

TP2 Convertisseur DC-DC élévateur

Rapport de laboratoire

Ecole supérieure

Électronique
EIND
SLO2

TP2 Convertisseur DC-DC élévateur

Réalisé par :

Mathieu Bucher
Tassilo Choulat

A l'attention de :

Professeur M. Bovey
Professeur M. Gavin

Dates :

Début du laboratoire : 08.01.2025
Fin du laboratoire : 12.02.2025

Table des matières

| | |
|--|----|
| TP2 Convertisseur DC-DC élevateur | 1 |
| 1. Introduction | 4 |
| 2. Calcule de la charge et de sa puissance | 4 |
| 2.1. Dimensionnement théorique | 4 |
| 2.2. Choix de la résistance réel | 4 |
| 3. Calcule du convertisseur | 4 |
| 3.1. Calcule de T_s | 4 |
| 3.2. Calcule du rapport cyclique (D) | 4 |
| 3.3. Calcule de V_{DS} | 5 |
| 3.4. Calcule de I_{in} | 5 |
| 3.5. Calcule de ΔI_L | 5 |
| 3.6. Calcule de I_Q | 5 |
| 3.7. Calcule de V_{DR} | 5 |
| 3.8. Calcule de I_D | 5 |
| 4. Simulation | 6 |
| 4.1. Résultats | 6 |
| 5. Correction du rapport cyclique | 7 |
| 6. Mesure de V_{DS} | 7 |
| 6.1. Schéma et méthode de mesure | 7 |
| 6.2. Résultats | 7 |
| 7. Mesure de I_Q et I_L | 9 |
| 7.1. Schéma et méthode de mesure | 9 |
| 7.2. Résultats | 9 |
| 8. Conclusion | 11 |
| 9. Annexe | 12 |
| 9.1. Schéma de simulation | 12 |
| 9.2. Mesures simulation | 12 |
| 9.2.1. Courant | 12 |
| 9.2.2. Tension | 14 |
| 9.3. Liste de matériel | 16 |
| 9.4. Correction du rapport cyclique | 16 |
| 9.4.1. Schéma de mesure | 16 |
| 9.4.2. Méthode de mesure | 16 |
| 9.4.3. Résultat | 17 |
| 9.5. Schéma de mesure point 9) a. | 18 |
| 9.6. Méthode de mesure point 9) a. | 18 |

| | | |
|---------|--------------------------------------|----|
| 9.7. | Schéma de mesure point 9) b./c. | 19 |
| 9.8. | Méthode de mesure point 9) b./c..... | 19 |
| 9.9. | Mesure du point 9) b./c. | 20 |
| 9.10. | Partie optionnelle | 23 |
| 9.10.1. | Schéma de mesure | 23 |
| 9.10.2. | Méthode de mesure | 23 |
| 9.11. | Résultats et comparaison..... | 24 |

1.Introduction

Dans ce rapport, nous analyserons un convertisseur à découpage step-up. Nous effectuerons des simulations et des mesures afin d'analyser son fonctionnement.

2.Calcul de la charge et de sa puissance

2.1. Dimensionnement théorique

Nous avons une tension de sortie de 24V et il nous est demandé de soustraire 0,2A :

$$R_L = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{24}{0,2} = 120\Omega$$

On peut donc calculer sa puissance dissipée :

$$P_{RL} = R_L \cdot I_{out}^2 = 120 \cdot 0,2^2 = 4,8W$$

2.2. Choix de la résistance réel

Étant donné que nous ne disposons pas d'une résistance de 120 Ω d'au moins 5 W, nous devons en connecter deux en série. Nous choisissons donc une R_{L1} de 68 Ω et une R_{L2} de 10 W chacune, ce qui nous donne une résistance totale de :

$$R_L = R_{L1} + R_{L2} = 68 + 47 = 115\Omega$$

On calcule ensuite la puissance dissipée de chacune des résistances de charge :

$$P_{RL1} = R_{L1} \cdot I_{out}^2 = 68 \cdot 0,2^2 = 2,72W$$

$$P_{RL2} = R_{L2} \cdot I_{out}^2 = 47 \cdot 0,2^2 = 1,88W$$

La puissance dissipée de chacune des résistances de charge est largement acceptable.

3.Calcul du convertisseur

3.1. Calcul de T_s

On nous demande de régler la fréquence sur 50kHz on obtient donc un T_s de :

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \cdot 10^3} = 20\mu s$$

3.2. Calcul du rapport cyclique (D)

On part de cette équation :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \Rightarrow (1-D) = \frac{V_{in}}{V_{out}}$$

$$\Rightarrow D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{15}{24} = 0,375 \Rightarrow 37,5\%$$

3.3. Calcule de V_{DS}

Ici, c'est assez simple étant donné que V_{DS} est égale à la tension de sortie du montage :

$$V_{DS} = V_{out} = 24V$$

3.4. Calcule de I_{in}

Dans le cas d'une alimentation à découpage on admet que $P_{in} = P_{out} = 4,8W$, on peut donc calculer I_{in} avec :

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{4,8}{15} = 320mA$$

3.5. Calcule de ΔI_L

Ici, nous utilisons une formule qui nous à été donné dans la théorie des alimentations à découpage du cours d'EIND :

$$\Delta I_L = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot (1 - D) \cdot T_s}{L} = \frac{(24 - 15) \cdot (1 - 0,375) \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-3}} = 112,5mA$$

3.6. Calcule de I_Q

Ici encore, nous utilisons une formule donnée dans la théorie :

$$I_Q = \frac{I_{out}}{1 - D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{0,2}{1 - 0,375} + \frac{112,5 \cdot 10^{-3}}{2} = 376,25mA$$

3.7. Calcule de V_{DR}

Ici, c'est assez simple étant donné que V_{DR} est égale à la tension de sortie du montage plus la tension de jonction de la diode :

$$V_{DR} = V_{out} + V_{jonction} = 24 + 0,2 = 24,2V$$

3.8. Calcule de I_D

Le courant circulant dans la diode est tout simplement le même que celui qui parcourt la charge du montage donc :

$$I_D = I_Q = \frac{I_{out}}{1 - D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{0,2}{1 - 0,375} + \frac{112,5 \cdot 10^{-3}}{2} = 376,25mA$$

4. Simulation

Le schéma de simulation est disponible en annexe 9.1.

4.1. Résultats

Nous avons effectué les simulations pour vérifier les valeurs que nous avons calculés :

| Désignateur | Valeurs théoriques | Valeurs théoriques ajustée | Valeurs simulées Rapport cyclique calculé | Valeurs simulées Rapport cyclique ajusté |
|--------------|--------------------|----------------------------|--|---|
| T_S | 20 [μ s] | 20 [μ s] | 20 [μ s] | 20 [μ s] |
| D | 37.5 [%] | 38.96 [%] | 37.5 [%] | 38.96 [%] |
| V_{DS} | 24 [V] | 24 [V] | 23.8 [V] | 24.67 [V] |
| I_{in} | 320 [mA] | 320 [mA] | 392.76 [mA] | 393.58 [mA] |
| ΔI_L | 112.5 [mA] | 109.872 [mA] | 109.55 [mA] | 116.73 [mA] |
| I_Q | 376.25 [mA] | 382.59 [mA] | 383.54 [mA] | 386.91 [mA] |
| V_{DR} | 24.2 [V] | 24.2 [V] | 23.35 [V] | 24.2 [V] |
| I_D | 376.25 [mA] | 382.59 [mA] | 393.59 [mA] | 386.99 [mA] |

Tableau 1 Valeurs obtenues en simulation

Les valeurs relevées dans le tableau sont disponibles en annexe 9.2.

Nous avons ajouté les valeurs en simulation avec un rapport cyclique ajusté. Ce rapport cyclique est celui ajusté dans la partie mesure. Les valeurs théoriques ajustées ont été recalculées avec les mêmes formules qu'aux points 2 et 3, avec un rapport cyclique D de 38,96 %. Nous observons que nos valeurs sont assez proches de celles que nous avons calculées, bien que de légères divergences subsistent.

Pour la tension VDS, il y a une faible erreur de 0,83 % causée par les pertes dans le circuit, certainement à cause de la charge. Pour le rapport cyclique ajusté, l'erreur est de 2,79 % de plus que ce qui était attendu. Cette augmentation peut provenir de...

VDR est un peu plus faible que prévu, avec une erreur de 3,51 %. La différence entre VDS et VDR est due à la perte de tension dans la diode. Avec le rapport D ajusté, il n'y a pas d'erreur.

Le courant d'entrée I_{in} est nettement supérieur de 22,7 %, ce qui signifie que le circuit consomme plus de courant qu'attendu. La valeur de la résistance de charge peut en être la cause. Il y a un dépassement d'erreur de 22,99 % pour le rapport ajusté.

ΔI_L est légèrement en dessous de nos attentes, avec une erreur de 2,62 %. Ceci est causé par les caractéristiques de l'inductance. Un dépassement de 6,24 % est visible pour le rapport cyclique ajusté, ce qui indique que la réponse dynamique du montage n'est pas idéale.

Pour le courant I_Q , une erreur de 1,93 % est notable. Pour le rapport cyclique ajusté, un dépassement de 1,13 % est observé.

Le courant I_D dépasse de 4,61 %, ce dépassement provient certainement de... Dépassement de 1,15 % avec l'ajustement.

De manière générale, les différences sont causées par les pertes dans les composants tels que la diode, le MOSFET et l'inductance.

5. Correction du rapport cyclique

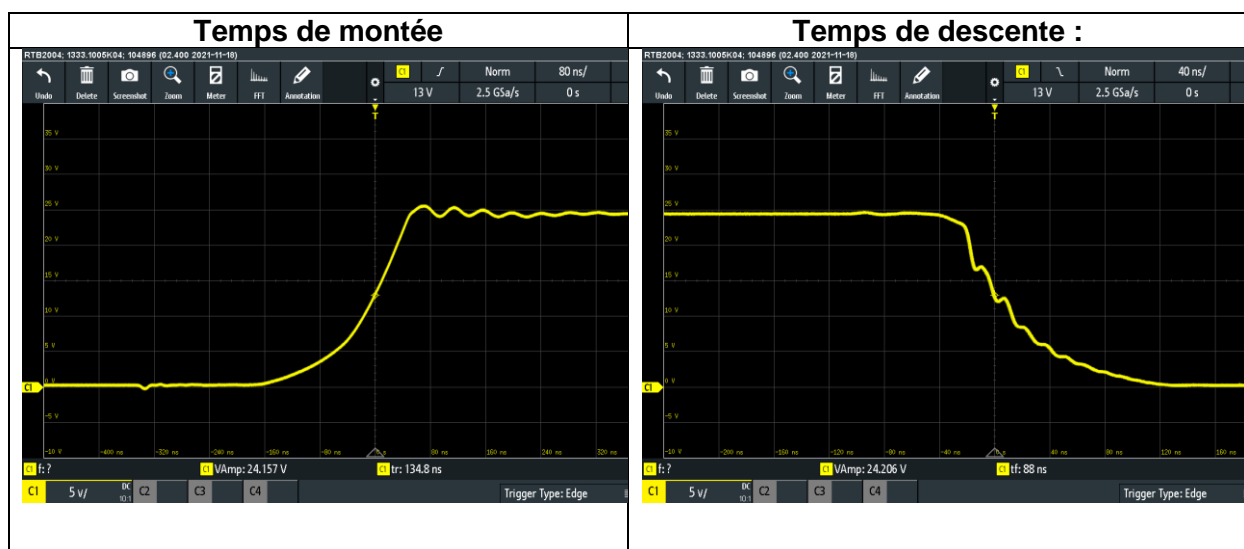
Disponible en annexe 9.3

6. Mesure de V_{DS}

6.1. Schéma et méthode de mesure

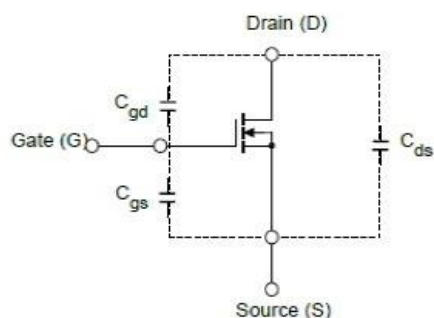
Disponible en annexe 9.5 et 9.6

6.2. Résultats



Remarques :

Ici, on peut voir que le transistor met 134,8 ns à se déclencher et 88 ns à s'enclencher. Ce temps peut être engendré par les capacités parasites intrinsèques au transistor MOSFET.



Input capacitance (C_{iss}) = $C_{gd} + C_{gs}$

Output capacitance (C_{oss}) = $C_{ds} + C_{gd}$

Reverse transfer capacitance (C_{rss}) = C_{gd}

Figure 1 Capacités parasites du MOSFET

Cette différence entre le temps de déclenchement et d'enclenchement peut être expliquée : au déclenchement, ce sont les capacités C_{gd} et C_{ds} qui se chargent, à l'enclenchement, c'est C_{gs} qui se charge. N'ayant pas la valeur de chaque capacité, nous n'avons pas pu vérifier si ces temps sont bien causés par ces capacités. Nous ne pouvons donc que supposer que ces temps correspondent.



Remarques :

Ici, la période est bien de $20 \mu s$ ($\frac{1}{f}$). L'amplitude a cependant ~ 200 mV en trop, pourtant la mesure de la tension sur P2 est à 24,00 V. C'est la tension forward de la diode, on peut vérifier cela dans le datasheet de la diode :

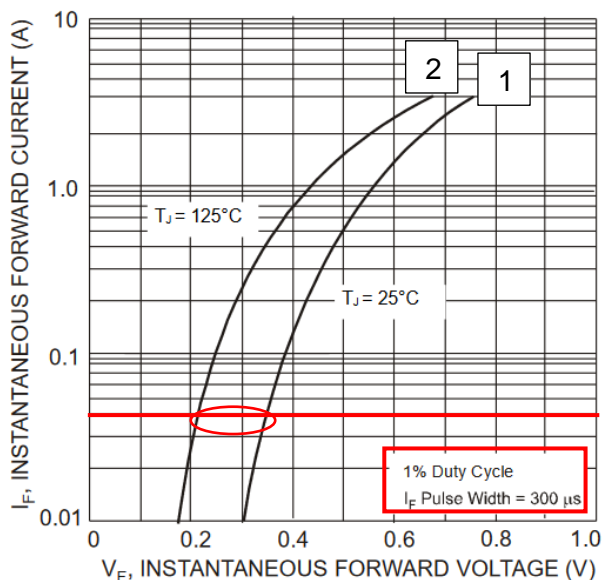


Fig. 3 Typical Forward Characteristics - SB150 thru SB160

Figure 2 Courbe de tension direct de la diode

En regardant en annexe 9.9, figure 22, sur la mesure de tous les courants, on mesure donc un courant de ~ 400 mA pic.

Ce graphique trace l'évolution de la tension en fonction du courant dans la diode.

Avec nos conditions de mesure, la température de la diode n'est pas tout à fait sur l'une de ces deux courbes. De plus, la largeur d'impulsion utilisée pour tracer ce graphique est bien plus longue que dans notre mesure. Avec ces informations, nous pouvons donc en déduire que la tension de la diode est un peu plus faible que la courbe 1.

Nous pouvons donc en déduire que la tension de la diode se trouve entre les deux courbes, aux alentours de ~ 200 mV.

7. Mesure de I_Q et I_L

7.1. Schéma et méthode de mesure

Disponible en annexe 9.7 et 9.8

7.2. Résultats



Figure 3 Mesure des courants I_Q et I_L

Remarques :

Ici, Ch1 représente le courant à la source du transistor. Quand il est enclenché (fermé), on a une rampe montante, c'est la charge de la bobine. Étant donné que le transistor ferme le circuit, la quasi-totalité du courant passe par lui. La valeur du courant dans le transistor, prise au milieu de la rampe, est approximativement égale à la valeur calculée au point 3.6.

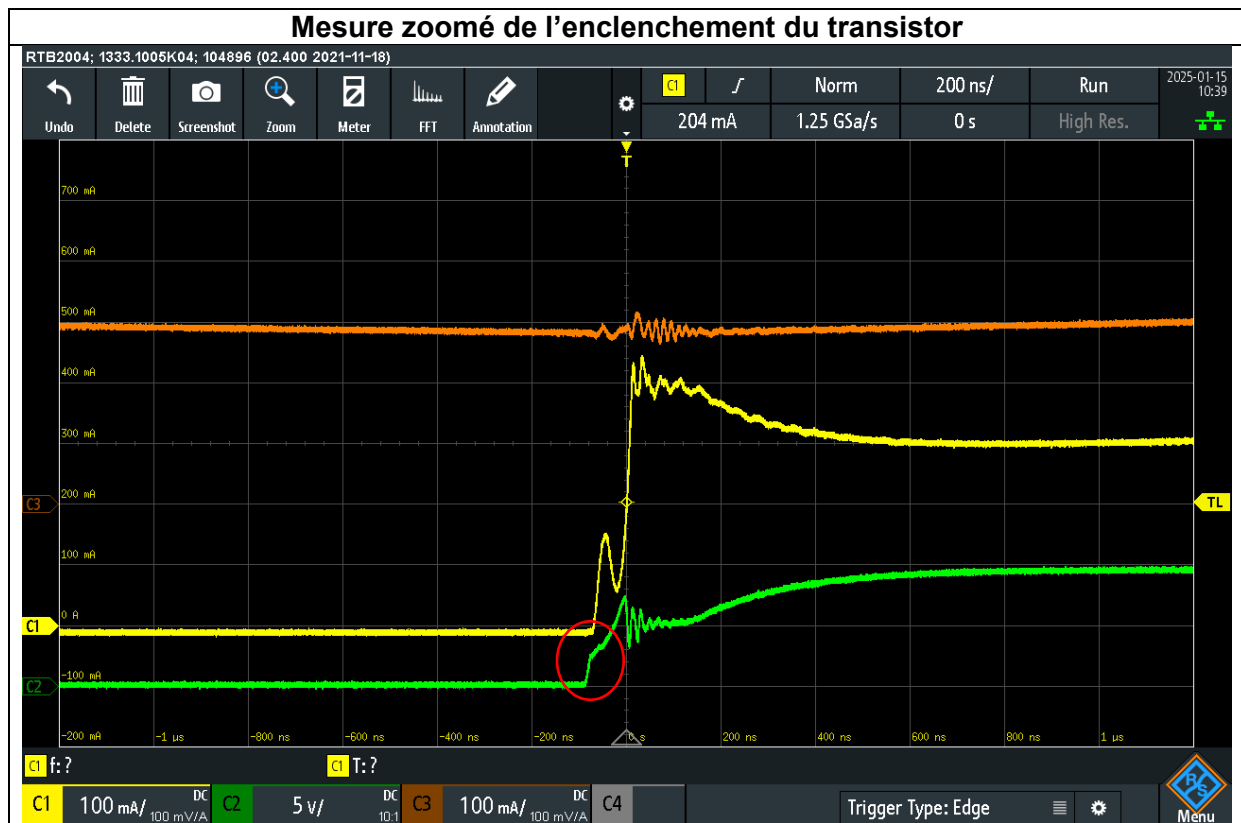
Ce pic de courant peut être la cause de la charge de la capacité parasite drain-source du transistor. La courbe du courant après le pic ressemble typiquement à une charge de condensateur : le courant est grand au début de la charge (pic) et diminue au fur et à mesure que la capacité se charge.

Ch3 représente le courant dans la bobine. Pour commencer, on peut mesurer un offset de 381,8 mA (voir mesure figure 23 en annexe 9.9), ce qui est plutôt proche des 320 mA que nous avons calculés au point 3.4. Cette différence de 60 mA est causée par le calcul du courant. Dans la théorie, il est admis que les puissances d'entrée et de sortie sont égales. Cependant, il est clair que ce n'est pas possible en réalité. Étant donné que nous avons utilisé $P_{in} = P_{out}$ pour calculer le courant I_{in} , il est fort probable que cette différence entre calcul et mesure vienne de là.

Suite page suivante.

Le ΔI_L est lui très proche de la valeur calculée au point 3.5. L'écart de 7 mA est sûrement dû à la valeur de l'inductance qui n'est pas tout à fait à 1 mH. Une variation de l'inductance modifie l'amplitude crête-à-crête du signal. La mesure est disponible en annexe 9.9, figure 22.

Pour finir, CH2 représente la commande de la grille. Il ne nous était pas demandé de la mesurer, mais cela aide à savoir si le transistor conduit ou non. Ses flancs ne sont pas raides, c'est dû à la charge de la grille du transistor. Pour éviter cela, nous pourrions ajuster la valeur des résistances sur la grille pour ne pas tirer trop de courant sur G2.



Remarques :

Ici, on peut clairement voir la charge de la capacité parasite drain-source du transistor.
 → On peut aussi maintenant voir plus clairement les oscillations. Elles commencent dès que la tension de threshold est atteinte. Nous ne sommes pas sûrs de la provenance de ces oscillations, mais on peut donc assumer que tous les signaux du circuit sont probablement aussi perturbés.

8. Conclusion

Dans la partie théorique, nous avons calculé les valeurs que nous attendions en simulation et en pratique.

Ensuite, nous avons effectué une simulation du montage afin de vérifier les valeurs obtenues en théorie. Nous remarquons que nos valeurs sont généralement assez proches de ce que nous attendions. Il y a de légères divergences dans les différentes valeurs que nous avons mesurées. Pour les courants en entrée, nous remarquons que notre montage tire plus de courant que ce que nous attendions, avec une erreur entre +22,7 % et +22,99 %. Les courants ΔI_L ont une petite erreur entre -2,62 % et +6,24 % selon le rapport cyclique. Pour les courants I_D et I_Q , nous obtenons de légères erreurs de +4,65 % à +1,15 % pour I_D et +1,93 % à +1,13 % pour I_Q . Pour les tensions V_{DR} et V_{DS} , -0,83 % et +2,79 % pour V_{DS} . Pour V_{DR} , -3,51 % avec le rapport cyclique calculé et aucune erreur pour le D ajusté. Cependant, ces valeurs restent acceptables et montrent que le montage fonctionne correctement.

En pratique, nous avons dans un premier temps oublié de connecter une charge au circuit, ce qui a eu pour conséquence une tension d'environ 40 V. Le transistor peut supporter ce niveau de tension, il n'a donc pas été détruit par cette surtension. Étant donné que le courant dans la bobine, au moment où le transistor est ouvert, ne peut pas circuler, la bobine le compense en augmentant sa tension. C'est pour cette raison qu'il faut toujours brancher une charge à un convertisseur à découpage pour ne pas causer de surtension.

Une fois ce problème réglé, nous avons pu ajuster le rapport cyclique de notre système pour atteindre une tension parfaite de 24 V. On peut donc conclure que la tension de sortie peut être grandement ajustée en modifiant le rapport cyclique. On pourrait très bien garder les mêmes composants et ajuster la tension de sortie à 30 V sans problème. Il faudrait quand même vérifier la dissipation de puissance du transistor.

Pour la mesure de la tension du drain, nous avons pu constater le temps de montée et de descente. Pour résumer, il est important de considérer qu'un driver de MOSFET peut être crucial dans les temps de commutation d'un transistor MOSFET. Le driver a certes un temps de propagation, mais cela reste négligeable pour notre application. Pour faire simple, il est plus intéressant d'avoir des flancs raides au drain du transistor avec des temps de propagation que d'avoir une commutation lente et poussive du transistor.

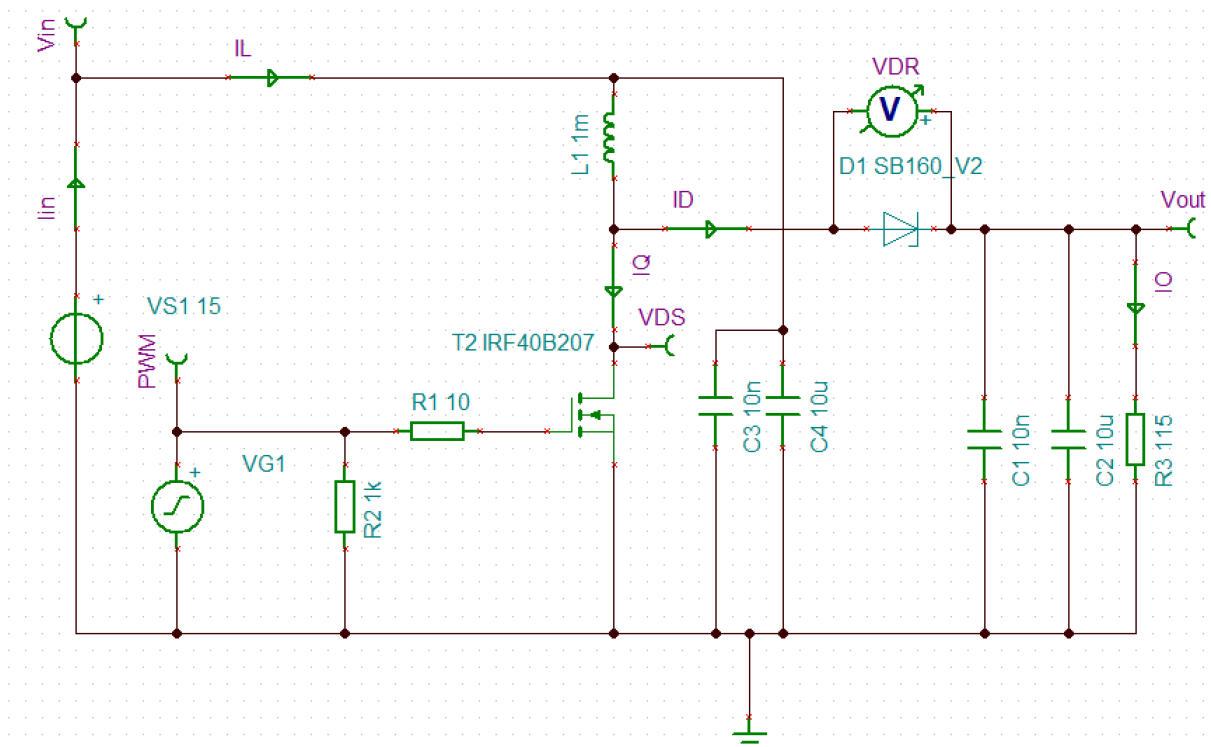
Pour la mesure des courants, un point marquant est le pic de courant sur le drain du transistor à la commutation. Pour résumer, ce pic est la cause de la charge de la capacité parasite drain-source du transistor.

Lausanne, le 11 février 2025

Signatures :

9. Annexe

9.1. Schéma de simulation



9.2. Mesures simulation

9.2.1. Courant

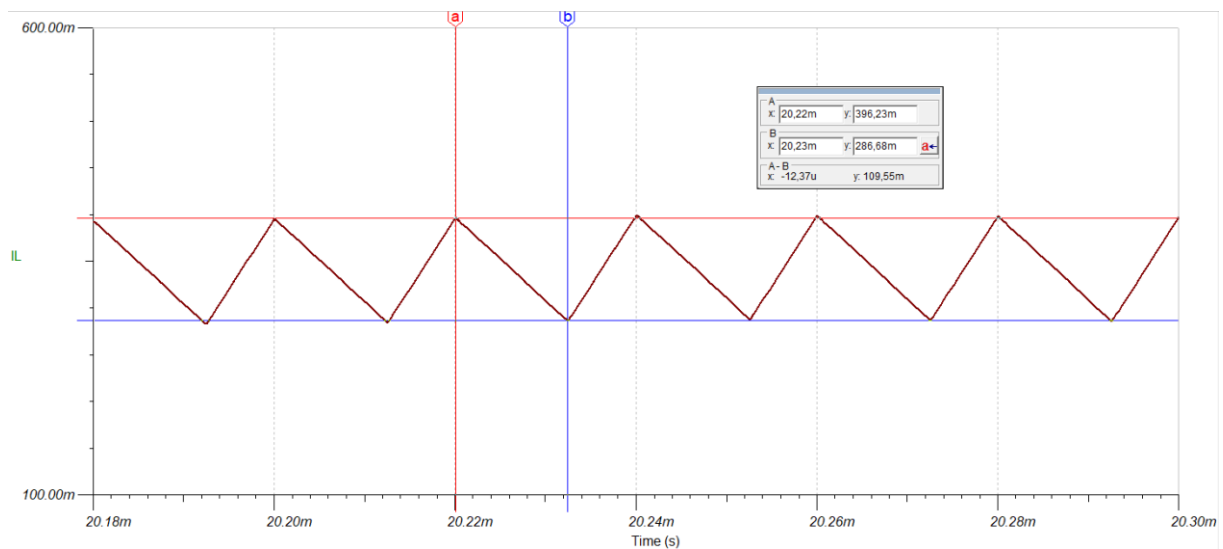
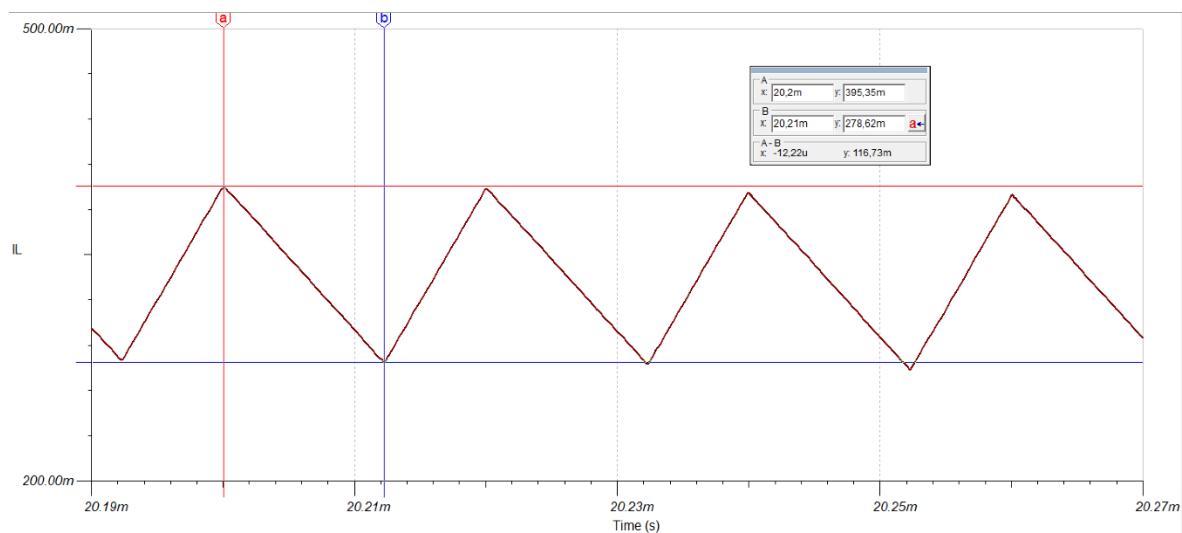
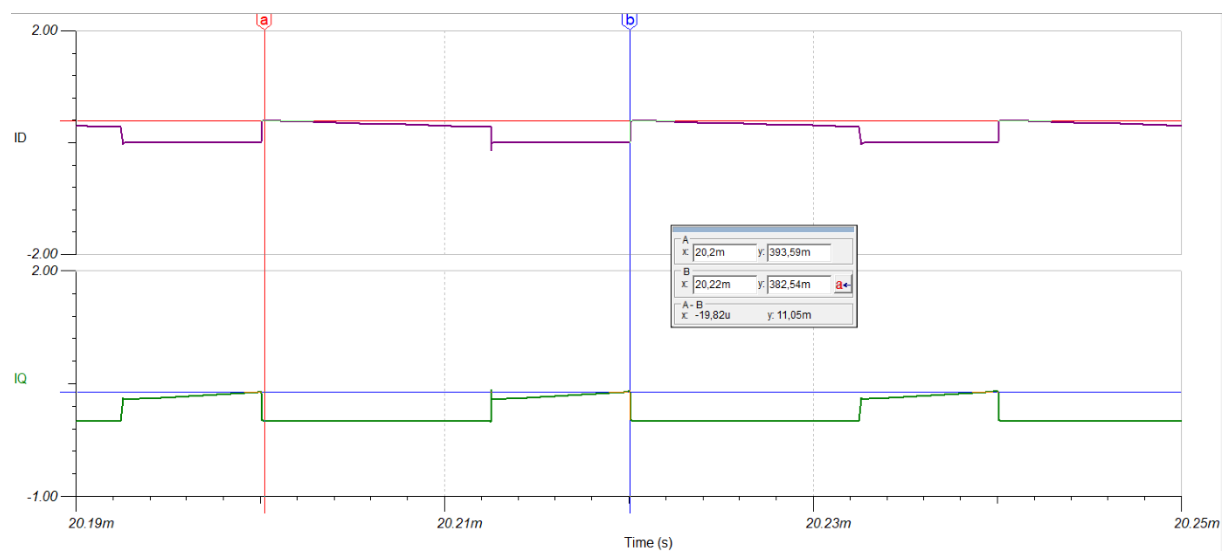
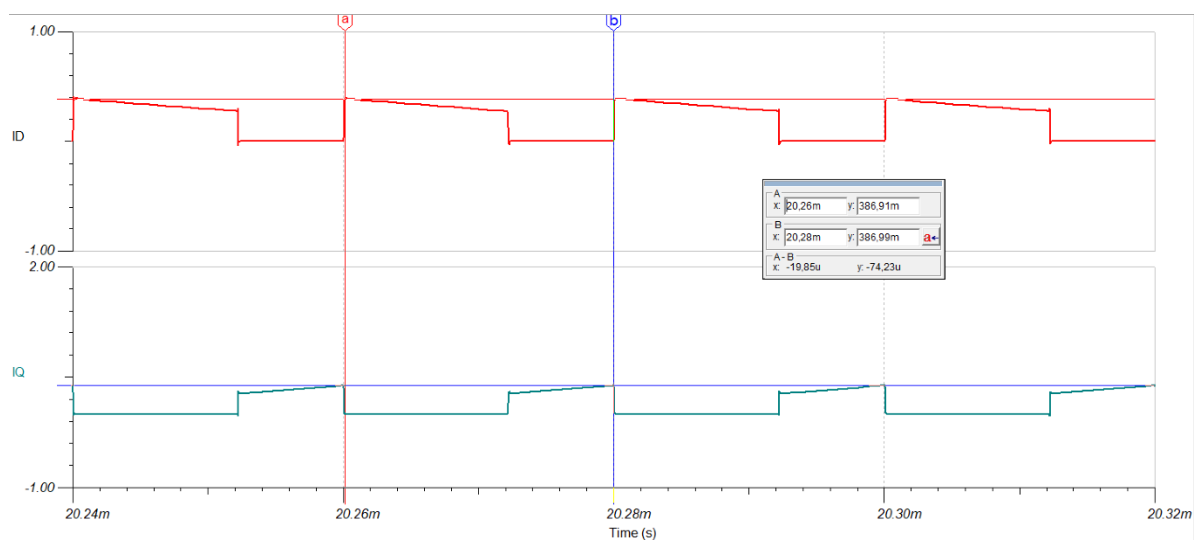


Figure 4 Mesure ΔI_L rapport cyclique calculé

Figure 5 Mesure ΔI_L rapport cyclique ajustéFigure 6 Mesure I_D et I_Q rapport cyclique calculéFigure 7 Mesure I_D et I_Q rapport cyclique ajusté

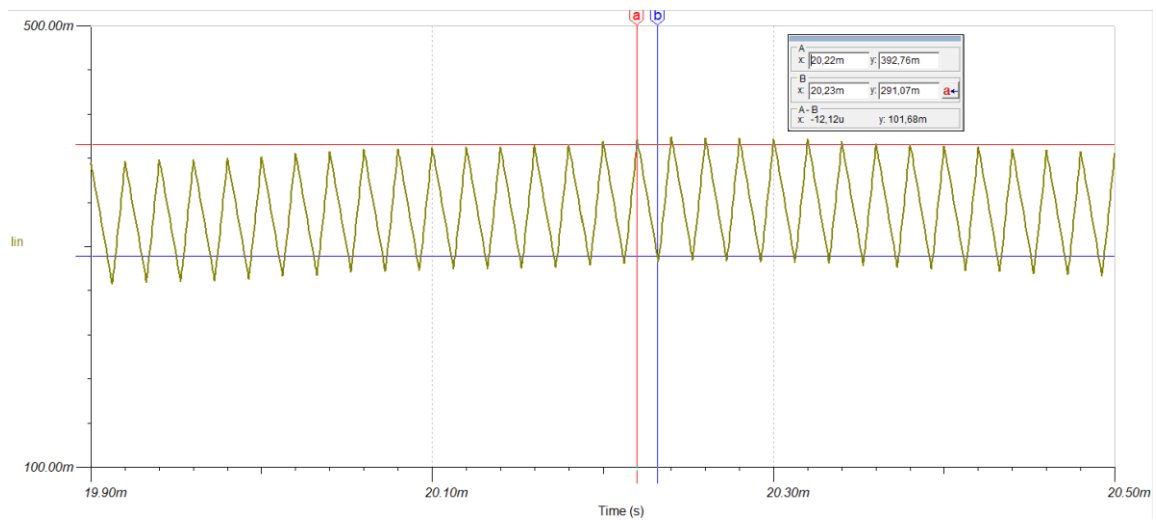


Figure 8 Mesure lin rapport cyclique calculé

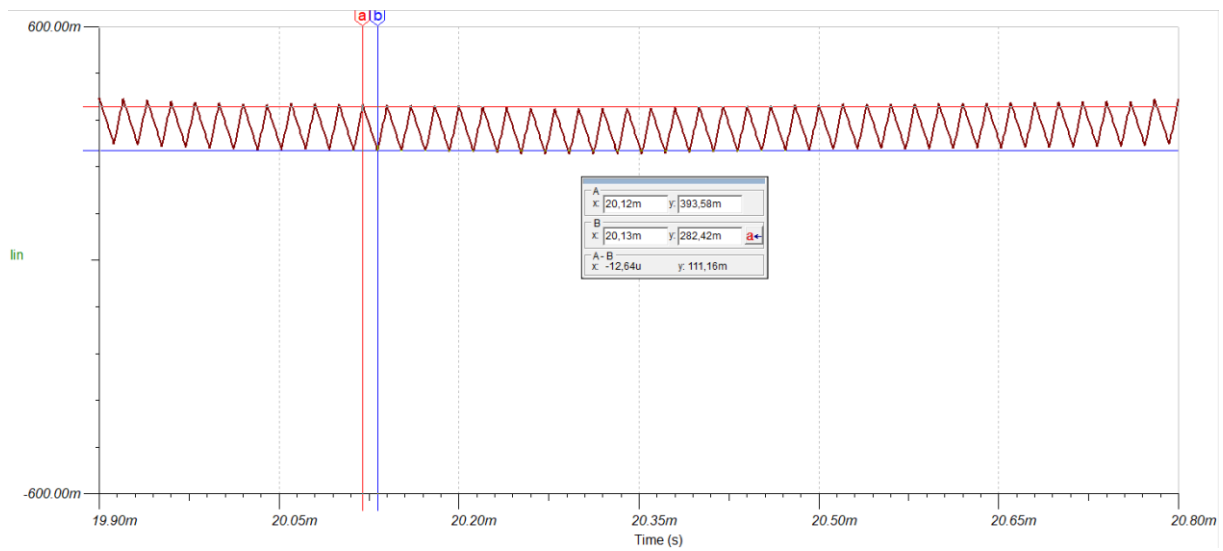


Figure 9 Mesure lin rapport cyclique ajusté

9.2.2. Tension

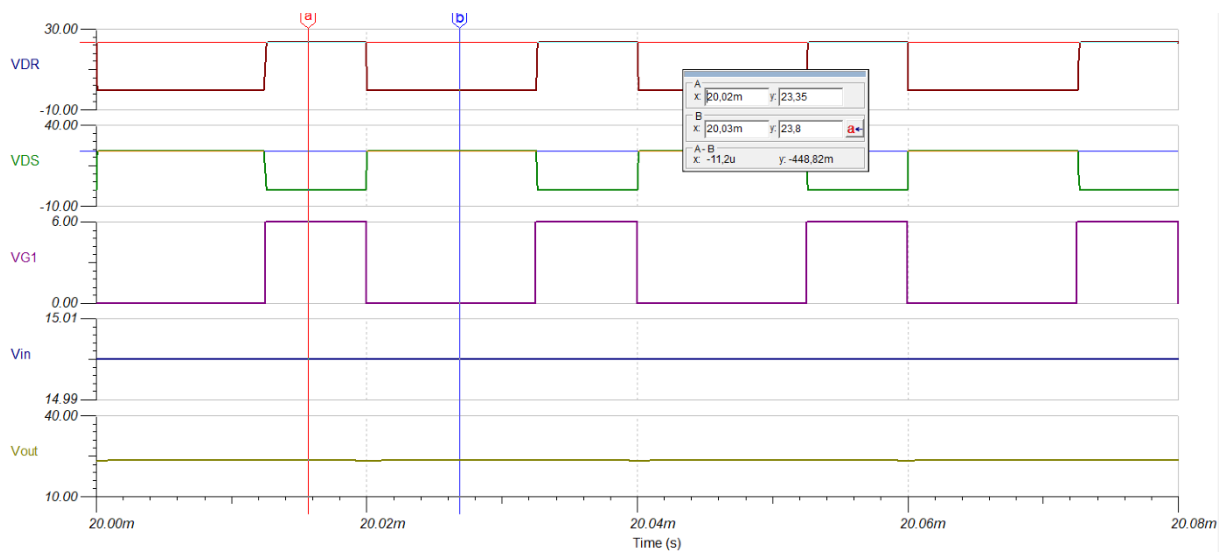


Figure 10 Mesure VDR et VDS rapport cyclique calculé

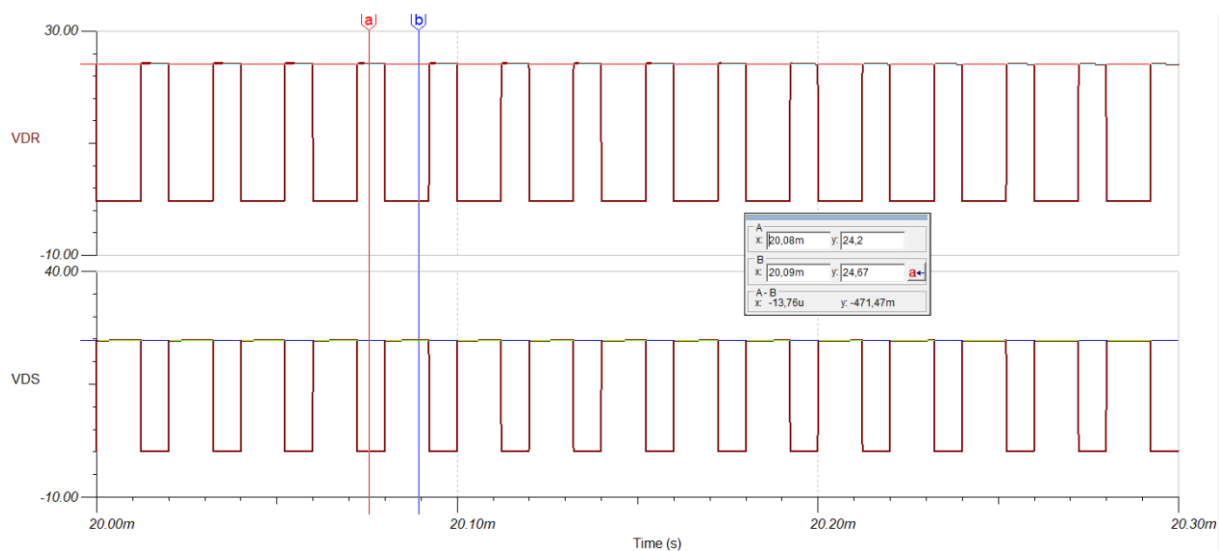


Figure 11 Mesure VDR et VDS rapport cyclique ajusté

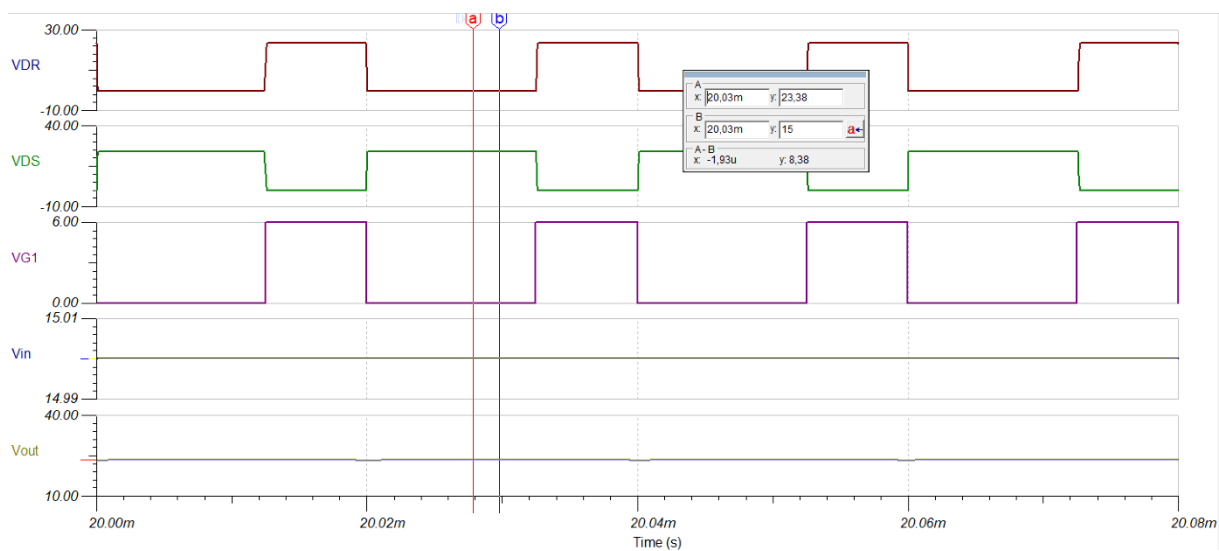


Figure 12 Mesure Vin et Vout rapport cyclique calculé

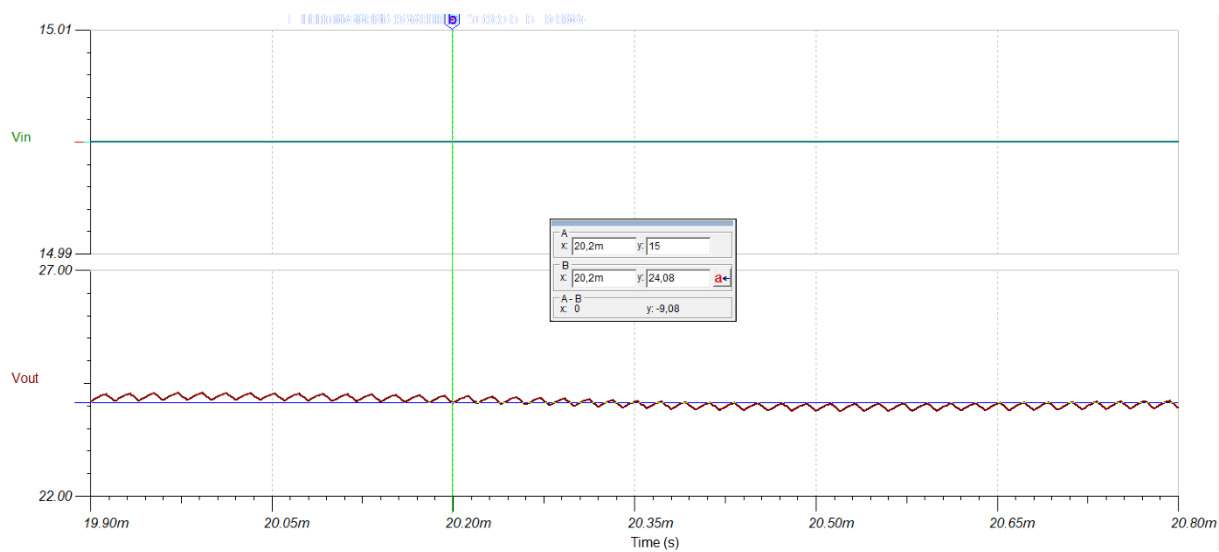


Figure 13 Mesure Vin et Vout rapport cyclique ajusté

9.3. Liste de matériel

| Désignateur | Marque | Type | Caractéristique | N°d'inventaire |
|-------------|-----------|---------------|--------------------------------|-------------------|
| G1 | GWinsek | GPC-3030DQ | Alimentation 30V 3A | ES.SLO2.00.00.120 |
| G2 | Agilent | 33500B series | Générateur de fonction | ES.SLO2.00.00.132 |
| P1 | Tektronix | RTB2004 | Oscilloscope | ES.SLO2.05.01.03 |
| P2 | Fluke | 115 | Voltmètre | - |
| A1 | Tektronix | 1103 | Adaptateur de sonde de courant | ES.SLO1.00.06.04 |
| A2 | Tektronix | 1103 | Adaptateur de sonde de courant | ES.SLO1.00.06.08 |

9.4. Correction du rapport cyclique

9.4.1. Schéma de mesure

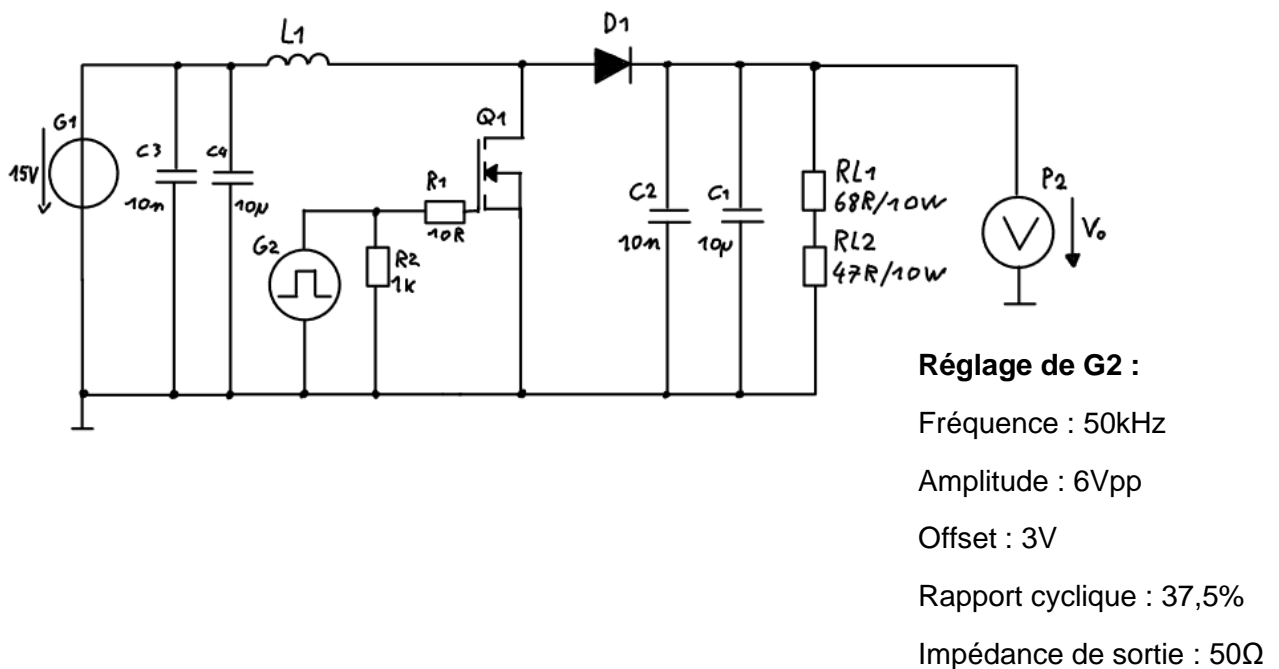


Figure 14 Schéma de mesure pour la correction du rapport cyclique

9.4.2. Méthode de mesure

Ici, le but de cette mesure est d'ajuster le rapport cyclique de G2 pour obtenir précisément 24 V à la sortie.

Il suffit donc d'ajuster le rapport cyclique sur G2 jusqu'à obtenir 24,00 V sur P2.

Pour que le réglage soit stable dans le temps, nous avons décidé de laisser le circuit fonctionner pendant quelques minutes pour qu'il se stabilise en température. On peut donc un peu réduire les chances que le montage change sa tension de sortie à cause d'un changement de température.

9.4.3. Résultat

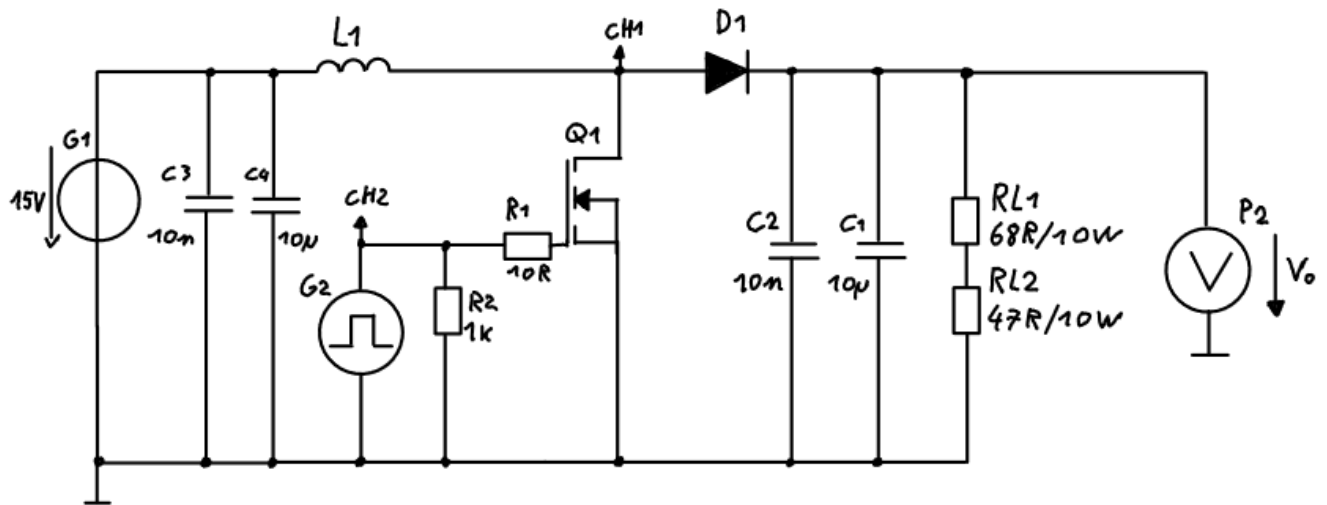
Pour avoir une tension de sortie de 24,00V, nous avons dû régler le rapport cyclique de G2 sur **38,96%**.

On peut donc recalculer ΔI_L et I_Q :

$$\Delta I_L = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot (1 - D') \cdot T_s}{L} = \frac{(24 - 15) \cdot (1 - 0,389) \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-3}} = 109,9mA$$

$$I_Q = \frac{I_{out}}{1 - D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{0,2}{1 - 0,389} + \frac{112,5 \cdot 10^{-3}}{2} = 383,6mA$$

9.5. Schéma de mesure point 9) a.

**Réglage de G2 :**

Fréquence : 50kHz

Amplitude : 6Vpp

Offset : 3V

Rapport cyclique : 38,96%

Impédance de sortie : 50Ω

Réglage de P1 :

Trig sur : CH1

Mode : normale

Flanc : descendant

Level : 13V

Sonde : 10X

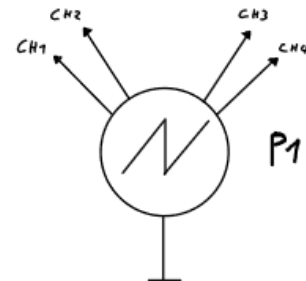


Figure 15 Schéma de mesure de VDS

9.6. Méthode de mesure point 9) a.

Le but de cette mesure est de mettre en évidence les temps de montée et de descente de la tension au drain de Q1. Pour mesurer la fréquence, la période et l'amplitude du signal, nous choisissons d'utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope.

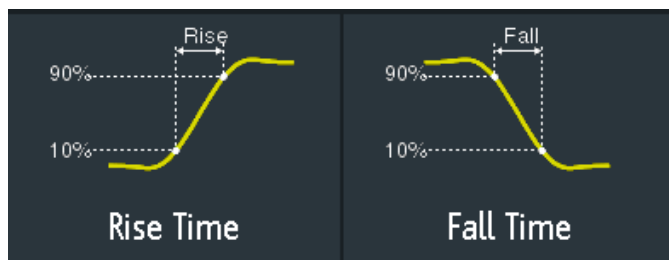


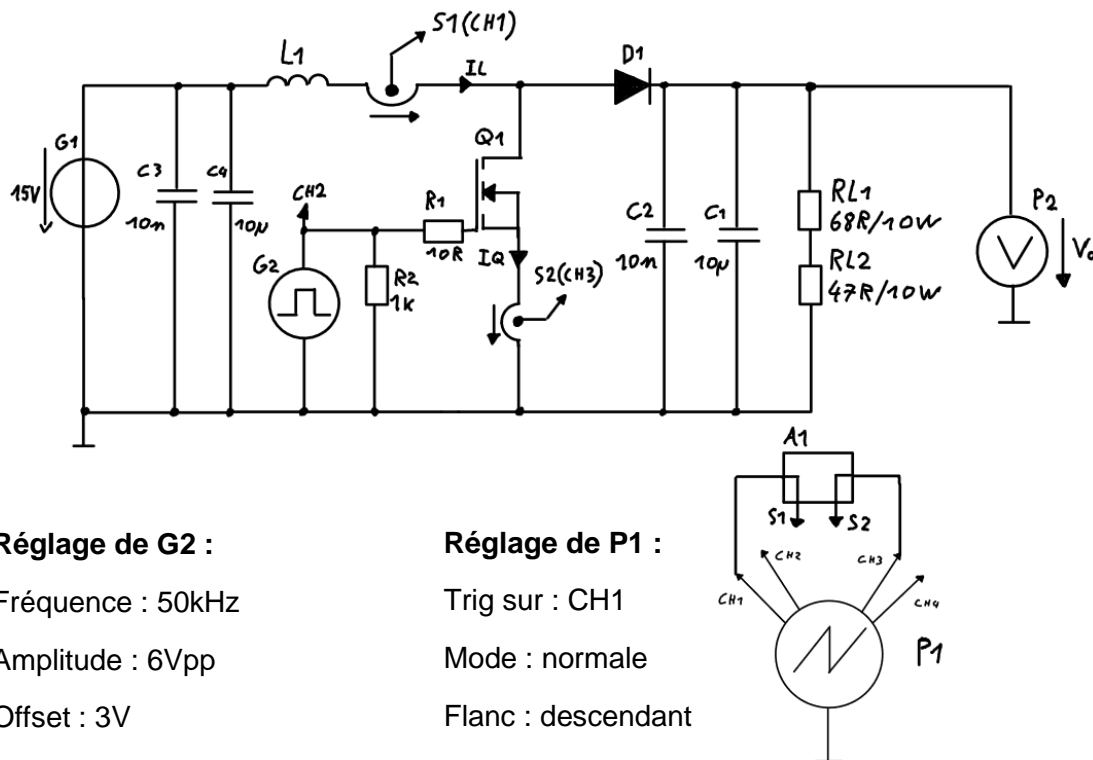
Figure 16 réglage des mesure automatique

Pour la mesure des temps de montée et de descente, nous utilisons aussi la mesure automatique de l'oscilloscope.

Le temps est mesuré du 10 % au 90 % de l'amplitude pour la montée et du 90 % au 10 % pour la descente. Ce sont des paramètres corrects dans notre cas.

Nous mesurons également la sortie de G2 pour montrer la commande de la grille de Q1.

9.7. Schéma de mesure point 9) b./c.

**Réglage de G2 :**

Fréquence : 50kHz

Amplitude : 6Vpp

Offset : 3V

Rapport cyclique : 38,96%

Impédance de sortie : 50Ω

Réglage de P1 :

Trig sur : CH1

Mode : normale

Flanc : descendant

Level : 204mA

Sonde : 100mV/A pour Ch1 et 3 | 10X pour Ch2

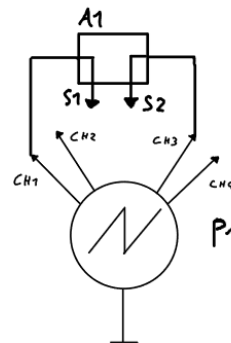


Figure 17 Schéma de mesure de IQ et IL

9.8. Méthode de mesure point 9) b./c.

Réglages des sondes de courant :



Il faut utiliser l'adaptateur pour sonde courant et ne pas oublier de connecter une terminaison de 50Ω. Ensuite il faut changer les réglages de sonde pour une mesure de courant avec une échelle de 100mV/A comme indiqué sur l'image.

Avant de mesurer, il est nécessaire de calibrer chaque sonde de courant, pour ce faire il faut d'abord que la sonde ne mesure rien, ensuite il faut presser sur le bouton qui se trouve sur la gauche du connecteur BNC. Pour finir, il faut faire en sorte que le signal soit à 0mA en ajustant avec la molette toujours sur le connecteur BNC de la sonde de courant.

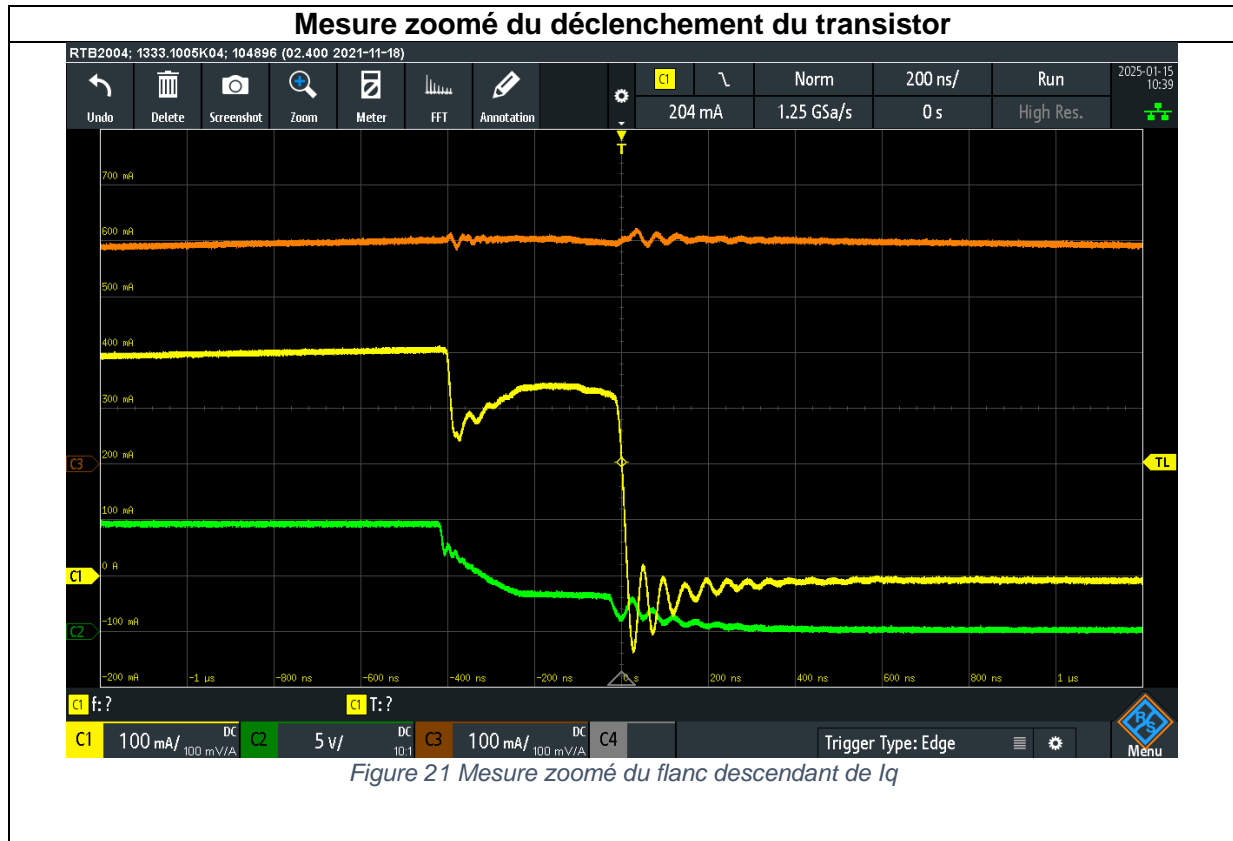
Une fois le système en marche on peut venir connecter les sondes de courant en faisant attention au sens de la flèche, si la sonde est connectée à l'envers le courant sera inversé.

Figure 18 Réglages des sondes de courants

9.9. Mesure du point 9) b./c.

Figure 19 Mesure de ΔI_L 

Figure 20 Mesure du courant moyen dans la bobine

**Remarques :**

Ici, on remarque mieux que les oscillations pourraient être générées par la bobine au moment où le courant dans le transistor change. La bobine entre peut-être en résonance lors de la commutation du transistor.

Sa fréquence de résonance peut être approximativement calculée :

Période = $\sim 1/4$ de division, donc ~ 50 ns

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-9}} = 20 \text{ MHz}$$

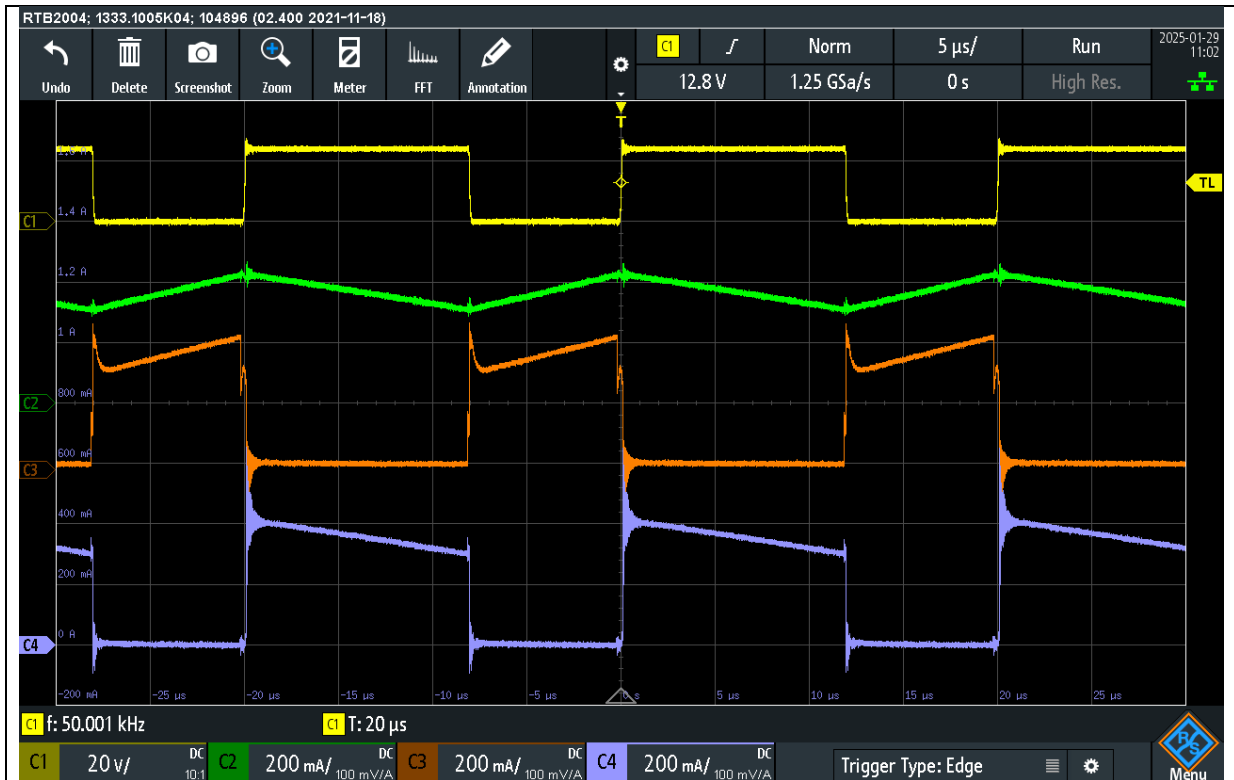


Figure 22 Mesure complémentaire

Remarques :

Cette mesure représente les courants importants du circuit et la tension au drain du transistor.

Ch1 : tension au drain

Ch2 : courant dans la bobine

Ch3 : courant dans le transistor

Ch4 : courant dans la diode

On peut donc voir que la bobine se décharge dans la diode et se charge quand le transistor est ouvert.

Cette mesure a été faite pour reproduire la mesure de la théorie d'EIND.

9.10. Partie optionnelle

Dans la partie optionnelle, il est demandé d'ajouter un gate driver à notre montage puis de mesurer la tension VDS pendant la période de commutation de Ts.

9.10.1. Schéma de mesure

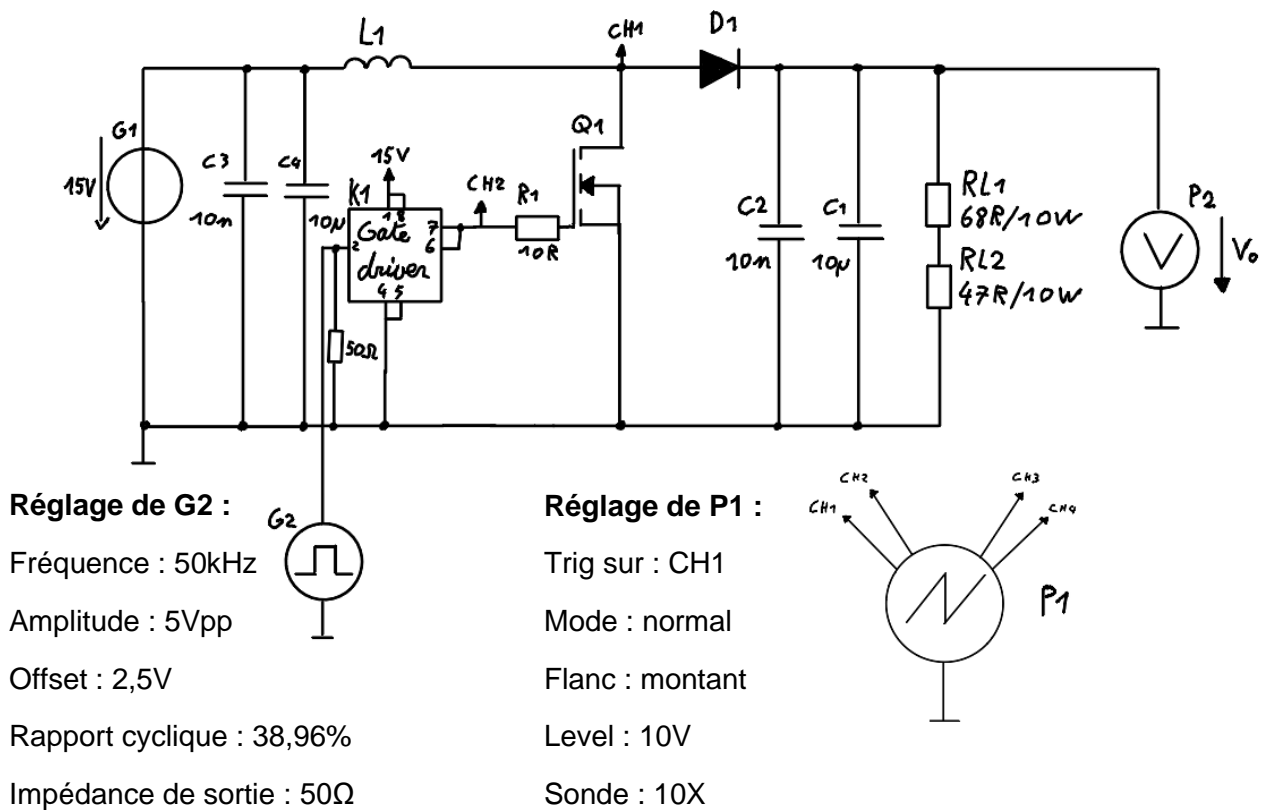


Figure 23 schéma de mesure de la partie optionnelle

9.10.2. Méthode de mesure

Pour avoir 24 V à la sortie du montage, il est nécessaire d'augmenter la tension de l'alimentation de 12 V à 15 V.

Le but de cette mesure est de mettre en évidence les temps de montée et de descente de la tension au drain de Q1 et de les comparer avec les mesures du point 6.2. Pour mesurer la fréquence, la période et les temps de commutation, nous choisissons d'utiliser les mesures automatiques de l'oscilloscope.

9.11. Résultats et comparaison

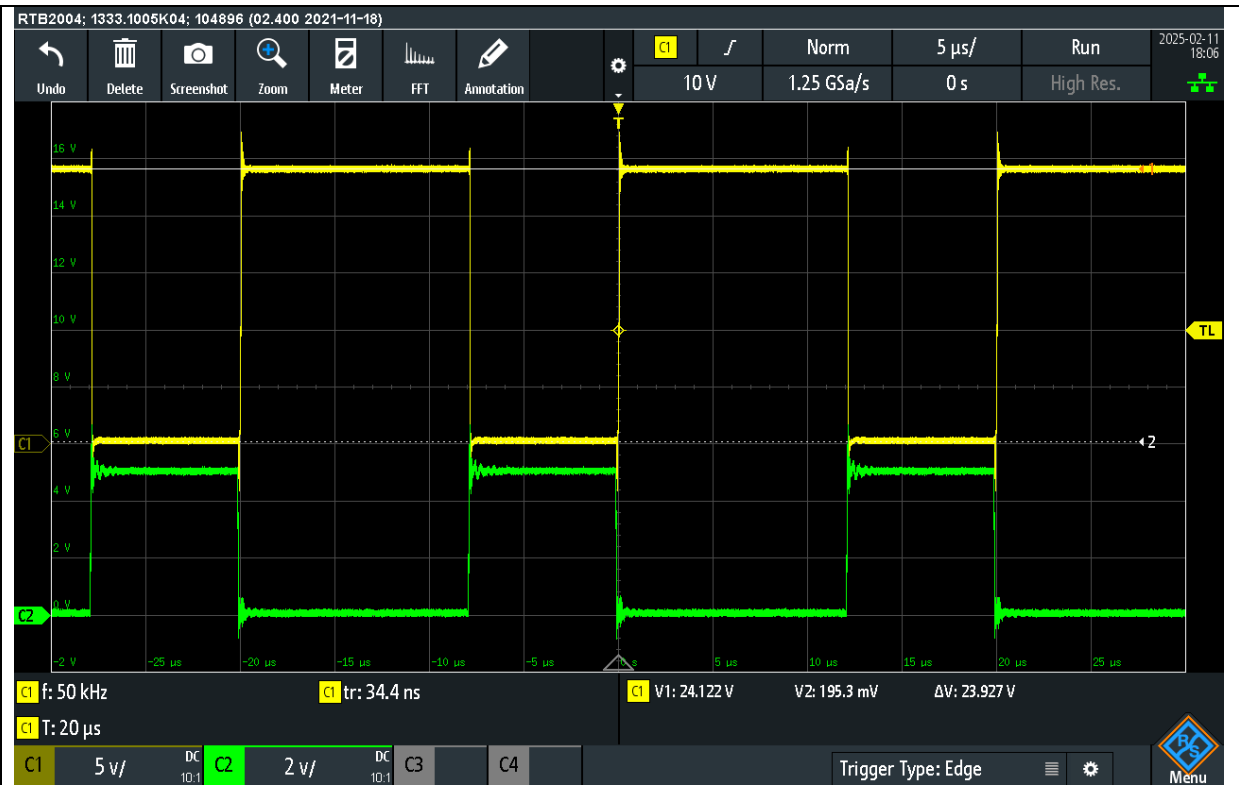


Figure 24 Mesure de VDS avec le Gate driver

Remarques :

Ici, on peut voir que la tension de sortie est bien à 24 V. On peut voir que le flanc de la tension de la grille est bien plus raide qu'avant. Le fabricant du driver de MOSFET TC4452 annonce un courant de sortie pic de ~13 A avec un VDD de 18 V, bien assez pour charger la grille du transistor rapidement. Cela prouve bien la consommation des transistors MOSFET durant la commutation et donc l'importance d'utiliser un driver de MOSFET. Cela démontre aussi l'utilité des condensateurs de découplage pour cette échelle de pic de courant.

| | | | | | | |
|---------------------|-----------------|---|----|---|---|-----------------------|
| Peak Output Current | I _{PK} | — | 13 | — | A | V _{DD} = 18V |
|---------------------|-----------------|---|----|---|---|-----------------------|

Figure 25 courant de sorite pic du driver



Figure 26 Mesure du flanc descendant avec le gate driver

Remarques :

On peut voir ici le temps de propagation de 44ns annoncé par le fabricant :

- Matched Short Propagation Delays: 44 ns (typical)



Figure 27 Mesure du flanc montant avec le gate driver

