ondulation :

- Ondulation de courant :

$$\Delta i_L = I_{max} - I_{min} = \frac{E \cdot \alpha T}{L} = \frac{E\alpha}{Lf}$$

- Ondulation de tension :

$$\Delta S = \frac{Is \cdot \alpha T}{c} = \frac{Vs}{RCf} \alpha = \frac{\alpha E}{1 - \alpha \times RCf}$$

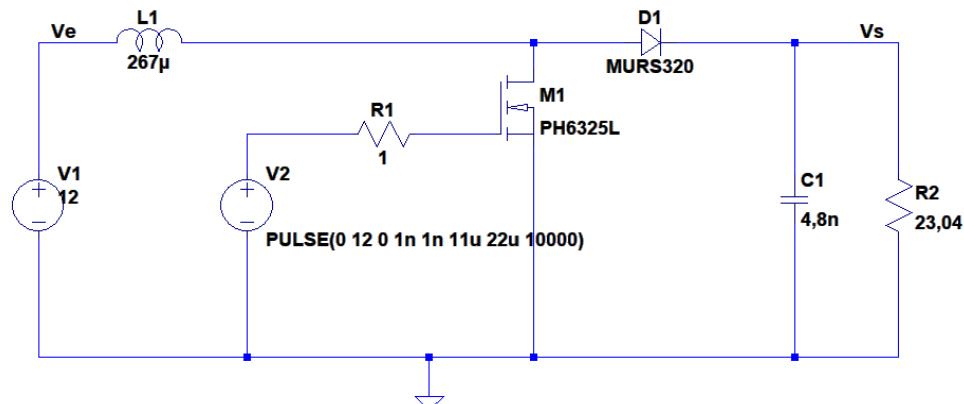
## 4- Mise en pratique

### 4.1- Cahier des charges

Notre cahier des charges est le suivant :

- Lampe de sortie 24V, 25W
- Batterie de voiture 12V
- A variable manuellement entre [0 ; 1]
- $f > f$  audible (**45kHz** > 20kHz)
- $\Delta i_L = 25\%$
- $\Delta S = 10\%$
- $\eta$  maximum

Le schéma électrique étudié est le suivant :



Capture d'écran du schéma électrique réalisé sur LTSpice

## 4.2- Choix des composants et interfaçage

Nous avons vu précédemment que nous pouvions scinder l'étude du hacheur de puissance en deux parties : la partie commande permettant de générer un signal PWM de rapport cyclique  $\alpha$  variable, et la partie puissance permettant d'amplifier la tension d'entrée en sortie en fonction du rapport cyclique.

Dans un premier temps nous allons donc déterminer les composants nécessaires à la réalisation de la partie commande.

Le composant principal de la partie commande est le circuit intégré SG3524. En effet, ce composant est un régulateur de largeur d'impulsions, c'est à dire un composant permettant de faire varier un signal d'entrée continu en un signal de sortie rectangulaire dont le rapport cyclique est modulable. Ce composant convient parfaitement à nos besoins car nous pouvons observer dans sa datasheet que celui-ci peut supporter une tension maximale d'alimentation de 40V avec un courant de 100mA. Or, le cahier des charges spécifié précédemment nous indique que le composant sera alimenté par une batterie de voiture de 12V.

Nous pouvons alors représenter son schéma bloc fonctionnel afin d'étudier son fonctionnement :

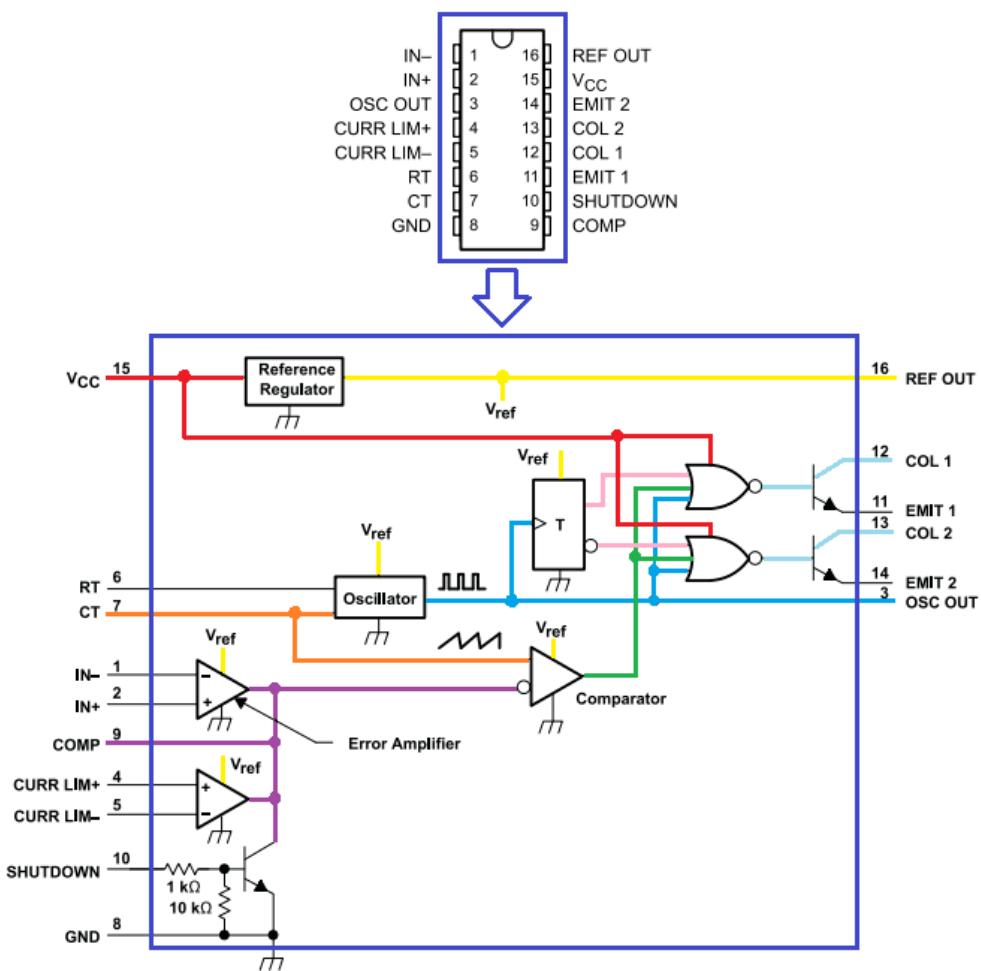


Schéma bloc fonctionnel du SG3524

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Le composant est dans un premier temps alimenté en +12V au niveau de la pate 15 (signal rouge). Cette tension est alors convertie en +5V par le bloc de 'régulation référence', ce qui va permettre d'alimenter le circuit de contrôle du régulateur interne du SG3524 ainsi que de servir de référence. Ce signal peut être récupéré en sortie de la pate 16 (signal jaune).

L'oscillateur fonctionne à une fréquence fixe, qui est définie par une résistance de temporisation (RT) et un condensateur de temporisation (CT) respectivement connectés aux pates 6 et 7 (signal orange). La résistance RT établit un courant de charge constant pour le condensateur CT. Cela permet d'obtenir une rampe de tension linéaire par rapport à CT, variant entre 0 et Vref.

Cette rampe va alors permettre d'alimenter le comparateur, fournissant ainsi un contrôle linéaire de la durée d'impulsion de sortie par l'amplificateur d'erreur (signal vert).

Ce signal peut également être contrôlé par un deuxième réseau de diviseur de résistance afin d'amplifier le signal d'erreur, mais nous n'utiliserons pas cette fonctionnalité (signal violet).

Le signal d'alimentation en +12V, le signal d'oscillation et l'impulsion résultante du comparateur, sont alors dirigés vers le transistor sélectionné par la bascule flip-flop (signal rose). Cette bascule est basculée synchroniquement grâce au signal de l'oscillateur (signal bleu).

Cette impulsion de l'oscillateur sert également d'impulsion d'extinction pour assurer que les deux transistors ne soient jamais passant simultanément pendant les temps de transition. La durée de l'impulsion d'extinction est contrôlée par la valeur du condensateur CT.

Les deux transistors fonctionnent en régime saturé, ce qui signifie que si la porte est à l'état 1, alors le transistor est passant.

Enfin, la pate COMP pourra être utilisée pour fournir un contrôle supplémentaire sur le comparateur.

Le signal PWM de sortie est alors récupéré simultanément sur les pates 12 et 13 (signaux bleu clair).

Remarque : en ne récupérant que le signal de sortie de la pate 12 ou celui de la pate 13, nous obtiendrons un rapport cyclique variant entre 0 et 0,5 et non entre 0 et 1 comme souhaité. Cela est du au fait que lorsqu'un transistor est passant, l'autre est bloqué car le signal de sorti du flip-flop est inversé entre les deux transistors.

Nous comprenons alors que pour fonctionner, le SG3524 sera complété par des composants passifs tels que la résistance RT et le condensateur CT décrits précédemment.

Tout d'abord, nous allons ajouter à la pate 16 une résistance afin de limiter le courant en entrée. La tension d'entrée étant de 12V et le courant de 20mA, la valeur de la résistance sera de  $500\Omega$ . Néanmoins, nous choisirons une résistance surdimensionnée de  $1,2K\Omega$ ,  $1/4W$  par sécurité.

Ensuite, nous allons placer une diode servant à protéger le circuit en cas d'inversion de polarité de la batterie de voiture.

Afin de limiter les parasites, nous plaçons également en parallèle deux condensateurs. Le premier est un condensateur à film de quelques nF et le second un condensateur électrolytique polarisé.

Enfin, nous ajouterons une LED mise en série avec une résistance afin de vérifier que le montage est bien alimenté. La valeur de la résistance sera également de  $1,2K\Omega$ ,  $1/4W$ .

Nous allons ensuite placer un second condensateur à film de quelques nF en sortie de la pate 16 afin d'absorber les parasites en basse fréquence.

Il existe de nombreuses technologies de condensateurs. En effet, les progrès réalisés en chimie ont permis d'améliorer sensiblement les performances des condensateurs, que l'on relie à la qualité du diélectrique employé. C'est donc la nature du diélectrique qui permet de classer les condensateurs. Dans notre étude, nous utilisons deux types de condensateurs :

- Des condensateurs non polarisés, de faible valeur tels que les condensateurs à isolant plastique, qui sont les plus courants et qui ont été conçus spécifiquement à des fins de découplage de signaux et d'utilisation dans des filtres.

Un condensateur de découplage est un condensateur relié entre la patte d'alimentation d'un composant et la masse du circuit. Il permet d'évacuer les harmoniques de hautes fréquences vers la masse et augmente donc l'immunité électromagnétique du circuit sur lequel il est installé.

En effet, il s'agit bien de l'utilisation que nous souhaitons faire des condensateurs que nous utilisons.

- Un condensateur polarisé, c'est-à-dire sensible à la polarité de la tension électrique qui lui est appliquée : il a une borne négative et une borne positive. Une erreur de branchement ou une inversion accidentelle de la tension conduit généralement à la destruction de ce type de condensateur, qui peut être très brutale, voire explosive.

Nous utilisons pour notre étude un condensateur électrolytique, car ceux-ci sont également utilisés à des fins de découplage, ou de filtrage de signaux. Ils sont principalement utilisés dans la partie filtrage des circuits d'alimentation.

Il s'agit donc également de l'utilisation prévue car ce condensateur est bien placé dans la partie filtrage de notre circuit d'alimentation.

Nous utilisons ces deux types de condensateurs car ils sont complémentaires l'un de l'autre. En effet, le condensateur à film possède une bonne réponse en haute fréquence, mais un peu moins bonne en basse fréquence, tandis que le condensateur polarisé possède une bonne réponse en basse fréquence, mais une très mauvaise réponse en haute fréquence. Ainsi, mis en commun, ces deux types de condensateurs possèdent une très bonne réponse dans toutes les plages de fréquences.

Nous pouvons représenter les plages de réponses des différents types de condensateurs sur l'image ci-dessous :

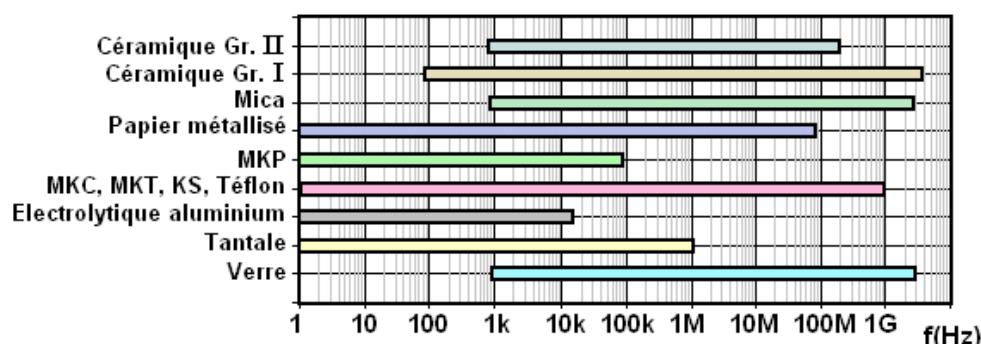


Schéma de la réponse des différents types de condensateurs en fonction de la fréquence

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

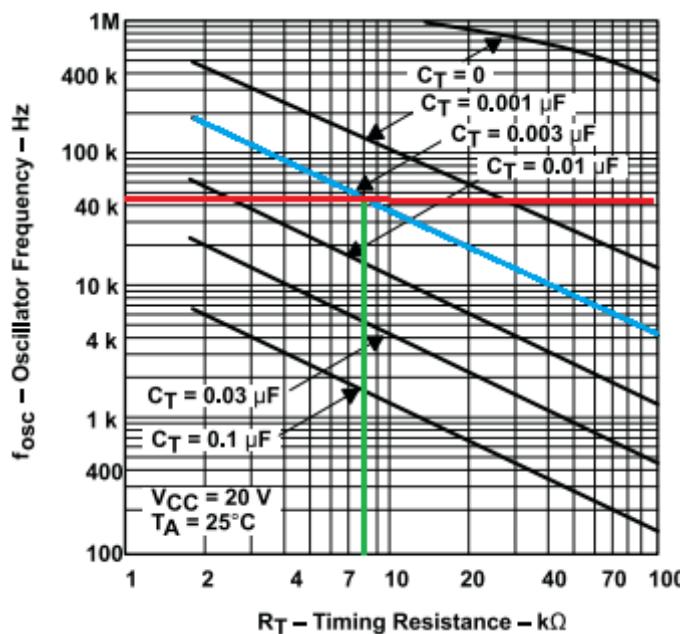
M. HENRY

Nous ajouterons également en parallèle un potentiomètre de résistance comprise entre  $10\text{ k}\Omega$  et  $100\text{ k}\Omega$ , car nous avons un courant de sortie de 5V à la pate 16 ainsi qu'un courant inférieur à 50mA. Ce potentiomètre nous permettra de faire varier directement le rapport cyclique  $\alpha$  en sortie du montage. En effet, celui-ci sera connecté à la pate 9, permettant ainsi de contrôler le comparateur et donc de faire varier le signal de la rampe.

Afin d'alimenter les transistors, nous réalisons deux montages push-down distincts. Nous connectons alors émetteurs au  $+V_{CC}$  et les collecteurs à des résistances reliées à la masse. La tension et le courant étant similaires à ceux mesurés en entrée, nous choisissons à nouveau deux résistances de  $1,2\text{ k}\Omega$ ,  $1/4\text{ W}$  chacune.

Enfin, il nous reste à déterminer la valeur de  $RT$  à la pate 7 et de  $CT$  à la pate 6.

Pour cela, nous allons utiliser l'abaque de la figure 2 à la page 9 de la datasheet.



Capture d'écran de l'abaque de la fréquence d'oscillation en fonction de la résistance RT

Dans un premier temps, nous fixons la valeur de  $CT$  souhaitée : prenons par exemple  $CT = 0,003\mu\text{F}$ , c'est-à-dire  $3\text{nF}$  (courbe bleue). Dans un second temps nous traçons une droite sur l'axe des ordonnées à la valeur de la fréquence souhaitée : dans notre cas  $45\text{KHz}$  (courbe rouge). Nous pouvons alors relier le point obtenu à l'intersection de  $CT$  et de  $f$  à la valeur de  $RT$  correspondant sur l'axe des abscisses (courbe verte). Nous obtenons alors  $RT = 8\text{k}\Omega$ .

Nous pouvons vérifier nos observations grâce à la relation donnée à la page 14 de la datasheet :

$$f \approx \frac{1,30}{RT \times CT} = \frac{1,30}{8 \times 3 \cdot 10^{-3}} = 54,16\text{KHz}$$

La fréquence obtenue correspond approximativement à la fréquence souhaitée, c'est pourquoi nous utiliserons un potentiomètre de type trimmer de  $10\text{k}$  afin de régler plus précisément la fréquence.

Le schéma complet de la partie commande devient alors le suivant :

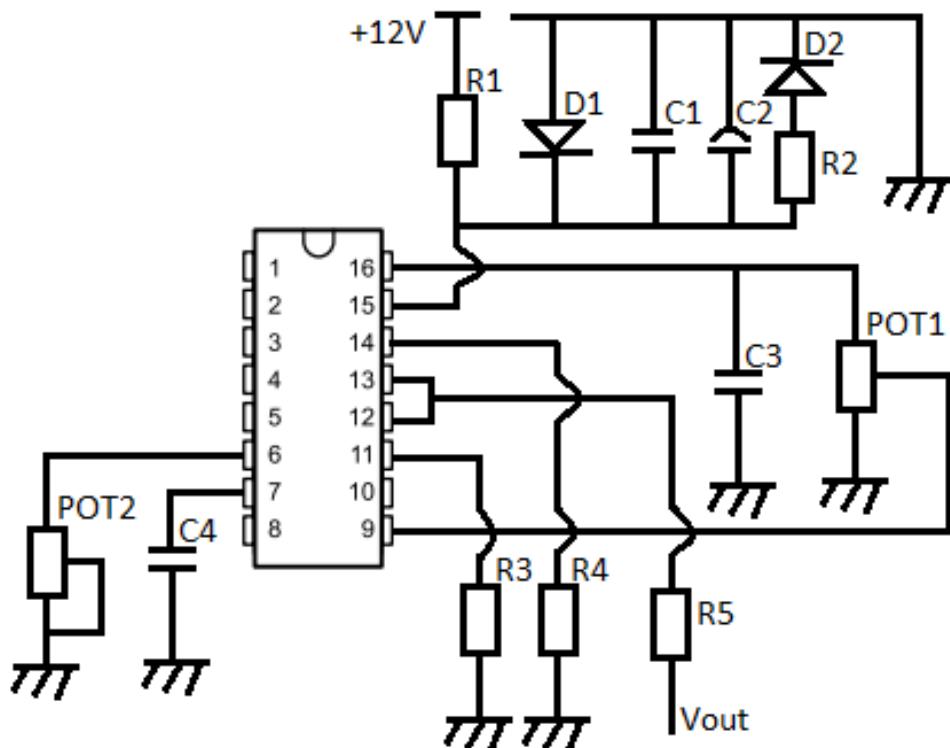


Schéma fonctionnel complet de la partie commande

Enfin, nous pouvons regrouper l'ensemble des valeurs des composants utilisés sous la forme du tableau suivant :

Composant	Valeur
R1-R5	1,2KΩ
C1 et C3	Quelques nF
C2	Quelques µF
C4 (CT)	3nF
D1-D2	LED
POT1	$10k\Omega < \text{POT1} < 100k\Omega$
POT2	$\approx 10k\Omega$

Dans un second temps, nous allons déterminer les composants nécessaires à la réalisation de la partie puissance.

Tout d'abord, la sortie de la partie commande vient commander un MOSFET STP16NF06L en appliquant une tension positive de durée variable sur sa grille. Ainsi, lorsque cette tension est nulle, le MOSFET qui se comporte comme un interrupteur sera fermé, et la diode de roue libre placée en série sera bloquée. Le courant ne pourra donc passer que dans la bobine, qui va alors se charger entraînant un stockage d'énergie sous forme d'énergie magnétique.

Lorsque la tension sur la grille sera positive, le MOSFET se comportera comme un interrupteur ouvert tandis que la diode sera passante. Le générateur qui sera une batterie de voiture se trouvera alors en série avec l'inductance de la bobine, dont la force électromagnétique va s'ajouter à celle du générateur. Cela va créer un effet survoltage et le courant résultant va alors traverser le condensateur permettant de lisser la tension de sortie tout en servant de réserve d'énergie, et la charge en parallèle, qui sera notre ampoule.

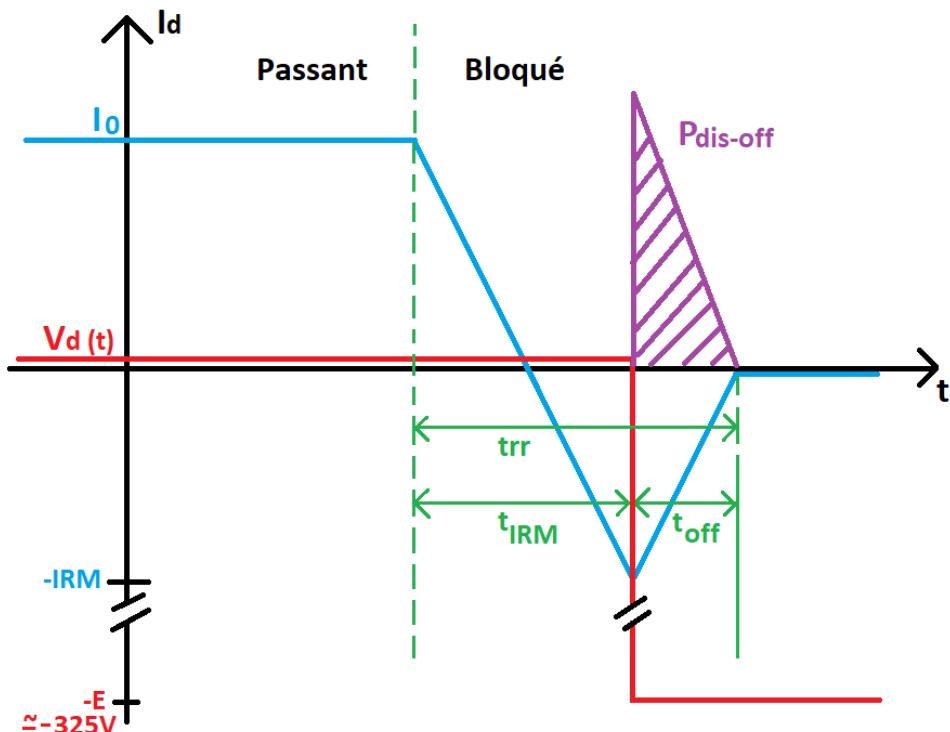
Nous avons pu voir en module d'énergie, que la caractéristique statique à 2 segments du MOSFET était la suivante :



Caractéristique statique du MOSFET

La caractéristique de  $I_k$  et de  $V_k$  étant de même signe, la commutation du composant en régime dynamique sera obligatoirement commandée, ce qui coïncide avec notre étude précédente.

La diode de roue libre va quand à elle permettre au courant de diminuer progressivement, c'est-à-dire limiter le  $\frac{du}{dt}$  car une rupture brutale du courant entraînerait une surtension très importante et donc la destruction du hacheur. Celle-ci va s'amorcer lorsque la tension à ses bornes VAK sera supérieure à 0,6V et se bloquer lorsque le courant de recouvrement  $I_{AK}$  sera égal à  $- IRM$ . Tout comme le MOSFET, la diode de puissance va dissiper de la puissance lors de la commutation au blocage sous forme de chaleur : c'est ce que l'on appelle les pertes par commutation. Nous pouvons représenter ces pertes de la manière suivante :



La puissance sera dissipée sous forme de chaleur durant le temps  $t_{off}$ . Ainsi, lorsque la fréquence de commutation est élevée, les pertes par commutations sont grandes. Nous pouvons alors calculer ces pertes par commutation :

$$P_{off} = (E \times \frac{IRM}{2}) (trr - tIRM) \times f \times t$$

$$P_{off} = (24 \times \frac{0,5}{2}) (5.10^{-6}) \times 45000 \times 1$$

$$P_{off} = 1,35 \text{ Watts}$$

De plus, nous savons que :

$$\theta_j - \theta_a = R_{thja} \times P_{tot}$$

$$150 - 25 = (R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}) \times 2,1$$

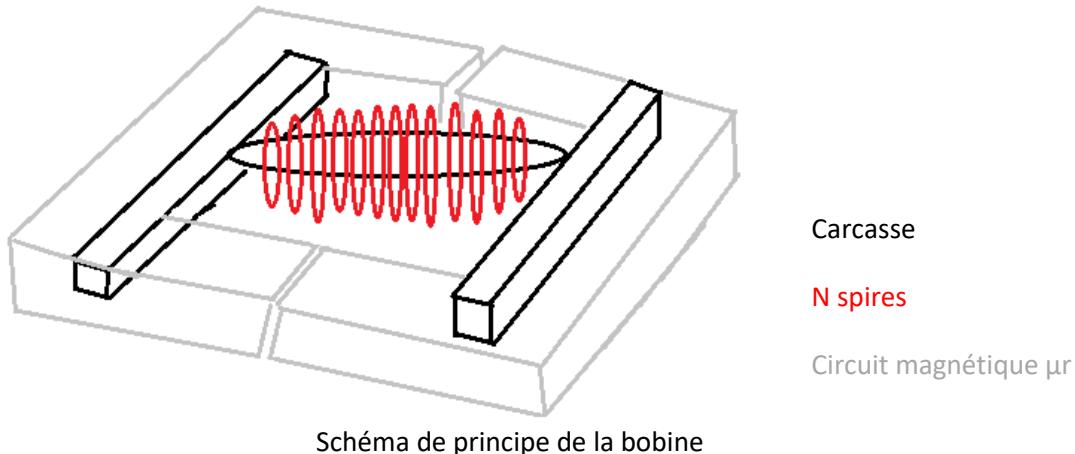
D'où :

$$R_{thha} = 60 - 2 - 48,7$$

$$R_{thha} = 9,3^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Donc pour une tension de 24V, la diode ne dissipera pas assez de chaleur pour être utilisée seule, c'est pourquoi nous devons ajouter un radiateur.

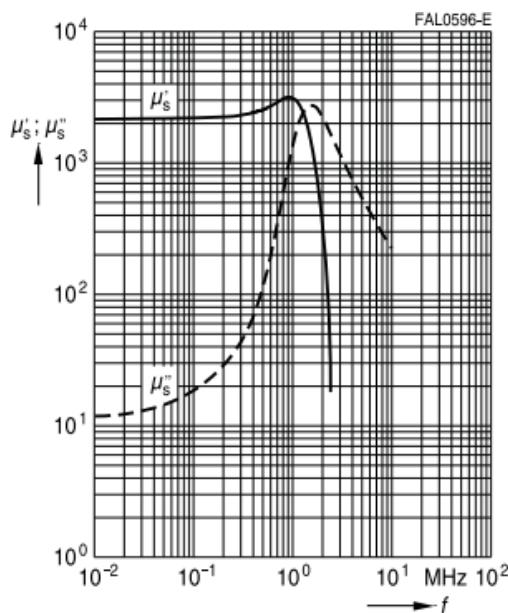
Nous cherchons maintenant à fabriquer la bobine d'inductance  $L = 276\mu\text{H}$ , avec un courant  $i_L = 2\text{A}$ .



Cette bobine nous permettra de stocker de l'énergie, comme nous le montre la relation suivante :

$$W_{\text{énergie}} = \frac{1}{2} L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \times \frac{B^2}{\mu_0 \cdot \mu_r}$$

Néanmoins, la valeur de  $B$  étant limitée à 0,2T par la saturation et  $\mu_0$  étant une constante, nous ne pouvons faire varier que  $\mu_r$  afin d'emmageriser plus ou moins d'énergie dans la bobine. La datasheet de la ferrite fournie par le constructeur nous indique que cette valeur de perméabilité est comprise entre 10 et  $10^4$  comme nous le montre la capture d'écran suivante :



Capture d'écran de la datasheet du ETD N87 présentant la variation de  $\mu_r$  en fonction de la fréquence

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Or, nous souhaitons obtenir la valeur de  $\mu_r$  la plus faible possible afin d'obtenir l'énergie la plus grande possible car ces deux grandeurs sont inversement proportionnelles.

De plus, nous savons que dans l'air,  $\mu_r$  est égale à 1.

La valeur de la perméabilité dans l'air est donc plus faible que dans la ferrite, c'est pourquoi nous devrons prendre un entrefer afin d'emmagasiner un maximum d'énergie qui sera stockée dans l'air.

Nous savons qu'une section de câble de  $1 \text{ mm}^2$  peut supporter un courant de 2,5 A. Or, le courant maximal traversant la bobine sera de 2,08 A. Ainsi, nous pouvons réaliser un produit en croix afin de déterminer la section requise. D'où :

$$S_{tot} = \frac{2,08 \times 1}{2,5} = 0,832 \text{ mm}^2$$

La section totale du câble de notre bobine doit donc être de  $0,832 \text{ mm}^2$  minimum.

Nous avons ensuite relevé le diamètre du fil de cuivre qui est de **0,36 mm**.

Nous avons donc :

$$S = \pi \times R^2 = \pi \times \left(\frac{3,6}{2}\right)^2 = 0,101 \text{ mm}^2$$

Nous pouvons donc déterminer le nombre de brins à utiliser en réalisant le rapport de ses deux sections précédentes :

$$N_{brins} = \frac{0,832}{0,101} = 8,24$$

Le résultat étant un nombre décimal, nous allons le majorer afin d'obtenir un nombre entier. Nous avons également décidé de surdimensionner le nombre de brins en utilisant 10 brins par mesure de sécurité.

Nous allons ensuite déterminer le nombre spires requis. Pour cela nous utilisons la formule suivante :

$$L = \frac{n^2}{R(e)}$$

Or, nous savons que :

$$R(e) = \frac{1}{A(l)}$$

$A(l)$  est une valeur fournie par le fabricant. Après une recherche nous avons trouvé  **$A(l) = 383.10^{-9}$**

Soit  $n$  le nombre de spires, nous avons donc :

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}} = \sqrt{\frac{267.10^{-6}}{383.10^{-9}}} = 26,403$$

Nous prendrons donc **N = 26 spires**.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Sachant qu'un tour de la bobine fait 3,14 cm nous avons besoin de 816,4 cm de longueur de fil pour un brin ( $l = 3,14 \times 26 \times 10$ ). Pour chaque brin nous avons pris environ un mètre de fil de cuivre dans le cas où la valeur de bobine ne serait pas exacte, ce qui fût le cas. De plus le diamètre central grandit au fur et mesure de l'ajout des spires.

Enfin, la fréquence de notre application étant faible (45KHz), nous négligerons pratiquement l'effet de peau, qui a pour effet de faire circuler les électrons seulement en surface du conducteur, comme le montre l'image suivante. Nous en tenons néanmoins compte en surdimensionnant légèrement la section du câble utilisé comme expliqué précédemment.

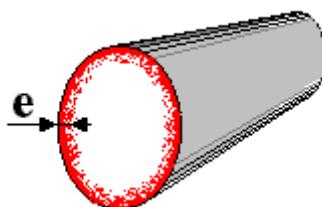


Schéma représentatif de l'effet de peau

Une fois l'étude théorique terminée, nous pouvons réaliser la bobine. Pour cela, nous avons utilisés 8m de fil de cuivre afin de réaliser les 26 spires composées de 10 brins comme décrit précédemment. Nous avons ensuite grattés le cuivre des parties à souder afin de retirer le vernis empêchant de faire tenir l'étaïn sur le fil.

Enfin, nous avons ajoutés l'entrefer en posant un morceau de papier entre les deux ferrites.

Nous avons alors pu mesurer l'inductance de la bobine et nous avons obtenus une valeur pratique de  $250\mu\text{H}$  pour une valeur théorique calculée de  $267\mu\text{H}$ . Cet écart étant inférieur à  $20\mu\text{H}$ , nous acceptons cette valeur pour la bobine.

Pour terminer, nous pouvons réaliser le dimensionnement des composants utilisés : pour cela, nous cherchons à calculer les valeurs de  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $V_T\text{max}$ ,  $i_T\text{max}$ ,  $V_d\text{max}$ ,  $i_d\text{moy}$  et  $i_d\text{max}$ .

Nous pouvons alors représenter les résultats de nos calculs sous la forme du tableau suivant :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

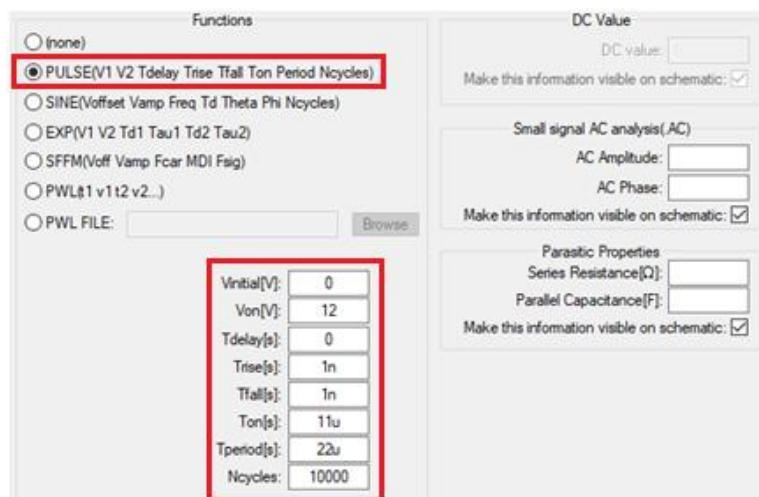
M. SOHIER

M. HENRY

Valeur	Formule
R	$P_S = U_s \times I_s \Leftrightarrow I_s = \frac{25}{24}$ $U = R \times i \Leftrightarrow R = \frac{u}{i} = \frac{24}{\frac{25}{24}} = 23,04 \Omega$
L	$\Delta i_L = \frac{E\alpha}{Lf} \Leftrightarrow L = \frac{\frac{E\alpha}{\Delta i_L}}{f} = \frac{\left(\frac{12 \times \frac{1}{2}}{0,25 \times 2}\right)}{45000} = 267 \mu H$
C	$\Delta S = \frac{I_s \cdot \alpha T}{c} \Leftrightarrow c = \frac{I_s \cdot \alpha T}{\Delta S} = \frac{\frac{25}{24} \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{45000}}{0,1 \times 24} = 4,8 \mu F$
V <sub>Tmax</sub>	V <sub>Tmax</sub> = 24V
i <sub>Tmax</sub>	i <sub>Tmax</sub> = < i <sub>L</sub> > + $\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{1}{1-\alpha} < i_d > + \frac{\frac{E\alpha}{Lf}}{2} = \frac{1}{1-\frac{1}{2}} \times \frac{25}{24} + \frac{\frac{12 \times \frac{1}{2}}{267 \cdot 10^{-4} \times 45 \cdot 10^3}}{2} = 2,08 A$
V <sub>dmax</sub>	V <sub>dmax</sub> ≈ 0,6V
i <sub>d moy</sub>	i <sub>d moy</sub> = $\frac{V_s}{R} = 1A$
i <sub>dmax</sub>	i <sub>dmax</sub> = i <sub>Tmax</sub> = 2,08A

### 4.3- Simulation

Le dimensionnement étant établit, nous pouvons maintenant réaliser la simulation sur LTSpice. Afin de générer un signal PWM tel que la partie commande le fournira, nous avons placés une deuxième source de tension que nous avons réglée en mode pulse avec les caractéristiques suivantes :



Capture d'écran des réglages de la deuxième source de tension générant un signal PWM

La valeur de Vinitial correspond à la tension délivrée à  $t=0$  or, à  $t=0$ , la valeur de la tension est de 0V. La valeur Von correspond quand à elle à la tension générée par le générateur en régime permanent : celle-ci est donc paramétrée à 12V. Les valeurs de Trise et Tfall correspondent respectivement au temps de monté et au temps de descente. Nous avons calculés théoriquement que cette valeur était de l'ordre de la nanoseconde, c'est pourquoi nous avons adressé la valeur de 1ns pour ces deux paramètres. La valeur de Ton correspond au temps durant lequel le signal de sortie doit être à l'état haut. Comme nous avons choisis un rapport cyclique de 50%, cette période correspond une demi-période. Nous avons calculés ci-dessous que la période était de 22μs, c'est pourquoi Ton vaut 11μs et Tperiod vaut 22μs. Enfin, afin de pouvoir observer le régime permanent, nous avons saisis un nombre de cycles Ncycles très grand.

Dans un premier temps, nous calculons la période T correspondant à un cycle grâce à la relation suivante :

$$f = \frac{1}{T} \leftrightarrow T = \frac{1}{f} = 22\mu s$$

Nous allons donc réaliser un zoom afin de pouvoir visualiser les formes d'ondes obtenues pour un cycle, c'est-à-dire sur une période de 22μs :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

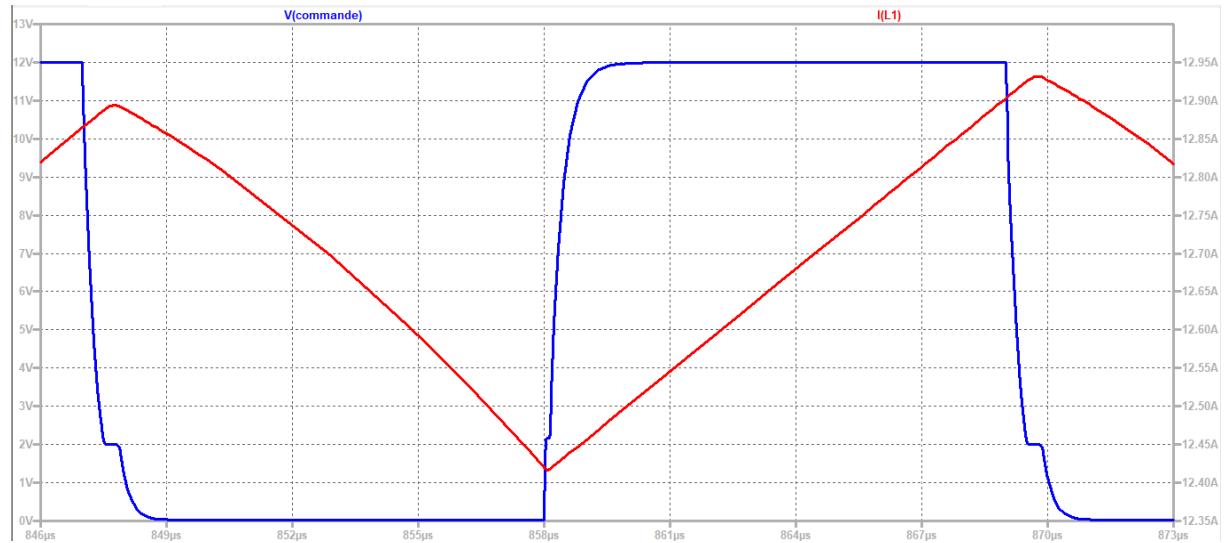
GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

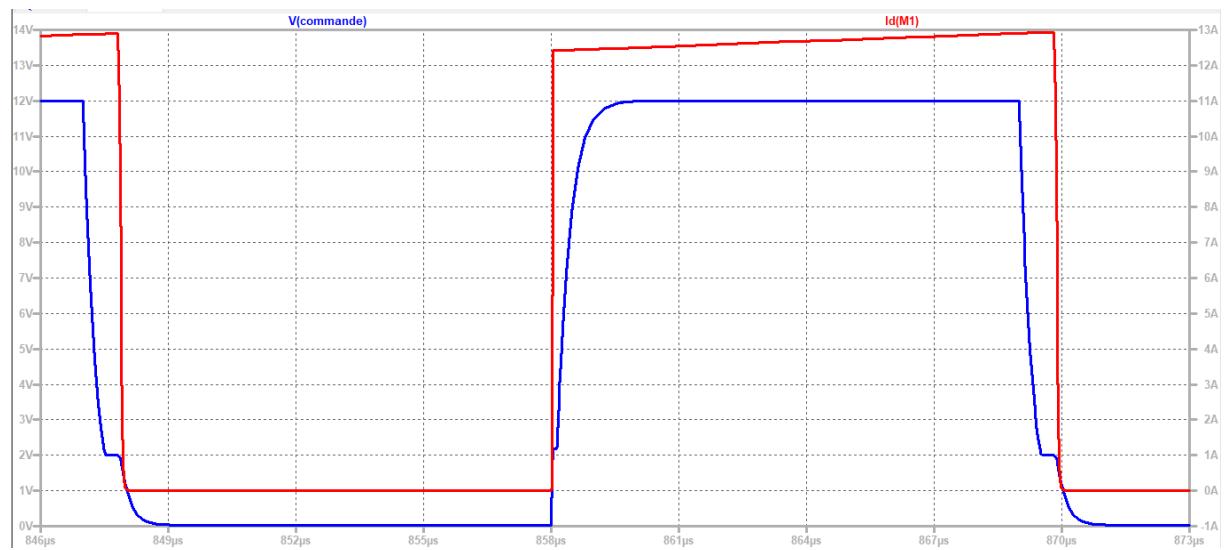
Capture d'écran de la tension du signal de commande et du courant de sortie pour une période

Sur cette capture d'écran nous pouvons observer en bleu le signal de commande, qui est un signal carré de rapport cyclique  $\alpha = 0,5$ . Nous pouvons observer que ce signal n'est pas parfaitement carré en effet, nous avons ici un temps de montée et un temps de descente de 1ns. De plus nous pouvons observer l'effet Miller durant le temps de montée et de descente. Pour contrer cela, nous verrons par la suite que nous utiliserons un driver.

Le courant dans la bobine quant à lui, augmente de manière linéaire entre  $I_{min}$  et  $I_{max}$  lorsque la tension de commande est positive, et décroît de manière linéaire entre ces deux mêmes bornes lorsque la tension de commande est nulle.

L'intensité de sortie correspond alors à l'intensité moyenne dans la bobine.

Représentons maintenant la tension de commande et le courant de drain du MOS :

Capture d'écran de la tension du signal de commande et du courant de sortie pour une période

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

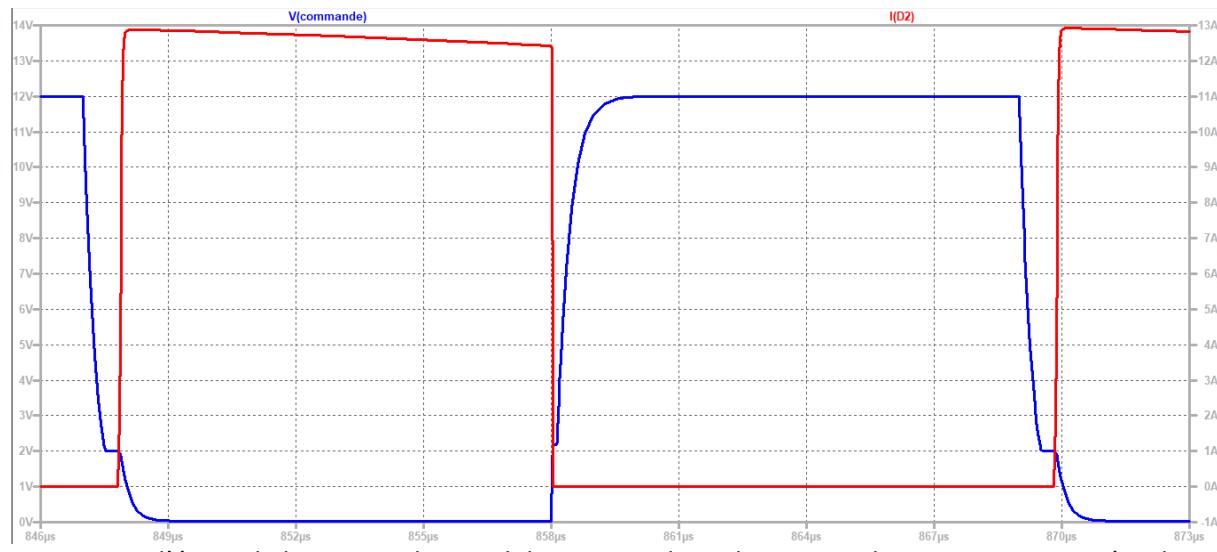
Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Sur la capture d'écran ci-dessus, nous pouvons observer la tension de commande comme précédemment ainsi que le courant du drain du MOS en rouge. Ce courant est nul lorsque la tension de commande est nulle car le mos correspond alors à un interrupteur ouvert et ne laisse donc pas passer le courant. Puis, il devient subitement croissant lorsque la tension de commande est positive car jusqu'à atteindre un maximum au moment du front descendant de la tension de commande car la diode est devenue équivalente à un interrupteur fermé.

Représentons alors maintenant le courant dans la diode :



**Capture d'écran de la tension du signal de commande et du courant de sortie pour une période**

Nous pouvons alors observer sur la capture d'écran ci-dessus que le courant dans la diode est le complément de celui du MOS. En effet, à l'inverse de ce dernier, le courant est maximal lors du front descendant de la tension de commande et décroît durant toute la durée de la tension nulle du rapport cyclique avant de chuter brutalement lorsque la tension de commande devient positive.

Ainsi, la somme de ces deux tensions ( $ID$  et  $id$ ) nous redonne bien la tension dans la bobine :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

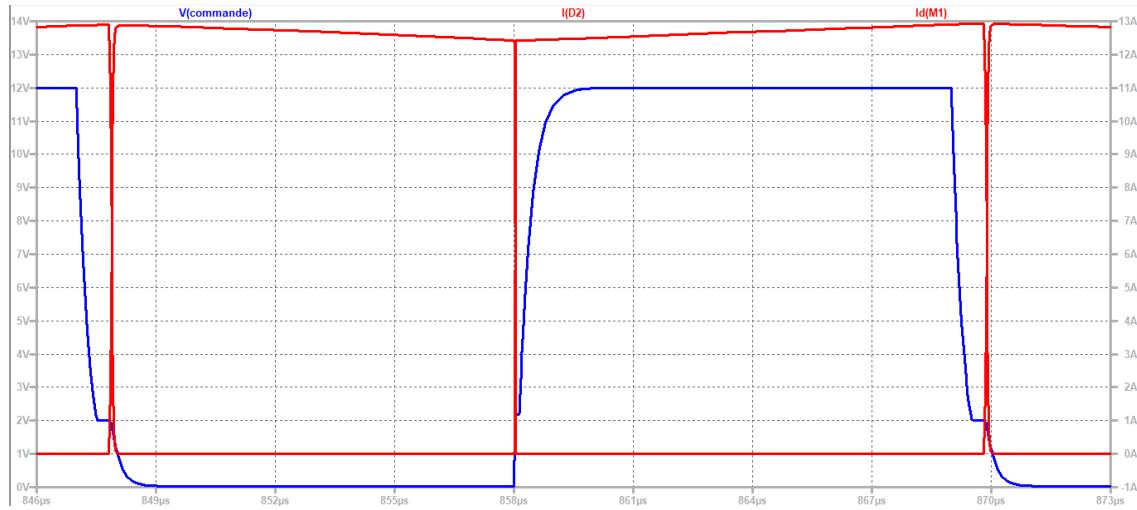
GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

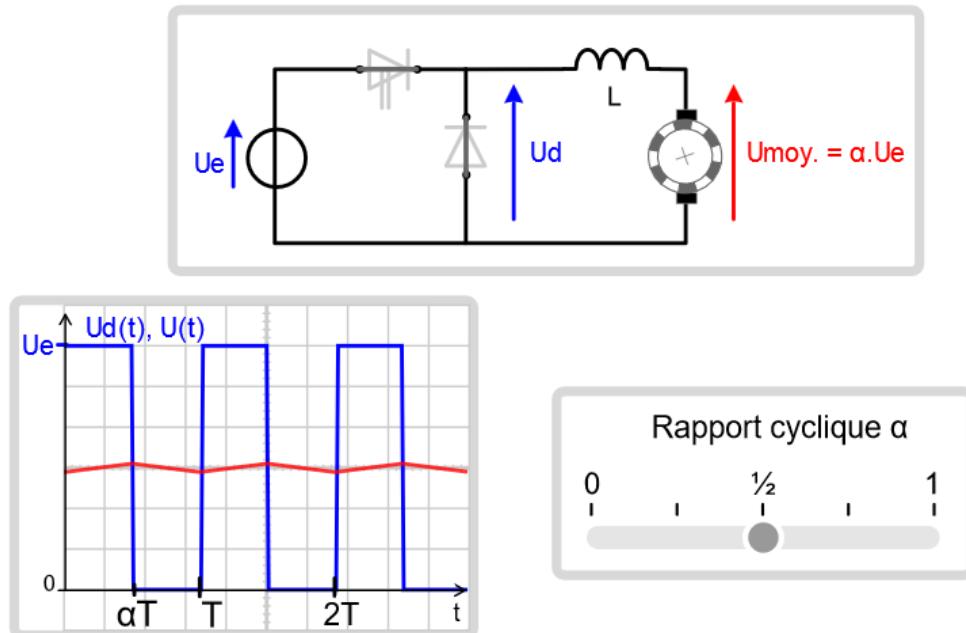
**Capture d'écran de la tension du signal de commande, du courant de la diode et du drain du MOS**

Nous pouvons donc conclure que cette simulation vérifie bien les caractéristiques du circuit étudiées théoriquement précédemment, dans la partie 3.3- Etude théorique.

De plus, nous pouvons également réaliser une seconde simulation à partir d'une animation trouvée sur le site web suivant :

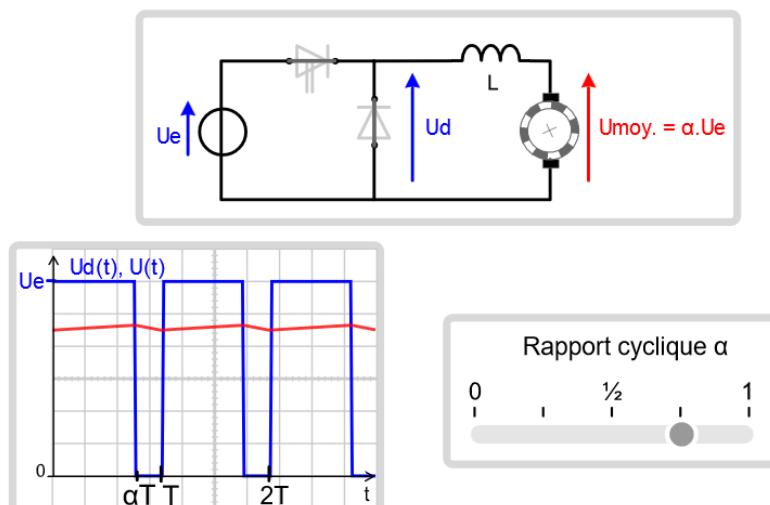
<https://www.edumedia-sciences.com/fr/media/392-variateur-de-vitesse-dune-mcc>

Sur les animations suivantes, nous pouvons noter que la bobine et la diode sont inversées, mais cela permet tout de même de comprendre le principe du hacheur tout en visualisant les formes d'ondes associées :

**Capture d'écran de l'animation pour un rapport cyclique de 0,5**

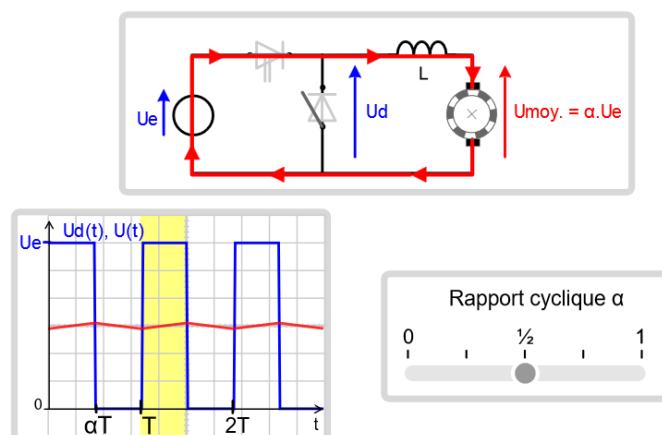
Sur cette première capture d'écran, nous pouvons ainsi visualiser le rapport cyclique en bleu ainsi que l'intensité du courant de sortie correspondant en rouge.

En faisant varier le rapport cyclique, nous pouvons alors observer sur l'animation que l'intensité du courant de sortie va également varier. Ainsi, en diminuant le rapport cyclique, le courant de sortie va diminuer et la vitesse de rotation du moteur sur l'animation va diminuer. Réciproquement, en faisant augmenter le rapport cyclique, le courant de sortie sera plus grand et le moteur tournera plus vite, comme nous pouvons le voir sur la capture d'écran ci-dessous :

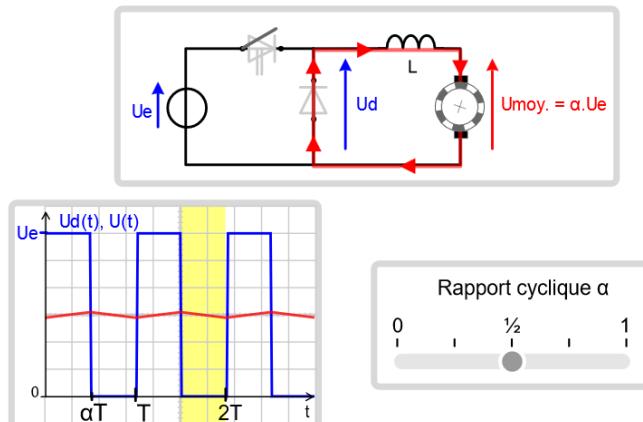


Capture d'écran de l'animation pour un rapport cyclique de 0,5

Enfin, cette simulation permet également de visualiser quelle partie du circuit est passant en cliquant sur une période du rapport cyclique, comme le montre les captures d'écran suivantes :



Capture d'écran de l'animation lorsque la tension de commande est positive

Capture d'écran de l'animation lorsque la tension de commande est nulle

## 5- Réalisation sur platine d'essai

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la réalisation concrète du hacheur de puissance sur platine d'essai, à partir du schéma électrique réalisé par CAO sur le logiciel Kicad puis, nous réaliserons des mesures afin de vérifier le bon fonctionnement du montage et, le cas échéant, procéder à des dépannages.

### 5.1- Schéma électrique

Dans un premier temps, nous allons donc réaliser le schéma électrique sur le logiciel Kicad. Tout comme lors de l'étude théorique, nous allons décomposer le hacheur de puissance en deux parties distinctes. Cela aura pour effet de rendre plus compréhensible le schéma électrique. Pour cela, nous allons utiliser l'outil 'feuille hiérarchique'.

Ainsi, la première partie étudiée est la partie puissance permettant d'amplifier la tension d'entrée en sortie. Le schéma réalisé est le suivant :

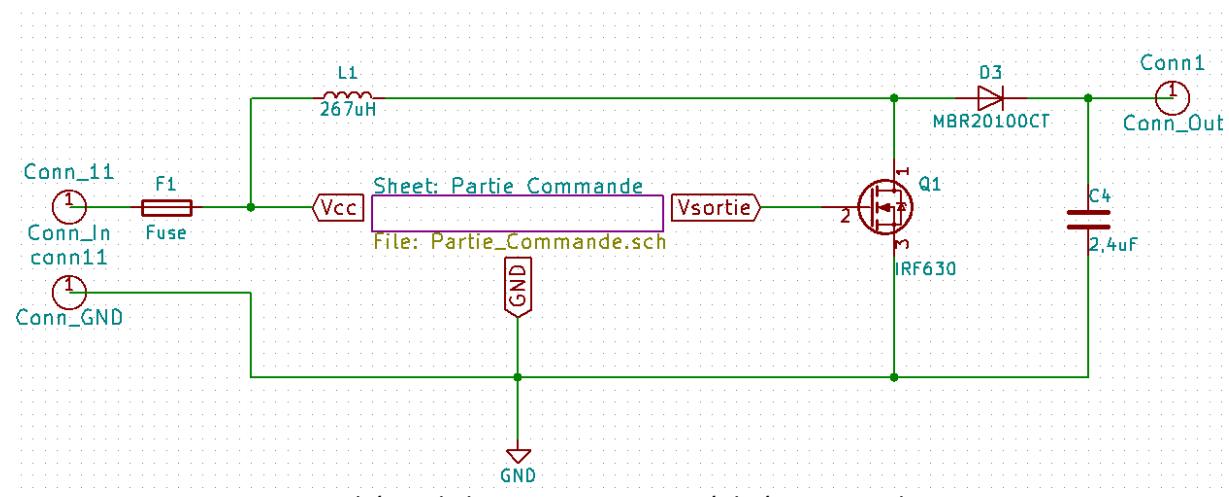


Schéma de la partie puissance réalisée sur KiCad

La partie puissance est reliée à la partie commande grâce aux labels globaux. Afin de mieux visualiser la fonction de la partie commande, nous avons alors placés à gauche du bloc le label global du signal d'entrée, c'est-à-dire le +VCC, celui de la masse vers le bas et enfin le label Vsoutie correspondant au signal PWM à droite. Ainsi, nous comprenons aisément que la fonction de la partie commande est de fournir un signal PWM modulable à partir du signal d'alimentation continu en +12V.

Il nous suffit ensuite de cliquer sur le cadre de la partie commande pour afficher celle-ci dans une nouvelle feuille schématique comme nous pouvons le voir sur le schéma ci-dessous :

GALLAND Jérémy

## Formation initiale

## Semestre 3

GEII 2

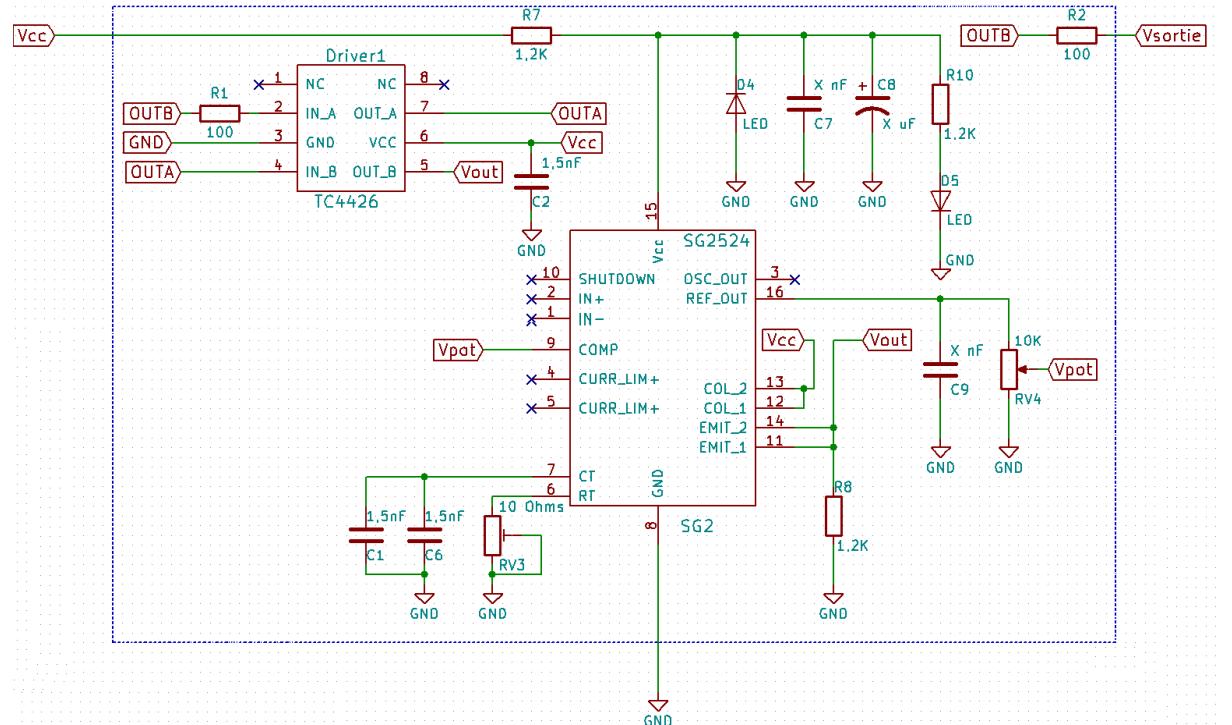
Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Partie commande générant un signal de sortie PWM à partir d'un signal d'entrée continu +Vcc



Capture d'écran du montage de la partie puissance sur le logiciel KiCad

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

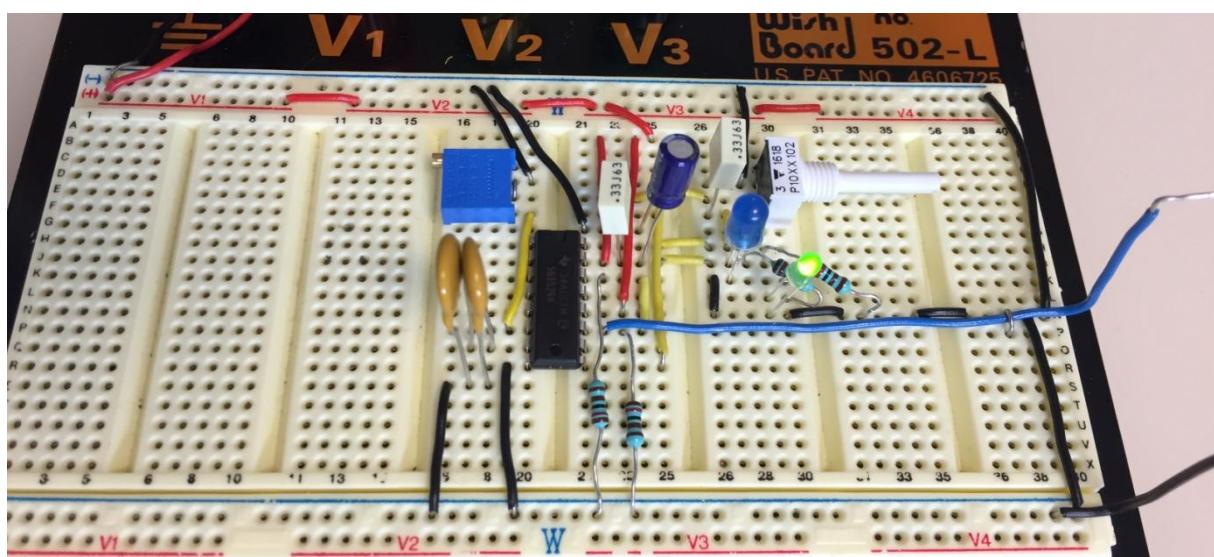
M. SOHIER

M. HENRY

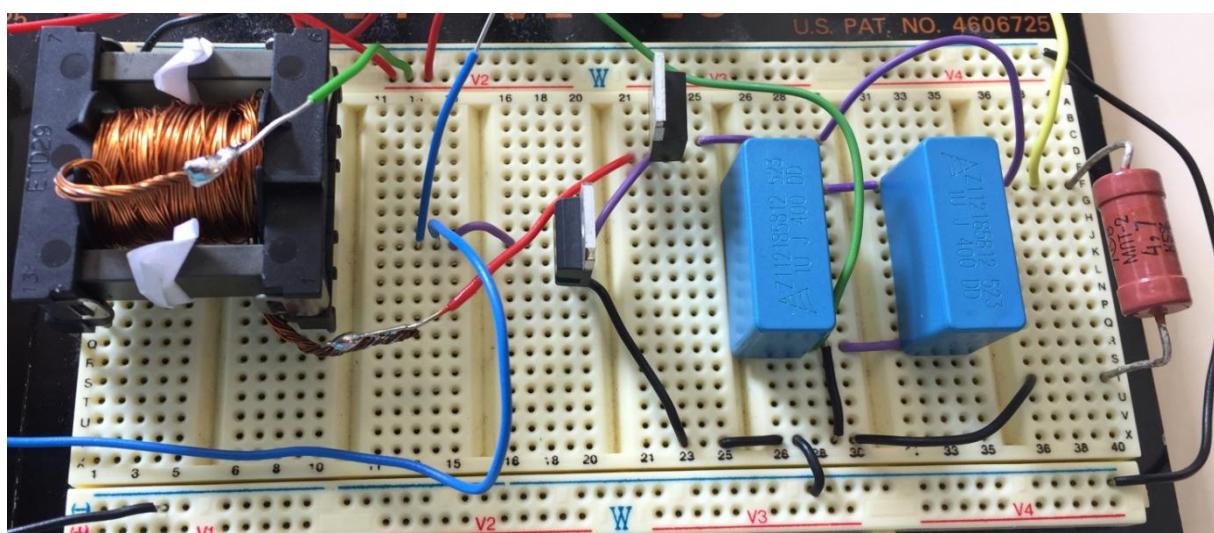
## 5.2- Câblage sur platine d'essai

Maintenant que le schéma électrique est réalisé, nous pouvons procéder au câblage sur platine d'essai. Pour cela, nous allons à nouveau séparer la partie commande de la partie puissance en réalisant le câblage sur deux platines différentes, que nous relierons ensuite. Cela permettra non seulement de mieux distinguer les deux parties, mais également de mieux espacer les composants afin d'obtenir un câblage plus propre, mais également pour tenir compte de la compatibilité électromagnétique (CEM) entre les composants.

Nous obtenons alors les câblages suivants :



Photographie du câblage de la partie commande



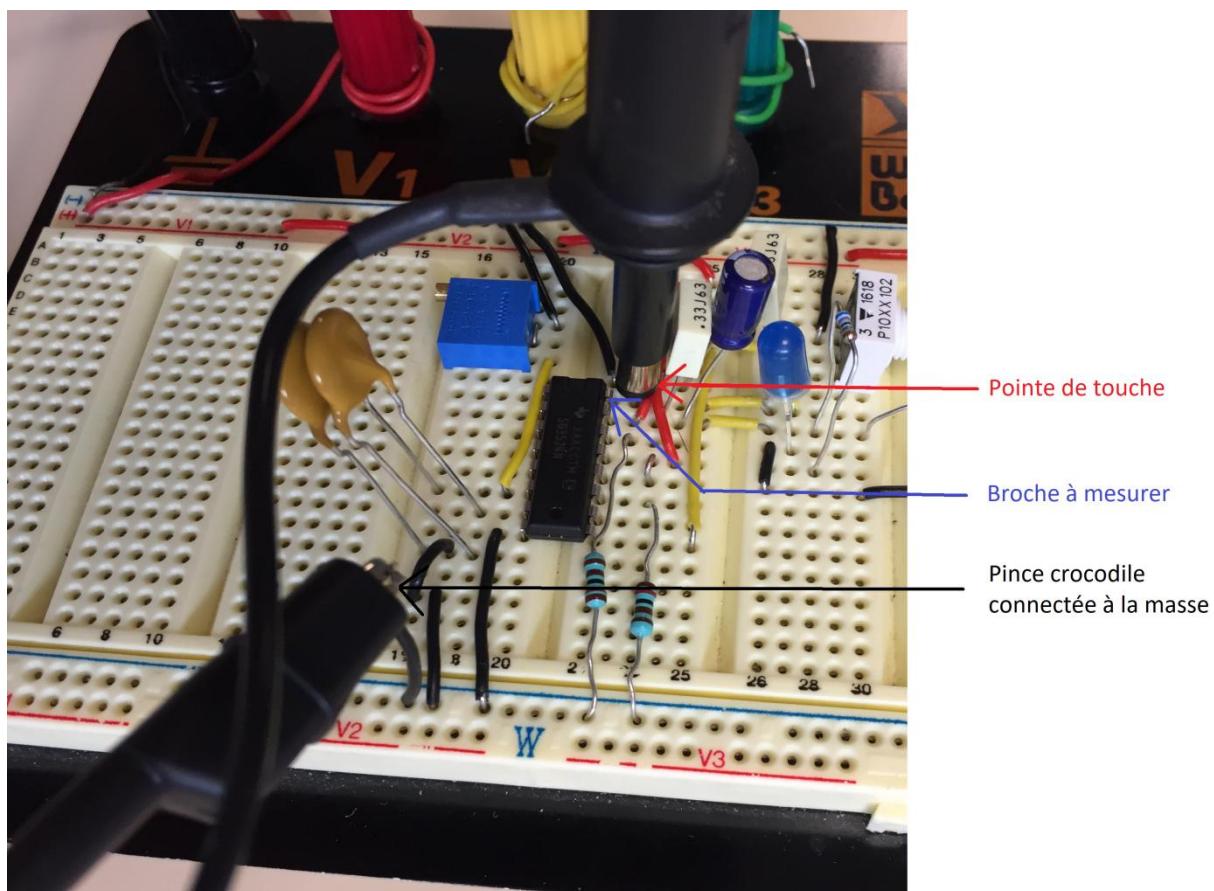
Photographie du câblage de la partie puissance

### 5.3- Mesures et dépannages

Une fois le câblage des deux parties réalisé, nous pouvons procéder aux mesures afin de vérifier le bon fonctionnement de notre montage. Pour cela, nous allons décomposer nos mesures en deux étapes :

- Mesures de la partie commande :

Afin de vérifier le bon fonctionnement de la partie commande, nous allons mesurer chacun des signaux de sortie intéressants. Pour cela, nous utilisons une sonde différentielle reliée à un oscilloscope, dont la partie composée d'une pince crocodile est connectée à la masse et la pointe de touche est connectée à la broche à mesurer, comme illustré ci-dessous :



Photographie de la méthode de mesure

Ainsi, nous allons dans un premier temps vérifier que le composant est bien alimenté en +12V en mesurant la tension aux bornes de la pate 15. Nous obtenons alors la tension suivante sur l'oscilloscope, confirmant que le SG3524 est bien alimenté en 12V continu :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

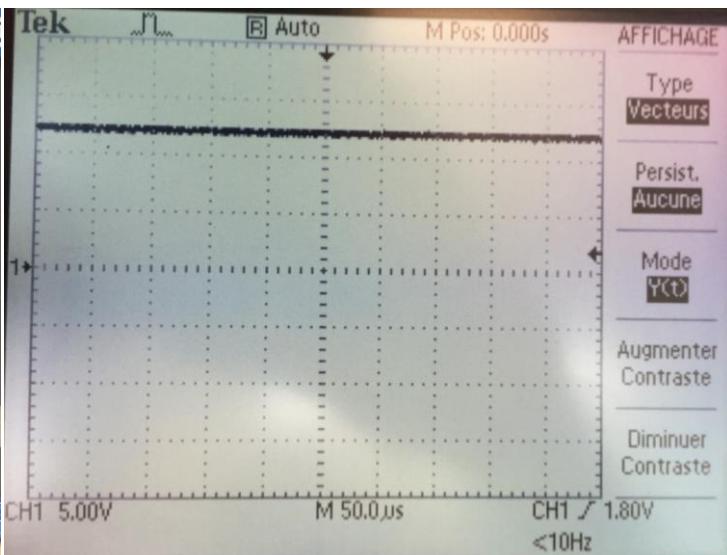
GEII 2

Université d'Orléans

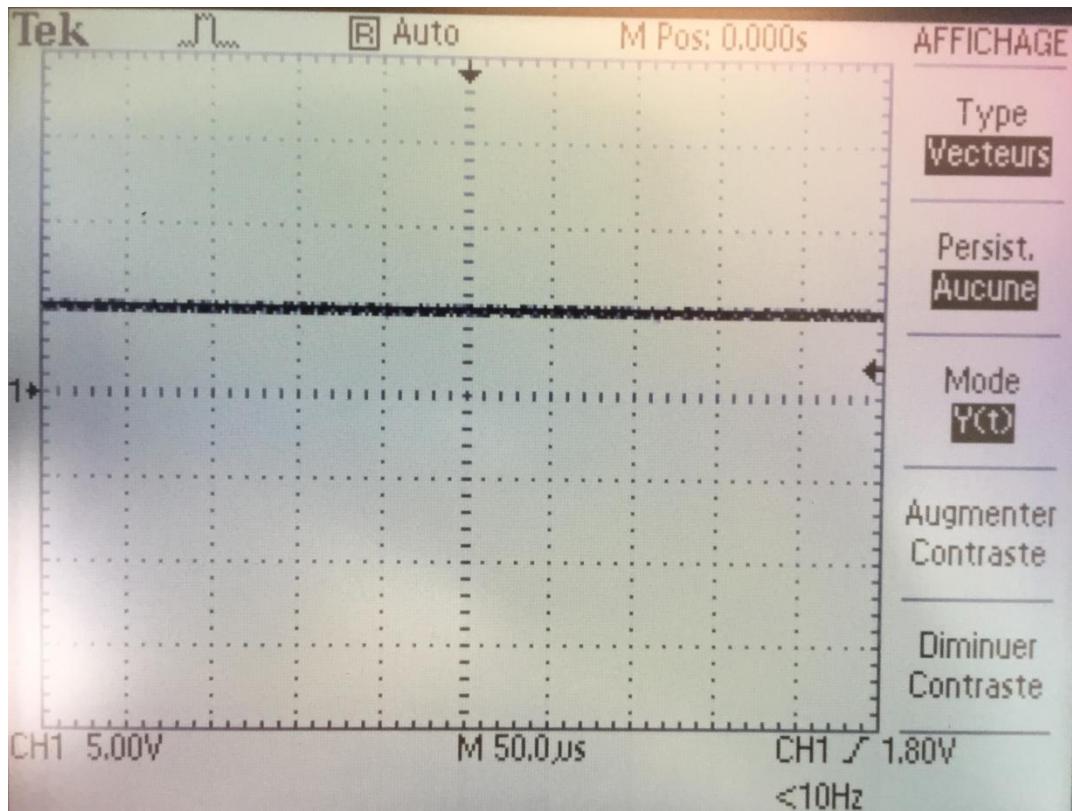
Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Photographie de l'alimentationPhotographie du signal obtenu sur la pate 15

Nous continuons alors nos vérifications en mesurant le signal de la pate 16. Celui-ci doit être de 5V quel que soit la tension d'entrée afin de servir de tension de référence. Comme nous pouvons le voir sur l'oscillogramme ci-dessous, la tension mesurée aux bornes de la pate 16 est bien de 5V :

Photographie du signal obtenu sur la pate 16

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

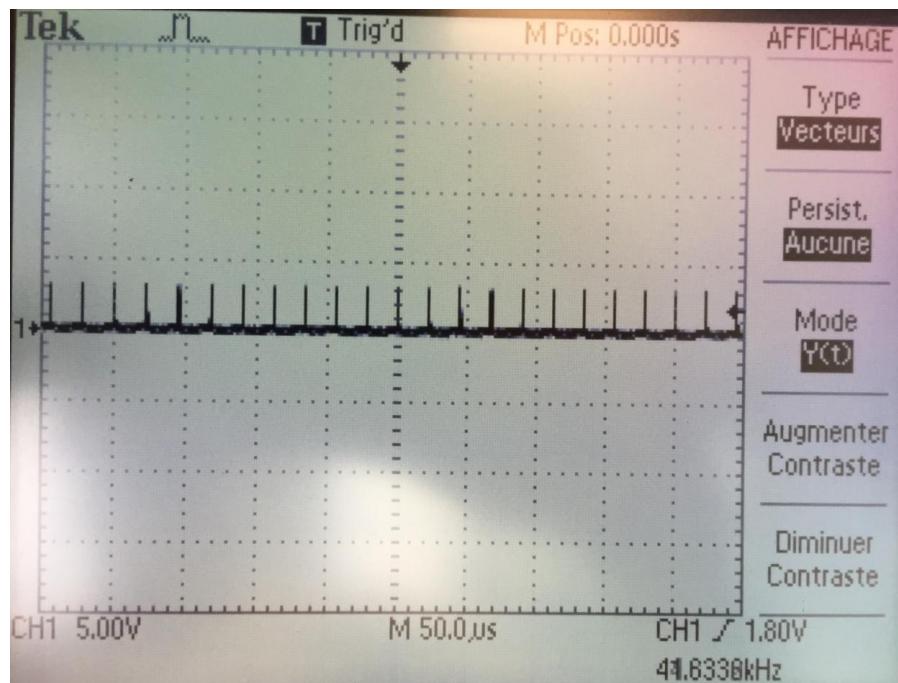
Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

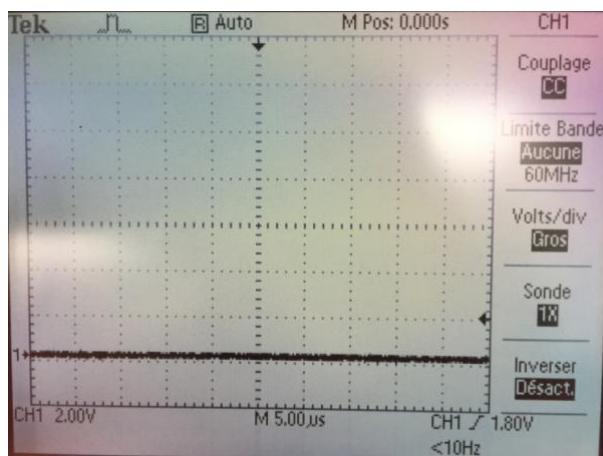
Le montage fonctionnant correctement, nous pouvons désormais mesurer le signal obtenu aux bornes de la pate 3. Nous devrions alors obtenir un signal oscillant de période  $T = 22\mu s$ .

Comme nous pouvons le voir sur l'oscillogramme suivant, nous obtenons bien un signal ayant les caractéristiques décrites précédemment :

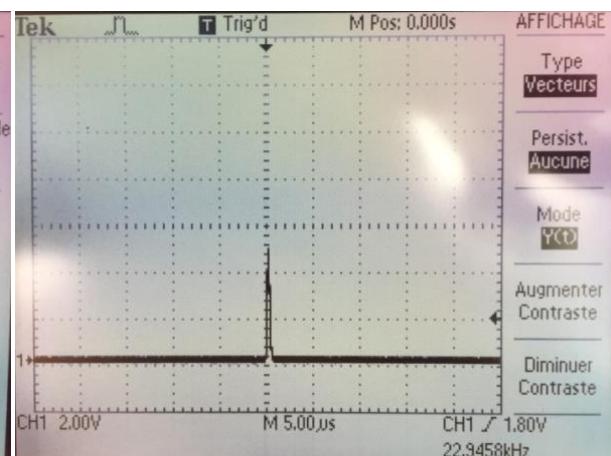


Photographie du signal obtenu sur la pate 3

L'ensemble des caractéristiques précédentes étant cohérentes avec les résultats obtenus théoriquement, nous pouvons maintenant vérifier le signal obtenu en sortie. Nous nous attendons alors à observer un signal rectangulaire de largeur variant entre 0 et 1 tel que  $V_{smoy} = 0V$  pour  $\alpha = 0$ ,  $V_{smoy} = 6V$  pour  $\alpha = 0,5$  et  $V_{smoy} = 12V$  pour  $\alpha = 1$ . En pratique, nous obtenons les oscillogrammes suivants :



Photographie des pattes 11 et 14 pour  $\alpha = 0$



Photographie des pattes 11 et 14 pour  $\alpha \approx 0$

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

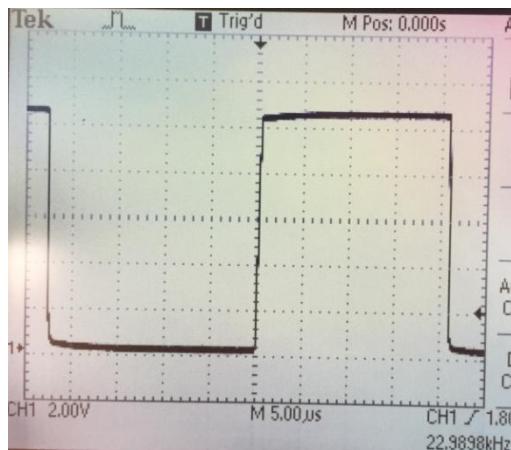
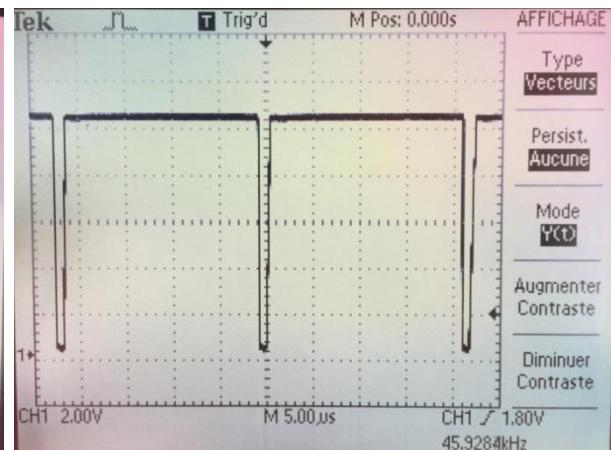
GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Photographie des pattes 11 et 14 pour  $\alpha = 0,5$ Photographie des pattes 11 et 14 pour  $\alpha \approx 1$ 

Nous obtenons donc bien un signal PWM. Néanmoins, nous pouvons remarquer que, en pratique,  $\alpha$  ne varie pas exactement entre 0 et 1. En effet, nous pouvons observer que  $\alpha_{\max}$  n'est pas égal à 1. De même, lorsque nous observons le signal d'une seule patte de sortie, c'est-à-dire soit la patte 11, soit la patte 14, nous n'obtenons pas tout à fait un rapport cyclique de 0,5.

Nous pouvons alors calculer la valeur de  $\alpha_{\max}$  par la relation :

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T_{off}} = \frac{22\mu s}{23\mu s} \approx 0,95$$

Par conséquent, nous pouvons encadrer  $\alpha$  de la manière suivante :

$$0 \leq \alpha \leq 0,95$$

- Partie commande et partie puissance associées :

Enfin, nous pouvons procéder aux mesures du montage complet afin de vérifier que l'ensemble fonctionne correctement.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

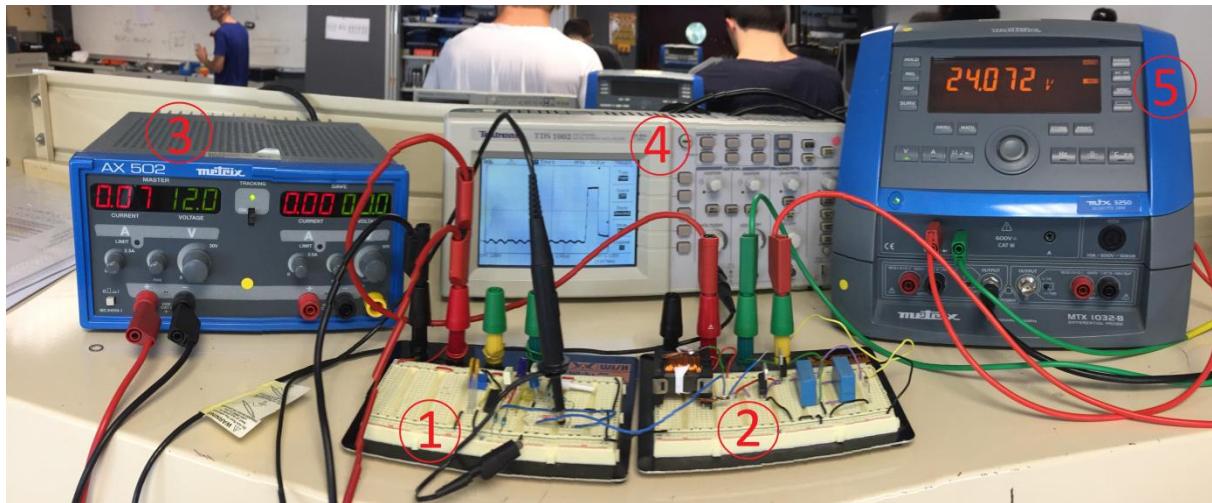
GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

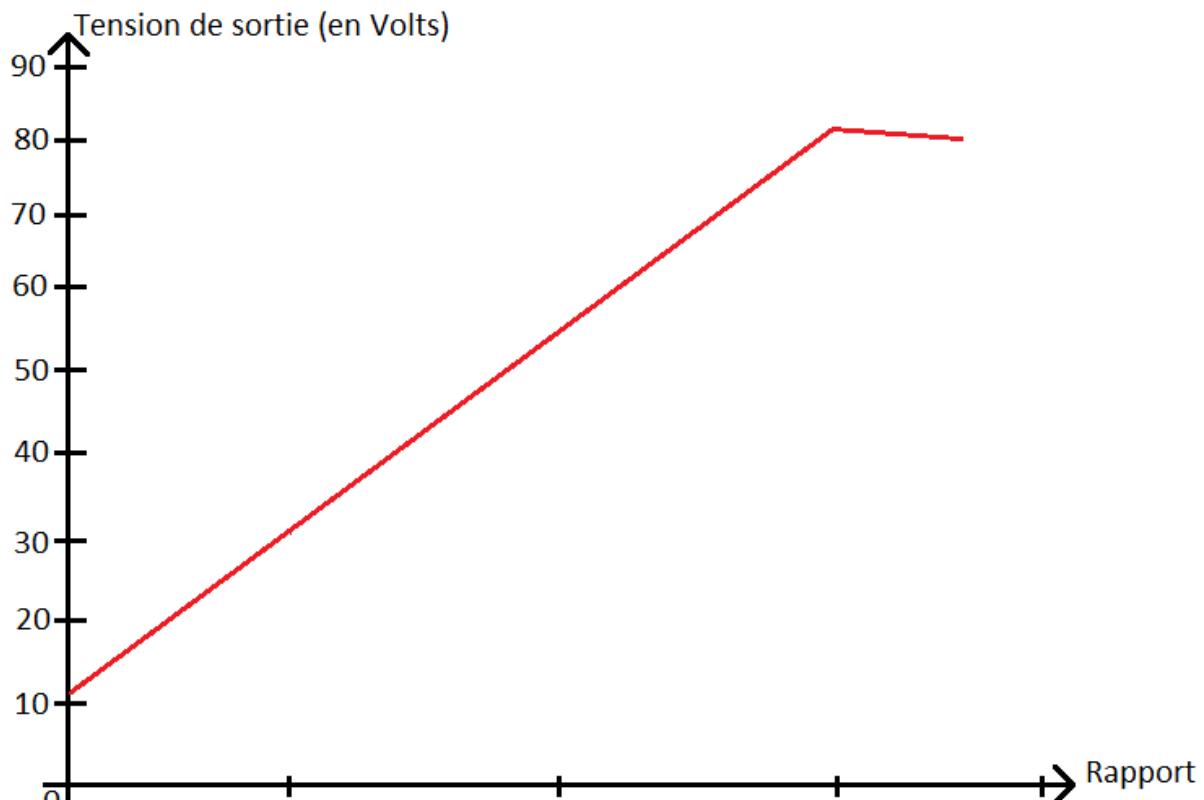
M. SOHIER

M. HENRY

Photographie des mesures réalisées pour le montage complet

Sur la photographie précédente, la partie ① correspond au montage de la partie commande, connectée à la partie puissance en ②. Ces deux parties forment ainsi le hacheur élévateur, alimenté en +12V par l'alimentation ③ remplaçant la batterie de voiture. Sur l'image ci-dessus, nous pouvons observer que le signal PWM sur l'oscilloscope ④ en sortie de la partie commande est à l'état haut durant  $3,3\mu s$ , soit un rapport cyclique  $\alpha = 0,15$ . Nous pouvons alors observer sur le voltmètre ⑤, que la tension de sortie est de 24V.

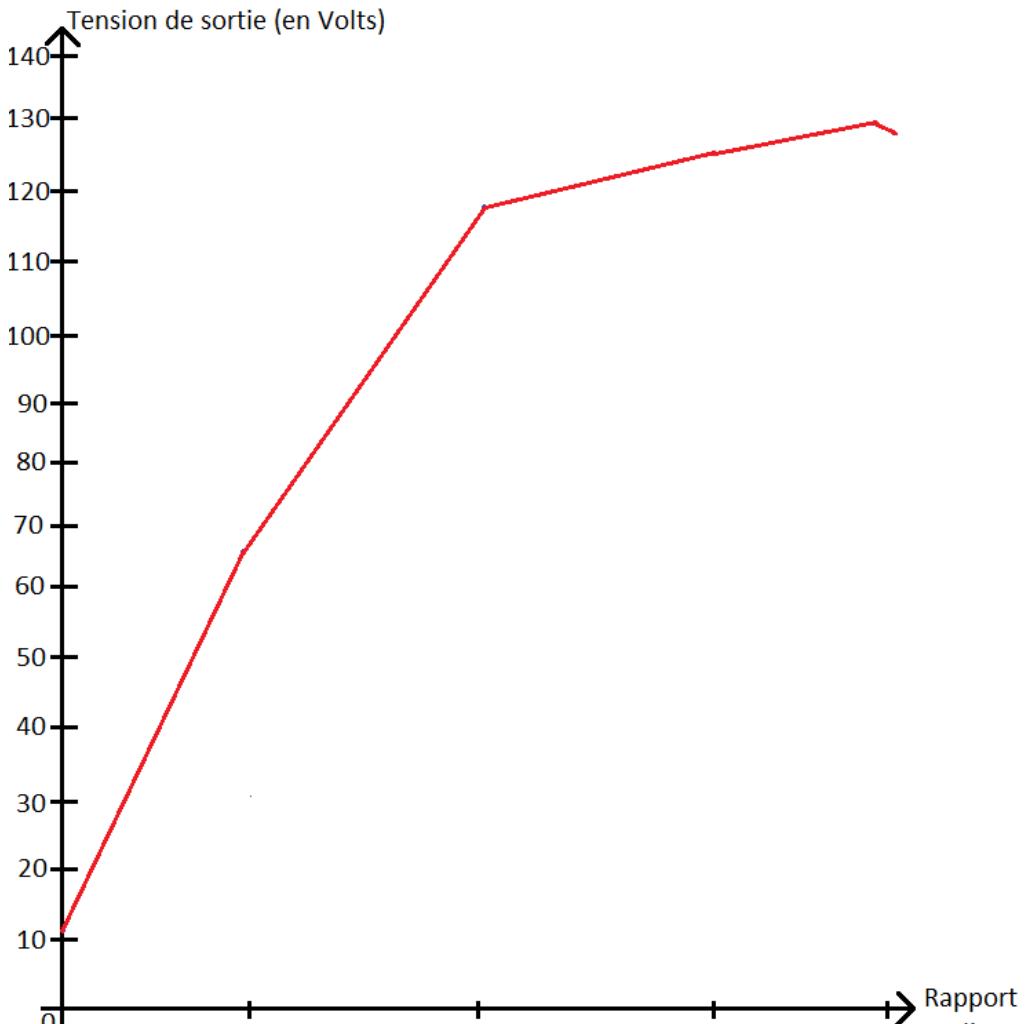
Par ailleurs, nous nous sommes demandé quelle tension maximum nous pouvions obtenir en sortie. Pour cela nous avons augmentés lentement le rapport cyclique jusqu'à sa valeur maximale, c'est-à-dire  $\alpha = 0,95$ . Ainsi, tout en gardant une faible intensité, nous avons obtenus un courant de sortie supérieur à 80V lors de l'essai à vide avec une résistance de  $1k\Omega$ ,  $1/4W$ . Nous pouvons alors représenter nos mesures comme suit :

Schéma de l'évolution de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique

Nous pouvons alors remarquer sur ce graphique que la tension de sortie lorsque le rapport cyclique est de 0 est de pratiquement 12V. En effet, nous avons une légère chute de tension due à la charge utilisée. Ensuite la tension de sortie est parfaitement proportionnelle au rapport cyclique jusqu'à environ 75% de celui-ci avant de décroître. Cela est une nouvelle fois du à la charge utilisée. En effet, la charge étant une résistance de  $1\text{ k}\Omega$ ,  $1/4\text{ W}$ , celle-ci ne peut pas supporter les plus de  $6\text{ W}$  auxquels elle est soumise et ses performances décroissent. De plus, nous n'avons pas encore appliqué de radiateur au MOS, ce qui a pour effet de réduire ses performances.

$$\text{Calcul du gain : } G = \frac{U_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}}} = \frac{80}{12} = 6,6$$

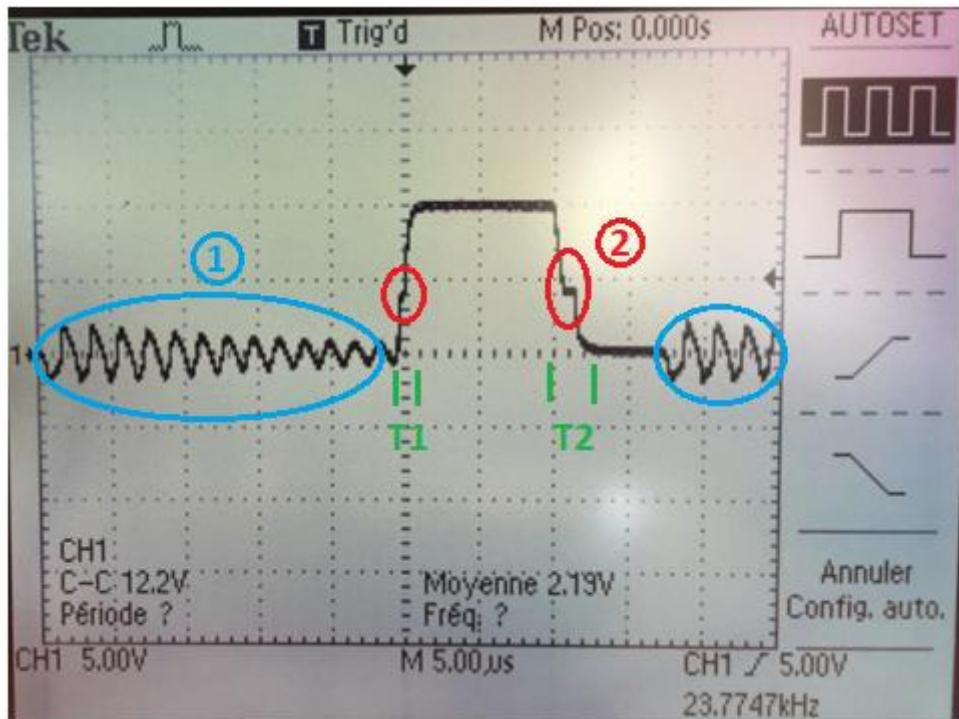
Nous pouvons alors nous demander quelles seraient les performances de notre montage avec une résistance plus adaptée. Pour cela, nous allons utiliser une résistance de  $4,7\text{ k}\Omega$ ,  $5\text{ W}$ . Nous obtenons alors les résultats suivants.

Schéma de l'évolution de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique

Sur ce second graphique, nous pouvons remarquer que l'évolution de la tension est moins linéaire. Néanmoins, la tension maximale de sortie est maintenant de 130V soit 50V de plus que précédemment. Par ailleurs, nous pouvons noter que la diode de roue libre ne supporte théoriquement pas plus de 100V. Nous avons donc dépassés de 30V sa tension maximale, mais nous ne l'avons pas endommagé car nous avons réalisés le plus rapidement possible notre test au rapport cyclique maximum.

$$\text{Calcul du gain : } G = \frac{U_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}}} = \frac{130}{12} = 10,8$$

Nous pouvons enfin ajouter une dernière amélioration à notre montage. En effet, nous savons que plus le temps de commutation est élevé, plus les pertes par commutation pour le MOS sont élevées. Or, comme nous pouvons le voir sur la photographie ci-dessous, le temps de commutation est élevé et non symétrique :



Photographie des temps de commutation en amont du MOS

Sur cette photographie, nous pouvons noter que le temps de montée T1 est d'environ 1μs, c'est-à-dire moins que le temps de descente T2 qui est d'environ 2,5μs. De plus nous pouvons très clairement observer l'effet Miller ici entouré en rouge ② suivie d'une réponse pseudopériodique ici entourée en bleu ①.

Ainsi, nous cherchons à obtenir le temps de commutation le plus court possible, avec un temps de montée égal au temps de descente, à contrer l'effet Miller grâce à un effet booster et à annuler la réponse pseudo périodique.

Pour cela, nous allons utiliser un driver entre la sortie de la partie commande et l'entrée du MOS puis nous rajouterons une résistance en entrée et en sortie du driver de 10 à 100Ω chacune afin d'obtenir une symétrie. En effet, cette valeur de résistance est un compromis entre rapidité de commutation et stabilité de commutation ainsi que protection du composant. Ce composant sera alors le TC4426. Nous obtenons alors le résultat suivant :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

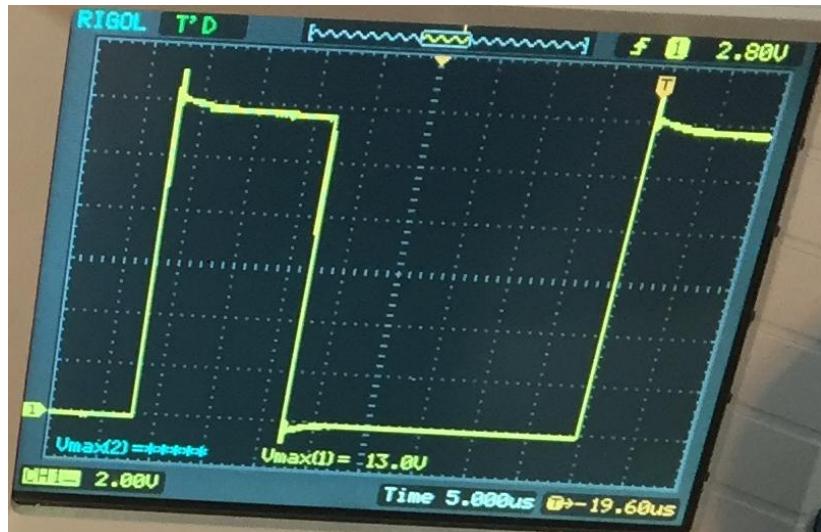
GEII 2

Université d'Orléans

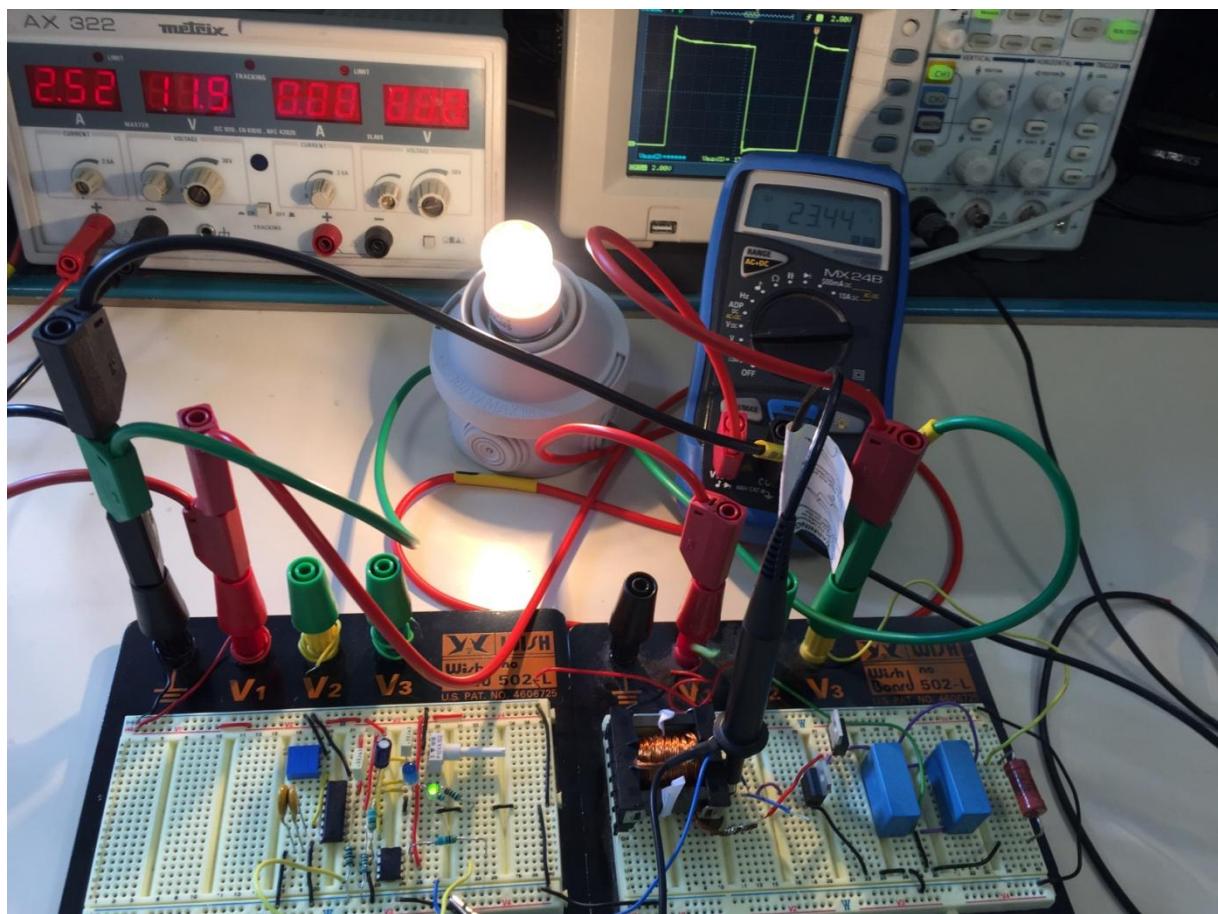
Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

Photographie de la commutation en amont du MOS

Nous pouvons alors réaliser l'essai avec la charge, c'est-à-dire la lampe :

Photographie de l'essai en charge

Sur cette photographie, nous pouvons voir que le montage est alimenté en 12V et que pour un rapport cyclique proche de 60%, nous obtenons quasiment une tension de sortie de 24V. En effet, si

nous augmentons encore le rapport cyclique, la tension de sortie va diminuer et non augmenter à cause de la limitation en courant de 2,5A du générateur. Pour obtenir réellement 24V, il faudrait alors soit alimenter le montage via les deux sources du générateur, soit utiliser une batterie, ce qui est demandé dans le cahier des charges. Néanmoins, la lampe s'allume et éclaire parfaitement bien même en plein jour comme nous pouvons le voir sur la photographie précédente.

Nous pouvons donc conclure que le montage fonctionne correctement et que le cahier des charges est rempli.

Comme lors des précédents essais, nous pouvons réaliser un graphique de l'évolution de la tension en fonction du rapport cyclique :

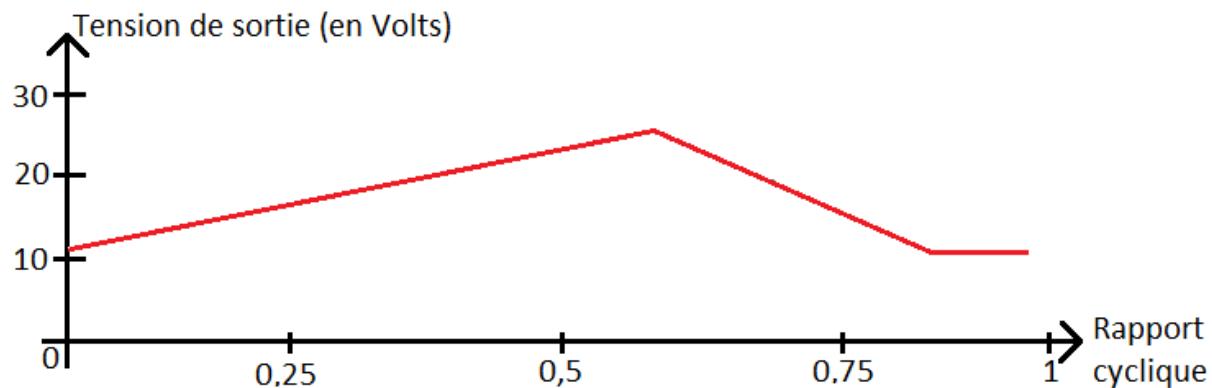
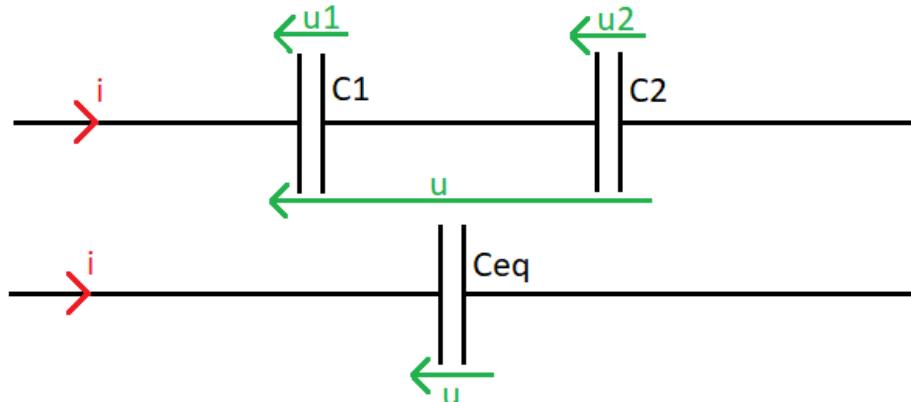


Schéma de l'évolution de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique

$$\text{Calcul du gain : } G = \frac{U_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}}} = \frac{24}{12} = 2$$

Dans un dernier temps, nous pouvons noter que, lors du câblage, nous avons procédés à quelques dépannages.

En effet, afin de réaliser le condensateur CT de 3nF, nous avons utilisés deux condensateurs de 1,5nF car nous ne possédions pas de condensateur de 3nF. Néanmoins afin d'additionner la valeur de ces deux condensateurs, nous avions réalisés un câblage en série. Nous pouvons alors représenter ce câblage de la manière suivante :

Schéma du câblage des condensateurs réalisé

Or,

$$i = C1 \frac{du1}{dt} \leftrightarrow \frac{du1}{dt} = \frac{i}{C1} \quad (1)$$

$$i = C2 \frac{du2}{dt} \leftrightarrow \frac{du2}{dt} = \frac{i}{C2} \quad (2)$$

$$i = Ceq \frac{du}{dt} \leftrightarrow \frac{du}{dt} = \frac{i}{Ceq}$$

D'où :

$$(1) + (2) = \frac{du1}{dt} + \frac{du2}{dt} = \frac{i}{C1} + \frac{i}{C2}$$

$$\leftrightarrow \frac{d(u1 + u2)}{dt} = \left( \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} \right) \times i$$

$$\leftrightarrow \frac{du}{dt} = \left( \frac{1}{Ceq} \right) \times i$$

Nous pouvons en conclure que la valeur des deux condensateurs n'est pas additionnée comme souhaitée. Il faut donc placer les condensateurs en parallèle afin d'additionner leur valeur.

Nous avons ensuite remarqué que certains binômes pouvaient faire varier leur rapport cyclique entre 0 et 0,95 quand d'autres pouvaient le faire varier entre 0,5 et 1.

Or, nous souhaitons que le rapport cyclique varie entre 0 et 0,95 car il est plus important d'avoir un rapport cyclique égal à 0 plutôt que celui-ci soit égal à 1.

Afin d'expliquer cette différence de variation du rapport cyclique, nous avons émis l'hypothèse que certains groupes avaient réalisés un montage pull-up et d'autres un montage pull-down. Néanmoins,

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

tous les groupes ont réalisés un montage pull-down. Nous avons alors remarqués que cette différence était due au circuit intégré utilisé. En effet, pour le circuit intégré SG3524, il est nécessaire de réaliser un montage pull-down, tandis que pour le composant TL494 il convient de réaliser un montage pull-up.

Il existe donc des différences de technologies entre ces deux composants.

Toutefois, notre montage étant réalisé avec le composant SG3524N, nous n'avons pas eu besoin de modifier notre montage afin de réaliser un montage pull-up, car nous avions déjà réalisés un montage pull-down.



Photographie du circuit intégré SG3524N

Lorsque nous avons mis notre montage sous tension et que nous avons augmentés la tension, nous avons remarqués que la LED témoin changeait de couleur, ce qui était du au fait que l'intensité supportée par celle-ci était trop grande. En effet, la résistance en amont de 120Ω s'est avérée sous dimensionnée, c'est pourquoi nous avons préférés utiliser une résistance de 1,2kΩ bien que celle-ci soit surdimensionnée, afin de ne pas prendre le risque de griller à nouveau la LED.

Lorsque nous avons souhaité récupérer la sortie du driver, nous nous sommes rendu compte que le générateur arrivait en saturation alors que le courant devrait être de 0,03A. Cela venait du fait que la sortie A du driver est inversée : il faut donc reboucler la sortie A du driver dans l'entrée B afin de ré inverser la sortie et donc obtenir un signal non inversé.

Enfin, le dernier 'dépannage' à été de remplacer la résistance de charge en sortie du montage. En effet, lors des tests, nous sommes montés jusqu'à une tension de sortie de plus de 80V.

La puissance à cet instant s'obtient par la relation :

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{80^2}{1000} = \frac{6400}{1000} = 6,4 \text{ Watts}$$

Or, la résistance utilisée était une résistance 1kΩ, ¼ Watts.

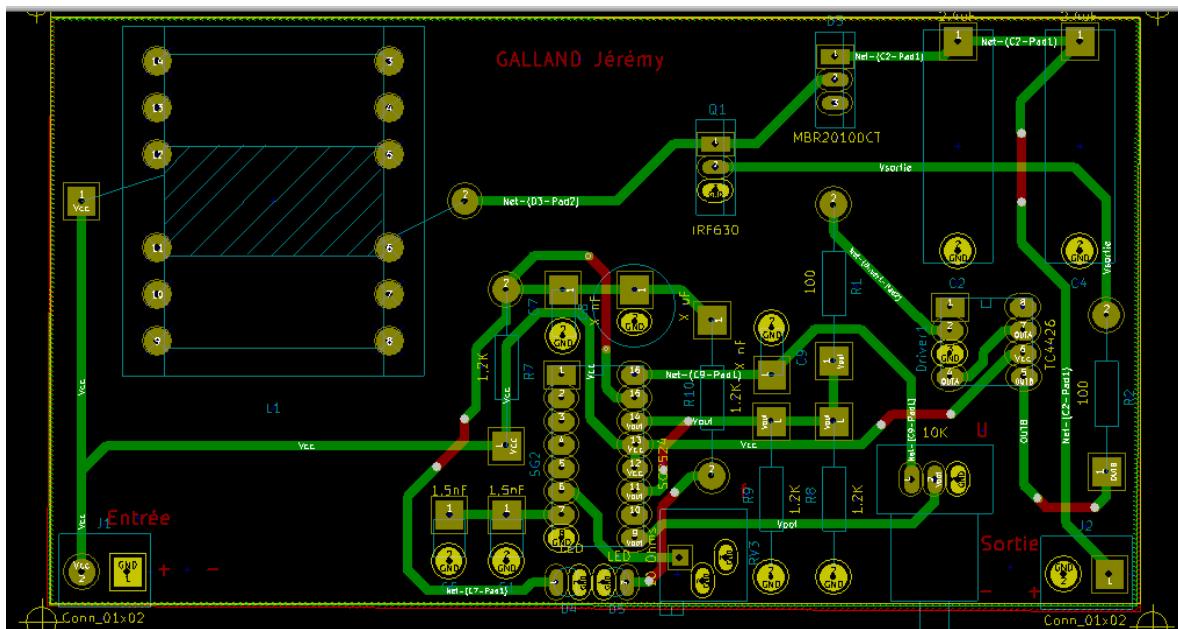
Nous avons donc dépassés la puissance maximale tolérée de plus de 6 Watts, ce qui explique que celle-ci ait brûlée lors du test !

## 6- Réalisation sur circuit imprimé

Afin d'améliorer les performances de notre circuit, nous allons maintenant réaliser notre montage sur circuit imprimé. Pour cela, nous allons réaliser notre CAO sur le logiciel KiCad.

## 6.1- Schéma de routage

Après avoir réalisé le schéma électrique présenté précédemment, nous avons procédé au routage de notre carte. Dans un premier temps, le routage réalisé fût le suivant :



Capture d'écran du premier routage réalisé sur KiCad

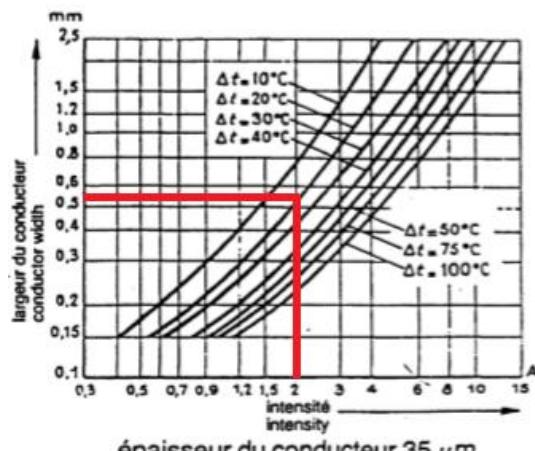
Néanmoins, nous pouvons nous rendre compte que ce premier routage comporte plusieurs défauts. Tout d'abord, les borniers utilisés sont ceux abordés en 1<sup>ère</sup> année. Or, de tels borniers ne permettent pas de faire passer de grandes intensités. C'est pourquoi nous les avons remplacés par des plots plus adaptés. De plus, la masse étant commune, nous n'aurons besoins que de trois plots : un premier pour la tension d'entrée, en deuxième pour la tension de sortie et enfin un troisième pour la masse. Ensuite, ce routage ne possède pas de protection en entrée en cas de surintensité, c'est pourquoi nous rajouterons un porte fusible.

Nous pouvons ensuite noter que l'angle de la piste VCC n'est pas correct, car celui-ci doit former un triangle afin de faciliter le passage du courant.

La piste Vpot est quand à elle trop longue, ce qui peut entraîner l'apparition de parasites. Cela est problématique car il s'agit d'une piste sensible c'est pourquoi nous rapprocherons le potentiomètre du SG3524.

Nous pouvons également noter que la largeur des pistes pour la partie commande n'est pas suffisante. En effet, pour connaître la dimension des pistes à utiliser, nous nous référerons à l'abaque page 12 des règles de conception des circuits imprimés. Nous choisissons alors l'abaque

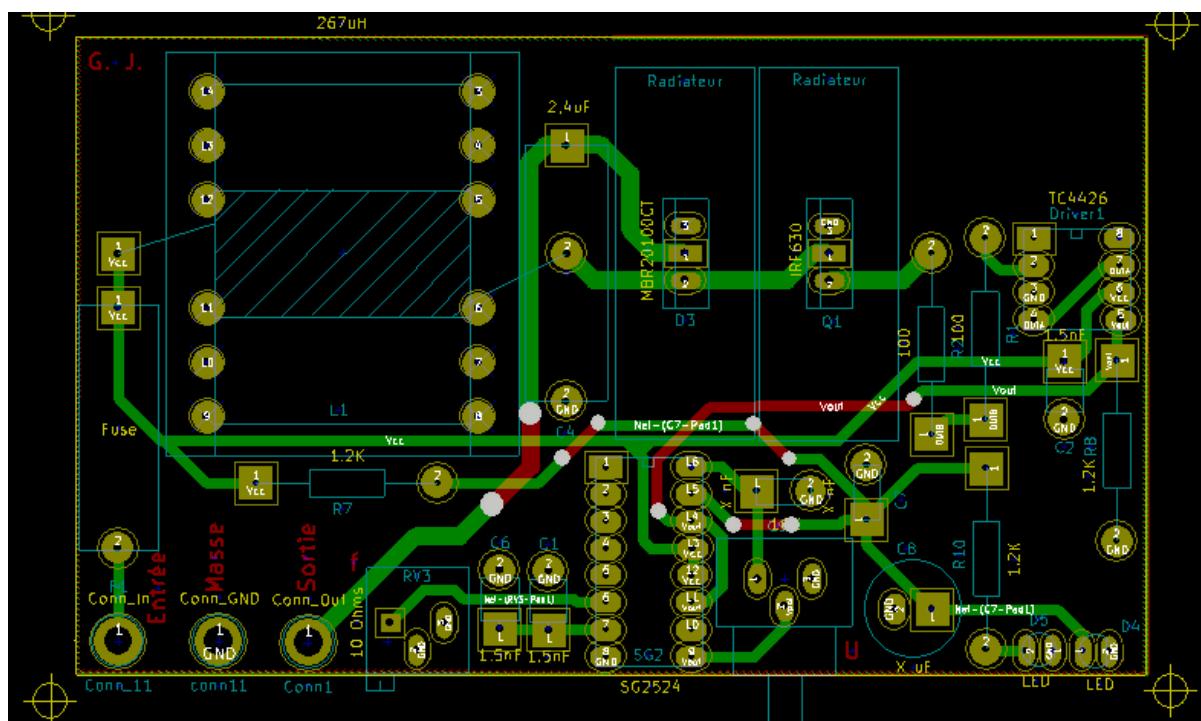
correspondant à une épaisseur de conducteur de  $35\mu\text{m}$ . Nous savons que le courant maximal est de 2A et nous souhaitons une élévation de température la plus faible possible, c'est pourquoi nous choisissons un  $\Delta T^\circ = 20^\circ\text{C}$ . Nous pouvons alors lire sur l'abaque que l'épaisseur de piste nécessaire est de 0,55mm, comme le montre la capture d'écran ci-dessous :



Capture d'écran de l'abaque du choix de la largeur des pistes

Toutefois, nous choisissons un facteur de dimensionnement de 2 afin d'être certain de ne pas rencontrer de problème, c'est pourquoi nous avons choisi une largeur des pistes pour la partie puissance de 1,7mm.

Nous obtenons alors le routage final suivant :



Capture d'écran du routage final réalisé sur KiCad

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

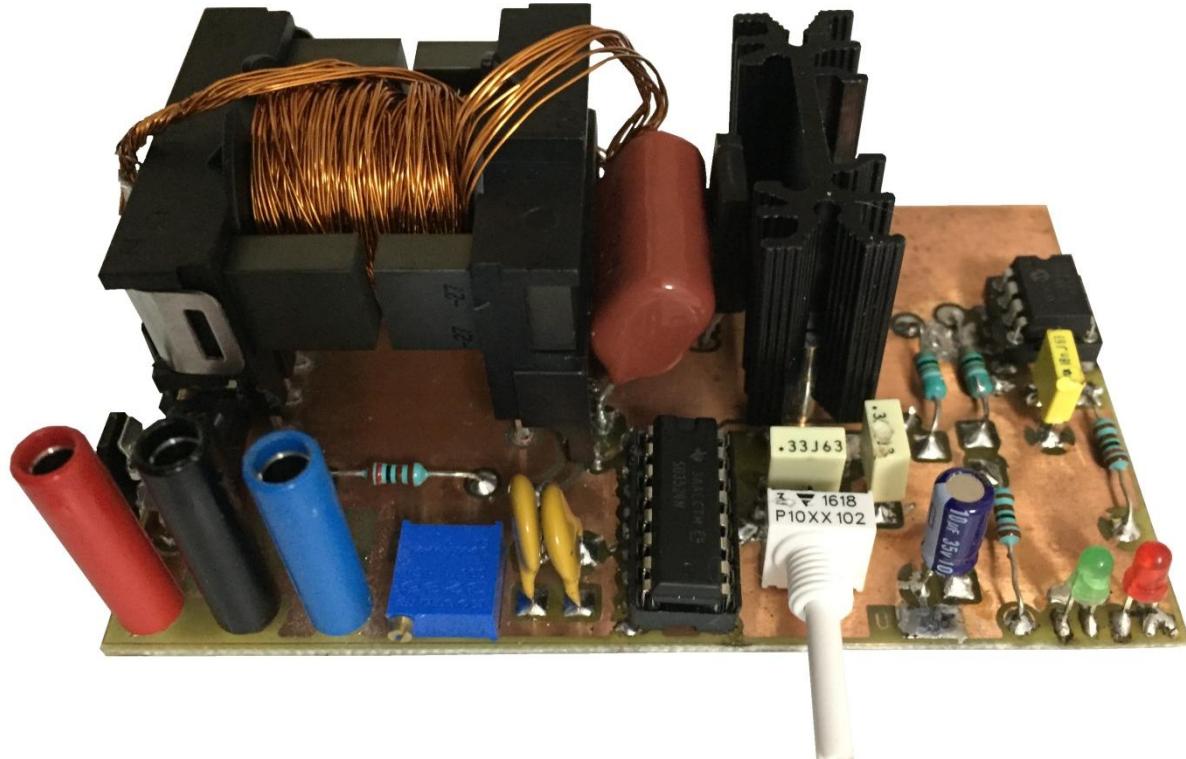
M. HENRY

## 6.2- Soudage

Après impression, nous avons pu obtenir un circuit imprimé vierge, dont nous avons ensuite découpé les bords grâce à la presse à découper. Avant de procéder au soudage des composants, nous avons préalablement vérifié que la carte fonctionnait correctement en réalisant des tests de continuité. Après avoir vérifié que tous les plans de masse étaient correctement connectés et que les pistes n'avaient pas de défauts, nous avons percés la plaque en utilisant dans un premier temps un foret de 5mm afin de percer les trois trous servant à connecter les borniers. Nous avons ensuite utilisés un foret de 0,8mm afin de percer les trous du porte-fusible, et des TO220, nécessitants d'être plus gros car les pattes de ces derniers ont un diamètre supérieur à celui des autres composants. Nous avons alors percés tous les autres trous avec un foret de diamètre 0,6mm.

La carte est maintenant prête pour le soudage. Pour cela, nous nous sommes servis du routage réalisé sur CAO afin de connaître l'emplacement des composants ainsi que celui des vias. Une fois vérifié que tous les composants rentrent bien à leur emplacement, nous avons commencés par souder les composants les plus bas puis, nous avons soudés les composants plus hauts par la suite afin de ne pas être gêné. Tous les composants ayant des pistes en dessous et au dessus de la carte ont été soudés des deux côtés afin d'assurer les connexions. Enfin, nous avons pris la précaution de ne pas placer le SG3528 et le TC4426 pendant que nous réalisions les soudures afin de ne pas faire chauffer les circuits intégrés.

Une fois les composants soudés, nous obtenons alors la carte suivante :



Photographie de la carte du hacheur terminé

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

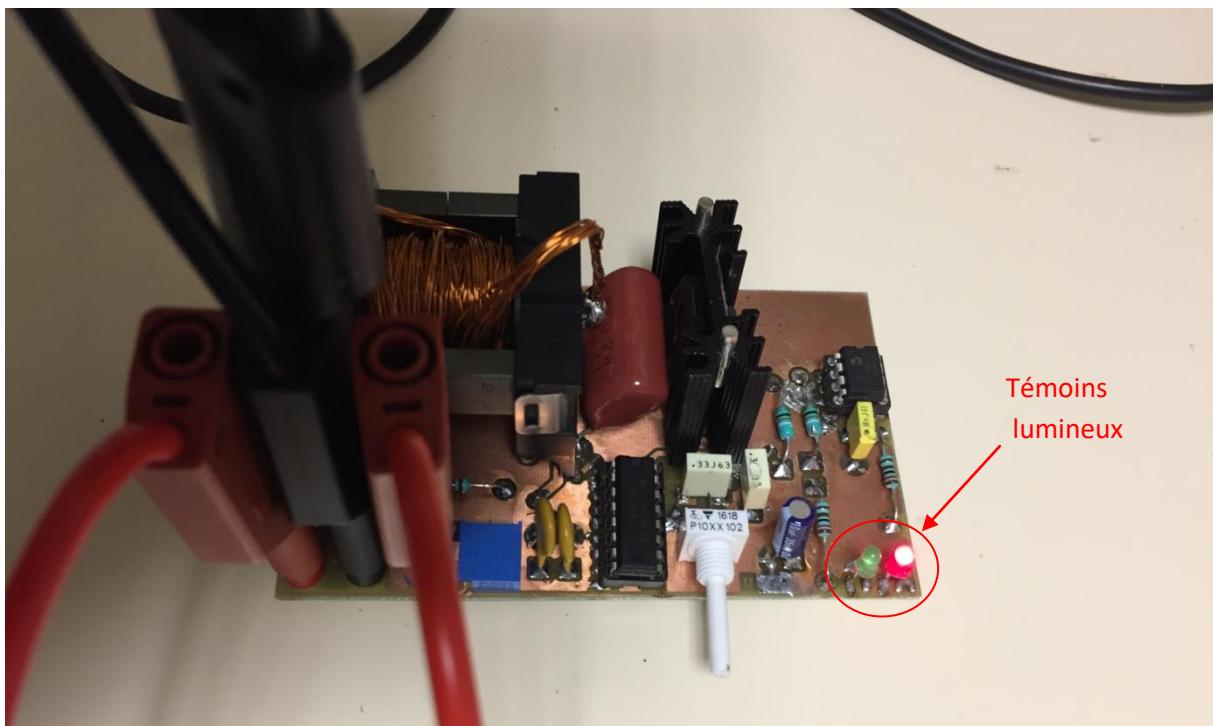
M. SOHIER

M. HENRY

### 6.3 Tests et dépannages

La carte étant maintenant terminée, nous pouvons procéder à des tests afin de valider que celle-ci remplit bien les critères stipulés dans le cahier des charges.

Ainsi, lors des tests effectués, nous avons pu remarquer que la led rouge servant à indiquer que la source est branchée en sens inverse, s'est allumée. Le montage étant correctement alimenté, je pense que cela est dû à une mauvaise soudure. Le signal Vcc est probablement connecté à la masse quelque part sur la carte. La led étant branchée à l'envers afin de ne pas laisser passer le courant lorsque celui-ci est dans le bon sens, cela expliquerait que la led rouge s'allume et non la led verte. Néanmoins, je n'ai pas trouvé où se situait ce problème et je n'ai pas eu le temps de terminer le dépannage de la carte.



Photographie du test de la carte

De plus, nous pouvons noter que, en augmentant la tension d'entrée à 12V comme stipulée par le cahier des charges, la led rouge s'éteint et la led verte s'allume, ce qui n'est pas cohérent avec la théorie précédemment évoquée. En faisant varier le rapport cyclique, la tension de sortie ne varie pas et reste également à 12V. Enfin, au bout de quelques secondes, le MOS a commencé à trop chauffer et fumer.

La carte réalisée ne fonctionne donc pas correctement pour le moment mais, des dépannages seront effectués afin de remplir le cahier des charges et ainsi alimenter une lampe de 25W en 24V à partir d'une tension d'alimentation de 12V.

---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Conclusion

Au terme de ce projet de réalisation, nous avons pu conforter nos acquis de la première année ainsi que ceux du semestre 3, en utilisant l'ensemble de nos connaissances, au travers de la réalisation méthodique et autonome d'un hacheur de puissance permettant d'obtenir une tension de sortie de 24V pour une charge de 25W, avec une tension d'entrée de 12V.

J'ai apprécié travailler sur ce projet car ce fut l'occasion d'apprendre à gérer un véritable projet sur une longue durée sans bénéficier de l'aide d'un binôme, ce qui permet une bien meilleure compréhension et une meilleure maîtrise du sujet malgré la charge de travail supplémentaire. De plus, l'aspect utile de ce montage abordé lors de cette ER a été une source de motivation, c'est pourquoi je tire un bilan positif de ce projet.

Je pense par ailleurs que ce projet pourrait être amélioré en y intégrant l'étude de la CAO sur SolidWorks afin de réaliser par exemple un boîtier en 3D grâce à l'imprimante 3D du département, dans lequel nous placerions notre circuit afin d'aboutir à un projet fini et fonctionnel.

Enfin, ce projet de hacheur élévateur va me permettre de réaliser un hacheur de type buck-boost pour le prochain projet d'ER sur le sujet de la soufflerie, afin de faire varier la vitesse de moteurs soit en la diminuant, soit en l'augmentant par rapport à la vitesse originale.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Nomenclature des composants

- Partie commande :

Repère	Qté	Désignation	Fabricant	Référence fabricant	Distributeur	Code commande	UDV	Prix unitaire	Total pour 1 module	Total achat
SG2	1	Régulateur de largeur d'impulsion SG3524	Texas Instruments	SG3524N	RADIOSPARES	428-521	1	1,60€	1,60€	1,60€
Driver1	1	Driver TC4426	Microchip	TC4426CPA	RADIOSPARES	207-0174	1	1,62€	1,62€	1,62€
R1-2	2	Résistance RS Pro 100Ω, 1/4W	RS Pro	-	RADIOSPARES	707-7587	10	1,15€	1,50€	1,50€
R7-8;10	3	Résistance 1,2KΩ, 1/4W	RS Pro	-	RADIOSPARES	707-7678	10	0,16€	1,60€	1,60€
C2 ;7;9	5	Condensateur 16nF	KEMET	R82MC2100 DQ50J	RADIOSPARES	312-1683	10	0,199€	1,99€	1,99€
RV4	1	Potentiomètre pour la tension	Vishay	P10XXA1104 KB30	RADIOSPARES	790-4237	1	3,38€	3,38€	3,38€
RV3	1	Potentiomètre trimmer 10kΩ	Bourns	3296Y-1-103LF	RADIOSPARES	522-0079	1	2,74€	2,74€	2,74€
C1;6	2	Condensateur fréquence 1,5nF	RS Pro	-	RADIOSPARES	495-874	5	6,326€	31,63€	31,63€
C8	1	Condensateur électrolytique 4,7µF	Nichicon	QXK2E475K TP	RADIOSPARES	755-4444	2	2,97€	5,94€	5,94€
D5	1	Led verte	Kingbright	L-53GD	RADIOSPARES	228-6004	5	0,24€	1,20€	1,20€
D4	1	Led rouge	Kingbright	L-53HD	RADIOSPARES	228-5988	5	0,271€	1,355€	1,355€
<b>TOTAL</b>								<b>54,55€</b>	<b>54,55€</b>	

GALLAND Jérémie

## Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

#### - Partie puissance :

Repère	Qté	Désignation	Fabricant	Référence fabricant	Distributeur	Code commande	UDV	Prix unitaire	Total pour 1 module	Total achat
D3	1	Diode de puissance : MBR20100CT	MULTICOMP	MBR20100CT	FARNELL	2675797	5	1,37€	1,37€	1,37€
Q1	1	MOSFET : IRF630	STMICRO ELECTRONICS	IRF630..	FARNELL	9802380	5	0,862€	0,862€	0,862€
C4	1	Condensateur 4,7µF	KEMET	C340C475M5 U5TA	FARNELL	1457712	1	4,24€	4,24€	4,24€
F1	1	Porte-fusible	SCHURTER	0031.8201	FARNELL	1162740	5	0,433€	0,433€	0,433€
Conn_In	1	Bornier rouge	CLIFF ELECTRONIC	FCR7350R	FARNELL	1854508	1	6,51€	6,51€	6,51€
Conn_GND	1	Bornier noir	CLIFF ELECTRONIC	FCR7350B	FARNELL	1854507	1	6,51€	6,51€	6,51€
Conn_Out	1	Bornier bleu	CLIFF ELECTRONIC	FCR7350L	FARNELL	1854511	1	2,82€	2,82€	2,82€
-	2	Radiateurs	AAVID THERMALLOY	6399BG	FARNELL	1213474	1	2,68€	2,68€	5,36€
L1	1								Bobine	
-	-	Fil de cuivre	PRO POWER	RRP-C-105	FARNELL	146182	1	17,37€	17,37€	17,37€
-	1	Carcasse	EPCOS	B66359W10 13T001	RADIOSPARES	125-3669	10	1,736€	17,36€	17,36€
-	2	Ferrite	EPCOS	B66361G00 00X127	RADIOSPARES	483-3573	5	4,66€	4,66€	4,66€
<b>TOTAL</b>									<b>64,81€</b>	<b>67,49€</b>

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## BONUS

En conclusion, j'évoquais l'idée de réaliser un petit boîtier en CAO sur Solidworks, dans lequel nous pourrions placer notre circuit imprimé afin d'en faciliter l'utilisation et la compréhension. Je trouvais dommage d'évoquer simplement l'idée sans la concrétiser, c'est pourquoi j'ai conçu sur Solidworks un petit boîtier dans lequel placer notre carte. Ce projet pourra être imprimé grâce à l'imprimante 3D du département. Nous pourrons alors placer la carte en la rentrant par le dessus qui est ouvert, et que nous refermerons grâce à une pièce venant coulisser dans l'emboîtement prévu à cet effet. Cette pièce comportera des ouvertures afin d'évacuer la chaleur dissipée par les radiateurs.

Ainsi, nous pourrons connecter les câbles d'entrée, de sortie et de masse, grâce au trou sur la gauche du boîtier. La fréquence d'oscillation et la tension de sortie pourront également être réglés grâce à de petits trous permettant d'insérer la partie tournante des potentiomètres.

Enfin, en complément, nous pouvons ajouter un module afin d'afficher la tension d'entrée et de sortie. Dans un premier temps, je pensais réaliser ce module grâce à une carte Arduino reliée à un écran LCD. Néanmoins, j'ai pensé qu'il serait plus simple et plus pratique d'utiliser deux petits voltmètres dont la couleur d'affichage de la tension correspondrait à celle des connecteurs (rouge pour la tension d'entrée et bleu pour la tension de sortie). Ces petits voltmètres sont les suivants :



Capture d'écran des voltmètres bleu et rouge

Ces voltmètres sont commandables via le lien suivant :

[https://www.amazon.fr/gp/product/B07DQS3PWW/ref=ox\\_sc\\_act\\_title\\_1?smid=A1RFYYE5XPATGU&th=1](https://www.amazon.fr/gp/product/B07DQS3PWW/ref=ox_sc_act_title_1?smid=A1RFYYE5XPATGU&th=1)

Ainsi, le rendu de la pièce créée est le suivant :

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY



Capture d'écran de la pièce réalisée en 3D



Capture d'écran de la pièce réalisée en 3D

A noter que la case dédiée à l'écran LCD sera modifiée afin de pouvoir y placer les deux voltmètres décrits précédemment et non un écran LCD.

---

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Webographie

Types de condensateurs Wikipédia :

[https://fr.wikipedia.org/wiki/Condensateur\\_\(%C3%A9lectricit%C3%A9\)](https://fr.wikipedia.org/wiki/Condensateur_(%C3%A9lectricit%C3%A9))

Choix des condensateurs :

<http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM24/RM24G/RM24G12.html>

Principe de fonctionnement du hacheur :

<https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/le-hacheur-serie-principe-de-fonctionnement>

Animation variateur de vitesse :

<https://www.edumedia-sciences.com/fr/media/392-variateur-de-vitesse-dune-mcc>

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

**Annexes :****Annexe 1 : Datasheet du SG3524****SGx524 Regulating Pulse-Width Modulators****1 Features**

- Complete Pulse-Width Modulation (PWM) Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for Single-Ended or Push-Pull Applications
- 8 mA (TYP) Standby Current

**2 Applications**

- Transformer-coupled DC/DC convertors
- Switching-regulators of any polarity

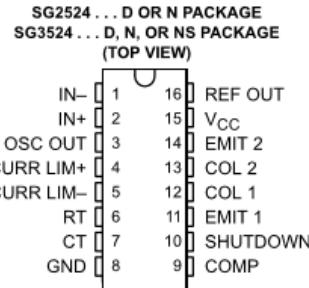
**3 Description**

The SG2524 and SG3524 devices incorporate all the functions required in the construction of a regulating power supply, inverter, or switching regulator on a single chip. They also can be used as the control element for high-power-output applications. The SG2524 and SG3524 were designed for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-to-dc converters, transformerless voltage doublers, and polarity-converter applications employing fixed-frequency, pulse-width modulation (PWM) techniques. The complementary output allows either single-ended or push-pull application. Each device includes an on-chip regulator, error amplifier, programmable oscillator, pulse-steering flip-flop, two uncommitted pass transistors, a high-gain comparator, and current-limiting and shutdown circuitry.

**Device Information<sup>(1)</sup>**

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE (NOM)
SGx524	SOIC (16)	9.90 mm × 3.91 mm
	PDIP (16)	9.90 mm × 6.35 mm
	NS (16)	10.30 mm × 5.30 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

**4 Pinout Drawing**

**⚠ An IMPORTANT NOTICE** at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

GALLAND Jérémy

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY



SG2524, SG3524

SLVS077E – APRIL 1977 – REVISED JANUARY 2015

www.ti.com

## 7 Specifications

### 7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)<sup>(1)</sup>

		MIN	MAX	UNIT
V <sub>CC</sub>	Supply voltage <sup>(2)(3)</sup>		40	V
I <sub>CC</sub>	Collector output current		100	mA
I <sub>O(ref)</sub>	Reference output current		50	mA
	Current through CT terminal	-5		mA
T <sub>J</sub>	Maximum junction temperature		150	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260	°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature range	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* table may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* table are not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values are with respect to network ground terminal.
- (3) The reference regulator may be bypassed for operation from a fixed 5-V supply by connecting the VCC and reference output (REF OUT) pin both to the supply voltage. In this configuration, the maximum supply voltage is 6 V.

### 7.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
V <sub>(ESD)</sub>	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001, all pins <sup>(1)</sup>	1000	V
		Charged device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101, all pins <sup>(2)</sup>	1000	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

### 7.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

			MIN	MAX	UNIT
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage		8	40	V
	Reference output current		0	50	mA
	Current through CT terminal	-0.03	-2		mA
R <sub>T</sub>	Timing resistor	1.8	100		kΩ
C <sub>T</sub>	Timing capacitor	0.001	0.1		μF
T <sub>A</sub>	Operating free-air temperature	SG2524	-25	85	°C
		SG3524	0	70	

### 7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>	SGx524			UNIT	
	D	N	NS		
	16 PINS				
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-ambient thermal resistance <sup>(2)(3)</sup>	73	67	64	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).
- (2) Maximum power dissipation is a function of T<sub>J(max)</sub>, θ<sub>JA</sub>, and T<sub>A</sub>. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is PD = (T<sub>J(max)</sub> – T<sub>A</sub>)/θ<sub>JA</sub>. Operation at the absolute maximum TJ of 150°C can impact reliability.
- (3) The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

**SG2524, SG3524**

SLVS077E – APRIL 1977 – REVISED JANUARY 2015

[www.ti.com](http://www.ti.com)**7.6 Electrical Characteristics — Continued, Both Parts**over operating free-air temperature range,  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $f = 20 \text{ kHz}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>(1)</sup>	MIN	TYP <sup>(2)</sup>	MAX	UNIT
<b>Oscillator section</b>					
$f_{osc}$	Oscillator frequency $C_T = 0.001 \mu\text{F}$ , $R_T = 2 \text{ k}\Omega$	450			kHz
	Standard deviation of frequency <sup>(3)</sup>	All values of voltage, temperature, resistance, and capacitance constant	5		—
$\Delta f_{osc}$	Frequency change with voltage $V_{CC} = 8 \text{ V to } 40 \text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		1%		—
	Frequency change with temperature $T_A = \text{MIN to MAX}$		2%		—
	Output amplitude at OSC OUT $T_A = 25^\circ\text{C}$	3.5			V
$t_W$	Output pulse duration (width) at OSC OUT $C_T = 0.01 \mu\text{F}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5			$\mu\text{s}$
<b>Output section</b>					
$V_{(BR)CE}$	Collector-emitter breakdown voltage	40			V
	Collector off-state current $V_{CE} = 40 \text{ V}$	0.01	50		$\mu\text{A}$
$V_{sat}$	Collector-emitter saturation voltage $I_C = 50 \text{ mA}$	1	2		V
$V_O$	Emitter output voltage $V_C = 20 \text{ V}$ , $I_E = -250 \mu\text{A}$	17	18		V
$t_r$	Turn-off voltage rise time $R_C = 2 \text{ k}\Omega$	0.2			$\mu\text{s}$
$t_f$	Turn-on voltage fall time $R_C = 2 \text{ k}\Omega$	0.1			$\mu\text{s}$
<b>Comparator section</b>					
	Maximum duty cycle, each output	45%			
$V_{IT}$	Input threshold voltage at COMP Zero duty cycle	1			V
	Maximum duty cycle	3.5			
$I_{IB}$	Input bias current	-1			$\mu\text{A}$
<b>Current limiting section</b>					
$V_I$	Input voltage range	-1	1		V
$V_{(SENSE)}$	Sense voltage at $T_A = 25^\circ\text{C}$	175	200	225	mV
	Temperature coefficient of sense voltage	0.2			$\text{mV}/^\circ\text{C}$
<b>Total Device</b>					
$I_{st}$	Standby current $V_{CC} = 40 \text{ V}$ , IN-, CURR LIM+, $C_T$ , GND, COMP, EMIT 1, EMIT 2 grounded, IN+ at 2 V, All other inputs and outputs open	8	10		mA

(1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

(2) All typical values, except for temperature coefficients, are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

(3) Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean, as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N-1} (x_n - \bar{x})^2}{N-1}}$$

GALLAND Jérémy

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

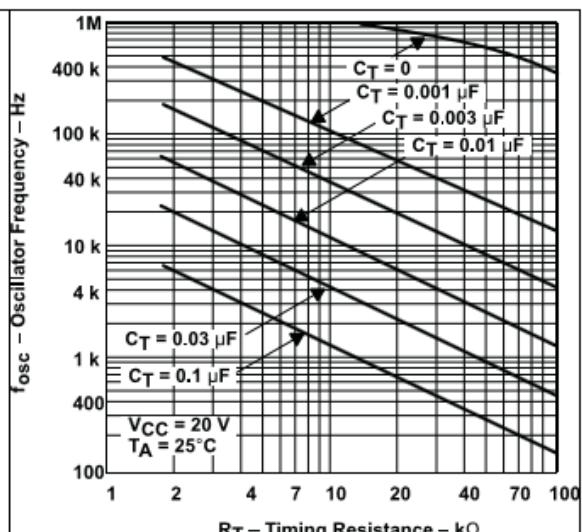
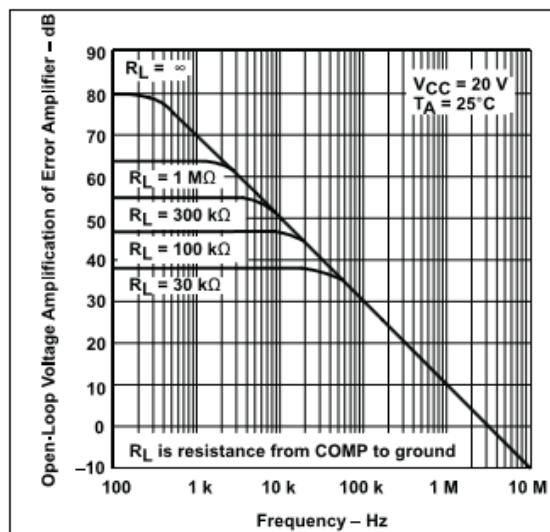
M. HENRY

[www.ti.com](http://www.ti.com)

SG2524, SG3524

SLVS077E -APRIL 1977-REVISED JANUARY 2015

### 7.7 Typical Characteristics



GALLAND Jérémy

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY



www.ti.com

SG2524, SG3524

SLVS077E –APRIL 1977–REVISED JANUARY 2015

## 9 Detailed Description

### 9.1 Overview

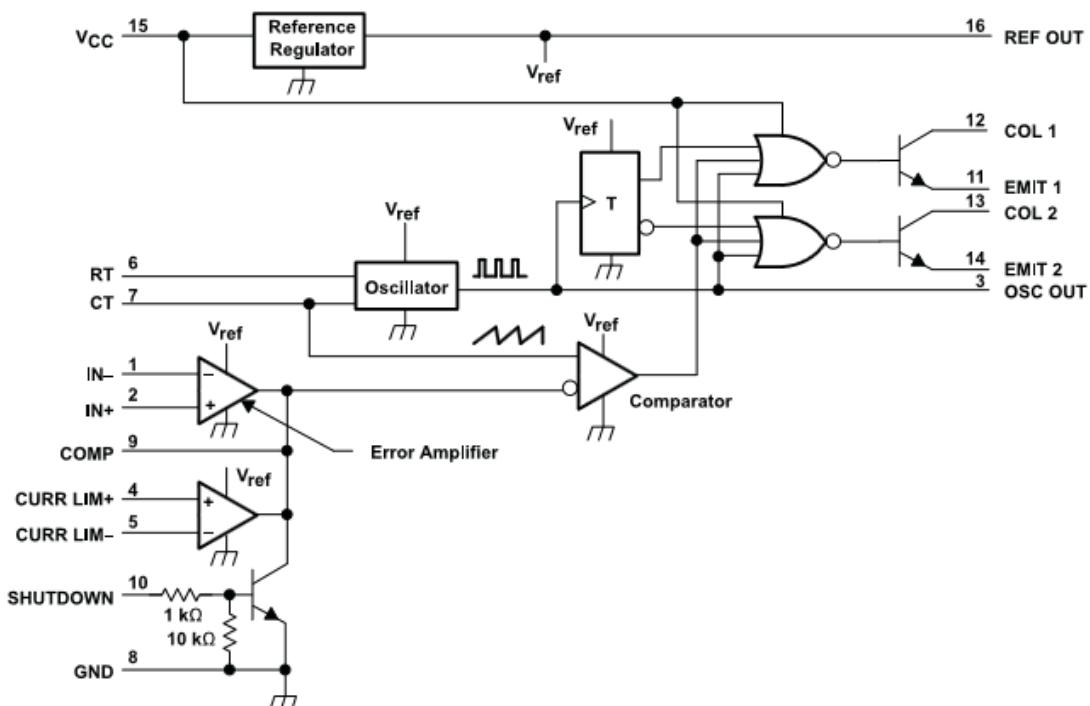
SGx524 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) voltage-regulator control circuit. The regulator operates at a fixed frequency that is programmed by one timing resistor,  $R_T$ , and one timing capacitor,  $C_T$ .  $R_T$  establishes a constant charging current for  $C_T$ . This results in a linear voltage ramp at  $C_T$ , which is fed to the comparator, providing linear control of the output pulse duration (width) by the error amplifier.

The SGx524 contains an onboard 5-V regulator that serves as a reference, as well as supplying the SGx524 internal regulator control circuitry. The internal reference voltage is divided externally by a resistor ladder network to provide a reference within the common-mode range of the error amplifier as shown in Figure 11, or an external reference can be used.

The output is sensed by a second resistor divider network and the error signal is amplified. This voltage is then compared to the linear voltage ramp at  $C_T$ . The resulting modulated pulse out of the high-gain comparator then is steered to the appropriate output pass transistor (Q1 or Q2) by the pulse-steering flip-flop, which is synchronously toggled by the oscillator output. The oscillator output pulse also serves as a blanking pulse to ensure both outputs are never on simultaneously during the transition times. The duration of the blanking pulse is controlled by the value of  $C_T$ .

The outputs may be applied in a push-pull configuration in which their frequency is one-half that of the base oscillator, or paralleled for single-ended applications in which the frequency is equal to that of the oscillator. The output of the error amplifier shares a common input to the comparator with the current-limiting and shut-down circuitry and can be overridden by signals from either of these inputs. This common point is pinned out externally via the COMP pin, which can be employed to either control the gain of the error amplifier or to compensate it. In addition, the COMP pin can be used to provide additional control to the regulator.

### 9.2 Functional Block Diagram



A. Resistor values shown are nominal.

GALLAND Jérémy

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Annexe 2 : Datasheet du TC4426



# MICROCHIP TC4426M/TC4427M/TC4428M

## 1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers

### Features

- High Peak Output Current – 1.5A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
  - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability – 1000 pF in 25 ns (typ.)
- Short Delay Times – 40 ns (typ.)
- Matched Rise and Fall Times
- Low Supply Current:
  - With Logic '1' Input – 4 mA
  - With Logic '0' Input – 400 µA
- Low Output Impedance – 7Ω
- Latch-Up Protected: Will Withstand 0.5A Reverse Current
- Input: Will Withstand Negative Inputs Up to 5V
- ESD Protected – 4 kV
- Pin-Compatible with the TC426M/TC427M/TC428M, TC4426AM/TC4427AM/TC4428AM Devices
- Wide Operating Temperature Range:
  - -55°C to +125°C
- See TC4426/TC4427/TC4428 data sheet (DS2142) for additional temperature range and packaging offerings

### Applications

- Switch-mode Power Supplies
- Line Drivers
- Pulse Transformer Drive

### General Description

The TC4426M/TC4427M/TC4428M are improved versions of the earlier TC426M/TC427M/TC428M family of MOSFET drivers. The TC4426M/TC4427M/TC4428M devices have matched rise and fall times when charging and discharging the gate of a MOSFET.

These devices are highly latch-up resistant under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500 mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against Electrostatic Discharge (ESD) up to 4 kV.

The TC4426M/TC4427M/TC4428M MOSFET drivers can easily charge/discharge 1000 pF gate capacitances in under 30 ns and provide low enough impedances in both the on and off states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

The TC4426AM/TC4427AM/TC4428AM family of devices are also compatible drivers. The TC4426AM/TC4427AM/TC4428AM devices have matched leading and falling edge input-to-output delay times, in addition to the matched rise and fall times of the TC4426M/TC4427M/TC4428M devices.

### Package Types

8-Pin CERDIP	TC4426M	TC4427M	TC4428M
NC [1]	● [8]	NC	NC
IN A [2]	[7] OUT A	OUT A	OUT A
GND [3]	[6] V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>
IN B [4]	[5] OUT B	OUT B	OUT B
TC4426M	TC4427M	TC4428M	

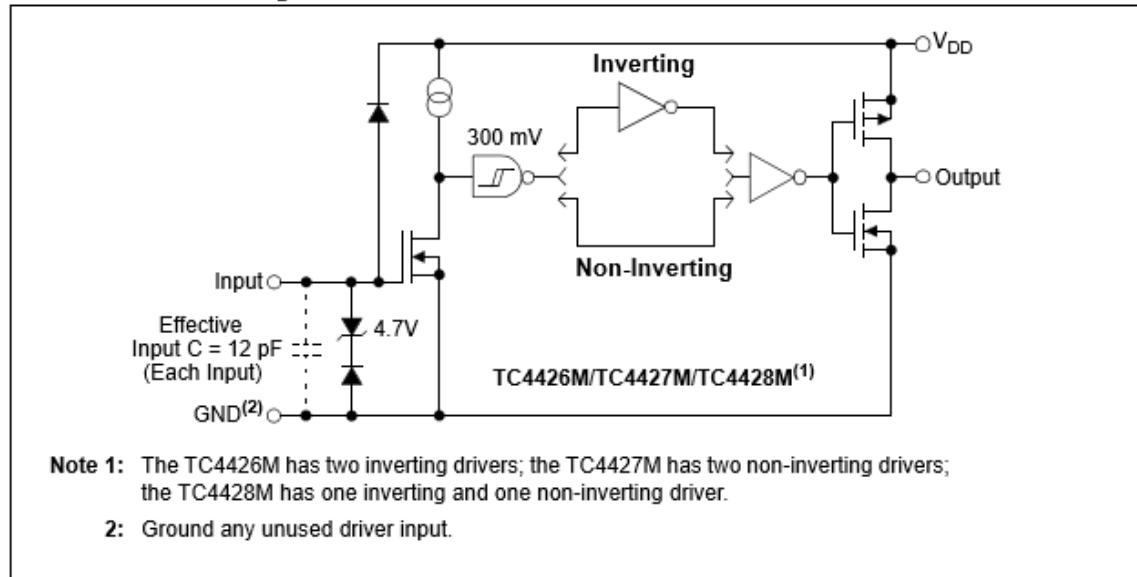
# TC4426M/TC4427M/TC4428M

---



---

Functional Block Diagram



**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

# TC4426M/TC4427M/TC4428M

---

## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### Absolute Maximum Ratings †

Supply Voltage .....	+22V
Input Voltage, IN A or IN B .....	(V <sub>DD</sub> + 0.3V) to (GND – 5V)
Storage Temperature Range.....	-65°C to +150°C
Maximum Junction Temperature.....	+150°C

† Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## DC CHARACTERISTICS

**Electrical Specifications:** Unless otherwise noted, T<sub>A</sub> = +25°C with 4.5V ≤ V<sub>DD</sub> ≤ 18V.

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic '1', High Input Voltage	V <sub>IH</sub>	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V <sub>IL</sub>	—	—	0.8	V	
Input Current	I <sub>IN</sub>	-1.0	—	+1.0	µA	0V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
<b>Output</b>						
High Output Voltage	V <sub>OH</sub>	V <sub>DD</sub> – 0.025	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	V <sub>OL</sub>	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance	R <sub>O</sub>	—	7	10	Ω	I <sub>OUT</sub> = 10 mA, V <sub>DD</sub> = 18V
Peak Output Current	I <sub>PK</sub>	—	1.5	—	A	V <sub>DD</sub> = 18V
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I <sub>REV</sub>	—	>0.5	—	A	Duty cycle ≤ 2%, t ≤ 300 µs V <sub>DD</sub> = 18V
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	t <sub>R</sub>	—	19	30	ns	Figure 4-1
Fall Time	t <sub>F</sub>	—	25	30	ns	Figure 4-1
Delay Time	t <sub>D1</sub>	—	20	30	ns	Figure 4-1
Delay Time	t <sub>D2</sub>	—	40	50	ns	Figure 4-1
<b>Power Supply</b>						
Power Supply Current	I <sub>S</sub>	—	—	4.5	mA	V <sub>IN</sub> = 3V (Both inputs)
		—	—	0.4	mA	V <sub>IN</sub> = 0V (Both inputs)

Note 1: Switching times ensured by design.

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

# TC4426M/TC4427M/TC4428M

---

## DC CHARACTERISTICS (OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE)

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic '1', High Input Voltage	$V_{IH}$	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	$V_{IL}$	—	—	0.8	V	
Input Current	$I_{IN}$	-10	—	+10	$\mu A$	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
<b>Output</b>						
High Output Voltage	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC Test
Low Output Voltage	$V_{OL}$	—	—	0.025	V	DC Test
Output Resistance	$R_O$	—	9	12	$\Omega$	$I_{OUT} = 10 mA, V_{DD} = 18V$
Peak Output Current	$I_{PK}$	—	1.5	—	A	$V_{DD} = 18V$
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	$I_{REV}$	—	>0.5	—	A	Duty cycle $\leq 2\%$ , $t \leq 300 \mu s$ $V_{DD} = 18V$
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	$t_R$	—	—	40	ns	Figure 4-1
Fall Time	$t_F$	—	—	40	ns	Figure 4-1
Delay Time	$t_{D1}$	—	—	40	ns	Figure 4-1
Delay Time	$t_{D2}$	—	—	60	ns	Figure 4-1
<b>Power Supply</b>						
Power Supply Current	$I_S$	—	—	8.0	mA	$V_{IN} = 3V$ (Both inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both inputs)

**Note 1:** Switching times ensured by design.

## TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Temperature Ranges</b>						
Specified Temperature Range (M)	$T_A$	-55	—	+125	$^{\circ}C$	
Maximum Junction Temperature	$T_J$	—	—	+150	$^{\circ}C$	
Storage Temperature Range	$T_A$	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
<b>Package Thermal Resistances</b>						
Thermal Resistance, 8L-CERDIP	$\theta_{JA}$	—	150	—	$^{\circ}C/W$	

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

**Annexe 3 : Datasheet de la diode de puissance****MBR2030CT thru MBR20150CT**

SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS	REVERSE VOLTAGE - 30 to 150Volts FORWARD CURRENT - 20.0 Amperes								
<b>FEATURES</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Metal of silicon rectifier , majority carrier conduction</li> <li>● Guard ring for transient protection</li> <li>● Low power loss,high efficiency</li> <li>● High current capability,low VF</li> <li>● High surge capacity</li> <li>● Plastic package has UL flammability classification 94V-0</li> <li>● For use in low voltage,high frequency inverters,free wheeling, and polarity protection applications</li> </ul> <b>MECHANICAL DATA</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Case: TO-220AB molded plastic</li> <li>● Polarity: As marked on the body</li> <li>● Weight: 0.08ounces,2.24 grams</li> <li>● Mounting position :Any</li> </ul>	<p>TO-220AB</p> <p>Dimensions in inches and (millimeters)</p>								
<b>MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS</b>									
Rating at 25°C ambient temperature unless otherwise specified. Single phase, half wave ,60Hz, resistive or inductive load. For capacitive load, derate current by 20%									
CHARACTERISTICS	SYMBOL	MBR 2030CT	MBR 2040CT	MBR 2050CT	MBR 2060CT	MBR 2080CT	MBR 20100CT	MBR 20150CT	UNIT
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>	30	40	50	60	80	100	150	V
Maximum RMS Voltage	V <sub>RMS</sub>	21	28	35	42	56	70	105	V
Maximum DC Blocking Voltage	V <sub>DC</sub>	30	40	50	60	80	100	150	V
Maximum Average Forward Rectified Current ( See Fig.1)	I(AV)					20.0			A
Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half Sine-Wave Super Imposed on Rated Load (JEDEC Method)	I <sub>FSM</sub>				150				A
Peak Forward Voltage (Note1) IF=10A @T <sub>J</sub> =25°C IF=10A @T <sub>J</sub> =125°C IF=20A @T <sub>J</sub> =25°C IF=20A @T <sub>J</sub> =125°C	V <sub>F</sub>		-	0.80	0.85	0.95			V
Maximum DC Reverse Current @T <sub>J</sub> =25°C at Rated DC Blocking Voltage @T <sub>J</sub> =125°C	I <sub>R</sub>	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	mA
Typical Junction Capacitance (Note2)	C <sub>J</sub>	400		320					pF
Typical Thermal Resistance (Note3)	R <sub>JC</sub>		1.5		3.5				°C/W
Operating Temperature Range	T <sub>J</sub>		-55 to +150						°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>		-55 to +175						°C
NOTES:1.300us pulse width,2% duty cycle.									
2.Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.									
3.Thermal resistance junction to case.									
4.The typical data above is for reference only(典型值仅供参考).									
REV. 6, 30-Dec-2014									

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

## Annexe 4 : Datasheet du MOSFET



**IRF630**  
**IRF630FP**

N-channel 200V - 0.35Ω - 9A TO-220/TO-220FP  
Mesh overlay™ II Power MOSFET

### General features

Type	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF630	200V	<0.40Ω	9A
IRF630FP	200V	<0.40Ω	9A

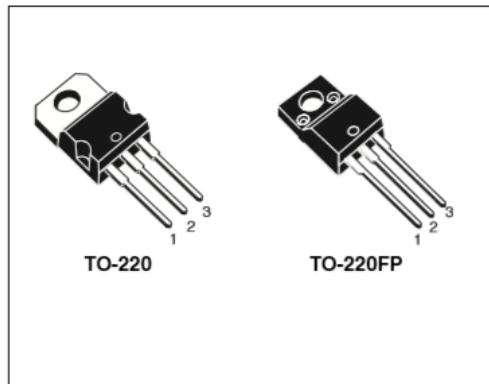
- Extremely high dv/dt capability
- Very low intrinsic capacitances
- Gate charge minimized

### Description

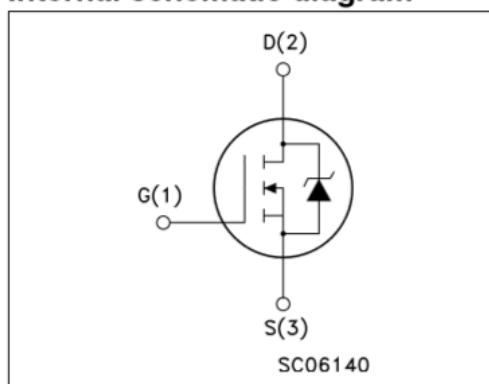
This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

### Applications

- Switching application



### Internal schematic diagram



### Order codes

Part number	Marking	Package	Packaging
IRF630	IRF630	TO-220	Tube
IRF630FP	IRF630FP	TO-220FP	Tube

**GALLAND Jérémy**

Formation initiale

Semestre 3

GEII 2

Université d'Orléans

Département GEII

M. SOHIER

M. HENRY

IRF630 - IRF630FP

Electrical ratings

# 1 Electrical ratings

**Table 1. Absolute maximum ratings**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220	TO-220FP	
$V_{DS}$	Drain-source voltage ( $V_{GS} = 0$ )	200		V
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage ( $R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$ )	200		V
$V_{GS}$	Gate-source voltage	$\pm 20$		V
$I_D$	Drain current (continuous) at $T_C = 25^\circ\text{C}$	9	$9^{(1)}$	A
$I_D$	Drain current (continuous) at $T_C=100^\circ\text{C}$	5.7	$5.7^{(1)}$	A
$I_{DM}^{(2)}$	Drain current (pulsed)	36	$36^{(1)}$	A
$P_{TOT}$	Total dissipation at $T_C = 25^\circ\text{C}$	75	30	W
	Derating factor	0.6	0.24	$\text{W}/^\circ\text{C}$
$dv/dt^{(3)}$	Peak diode recovery voltage slope	5		$\text{V}/\text{ns}$
$V_{ISO}$	Insulation withstand voltage (DC)	--	2000	V
$T_J$	Operating junction temperature	$-65 \text{ to } 150$		$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage temperature	150		

1. Limited only by maximum temperature allowed
2. Pulse width limited by safe operating area
3. ISD  $\leq 9\text{A}$ ,  $dI/dt \leq 300\text{A}/\mu\text{s}$ ,  $VDD \leq V(BR)DSS$ ,  $T_i \leq TJMAX$

**Table 2. Thermal data**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220	TO-220FP	
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case Max	1.67	4.17	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{thj-a}$	Thermal resistance junction-ambient Max	62.5		$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{thc-sink}$	Thermal resistance case-sink typ	0.5		$^\circ\text{C}/\text{W}$
$T_I$	Maximum lead temperature for soldering purpose	300		$^\circ\text{C}$

**Table 3. Avalanche characteristics**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche current, repetitive or not-repetitive (pulse width limited by $T_j$ Max)	9	A
$E_{AS}$	Single pulse avalanche energy (starting $T_j=25^\circ\text{C}$ , $I_d=I_{AR}$ , $Vdd=50\text{V}$ )	160	mJ