

Projet EE360

Réalisation d'un dévolteur buck

Auteurs : Estylos, caneuze

<https://github.com/Estylos/ATtiny85-buck-convert>

Distribué sous licence MIT

Sommaire

Introduction	3
Etude préliminaire	4
Génération du signal PWM et asservissement	8
Réalisation du circuit et résolution des problèmes	10
Mesures sur le montage	13
Conclusion	19
Bibliographie	20

Introduction

Ce projet se déroule dans le cadre du cours d'électronique de puissance EE360, du début du second semestre de troisième année filière EIS.

Parmi les trois types d'alimentations proposées, nous allons étudier et réaliser un hacheur série (buck converter). Il sera alimenté par une source de tension 24V continue, et devra fournir en sortie une tension continue, réglable entre 0 et 12V, pouvant délivrer un courant jusqu'à 2A. Enfin, il sera asservi pour que la tension de sortie soit en permanence la plus proche de celle demandée, quelle que soit la charge appliquée en sortie.

Le projet ne s'étalant que sur une semaine, nous nous limiterons aux composants en stock au magasin de l'école, ce qui en cas d'absence de composant recherché pourra entraîner une révision du précédent cahier des charges, en particulier sur le courant maximum pouvant être débité en sortie.

Etude préliminaire

Nous nous sommes en partie appuyés sur une [documentation](#) fournie par Texas Instruments, reprenant le schéma de base et le calcul des composants vus en cours.

Nous avons choisi une fréquence de découpage de 50kHz, pour qu'elle ne soit pas audible (donc supérieure à 20kHz), sans nécessité non plus de monter dans de plus hautes fréquences. Cela nous donne une période de découpage de 20μs.

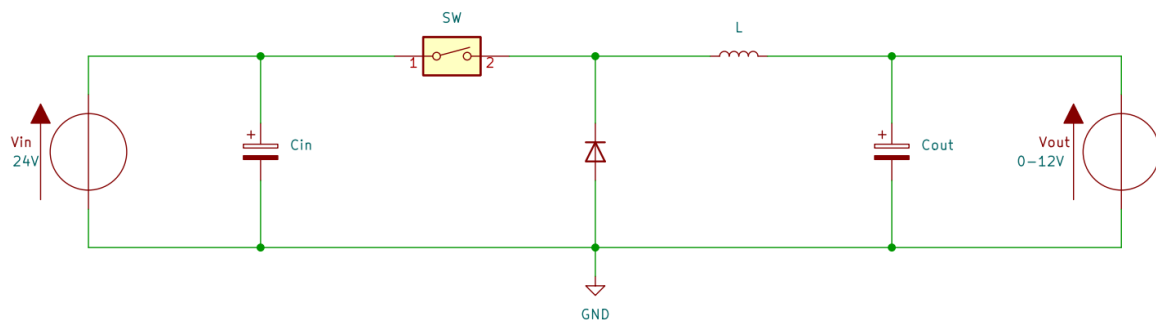


Schéma électrique de principe du buck

Principe de fonctionnement

Lorsque notre interrupteur est fermé, une tension négative est appliquée aux bornes de la diode ce qui la rend bloquante. Une différence de tension est présente aux bornes de l'inductance, ce qui force le courant à augmenter dans l'inductance et l'emmagasinement de l'énergie dans son champ magnétique. Pendant ce temps, le courant circule dans le condensateur C_{out} (qui se charge) et la charge.

Lorsque notre interrupteur est ouvert, la diode devient passante et il n'y a plus de tension d'entrée appliquée à l'inductance. Le flux magnétique ne peut pas s'annuler instantanément donc l'inductance se comporte comme une source de courant qui décroît. Pendant ce temps le courant circule dans la charge et revient par la diode. Lorsque le circuit est dans cet état, l'énergie du condensateur C_{out} se décharge dans la charge.

Le condensateur C_{in} a pour rôle d'atténuer les gros pics de tensions et fournit un certain courant à l'interrupteur à chaque commutation.

Mode de conduction continue et discontinue

Un convertisseur buck fonctionne en mode de conduction continue lorsque le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La plupart des convertisseurs bucks sont conçus pour fonctionner dans ce mode avec une charge nominale donnée par le constructeur. Il est à noter que dans ce mode les performances sont généralement meilleures, et il est aisé de calculer le courant maximal de sortie selon l'entrée et les caractéristiques de notre circuit.

De l'autre côté, un convertisseur buck fonctionne en mode de conduction discontinue lorsque le courant I_L traversant l'inductance s'annule sur un temps non nul. Cela se produit notamment sur un convertisseur buck à mode de conduction continue lorsque le courant de sortie est très faible. Ce mode de conduction provoque des ondulations de courant et de tension, mais la valeur du courant de sortie étant faible, cela n'a que peu d'impact sur la stabilité du circuit et les caractéristiques de nos composants.

Le cahier des charges nous demande de pouvoir délivrer un courant de sortie de 2A. Nous allons donc implémenter un hacheur série à conduction continue en suivant la méthode proposée par *Texas Instruments* dans leur note d'application [Basic Calculation of a Buck Converter](#). Ce document donne les formules permettant de calculer les valeurs de nos composants en considérant le fonctionnement du buck en mode de conduction continue.

Calcul de l'ondulation de courant I_L

Premièrement, nous allons estimer les ondulations de courant dans l'inductance par rapport au courant maximal en sortie à 20% (il est possible de monter à 40% selon TI). On obtient :

$$\Delta I_L = 0,2 \times I_{out\ max} = 0,2 \times 2 = 0,4A.$$

Calcul de l'inductance

Ensuite, une bonne estimation de l'inductance est donnée par le calcul suivant (en prenant $V_{out} = V_{out\ max} = 12V$ pour avoir la valeur minimum de L) :

$$L = \frac{V_{out} \times (V_{in} - V_{out})}{\Delta I_L \times f_{SW} \times V_{in}} = \frac{12 \times (24 - 12)}{0,4 \times 50 \cdot 10^3 \times 24} = \frac{12}{0,4 \times 50 \cdot 10^3 \times 2} = \frac{6}{20 \times 10^3} = 0,3mH = 300\mu H.$$

Cette valeur n'est pas disponible en magasin, on prendra la plus proche disponible : **L = 680μH**. En revanche, nous ne sommes pas parvenus à identifier précisément le composant récupéré pour obtenir sa datasheet. En particulier, nous ne connaissons pas le courant de saturation de l'inductance.

Maintenant que l'on dispose de la valeur de notre inductance, nous pouvons de nouveau calculer l'ondulation de courant en utilisant la formule suivante (en prenant $V_{out} = V_{out\ max} = 12V$ pour avoir la valeur maximum des oscillations) :

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{f_{SW} \times L} \times \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{24-12}{50 \cdot 10^3 \times 0,68 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} \times \frac{12}{24} = \frac{12}{34 \times 2} = \frac{6}{34} = \frac{3}{17} \simeq 0,18A.$$

Une inductance deux fois plus élevée prend plus de place, mais permet de diviser par deux les oscillations de courant.

Calcul des capacités

Si l'on fixe que l'ondulation de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1% de notre tension maximale de sortie, on a : $\Delta V_{out} = 0,01 \times V_{out\ max} = 0,01 \times 12 = 0,12V$.

La valeur de la capacité de sortie est déterminée par la formule suivante :

$$C_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{out}} = \frac{0,18}{8 \times 50 \cdot 10^3 \times 0,12} = \frac{1,5}{400 \cdot 10^3} = \frac{1,5}{4 \cdot 10^5} = 0,375 \cdot 10^{-5} = 3,75\mu F.$$

Les condensateurs céramique ont une très faible ESR ([*Equivalent Series Resistance*](#)), mais il n'y en a pas de cette capacité au magasin. On peut utiliser un condensateur électrolytique de plus haute capacité, prenant plus de place, mais permettant de garder une ESR basse. Les capacités de quelques centaines de μF ont généralement une ESR < 1Ω. L'ESR rajoute une ondulation de tension (en plus de dissiper une certaine puissance et ainsi dégrader l'efficacité du convertisseur) : $\Delta V_{out\ ESR} = ESR \times \Delta I_L$. Nous allons essayer de limiter cette dernière en prenant **C_{out} = 470μF**.

La valeur de la capacité en entrée a moins d'importance mais doit être de faible ESR également. On prendra donc **C_{in} = C_{out} = 470μF**.

Choix de la diode

Nous avons besoin d'une diode supportant un courant moyen dans le sens direct (forward) de $I_F = I_{out\ max} \times (1 - \frac{V_{out\ max}}{V_{in}}) = 2 \times (1 - \frac{12}{24}) = 2 \times \frac{1}{2} = 1A$. De plus, la tension de claquage doit être plus grande que 24V pour résister en inverse à notre tension d'entrée. Nous choisissons la diode **1N5401** qui a un max de 3A, une tension de claquage de 100V, et une tension de seuil de 1V.

Une diode Schottky aurait pu être utilisée s'il y en avait au magasin supportant les valeurs minimales calculées. Cela aurait permis une commutation plus rapide de la diode (bien qu'à 50 kHz, la diode de redressement ne devrait pas nous poser de problème), ainsi qu'une puissance dissipée dans la diode plus faible, étant donné que les diodes Schottky ont une tension de seuil de l'ordre de la centaine de millivolts.

Choix du transistor

Afin de réaliser le hachage, nous avons choisi d'utiliser un transistor **MOSFET à canal P 2N6845** supportant un courant $I_{D\ max}$ à -4A. Les MOSFET sont les plus communs pour ce genre d'applications, et permettent d'avoir de bonnes performances avec peu de pertes comparé à un transistor bipolaire. Nous avons pris un MOSFET à canal P car il a la particularité de commuter avec une tension V_{GS} négative. Ainsi la source du transistor doit être placée du côté où le potentiel est le plus haut (V_{in}) ce qui permet une commutation du 24V. L'utilisation d'un MOSFET canal N a été envisagé au début de projet, mais cela allait provoquer un problème car la source du transistor doit être placée à l'inverse, c'est à dire du côté où le potentiel est le plus bas (GND) résultant une commutation de la masse, ce qui aurait isolé notre charge de la masse de référence et aurait complexifié les mesures.

Génération du signal PWM et asservissement

Partie commande

Pour générer notre signal PWM à 50kHz, nous avons utilisé un microcontrôleur de la famille AVR : l'[ATtiny85](#) (U₃), qui fonctionne comme un microcontrôleur Arduino miniature. Devant être alimenté en 5V, nous utilisons un régulateur de tension linéaire (U₁) pour transformer les 24V de l'alimentation en 5V. L'ATtiny a une consommation d'une dizaine de milliampères, la puissance dissipée par le L7805 sera donc de l'ordre de la centaine de milliwatt.

Sur une entrée de l'ATtiny nous récupérons, via un potentiomètre (RV₁), la valeur de la tension de sortie demandée par l'utilisateur.

Le programme que nous avons implémenté dans le microcontrôleur contient un régulateur proportionnel, qui adapte le rapport cyclique du signal PWM pour rester au plus proche de la tension demandée. Pour ce faire, nous avons mis en place une rétroaction pour récupérer la tension de sortie (en passant par un pont diviseur pour ne pas avoir plus de 5V qui rentre dans l'ATtiny).

Il est à noter également que le signal PWM du microcontrôleur (0 ou 5V) passe par un optocoupleur (U₂) pour piloter le MOSFET (16,5 ou 24V). Une résistance en entrée de l'optocoupleur (R₅) permet de limiter le courant dans la diode du coupleur. Nous avons placé 4 capacités de découplage (C₁, C₂, C₃, C₄) afin d'éliminer au mieux les parasites sur l'alimentation du circuit de commande.

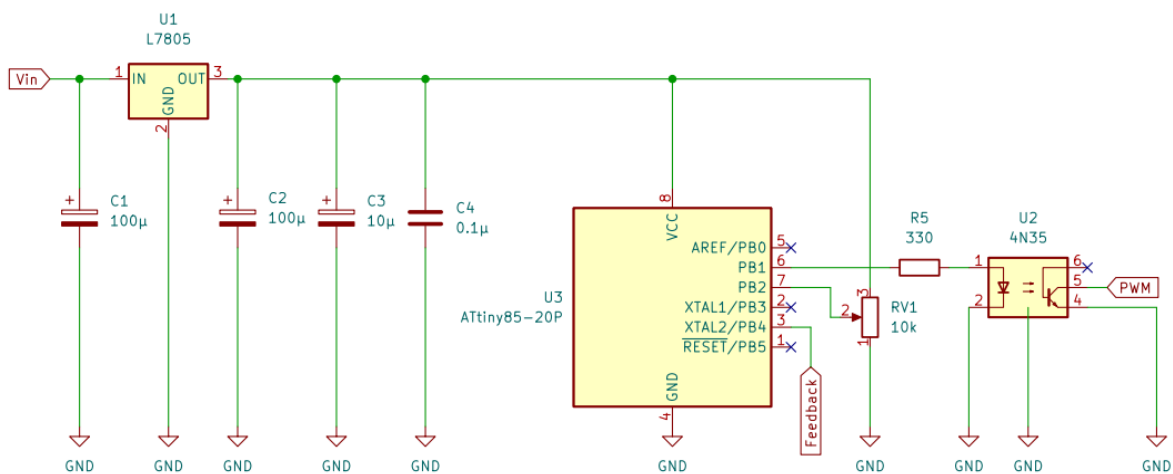


Schéma partie commande

Partie puissance

Intéressons nous désormais à la partie puissance. Nous y retrouvons bien la structure du buck présentée au début, ainsi que le pont diviseur pour la rétroaction mentionnée ci-dessus.

Quand le PWM est à l'état bas, le transistor de l'optocoupleur est bloqué, aucun courant n'arrive dans R_1 , la grille du transistor est mis à l'état haut (V_{in}) par une résistance de tirage (R_2) ainsi la tension grille-émetteur V_{GS} est à 0V, le MOSFET est bloqué, le buck est en mode "interrupteur ouvert".

Quand le PWM est à l'état haut (5V), le transistor de l'optocoupleur est passant, la résistance R_1 est connectée à la masse. Ainsi les résistances R_1 et R_2 forment un pont diviseur de tension :

$$V_{GS} = -V_{R2} = -\left(V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times V_{in}\right) = -\left(24 - \frac{330}{330 + 150} \times 24\right) = -(24 - 16,5) = -7,5V$$

Notre PMOS étant passant pour $V_{GS} < -4V$ (avec une limite maximale à $|V_{GS}| = 20V$) , ainsi le buck rentre en mode "interrupteur fermé".

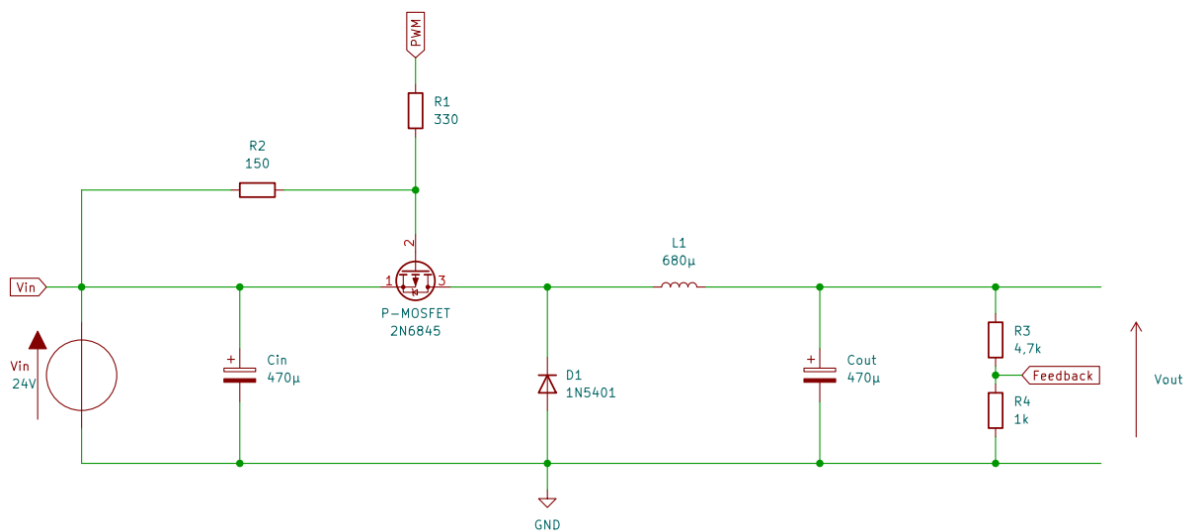
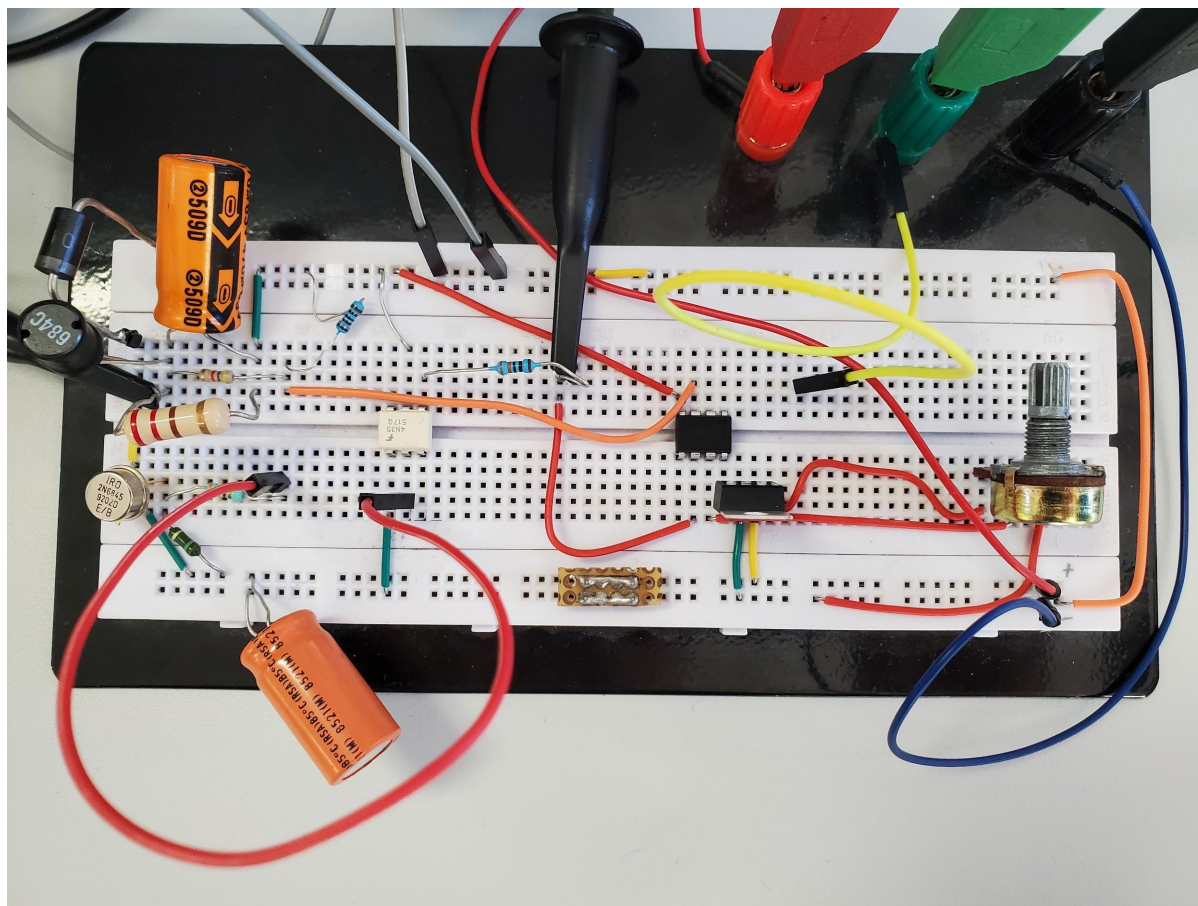


Schéma partie puissance

Réalisation du circuit et résolution des problèmes

Nous avons commencé par réaliser sur breadboard les parties puissance puis commande de notre montage.



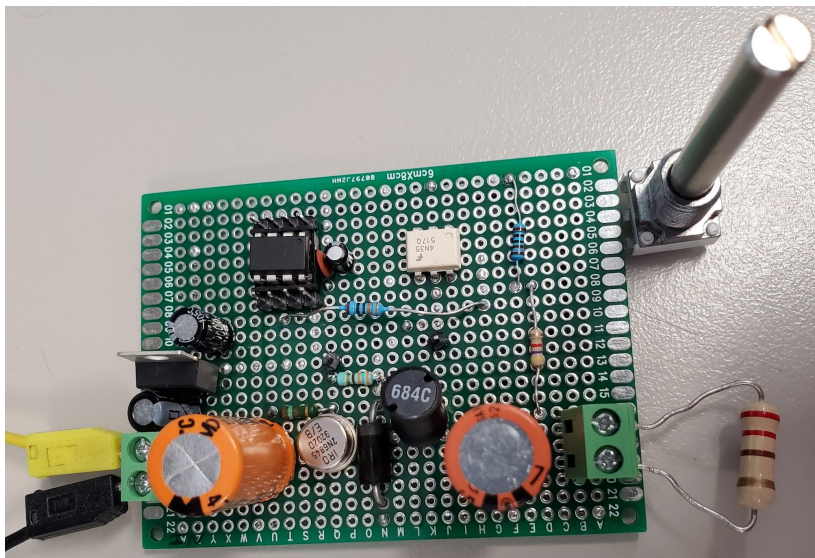
Montage sur Breadboard (puissance à gauche, commande à droite)

Lors de nos expérimentations sur breadboard, nous avons rencontré deux problèmes principaux.

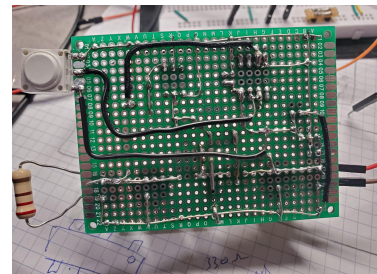
Premièrement, le montage (principalement au niveau de l'inductance) chauffait beaucoup. Comme dit précédemment, le magasin ne disposait pas de la datasheet de cette dernière, et nous ne sommes pas parvenus à le retrouver. En particulier, nous ne connaissions pas le courant de saturation de l'inductance. Ceci correspond à la limite à partir de laquelle le champ magnétique de la bobine sature et ne peut plus emmagasiner de flux : l'inductance risque de chuter, et le courant d'augmenter grandement. Nous avons donc réduit le cahier des charges en limitant le courant à 1A, et n'avons pas dépassé cette valeur en sortie, afin de ne pas prendre le risque d'endommager le montage.

Notre second problème a été un plantage de notre microcontrôleur. En effet, nous avons d'abord utilisé une carte Arduino Uno pour réaliser l'asservissement; le montage fonctionnait bien. Nous avons ensuite décidé de remplacer la carte Arduino par un ATtiny85, qui fonctionne de la même façon, mais qui prend beaucoup moins de place, et est donc mieux intégrable dans un montage. Aux premiers abords, le montage semblait fonctionner. Or, dès que l'on montait légèrement la puissance, plus rien ne fonctionnait, l'ATtiny plantait ou redémarrait en boucle et ne pouvait plus réguler le montage. Le problème a été résolu en plaçant des capacités de découplage au niveau de l'alimentation de l'ATtiny : 1 en entrée et 1 en sortie du régulateur 5V pour l'ATtiny (C_1 et C_2) et deux en entrée d'alimentation de l'ATtiny (C_3 et C_4). Nous pensons donc que sans ces condensateurs, le signal 5V alimentant notre contrôleur n'était pas assez propre ou lisse pour permettre son bon fonctionnement, ce qui visiblement ne dérangeait pas l'Arduino utilisé précédemment...

Quand tous les problèmes ont été résolus, et que le prototypage sur breadboard fonctionnait comme attendu, nous avons décidé de souder les composants sur une perfboard, pour obtenir une version plus compacte, conservable avec moins de pertes. Ci-dessous notre montage soudé sur perfboard.



Vue de dessus



Vue de dessous

En bas se trouve la partie puissance : l'alimentation 24V d'entrée à gauche, la sortie à droite (ici un résistor fait office de charge), les capas orange respectivement C_{in} et C_{out} , au milieu la diode avec à sa gauche le MOSFET et à sa droite l'inductance.

La partie haute constitue la partie commande : au dessus de C_{in} (à gauche) le régulateur 5V avec C_1 et C_2 pour le découplage, à sa droite se trouve notre microcontrôleur ATtiny avec C_3 et C_4 pour le découplage, en blanc l'optocoupleur, et à droite le potentiomètre.

Pour conclure, les différents composants que nous avons utilisés pour le montage final sur perfboard sont recensés dans le tableau ci-dessous.

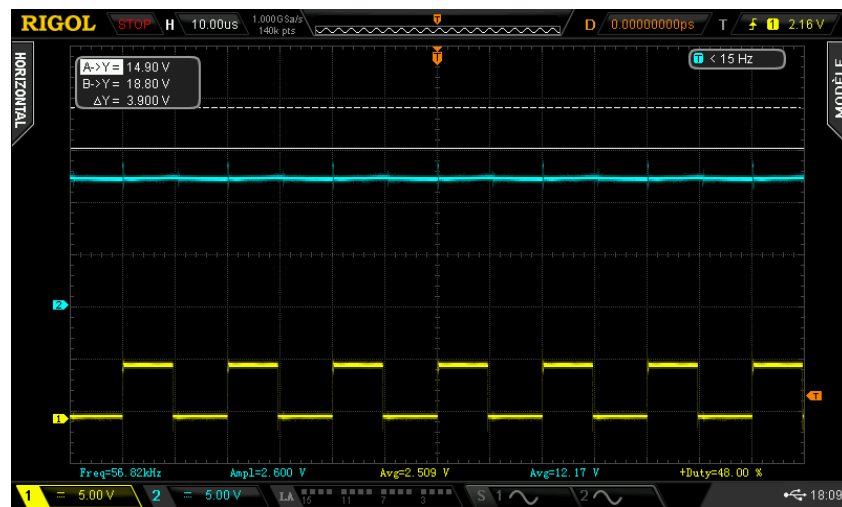
Nom sur le schéma	Type/Valeur
R1	Résistor 330 Ω
R2	Résistor 150 Ω
R3	Résistor 4,7k Ω
R4	Résistor 1k Ω
R5	Résistor 330 Ω
RV1	Potentiomètre 10k Ω
L1	Inductance 680 μ H
C1	Condensateur chimique polarisé 100 μ F (25V)
C2	Condensateur chimique polarisé 100 μ F (25V)
C3	Condensateur chimique polarisé 10 μ F (25V)
C4	Condensateur céramique 0,1 μ F
Cin	Condensateur chimique polarisé 470 μ F (63V)
Cout	Condensateur chimique polarisé 470 μ F (63V)
D1	Diode de redressement 1N5401 (100V 3A)
P-MOSFET	Transistor mosfet à canal P 2N6845 (-100V -4A)
U1	Régulateur de tension linéaire 5V L7805
U2	Optocoupleur 4N35 (70V 50mA)
U3	Microcontrôleur ATtiny85-20P

Liste des composants utilisés

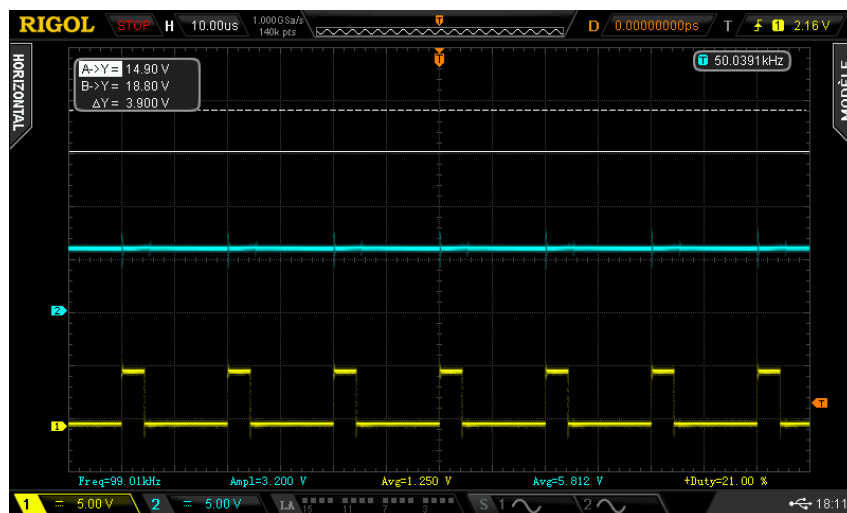
Mesures sur le montage

Signaux de sortie et de commande, résistor de 220Ω en guise de charge

Premièrement, nous avons capturé le signal PWM (en jaune) et la tension de sortie (en bleu) pour deux valeurs de tension de sortie désirées.



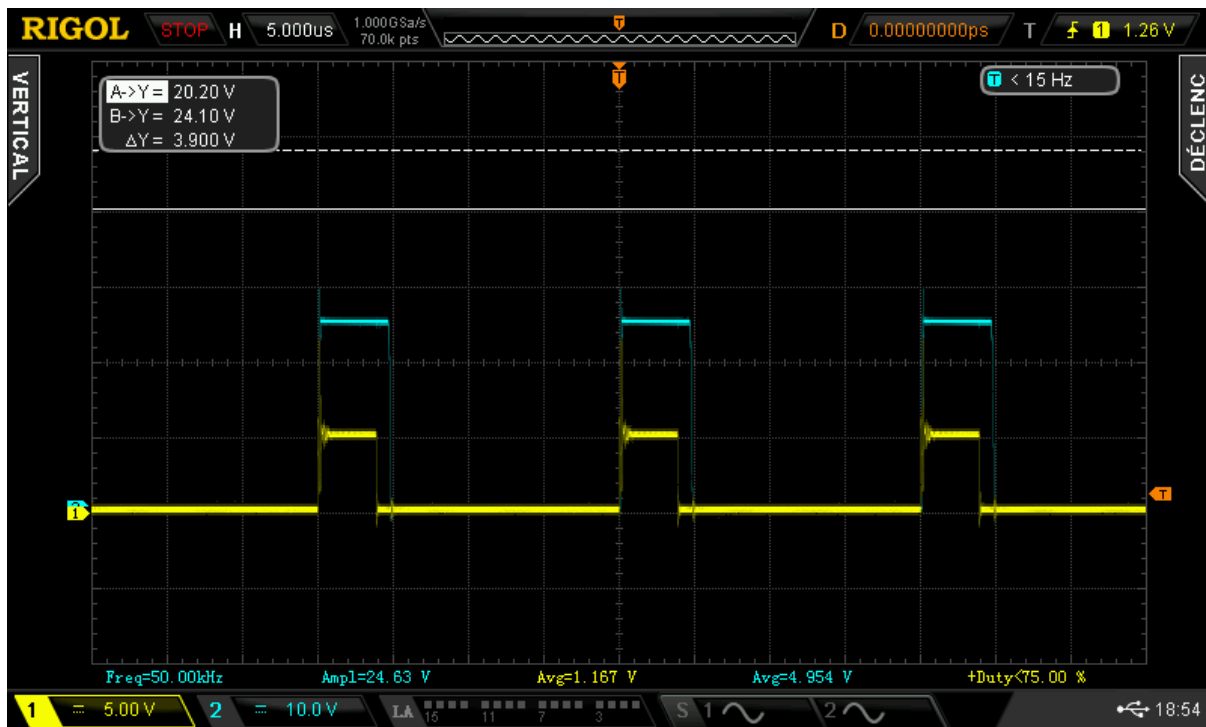
Commande à 12V



Commande à 6V

Si l'on souhaite 12V en sortie, soit la moitié de la tension d'entrée, on a bien un hachage avec un rapport cyclique de 50%. Si l'on souhaite 6V en sortie, soit le quart de la tension d'entrée, on visualise un rapport cyclique proche de 25% ce qui est cohérent.

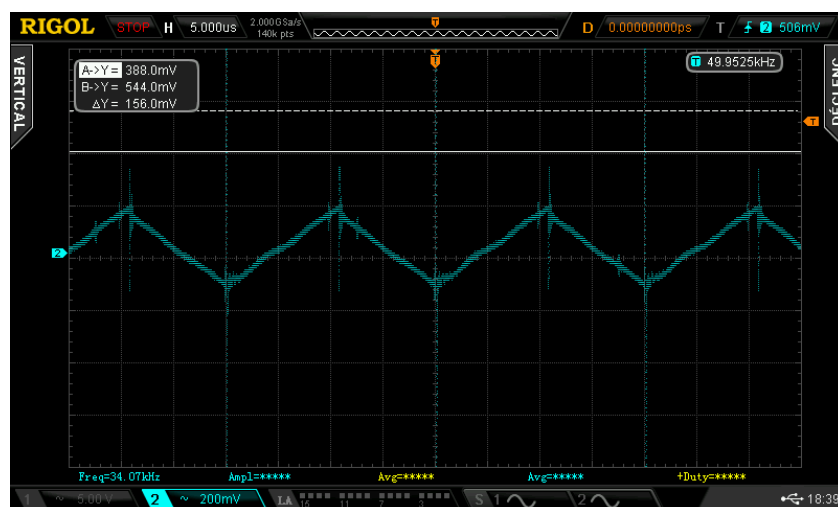
Nous avons également observé le signal en sortie du MOSFET (tension du drain, en bleu), par rapport au PWM (en jaune).



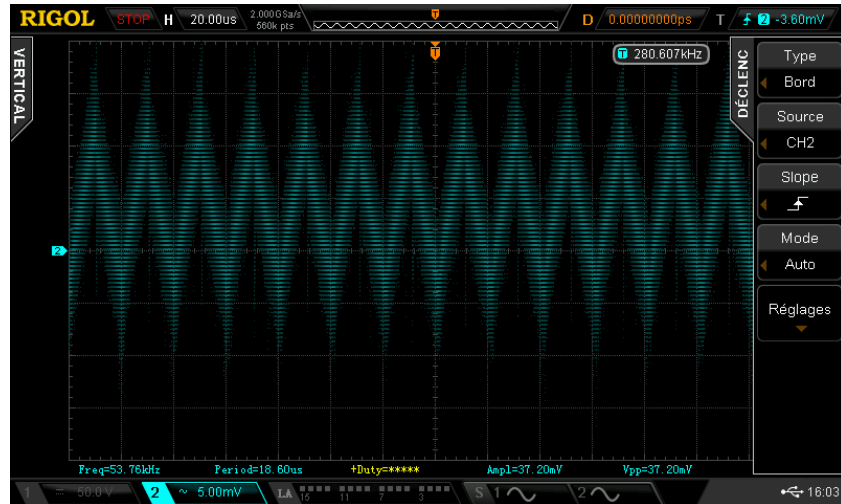
Sortie du MOSFET et PWM

Nous observons bien que lorsque le PWM est à l'état haut, le transistor devient passant et laisse passer le 24V. Et inversement, quand le PWM revient à l'état bas, passé un court délai, le transistor se bloque et retourne à 0V sur son drain.

Ensuite, intéressons-nous aux oscillations de tension sur la sortie V_{out} pour le montage sur breadboard et puis pour le montage soudé sur perfboard.



Montage sur breadboard



Montage sur perfboard

Avec le montage sur breadboard, on mesure un ΔV_{out} total de $\sim 300\text{mV}$, et avec la version soudée nous relevons environ 30mV . Nous pensons que cela peut être dû au fait que sur breadboard les contacts électriques et fils électriques peuvent ne pas être très bons et engendrer une perte de qualité, problème résolu par la soudure.

Pour rappel, nous avons prévu au départ pour le montage d'avoir un ΔV_{out} fixé à 1% de la valeur de sortie soit au maximum de 120mV . Or, nous avons dû choisir des condensateurs ayant une plus haute capacité pour réduire leur ESR. Nous avons pu mesurer que C_{in} et C_{out} avait une ESR de $0.1\ \Omega$ ce qui nous donne théoriquement pour l'ondulation de tension en sortie totale :

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times C_{out}} = \frac{0,18}{8 \times 50 \cdot 10^3 \times 470 \cdot 10^{-6}} = 957\ \mu V.$$

$$\Delta V_{out\ ESR} = ESR \times \Delta I_L = 0,1 \times 0,18 = 18\ mV$$

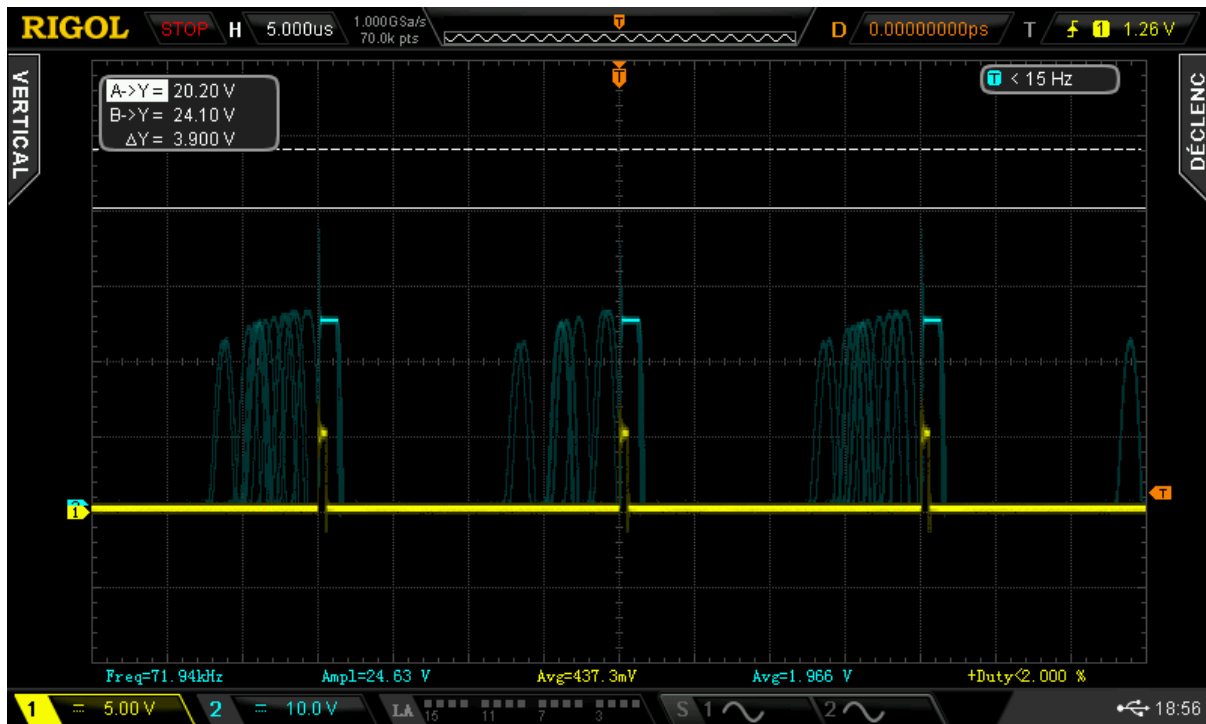
$$\Delta V_{out\ total} = \Delta V_{out} + \Delta V_{out\ ESR} = 19\ mV$$

Nous avons donc bien dans le cas de la version soudée une oscillation de tension en sortie de cet ordre de grandeur.

Malheureusement nous n'avons pas pu mesurer l'ondulation du courant ΔI_L car nous n'avons pas à disposition de pince ampèremétrique de faible calibre ou de résistance de 1 ohm (afin de mesurer l'image du courant).

Observation à faible puissance, résistor de 1kΩ en guise de charge

Désormais, remplaçons notre résistor de 220Ω par un résistor de 1kΩ, et observons le PWM (en jaune) et la tension de drain du MOSFET.



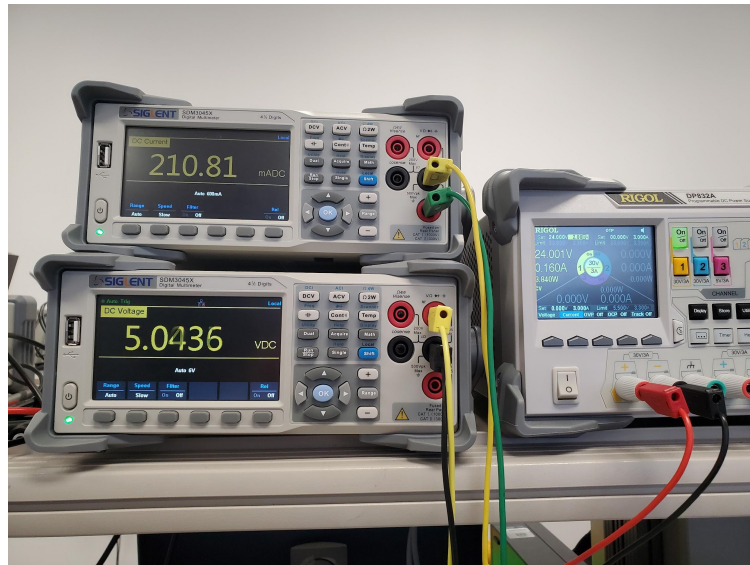
Sortie du MOSFET et PWM

Nous constatons que pour un faible courant de sortie demandé (pour cette capture on a $1,7\text{V}/1\text{k}\Omega = 1,7\text{mA}$ en sortie), l'inductance rentre en conduction discontinue, ce qui se visualise par l'oscillation de tension au niveau du drain du transistor. Ce phénomène apparaît lorsqu'on augmente la résistance de la charge, autrement dit quand le courant traversant l'inductance est de faible valeur.

Ainsi, quand bien même notre hacheur est dimensionné afin de fonctionner en mode de conduction continue, à faible puissance de sortie nous visualisons bien un fonctionnement en mode de conduction discontinue, ne posant pas de problème au vu des faibles valeurs de courant en sortie.

Mesures de rendement

Nous rebranchons désormais sur la sortie une résistance de 220Ω, et mesurons courant et tension en sortie.



5V régulés, charge de 220Ω

On relève pour cette première mesure 5V et 210mA en sortie, ainsi le rendement du buck est :

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{U_{\text{sortie}} \cdot I_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}} \cdot I_{\text{entrée}}} \approx \frac{5 \cdot 0,211}{24 \cdot 0,16} = \frac{1,055}{3,84} \approx 27\%.$$

Nous branchons désormais sur la sortie une résistance de puissance variable pouvant aller de 0 à 100Ω, et pouvant dissiper une puissance jusqu'à 1kW.



12,2V régulés, charge de 24Ω

On observe en sortie 12,2V et 509mA en sortie, ainsi le rendement est de :

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{U_{\text{sortie}} \cdot I_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}} \cdot I_{\text{entrée}}} \approx \frac{12,2 \cdot 0,509}{24 \cdot 0,486} = \frac{6,21}{11,664} \approx 53\%.$$



12V régulés, charge de 11Ω

On mesure en sortie 12V et 1,14A, ainsi le rendement est de :

$$\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}}} = \frac{U_{\text{sortie}} \cdot I_{\text{sortie}}}{U_{\text{entrée}} \cdot I_{\text{entrée}}} \approx \frac{12 \cdot 1,14}{24 \cdot 1,036} = \frac{13,68}{24,864} \approx 55\%.$$

Ainsi, pour des faibles puissances de sortie, le rendement de notre dévolteur est assez mauvais avec 27% de rendement. En revanche, en augmentant la tension demandée en sortie et en baissant la charge pour débiter plus de courant, notre rendement double pour atteindre environ 55%. Ce rendement n'est peut-être pas excellent par rapport à un convertisseur buck du commerce (un LM2596 a un rendement de 90% pour une entrée à 25V et une sortie à 12V 3A) mais avec le faible choix de composants, en particulier l'absence d'inductances de puissance, nous pouvons être satisfaits que le montage fonctionne, et qu'il puisse sortir 12V à 1A. Nous nous sommes limités à cette puissance de sortie pour les tests, le montage chauffant déjà pas mal, nous ne voulions pas prendre de risque de l'endommager.

Conclusion

Ces six jours de projet nous ont appris beaucoup sur le fonctionnement d'un hacheur série. Nous avons pu dans un premier temps analyser le fonctionnement d'un convertisseur buck, ainsi que calculer puis choisir des composants en fonction de leurs caractéristiques. Une fois que la partie puissance fonctionnait, nous avons pu réaliser l'asservissement avec un microcontrôleur, faisant appel à notre savoir en électronique numérique. Nous avons pu utiliser le matériel de mesure à disposition afin de mesurer, d'inspecter et résoudre les problèmes de notre montage. Enfin, lorsque la version sur breadboard avec asservissement fût fonctionnelle, nous avons pu souder nos composants sur perfboard afin d'avoir un résultat permanent et satisfaisant.

Si le désir d'améliorer ce montage nous venait, nous pourrions choisir de meilleurs composants pour la partie puissance : condensateurs à faible ESR, inductance de puissance pouvant laisser passer le courant nominal du cahier des charges, diode Schottky... Ainsi que d'optimiser le programme de l'ATtiny en implémentant des fonctions de mise en sommeil lorsque le potentiomètre n'est pas bougé, ou bien encore en implémentant un correcteur PI ou PID afin de rendre encore plus stable notre montage.

Afin de développer nos compétences en routage et création de circuits imprimés, nous pourrions également réaliser un PCB avec Kicad afin d'obtenir un résultat "presque" industrialisable.

Bibliographie

1. Cours de EE360 - Electronique de puissance, *Guy DEHAY*
2. Switching regulator fundamentals, *Texas Instruments*
<https://www.ti.com/lit/an/snva559c/snva559c.pdf>
3. Basic Calculation of a Buck Converter, *Texas Instruments*
<https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>
4. Convertisseur Buck, *Wikipédia*
https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Buck
5. Résistance Série Equivalente, *Wikipédia*
https://fr.wikipedia.org/wiki/Equivalent_Series_Resistance
6. Arduino Controlled Buck Converter, *Game Instance*
<https://www.gameinstance.com/post/44/Arduino-controlled-buck-converter>
7. Generate 50kHz PWM with Arduino, *Stack Exchange*
<https://arduino.stackexchange.com/questions/34633/how-can-i-generate-square-pulse-at-50khz-frequency-to-drive-two-mosfets-at-a-dut>
8. Correcteurs PID, *Polytech Nice-Sophia*
<http://users.polytech.unice.fr/~pmasson/Enseignement/Elements%20de%20robotique%20avec%20arduino%20-%20PID%20-%20Projection%20-%20MASSON.pdf>