

Rapport de laboratoire

Ecole supérieure
Électronique

Laboratoire EIND
Salle R110

Réalisation d'un convertisseur DC-DC élévateur

Réalisé par :

Matteo Stefanelli
Vitor Goncalves Coelho

A l'attention de :

Philippe Bovey
Serge Gavin

Dates :

Début du laboratoire : 08 janvier 2024
Fin du laboratoire : 12 février 202

Table des matières :

Réalisation d'un convertisseur DC-DC élévateur	1
1 Cahier des charges.....	5
2 Analyse théorique.....	5
2.1 Schéma de principe.....	5
3 Simulations.....	7
3.1 Méthode de simulation.....	7
3.2 Résultats simulations	8
4 Mesures	10
4.1 Méthode de mesure.....	10
4.2 Relevés de mesure	11
4.2.1 Divergences entre Théorie/Simulation & Mesure.....	12
4.3 Analyse des mesures.....	13
4.4 Driver.....	14
5 Influence.....	14
5.1 En mesures.....	14
6 Conclusion.....	15
7 Annexes.....	16
7.1 Annexes – théorie	16
7.1.1 Consigne de départ	16
7.1.2 Datasheet diode pour V_{DR}	17
7.1.3 Datasheet MOSFET.....	17
7.1.4 Datasheet Driver.....	17
7.2 Annexes – simulation.....	18
7.2.1 Schéma de simulation.....	18
7.2.2 Relevés de simulation.....	18
7.2.2.1 T_s et D	18
7.2.2.2 V_{output} sans et avec correction des caractéristiques.....	19
7.2.2.3 I_{IN} (I_L) sans et avec correction des caractéristiques	20
7.2.2.4 ΔI_L sans et avec correction des caractéristiques	21
7.2.2.5 I_Q	22
7.2.2.6 V_{DR}	23
7.2.2.7 I_D	24
7.2.3 Réglages de simulations	24
7.2.3.1 Réglage du signal de commande.....	24
7.2.3.2 Réglage de la $R_{DS,ON}$	25
7.2.3.3 Réglages de la tension de jonction de la diode	25
7.3 Annexes - mesures	26
7.3.1 Schémas de mesure.....	26
7.3.1.1 Schéma de mesure 1 – V_{DS} et V_{OUTPUT}	26
7.3.1.2 Schéma de mesure 2 – I_Q et V_{IN}	26
7.3.1.3 Schéma de mesure 3 – I_L et V_{IN}	26
7.3.1.4 Schéma de mesure 4 – I_D et V_{IN}	27
7.3.1.5 Schéma de mesure 5 – V_{DRIVER} et V_{OUTPUT}	27
7.3.2 Relevés de mesures.....	28
7.3.2.1 V_{ds}	28
7.3.2.2 Courant I_d max.....	29
7.3.2.3 Courant I_d min	31

7.3.2.4 Courant ΔI_d	32
7.3.2.5 Courant I_q min	33
7.3.2.6 Courant I_q max.....	34
7.3.2.7 Courant I_q delta.....	35
7.3.2.8 Courant I_l min	36
7.3.2.9 Courant I_l max.....	37
7.3.2.10 Courant I_l delta.....	38
7.3.2.11 Temps T_s	39
7.3.2.12 Temps de descente	40
7.3.2.13 Temps de montée	41
7.3.2.14 Driver - Temps de descente.....	42
7.3.2.15 Driver - Temps de montée.....	43
7.3.2.16 Effet Miller.....	44
7.4 Liste de matériel.....	45
7.4.1 Liste d'outillages	45
7.4.2 Liste des composant	45
7.5 Prompt.....	45

1 Cahier des charges

Ce rapport consiste à simuler et réaliser un convertisseur DC-DC élévateur permettant de passer de +15V à +24V en DC. Le montage est piloté par un générateur de fonctions à 50 kHz, avec une charge supportant 200 mA. Nous devons faire attention à la réalisation physique pour assurer de bonnes connexions et une dissipation efficace de la puissance. Les résultats du montage seront comparés aux résultats théoriques et simulés. La consigne reçue se trouve en annexe 7.1.1, page 16.

2 Analyse théorique

2.1 Schéma de principe

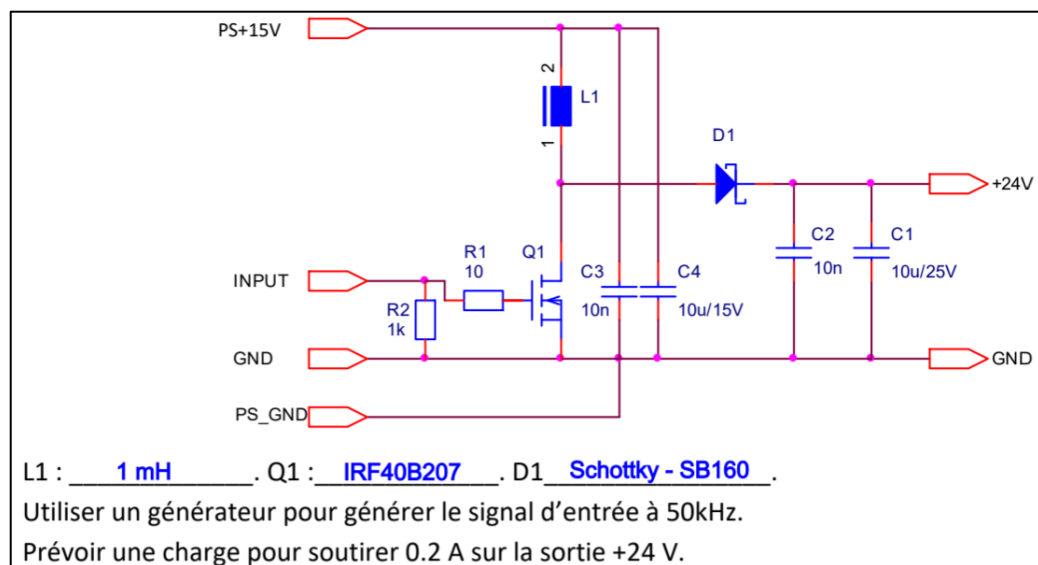


Schéma 1 - Schéma électrique du système

1) Calculer la valeur de résistance de charge pour soutirer 0.2A

$$R_{CH} = \frac{V_{out}}{I_{outmax}} = \frac{24}{200 * 10^{-3}} = 120 \Omega$$

2) Calculer la puissance de la résistance de charges

$$P_{RCH} = I_{outmax}^2 * R_{CH} = (200 * 10^{-3})^2 * 120 = 4.8 W$$

3) Choisir une ou plusieurs résistances de puissance disponibles afin d'obtenir une valeur proche ($\pm 10\%$) et recalculer le courant et la puissance dans ce cas.

$$120\Omega \Rightarrow E12 \Rightarrow 47\Omega + 68\Omega = 115\Omega(4.16\% \text{ de moins que } R_{CH})$$

$$I_{NEW,outmax} = \frac{V_{out}}{R_{CH}} = \frac{24}{115} = 208.7 \text{ mA}$$

$$P_{NEW,RCH} = I_{NEW,outmax}^2 * R_{CH} = (208.7 * 10^{-3})^2 * 115 = 5.009 \text{ W}$$

$$P_{NEW,RCH} = I_{NEW,outmax} * V_{out} = 208.7 * 10^{-3} * 24 = 5.009 \text{ W} (\Rightarrow \text{double confirmation})$$

4) Calculer : T_S , D , V_{DS} , I_{in} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} , et I_D

$$T_S = \frac{1}{F_{SW}} = \frac{1}{50 * 10^3} = 20 \mu s$$

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = 1 - \frac{15}{24} = 0.375 \Rightarrow 37.5\%$$

$$V_{DS} = V_{OUT} = 24 \text{ V}$$

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} * I_{NEW,outmax} = \frac{24}{15} * 208.7 * 10^{-3} = 333.92 \text{ mA}$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) * (1 - D) * T_S}{L} = \frac{(24 - 15) * (1 - 0.375) * 20 * 10^{-6}}{1 * 10^{-3}} = 112.5 \text{ mA}$$

$$I_Q = \frac{I_{NEW,outmax}}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{208.7 * 10^{-3}}{(1 - 0.375)} + \frac{112.5 * 10^{-3}}{2} = 390.17 \text{ mA}$$

$$V_{DR} = 0.7 \text{ V (Extrait datasheet en annexe 7.1.2, page 17)}$$

$$I_D = I_Q = \frac{I_{NEW,outmax}}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2} = 390.17 \text{ mA}$$

Remarque : I_D et I_Q ont le même pic de courant mais ne sont pas « actifs en même temps ». C'est-à-dire, qu'en commutation, le courant se propagera à travers le transistor lorsque le signal d'entrée est enclenché et à l'inverse, le courant traversera la diode lorsque le signal d'entrée est déclenché.

CCM Input-Output Relationship
$V_0 = \frac{V_{in}}{(1 - D)}$
CCM Switch (Q) Ratings
Drain Voltage, $V_{DS} = V_0$
Peak Current, $I_Q = \frac{I_0}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$
CCM Diode Ratings
Voltage = V_0
Peak Current, $I_D = \frac{I_0}{(1 - D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$
ΔI_L
$\Delta I_L = \frac{(V_0 - V_{in})(1 - D)T_S}{L}$

Formule 1 - Formules fournies

3 Simulations

5) Réaliser une simulation du montage proposé, et comparer les résultats obtenus avec vos calculs

Schémas de simulations en annexe 7.2.1, page 18.

3.1 Méthode de simulation

Afin d'obtenir des résultats cohérents avec l'approche théorique, la simulation du montage suit les étapes suivantes :

Schéma

- Reproduire le schéma du montage (section 2.1, page 4) en ajoutant une charge de 120Ω et les points de mesure pour les grandeurs électriques (VDS, I_{in} , ΔI_L , I_Q , VDR et ID).
- Placer ampèremètres et voltmètres aux positions stratégiques pour une lecture optimale des valeurs.

Composants

- En raison des limitations de Tina, les composants exacts (IRF40B207 et SB160) ne sont pas disponibles.
- Utilisation de modèles équivalents : MOSFET IRF420 et diode Schottky PRL5819.

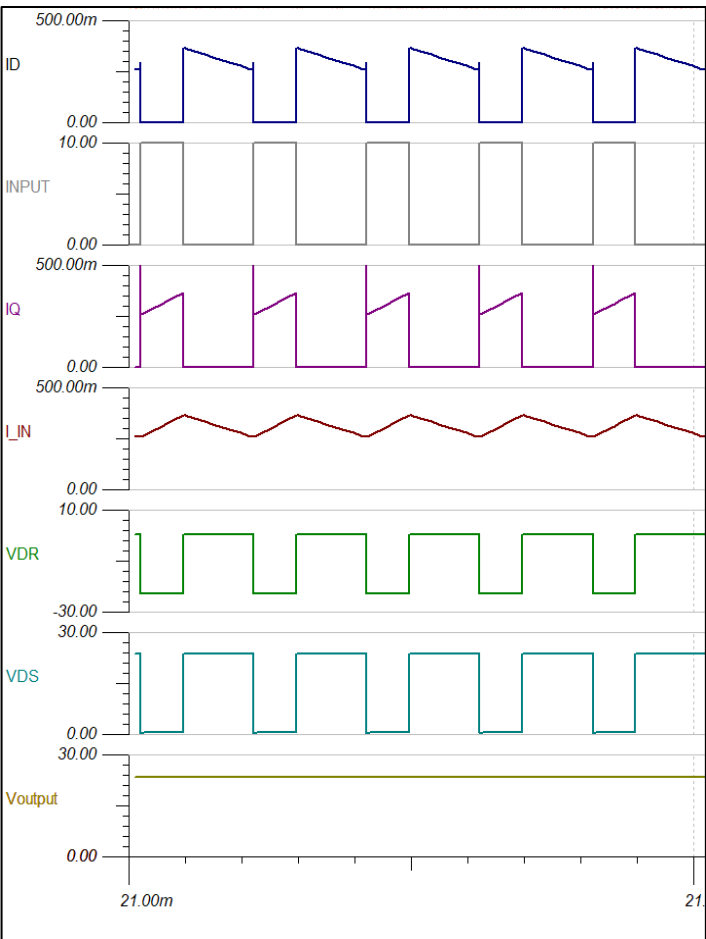
Source d'Alimentation

- Utilisation du mode "General Waveform" permettant de définir les temps de montée/descente et la durée des impulsions.
- Pour un rapport cyclique de 37.5% à 50 kHz, configuration des temps (configuration en annexe 7.2.3.1, page 24) :
 - Temps haut : $7.5\ \mu s$
 - Temps bas : $12.5\ \mu s$
 - Temps de transition : 1 ns
- Fréquence recalculée : 49.995 kHz (différence de 5 Hz négligeable).

Lancement et analyse de simulation

- Lancer la simulation en mode "Transient" après stabilisation du système.
- Enregistrer les mesures initiales pour analyse (voir annexe 7.2.2, page 18 à 24).
- Isoler les signaux (« Separate Curves ») et capturer les écrans des résultats.
- Optimiser l'analyse en :
 - Nommant correctement les courants et tensions.
 - Ajustant les échelles (
 - Courants : 0 à 500 mA
 - Tensions : 0 à 30V pour un signal attendu entre 0 et 24V).
 - Utilisant des curseurs pour une interprétation précise.

3.2 Résultats simulations



Régalage entrée : signal carré / 50kHz / Amplitude de 0-10V / Rapport cyclique de 37.5%

Résultats des tensions en simulation			
	Min [V]	Max[V]	Théorique [V]
V _{DR}	<u>0.354</u>	-23.59	<u>0.7</u> (pas la même diode)
V _{DS}	0.555	<u>23.72</u>	<u>24</u> (= V _{OUTPUT})
V _{OUTPUT}	23.25	<u>23.4</u>	<u>24</u>

Tableau 1 - Comparaison des tensions - Simulation/théorie

Résultats des courants en simulation			
	Min [mA]	Max ou Peak[mA]	Théorique [mA]
I _D	258.03	<u>365.8</u>	<u>390.17</u>
I _Q	263.1	<u>369.6</u>	<u>390.17</u>
I _{IN}	259.6	<u>365.9</u>	<u>333.92</u>
ΔI _L	<u>106.31</u> (I _{IN,max} - I _{IN,min})		<u>112.5</u>

Tableau 2 - Comparaison des courants - Simulation/théorie

Ces relevés de simulations démontrent un bon fonctionnement général du système. Les courants et tensions diffèrent légèrement en raison de l'approximation du placement des curseurs **et** également des caractéristiques des composants sur TINA.

L'exemple le plus flagrant est la R_{DS,ON} du MOSFET qui en réalité devrait être de l'ordre de 3.6mΩ (Tina nous spécifie une R_{DS,ON} de 1.595Ω | ~ environ 500 fois plus grande, voir en annexe 7.2.3.2, page 24).

V_{DS} et V_{DR} sont de « même » valeur absolue car il s'agit d'un simple schéma avec une diode fonctionnant comme un interrupteur (ouvert (CO) au moment de l'enclenchement ⇒ tension inverse de la tension V_{DS} – fermé (CC) au moment du déclenchement ⇒ tension V_{DS} = V_{output}). Le comportement des tensions est bon.

Oscillogramme 1 - Signaux globaux de simulation

Sur ces oscillogrammes, les courants I_Q et I_D démontrent le même principe qu'avec les tensions aux bornes de la diode et du transistor (système enclenché ⇒ transistor conduit donc pas de courant passant par la diode – système déclenché ⇒ transistor ouvert donc intégralité du courant traverse la diode). Logiquement, ces deux courant sont les mêmes mais ne passent pas au même endroit dépendamment de l'état du système.

I_{IN} démontre bien cette logique puisque le courant est toujours présent (en enclenchement et en déclenchement).

L'oscillation observable sur I_{IN} et due à la phase de charge d'énergie dans l'inductance (enclenchement) et à son opposition à une variation de courant (déclenchement) :

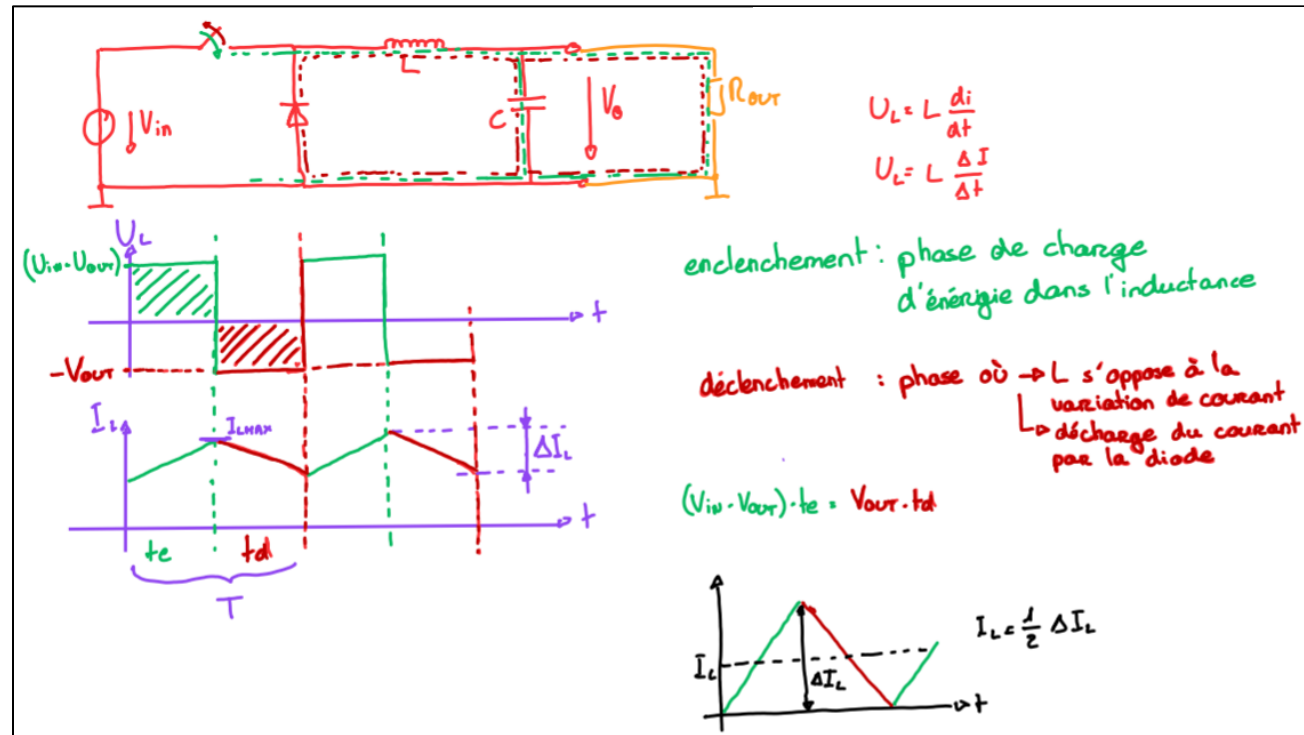


Figure 1 - Extrait de cours sur la notions de ΔI_L

Cet extrait de cours, explique bien les situations d'enclenchement et de déclenchement. Même s'il s'agit ici d'un convertisseur « step-down », le principe de « charge » et de « décharge » reste équivalent au montage du step-up.

(Explication des pics visible : TINA est un logiciel calculant des points lors de simulations. Lors du déclenchement au moment t_0 , les calculs tendent vers des divisions par 0, ce qui crée des pics de courant au moment t_0 .)

4 Mesures

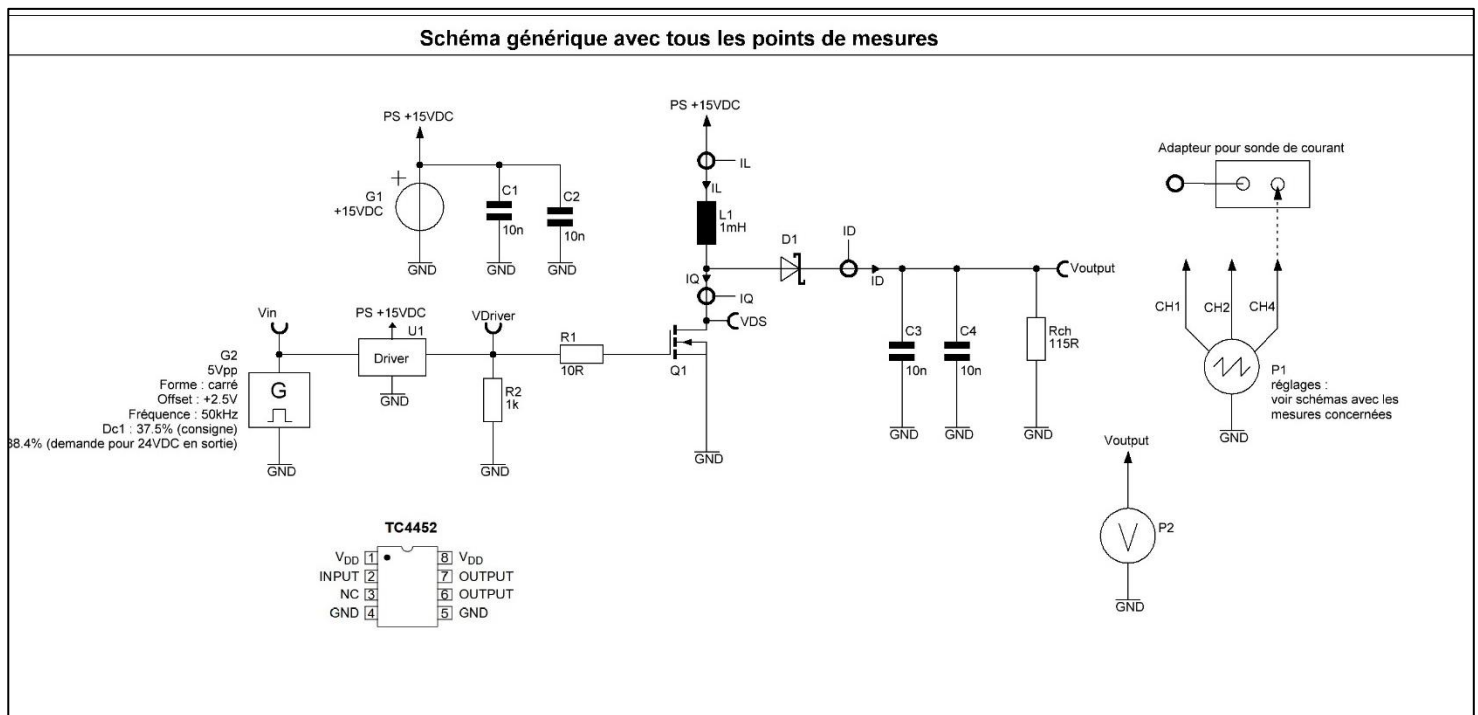


Schéma 2 - Schéma de mesure global

- 6) **Réaliser le montage du schéma** : Les schémas spécifiques à chaque mesure se trouvent en annexe 7.3.1, page 26 et 27. Le schéma ci-dessus est une représentation globale des points à mesurer avec les éléments qui figure au moins une fois sur le breadboard.

4.1 Méthode de mesure

- 7) **À l'aide du générateur, excitez le montage à 50 kHz avec le rapport cyclique D calculé. Appliquer une tension entre 0V et + 10 V sur la grille du transistor par rapport à la source**

Afin d'obtenir des résultats cohérents avec l'approche théorique et la simulation, les mesures du montage suivent les étapes suivantes :

Montage

- Reproduire le schéma du montage (section 2.1, page 4) en ajoutant une charge de 120Ω et les points de mesure pour les grandeurs électriques (V_{DS} , I_{in} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} et I_D).

Composants

- Résistance de charge composée de 2 résistances de puissance en série (68Ω et 47Ω . Total : 115Ω)
- Utilisation des composants : MOSFET IRF40B207 et diode Schottky SB-160.

Source d'Alimentation

- Utilisation du générateur de fonction pour générer un signal de commande sur la grille du MOSFET : caractéristique du signal d'entrée indiqué sur les schémas.
- Alimentation du circuit avec une alimentation de laboratoire en 0-15VDC

Appareils de mesure

- Placer les appareils de mesures P1 et P2 en fonction de la mesure concernée (courant ou tension). S'il s'agit d'une mesure de courant à l'oscilloscope, ne pas oublier d'utiliser une sonde de courant et de faire les réglages nécessaires sur l'oscilloscope (se mettre en mode de mesure en courant).
- Le paramétrage de P1 (oscilloscope) est précisé dans chacun des schémas de mesure présent en annexe 7.3.1, page 26 et 27.

Analyse des mesures

- Se connecter à l'oscilloscope depuis l'ordinateur via l'IP de P1 et effectuer les mesures demandées (T_s , D , V_{DS} , I_{in} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} , et I_D ainsi que les temps de montée et de descente lorsque le driver est ajouté dans le montage)
- Capturer et analyser chacune des mesures (voir en annexe 7.3.2, page 28 à 44).

4.2 Relevés de mesure

Voici les résultats obtenus sous forme de tableau. Toutes les mesures se trouvent en annexe 7.3.2, allant de la page 28 à 44. Dans le but d'une meilleure lecture, les captures des mesures ont été placées dans l'ordre des tableaux ci-dessous. L'analyse de chaque mesure se trouve en annexe ainsi qu'une analyse plus générale sur les différents résultats se trouve sous le point 4.3, page 13.

Résultats de la tension de sortie en mesure		
Rapport cyclique / D [%]	37,5	38,4
V_{input} [V]	15,1	15,1
V_{OUTPUT} [V]	23,8	24,03

Tableau 3 - Comparaison des tensions de sortie en fonction du rapport cyclique

Résultats des courants en mesure					
	Min [mA]	Max Peak[mA]	ou	Théorique [mA]	Max Simulation [mA]
I _D	281,26	<u>394,55</u>		<u>390,17</u>	<u>365,8</u>
I _Q	284,19	<u>396,5</u>		<u>390,17</u>	<u>369,6</u>
I _{IN}	260,75	<u>381,85</u>		<u>333,92</u>	<u>365,9</u>
ΔI _L	115,24			112,5	106,31

Tableau 4 - Comparaison des courants - Mesure/théorie/simulation

Résultats des temps en mesure	
$T_{montée}$	164ns
$T_{descente}$	120ns
T_s	20us

Tableau 5 - Mesure des temps de haut/bas et période en mesure

Remarque : Lorsque nous avons réalisé les différentes mesures, nous avons remarqué un problème typique lorsque nous faisons commuter un transistor (MOSFET) qui est le plateau de Miller. Cela est expliqué en annexe sur le point 7.3.2.16, page 44.

4.2.1 Divergences entre Théorie/Simulation & Mesure

Max Théorique vs Max Mesuré

Erreur pour I_D :

$$\text{Erreur absolue : } |390.17 - 394.55| = 4.38 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{4.38}{390.17} \times 100 = 1.12 \%$$

Erreur pour I_Q :

$$\text{Erreur absolue : } |390.17 - 396.5| = 6.33 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{6.33}{390.17} \times 100 = 1.62 \%$$

Erreur pour I_{IN} :

$$\text{Erreur absolue : } |333.92 - 381.85| = 47.93 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{47.93}{333.92} \times 100 = 14.35 \%$$

Erreur pour ΔI_L :

$$\text{Erreur absolue : } |112.5 - 115.24| = 2.74 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{2.74}{112.5} \times 100 = 2.44 \%$$

Max Simulation vs Max Mesuré

Erreur pour I_D :

$$\text{Erreur absolue : } |365.8 - 394.55| = 28.75 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{28.75}{365.8} \times 100 = 7.86 \%$$

Erreur pour I_Q :

$$\text{Erreur absolue : } |369.6 - 396.5| = 26.9 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{26.9}{369.6} \times 100 = 7.28 \%$$

Calcul pour I_{IN} :

$$\text{Erreur absolue : } |365.9 - 381.85| = 15.95 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{15.95}{365.9} \times 100 = 4.36 \%$$

Calcul pour ΔI_L :

$$\text{Erreur absolue : } |106.31 - 115.24| = 8.93 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur relative : } \frac{8.93}{106.31} \times 100 = 8.4 \%$$

Remarque : L'analyse des mesures au point suivant (4.3 de ce rapport), a été réalisée en utilisant l'erreur relative, qui permet de quantifier l'écart en pourcentage entre les valeurs mesurées et les valeurs théoriques/simulées.

Nous sommes conscients que l'erreur relative est directement liée à l'échantillonnage utilisé lors des mesures, car une acquisition plus rapide permettrait d'obtenir des points de mesure plus précis, et donc réduire le calcul de l'erreur. Malgré ceci, nous avons pu comparer les écarts de manière plus homogène et objective avec l'erreur relative.

4.3 Analyse des mesures

Dans ces mesures, nous avons voulu respecter le cahier des charges afin de pouvoir obtenir une tension de sortie de 24V. Effectivement, si nous respectons nos valeurs de rapport cyclique théorique, nous n'obtenons pas une tension de sortie de 24V. Afin d'obtenir la bonne tension de sortie (24V en DC) nous avons donc changer le rapport cyclique par pas de 0.1% manuellement sur le générateur de fonctions. Lorsque nous obtenons la bonne tension en sortie, nous avons ensuite fait la mesure de nos différents courants. Les valeurs mesurées ne sont pas identiques à nos valeurs théoriques. Cela s'explique par le fait que lorsque nous avons réalisé nos calculs nous n'avons pas pris en compte la tolérance des composants et nous avons estimé que nous étions sur un montage idéal. En comparaison avec les valeurs simulées nous remarquons une plus grosse différence et cela s'explique également que nous n'avions pas la possibilité d'utiliser exactement les mêmes composants à ceux que nous avons utilisé sur le breadboard. En plus de cela, nous savions également que le breadboard a différents défauts (effet capacitif, inductif et également résistance interne) ce qui perturbe également nos mesures.

Nous constatons que nous avons une plus grosse erreur entre la théorie et la mesure de 14,35% sur I_{IN} . Cela s'explique par l'imperfection de la bobine qui va demander un courant d'entrée plus élevé pour compenser les pertes et maintenir notre niveau de tension (24V) en sortie. En plus de cela il y a également des pertes dans la diode, le MOSFET qui ne sont pas parfaits ainsi que les condensateurs d'entrée et sortie avec une tolérance commune de 20% chacun. Tous les autres résultats entre la théorie et mesure nous semblent acceptables étant donné que nous ne dépassons pas plus que 2,44% d'erreur.

Tel qu'expliqué au point 3.2, page 8 (résultats de simulation), nous avons une différence entre les composants utilisés réellement et la simulation. Cela explique la différence « constante » autour de 8% d'erreur entre la mesure et la simulation. Bien que TINA prenne en compte la tolérance des composants, il est difficile à reproduire la réalité sous un logiciel de simulation se basant sur des composants existants car plusieurs facteurs tel que (température, durée de vie du composant, durée de chauffage du MOSFET ainsi que de la bobine) ne sont pas pris en compte sur TINA.

Globalement, nous sommes satisfaits des résultats obtenus, car l'objectif principal du circuit élévateur DC-DC, à savoir l'obtention d'une tension de sortie de 24V tout en ayant une entrée à 15V, a été atteint.

4.4 Driver

La partie bonus de ce rapport consistait à utiliser un Driver de courant et regarder la différence des temps de montée et descente sur la grille du MOSFET. Les screens de mesure des différents temps se trouve en annexe 7.3.2.14 & 7.3.2.15 sous les pages 42 & 43.

Analyse : L'utilisation du driver de courant a permis de réduire le temps de montée, qui est passé de 164ns à 50ns. Cependant, le temps de descente a augmenté à 227,2 ns, ce qui peut être expliqué par la distance entre le driver et le MOSFET. L'utilisation d'un breadboard n'aide pas non plus, car il ajoute des inductances et capacités parasites. Afin de mieux tester ceci, nous aurions dû l'utiliser sur un layout de PCB avec des couches bien isolées dont les mauvais contacts sont réduits. Pourtant, nous nous sommes informés et nous savons que l'utilisation d'un driver de courant permet de charger et décharger plus rapidement la capacité grille-drain (Cgd), réduisant donc les pertes de commutation du MOSFET et améliorer l'efficacité de notre convertisseur.

5 Influence

5.1 En mesures

Sur ce point, nous abordons les différentes influences (négatives) que nous avons fait face durant ce rapport.

Les capacités sur la grille Cg (capacité d'entrée sur le datasheet au point 7.1.3) est isolée du circuit et agit uniquement sur la grille du MOSFET. Lorsque le MOSFET commute, Cg doit être chargée ou déchargée pour faire passer le transistor de l'état bloqué à saturé. Cette capacité produit l'effet Miller abordé au point 7.3.2.16, page 44.

La capacité drain-source Cds (capacité De sortie sur le datasheet au point 7.1.3) est directement en parallèle avec le MOSFET et reste toujours active. Lors des commutations, cette capacité interagit avec l'inductance du circuit et crée un réseau LC « parasite » avec notre inductance en série du MOSFET, provoquant des oscillations. Sur les mesures de courant, cela reste très visible et nous avons fait référence. Ces oscillations provoquent une fréquence de résonance qui peut être calculée par la formule :

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}} = 8.63 \text{ kHz}$$

Cet effet de résonance peut-être atténué par un circuit Snubber. Ce circuit nous permet tout d'abord d'éviter les pics de courant que nous avons à 570mA lors de la commutation du MOSFET, en créant un chemin temporaire au courant lorsque nous avons des variations rapides de courant (un flanc montant/descendant a en théorie une fréquence infini), ainsi que limiter les oscillations dues à la résonance.

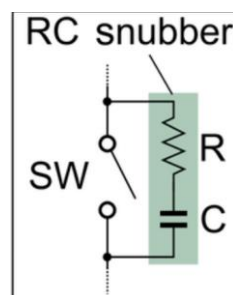


Figure 2 RC snubber

6 Conclusion

Les résultats obtenus au cours de cette étude ont permis de valider le fonctionnement global du convertisseur DC-DC boost et d'observer les écarts entre les différentes approches théorique, simulée et mesure. La comparaison des valeurs met en évidence des différences inhérentes aux tolérances des composants, aux pertes internes et aux effets parasites liés au montage sur breadboard. Ces écarts sont notamment dus aux variations de caractéristiques des composants réels par rapport aux modèles idéaux utilisés dans les calculs et les simulations.

L'analyse des mesures montre que l'inductance et la diode ont introduit des pertes non prises en compte en théorie, impactant directement le courant d'entrée qui s'est démontré plus élevé que prévu. L'effet Miller a également été observé, allongeant les temps de commutation du MOSFET et impactant l'efficacité du convertisseur étant donné que le générateur n'est pas un exemple pour fournir du courant. Pour atténuer ces effets, un driver de courant sur la grille a été ajouté afin d'améliorer la rapidité de charge des différents condensateurs (parasites) et ainsi améliorer le temps de commutation. L'utilisation du driver a permis une réduction du temps de montée, passant de 164 ns à 50 ns, et une meilleure gestion de la charge et de la décharge de la capacité grille-drain. Toutefois, une augmentation du temps de descente a été constatée, en raison de l'influence des inductances, capacités parasites et la longueur des fils sur le breadboard. Lors des mesures de courant, nous avons également constaté l'effet d'un circuit LC « parasite » qui produit une fréquence de résonance lors des commutations. Nous avons visualisé cet effet et nous avons même trouvé la solution avec l'utilisation circuit RC snubber.

L'objectif principal, à savoir la régulation de la tension de sortie à 24V avec une entrée de 15V en DC, a été atteint après ajustement du rapport cyclique. Cette correction a permis de compenser les pertes dans les composants et d'obtenir des résultats cohérents. Malgré les divergences constatées, les mesures réalisées restent dans des marges d'erreur acceptables et confirment le bon fonctionnement du montage.

Ce rapport a également permis de mettre en évidence l'importance d'une modélisation précise des composants et la nécessité de prendre en compte les tolérances ainsi que les pertes associées à tous les composants. Une réalisation sur PCB constituerait une amélioration significative en réduisant les effets parasites liés aux connexions du breadboard et en optimisant les performances du convertisseur. En plus, l'utilisation d'un driver plus adapté, associé à un circuit de compensation, permettrait d'améliorer davantage les performances de commutation du MOSFET et de minimiser les pertes d'énergie.

ETML-ES le 12 février 2024

Signatures : Matteo Stefanelli
Vitor Goncalves Coelho

7 Annexes

7.1 Annexes – théorie

7.1.1 Consigne de départ

RÉALISATION D'UN CONVERTISSEUR DC-DC ÉLÉVATEUR

Schéma d'un convertisseur DC-DC élévateur de +15V à +24V :

L1 : 1 mH . Q1 : IRF40B207 . D1 Schottky - SB160 .

Utiliser un générateur pour générer le signal d'entrée à 50kHz.
 Prévoir une charge pour soutirer 0.2 A sur la sortie +24 V.
 Les valeurs de capacité d'entrée et de sortie peuvent être plus élevées en fonction des composants disponibles

ON DEMANDE

- 1) Calculer la valeur de la résistance de charge pour soutirer 0.2 A.
- 2) Calculer la puissance de la résistance de charge.
- 3) Choisir une ou plusieurs résistances de puissance disponibles afin d'obtenir une valeur proche ($\pm 10\%$) et recalculer le courant et la puissance dans ce cas.
- 4) Calculer : T_s , D , V_{DS} , I_{in} , ΔI_L , I_Q , V_{DR} et I_D .
- 5) Réaliser une simulation du montage proposé, et comparer les résultats obtenus avec vos calculs
- 6) Réaliser le montage du schéma ci-dessus.
 Remarque : Souder les composants pour obtenir une bonne connexion.
 Utilisez plusieurs résistances pour obtenir la bonne valeur ohmique et pour dissiper la bonne puissance.
- 7) À l'aide du générateur, excitez le montage à 50 kHz avec le rapport cyclique D calculé ci-dessus.
 Appliquer une tension entre 0V et + 10 V sur la grille du transistor par rapport à la source.
- 8) Corriger et noter le rapport cyclique pour obtenir +24 V à la sortie.
- 9) Mesurer :
 - a. La tension V_{DS} durant la période T_s et notamment les temps de montée et de descente.
 - b. Le courant I_Q durant la période T_s .
 - c. Le courant I_L durant la période T_s .
- 10) Comparer les résultats avec vos calculs théoriques / simulation

Figure 3 - Consigne de départ

7.1.2 Datasheet diode pour V_{DR}

Characteristic	Symbol	SB120	SB130	SB140	SB150	SB160	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}						
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	20	30	40	50	60	V
DC Blocking Voltage	V_R						
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	14	21	28	35	42	V
Average Rectified Output Current (Note 5) (See Figure 1)	I_O	1.0					A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half Sine-Wave Superimposed on Rated Load (JEDEC Method)	I_{FSM}	40					A
Forward Voltage (Note 6) @ $I_F = 1.0A$	V_{FM}	0.50				0.70	V
Peak Reverse Current @ $T_A = +25^{\circ}C$	I_{RM}	0.5					mA
at Rated DC Blocking Voltage (Note 6) @ $T_A = +100^{\circ}C$		10		5.0			
Typical Thermal Resistance Junction to Lead (Note 5)	$R_{\theta JL}$	15					$^{\circ}C/W$
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	50					$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_J	-65 to +125			-65 to +150		$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150					

7.1.3 Datasheet MOSFET

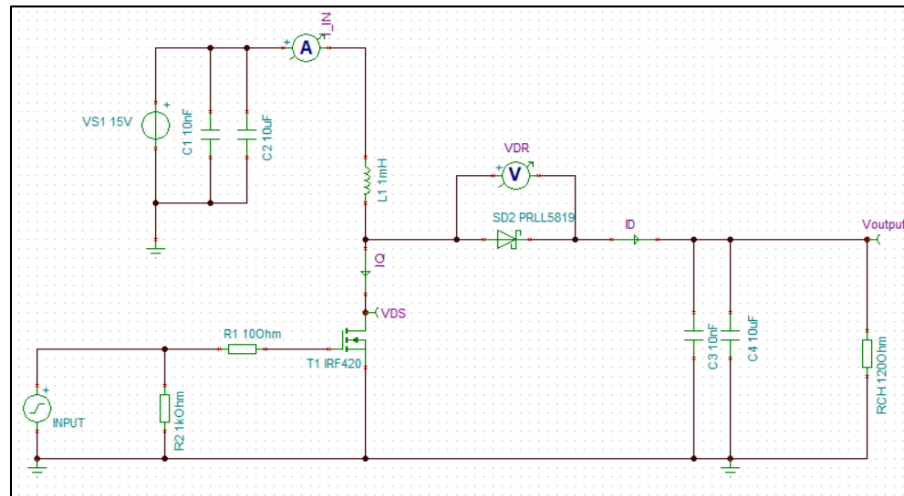
Dynamic Electrical Characteristics @ $T_J = 25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)							
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
g_{fs}	Forward Transconductance	170	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 57A$	
Q_g	Total Gate Charge	—	45	68	nC	$I_D = 57A$	
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	12	—		$V_{DS} = 20V$	
Q_{gd}	Gate-to-Drain Charge	—	15	—		$V_{GS} = 10V^{(4)}$	
Q_{sync}	Total Gate Charge Sync. ($Q_g - Q_{gd}$)	—	30	—			
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	7.8	—	ns	$V_{DD} = 20V$	
t_r	Rise Time	—	35	—		$I_D = 30A$	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	25	—		$R_G = 2.7\Omega$	
t_f	Fall Time	—	19	—		$V_{GS} = 10V^{(4)}$	
C_{iss}	Input Capacitance	—	2110	—	pF	$V_{GS} = 0V$	
C_{oss}	Output Capacitance	—	340	—		$V_{DS} = 25V$	
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	220	—		$f = 1.0MHz, \text{ See Fig.7}$	
$C_{oss \text{ eff. (ER)}}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)	—	400	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 32V^{(6)}$	
$C_{oss \text{ eff. (TR)}}$	Output Capacitance (Time Related)	—	498	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 32V^{(5)}$	

7.1.4 Datasheet Driver

Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t_R	—	30	40	ns	Figure 4-1, $C_L = 15,000 \text{ pF}$
Fall Time	t_F	—	32	40	ns	Figure 4-1, $C_L = 15,000 \text{ pF}$

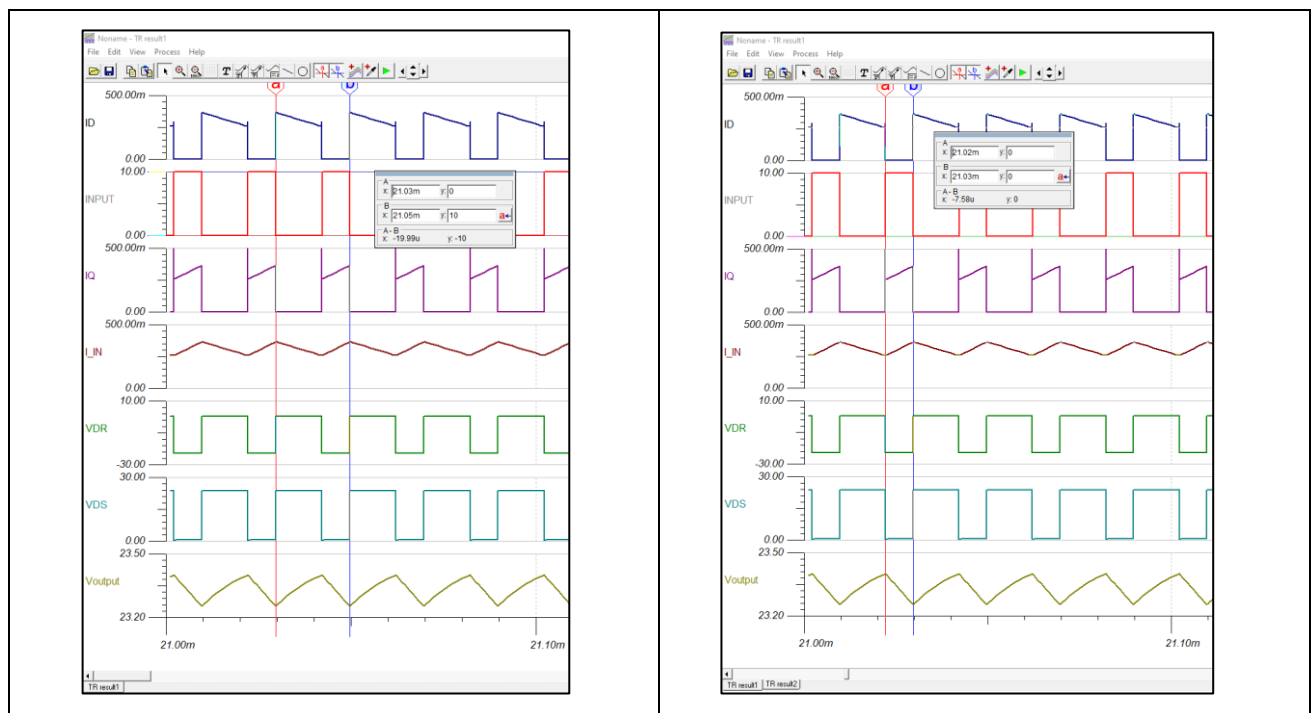
7.2 Annexes – simulation

7.2.1 Schéma de simulation



7.2.2 Relevés de simulation

7.2.2.1 Ts et D

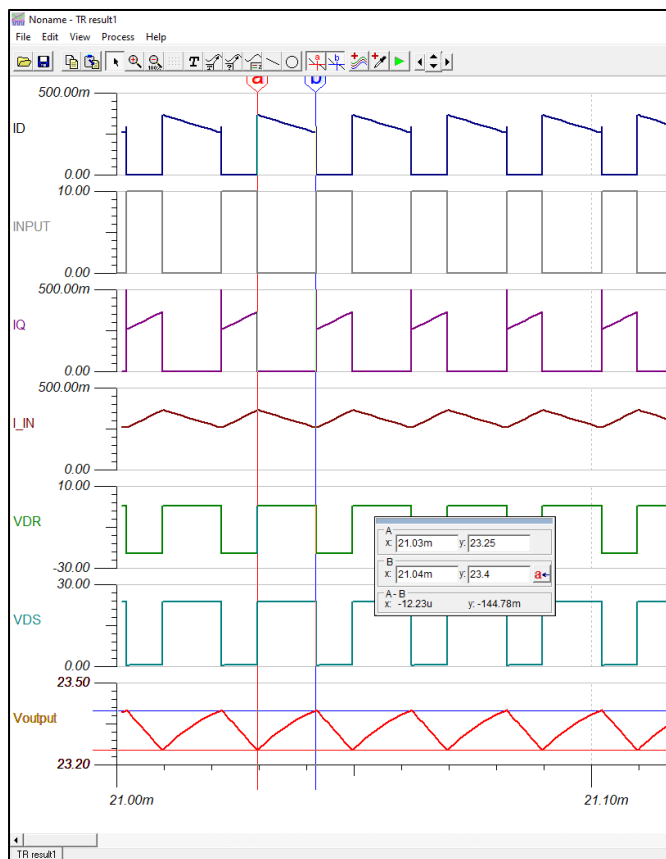


Ts : 19.99µs

TH : 7.58 µs

$$D = \frac{TH}{Ts} * 100 = \frac{7.58 * 10^{-6}}{19.99 * 10^{-6}} * 100 = 37.92\% \Rightarrow \text{légère différence en rapport à ce qui était souhaité (37.5\%)} \text{ car manque de précision avec les curseurs et prise en compte d'un temps de montée et d'un temps de descente (ordre de la ns).}$$

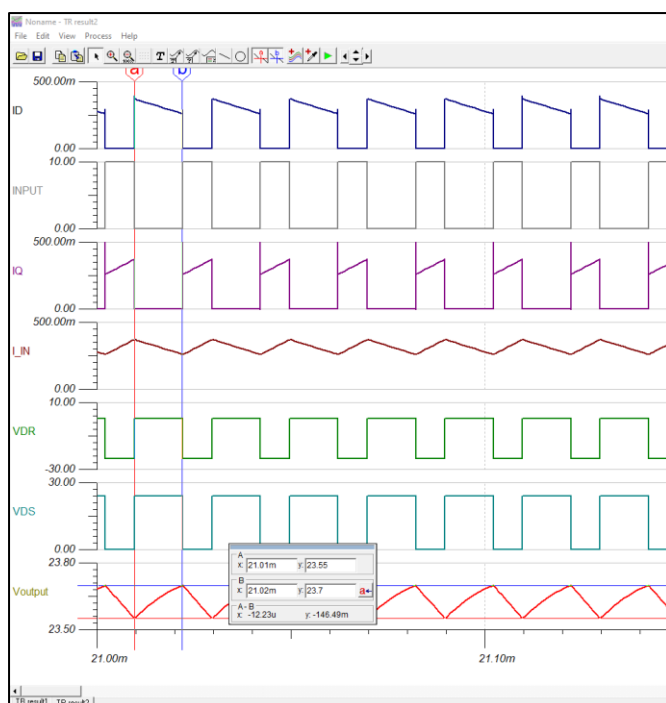
Acceptable pour faire les simulations car 0.4% d'erreur sur le rapport cyclique influencera très peu nos relevés.

7.2.2.2 V_{output} sans et avec correction des caractéristiques**Voutput sans correction** $V_{\text{output,min}}$: 23.25VDC $V_{\text{output,max}}$: 23.4VDC $V_{\text{output,oscillation}}$: <150mV

Cette simulation démontre bien l'élévation de la tension en sortie à 24VDC environ.

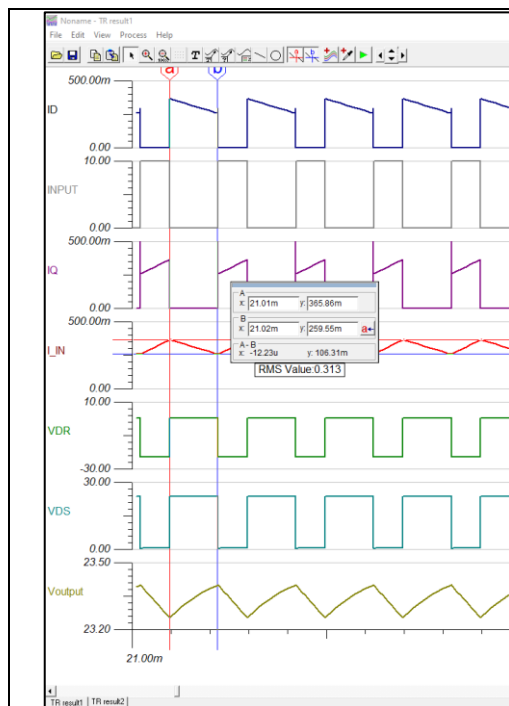
La tension de sortie est légèrement plus faible que prévu, car comme déjà expliqué, le choix des composants sur TINA a fait que les composants choisis n'avaient pas exactement les caractéristiques identiques à celle attendues. ($R_{\text{DS,ON}}$ du MOSFET ou U_J de la diode, par exemple).

Voir tableau des comparatifs dans l'analyse des simulations.

**Voutput avec correction** $V_{\text{output,min}}$: 23.55VDC $V_{\text{output,max}}$: 23.7VDC $V_{\text{output,oscillation}}$: <150mV

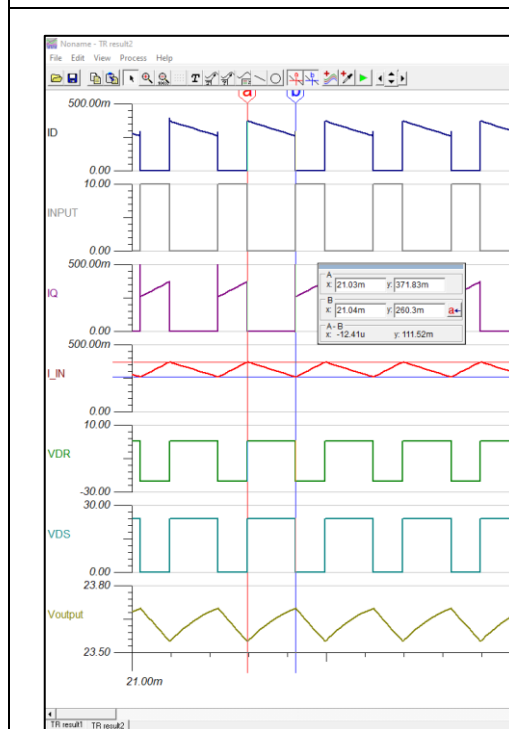
Sur cet oscillogramme, Voutput se rapproche un peu plus du résultat souhaité (24VDC). L'unique correction faite au niveau des caractéristique est celle de la $R_{\text{DS,ON}}$. La conclusion à tiré de cela est qu'en corrigeant toutes les caractéristiques des composants, le résultat final tendrait très probablement de quelque chose d'assez précis.

Voir tableau des comparatifs dans l'analyse des simulations.

7.2.2.3 I_{IN} (I_L) sans et avec correction des caractéristiques **I_{IN} (I_L) sans correction** $I_{IN,min}$: 259.55 mA $I_{IN,max}$: 365.86 mA $I_{IN,rms}$: 313 mA I_{LIN} : 106.31 mA

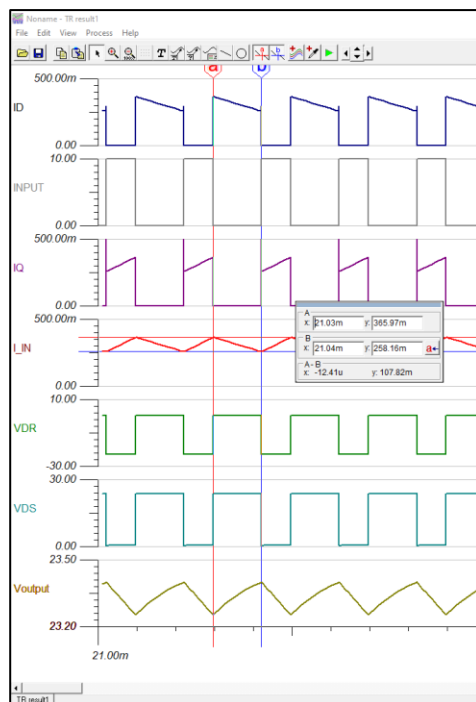
Les résultats de simulation correspondent assez bien à ce qui était attendu et ce qui a été calculé. Comme dit précédemment, avec de meilleure caractéristique de composants nous pourrions être encore plus précis.

Voir tableau des comparatifs dans l'analyse des simulations.

 **I_{IN} (I_L) avec correction** $I_{IN,min}$: 260.3 mA $I_{IN,max}$: 371.83 mA $I_{IN,rms}$: 316.06 mA I_{LIN} : 111.52 mA

En corrigeant la $R_{DS,ON}$, les résultats se rapprochent de ce qui a été calculé.

Voir tableau des comparatifs dans l'analyse des simulations.

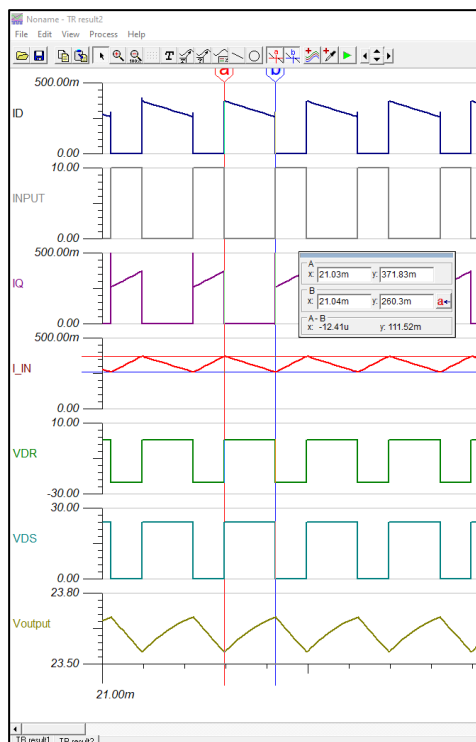
7.2.2.4 ΔI_L sans et avec correction des caractéristiques ΔI_L sans correction

$$\Delta I_L = 107.82\text{mA}$$

Le résultat de simulation montre une variation du courant IIN (donc un ΔI_L) de 107.82 mA. En rapport à ce qui a été calculé dans la partie théorique, la différence n'est pas très grande et est acceptable :

- Théorique : 112.5 mA
- Simulation : 107.82 mA
-

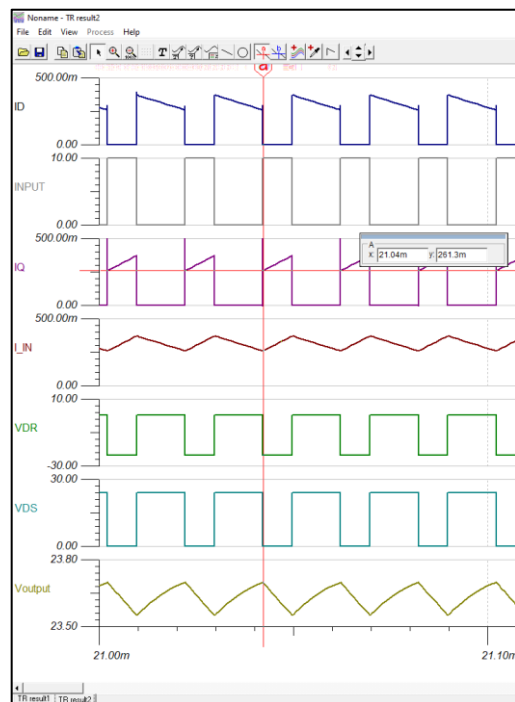
Le placement des curseurs influence également les relevés de simulation. Avec plus de précision dans le placement des curseurs ainsi que dans les caractéristiques des composants, il n'est pas impossible d'atteindre les mêmes résultats qu'en théorie

 ΔI_L avec correction de $R_{DS,ON}$

$$\Delta I_L = 111.52\text{mA}$$

En corrigeant la $R_{DS,ON}$ du transistor, la différence du courant tiré par l'alimentation devient de plus en plus proche de celle trouvée en partie théorique.

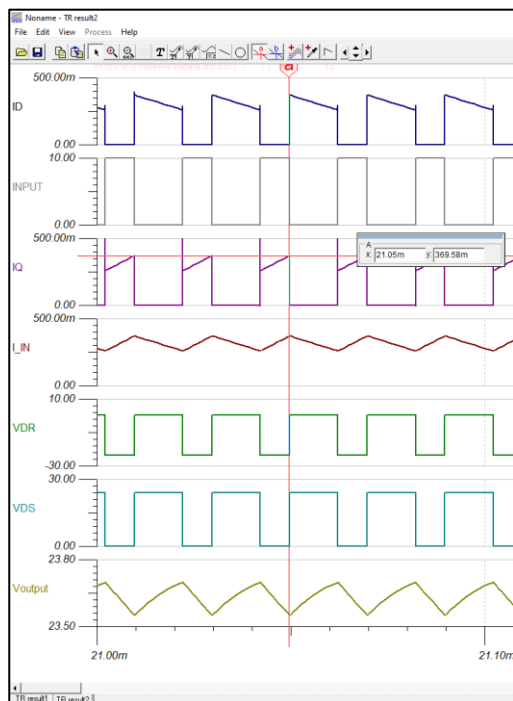
Le placement des curseurs influence également les relevés de simulation. Avec plus de précision dans le placement des curseurs ainsi que dans les caractéristiques des composants, il n'est pas impossible d'atteindre les mêmes résultats qu'en théorie. Surtout que la simulation ne prend pas en compte les échauffements des composants (voir dans les documents d'utilisation et de prise en main de TINA – « *User Manual – The complete Electronics Labs for Windows* » <https://www.tina.com/docs/v12/Tina-v12-manual.pdf>).

7.2.2.5 I_Q  **$I_{Q,min}$** **$I_{Q,min} : 261.3 \text{ mA}$**

Ce courant minimum correspond simplement au courant le plus faible de I_{IN} (précédemment relevés à **258.16 mA**). Cela concorde bien, sachant que le placement des curseurs limite la précision des relevés.

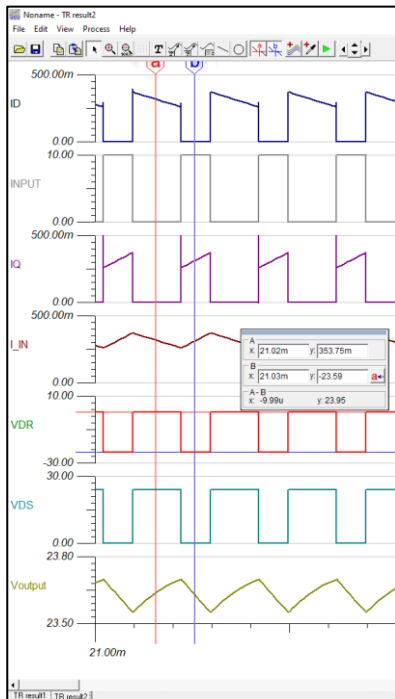
Ce relevé confirme le relevé de I_{IN} où il a été dit que le courant traversant le MOSFET a les mêmes niveaux que celui d'entrée du montage (I_{IN}).

Relevé acceptable.

 **$I_{Q,max}$** **$I_{Q,max} : 369.58 \text{ mA}$**

Voir explication ci-dessus, en prenant en compte cette fois qu'il s'agit du courant maximum.

Relevé acceptable.

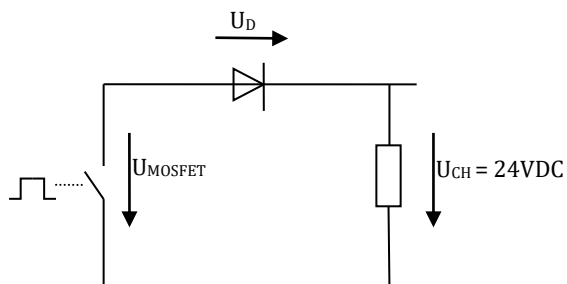
7.2.2.6 V_{DR}  V_{DR}

Sur ce relevé de simulation, la constatation est la suivante :

Lorsque le transistor est en mode de conduction (fermé), la tension aux bornes de la diode est proche de -24VDC. La raison pour laquelle nous n'atteignant pas 24VDC est le courant de fuite traversant la jonction du MOSFET imposant une tension aux bornes de la RDSON.

Lorsque le transistor est en mode « ouvert », la tension à ces bornes monte à 24VDC et par conséquent la tension aux bornes de la diode redescend à sa tension de jonction.

Ce système démontre la loi des mailles (voir illustration ci-dessous).

**Explication de la loi des mailles sur le montage**

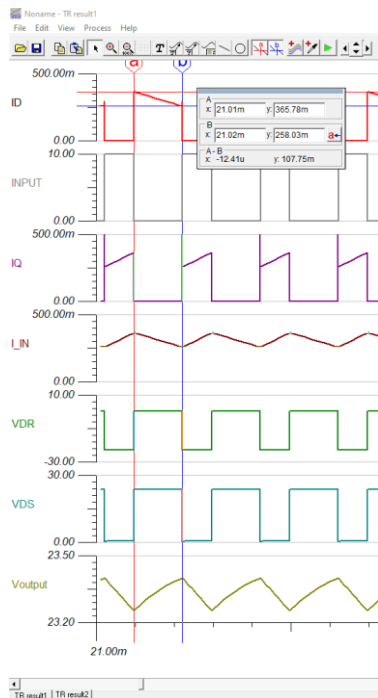
Le schéma ci-contre est une représentation simplifiée de la commande et la sortie de notre montage initial.

Selon la loi des mailles, la somme des tensions dans une mailles doit être égale à 0. Si la tension aux bornes du MOSFET est proche de 0, alors la tension directe de la diode doit compenser la tension de sortie :

$$U_{MOSFET} = 0V$$

$$U_{MOSFET} + U_{CH} + U_D = 0V$$

$$U_{CH} = -U_D = -24VDC \text{ (environ)}$$

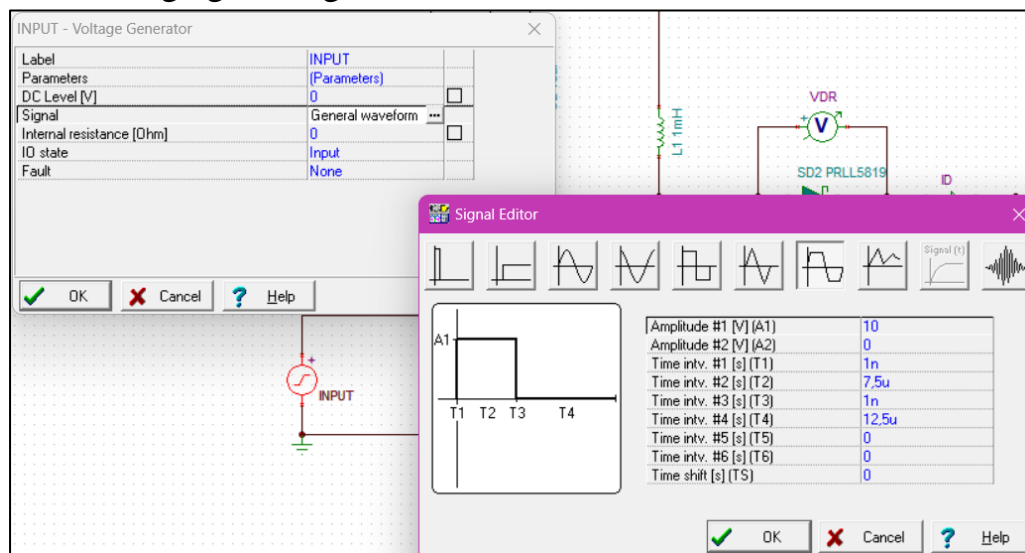
7.2.2.7 I_D  $I_{D,min}$ et $I_{D,max}$ $I_{D,max} = 365.78 \text{ mA}$ $I_{D,min} = 258.03 \text{ mA}$

A nouveau, l'observation de cet oscillogramme démontre une nouvelle fois que le courant traversant la diode est le même que celui qui est tiré de l'alimentation (I_{IN}), à la différence que celui-ci est inactifs lorsque la commande est active.

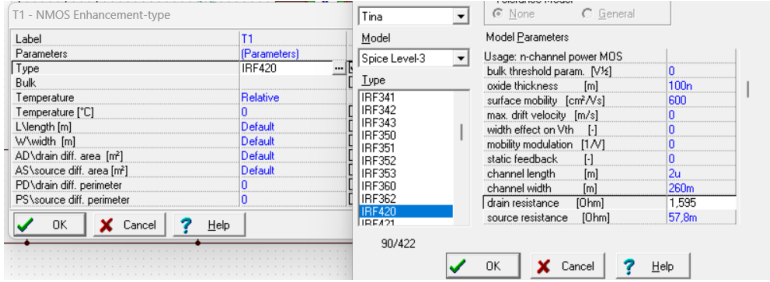
Comportement normal puisque, si la commande est active alors le courant I_{IN} traversera le transistor (représenté par I_Q) et si la commande est inactive le courant ne pourra pas passer par le MOSFET (car comme si interrupteur ouvert) et passera en intégralité par la diode (I_D)

7.2.3 Réglages de simulations

7.2.3.1 Réglage du signal de commande



7.2.3.2 Réglage de la $R_{DS,ON}$

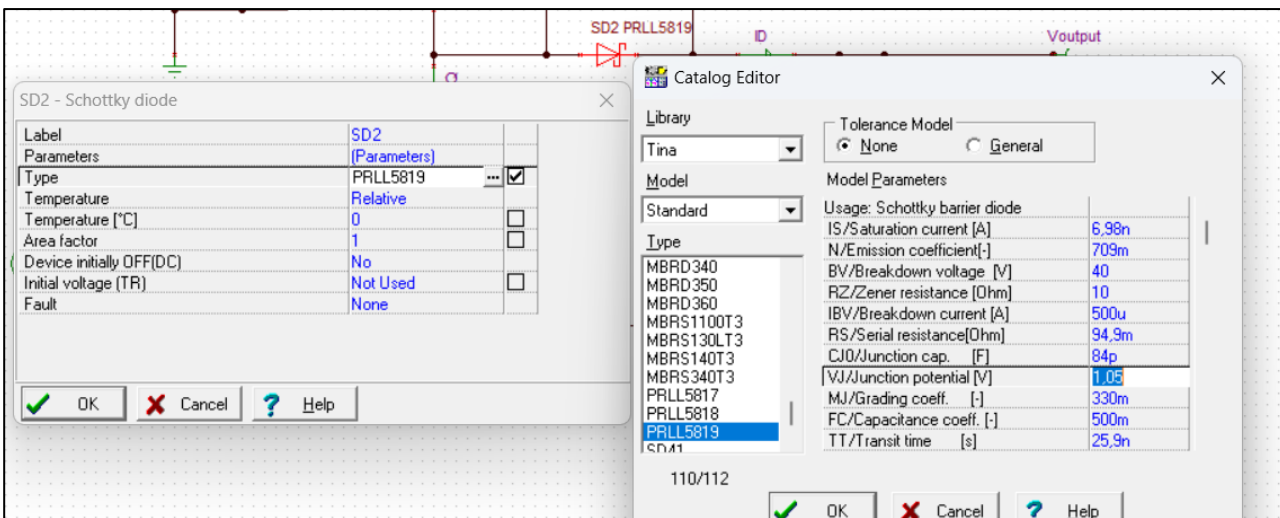
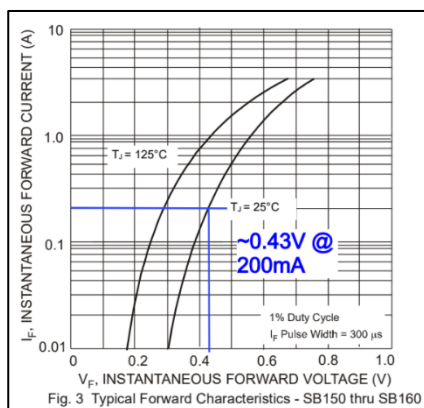
$R_{DS,ON}$ en simulation	$R_{DS,ON}$ réel du MOSFET				
	<table border="1"> <tr> <td>$R_{DS(on)}$ typ.</td><td>3.6mΩ</td></tr> <tr> <td>max</td><td>4.5mΩ</td></tr> </table>	$R_{DS(on)}$ typ.	3.6mΩ	max	4.5mΩ
$R_{DS(on)}$ typ.	3.6mΩ				
max	4.5mΩ				

La $R_{DS,ON}$ présente dans la simulation est environ 500 fois plus élevés par rapport à ce qui est émis dans le datasheet.

$$\text{Rapport d'erreur de la } R_{DS,ON}(\text{simulation} - \text{réel}) = \frac{R_{DS,ON,SIMU}}{R_{DS,ON,REEL}} = \frac{1.595}{3.6 \cdot 10^{-3}} \cong 443.1 [-]$$

Ce rapport viens donc influencer les grandeur attendue lors des simulations. En la corrigeant, les résultats tendent à l'approche théorique.

7.2.3.3 Réglages de la tension de jonction de la diode

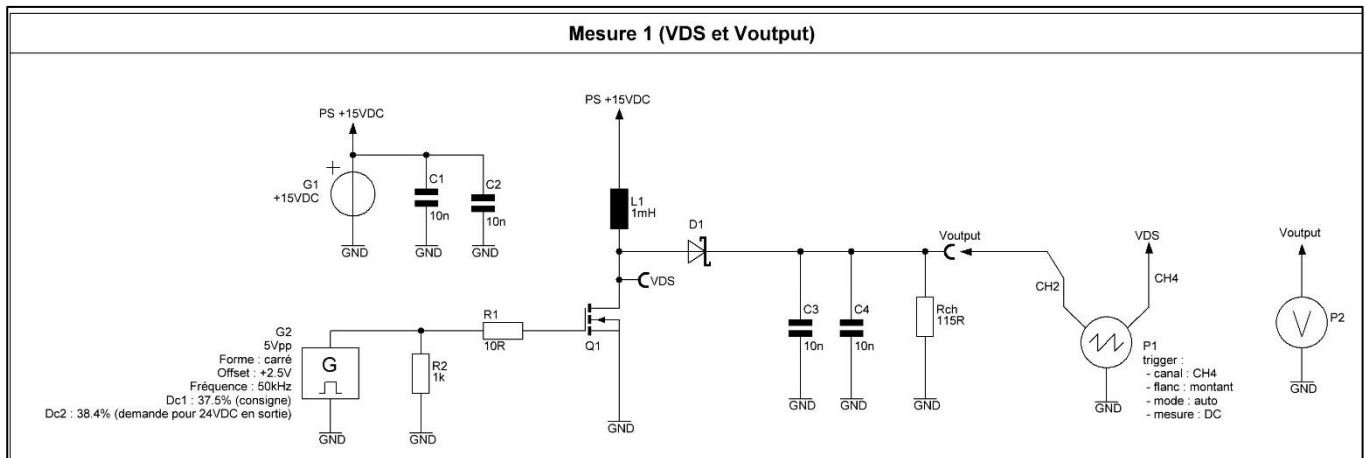
Sur ces images, les caractéristiques de la diode schottky, plus précisément sa tension de jonction, diffère. En effet, sur TINA, la tension de jonction moyenne (utilisé pour faire les calculs lors de lancement de simulation) est plus élevée : 1.05VDC. Or, en réalité, pour un courant en sortie de 200 mA (imposé dans la donnée), la tension de jonction émise dans le datasheet est d'environ 0.43VDC.

Néanmoins, les résultats de simulation corrént avec ce qui a été produit dans la partie théorique.

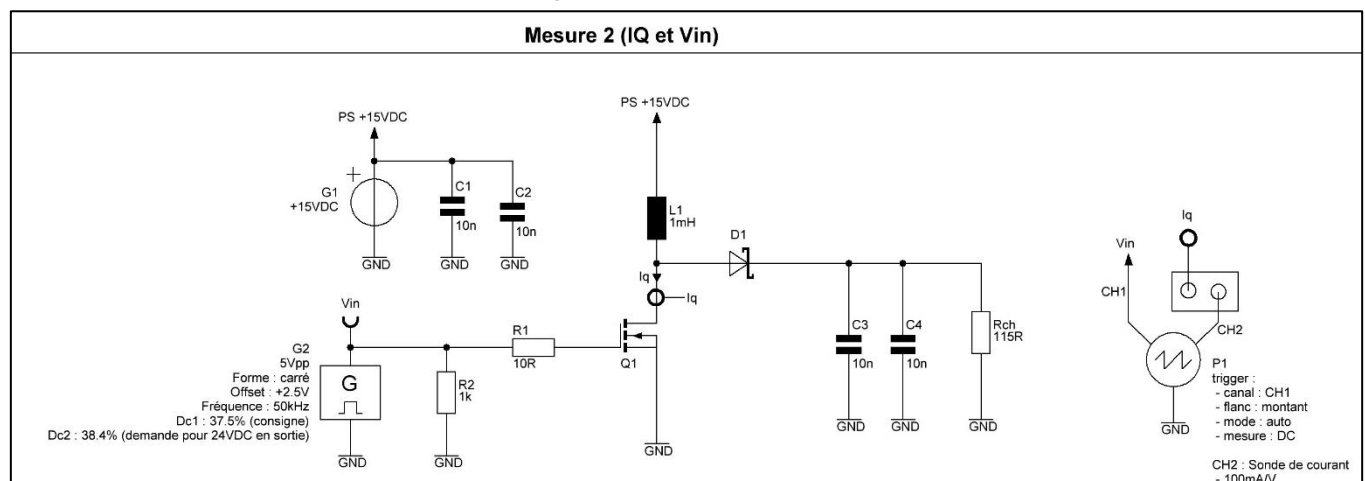
7.3 Annexes - mesures

7.3.1 Schémas de mesure

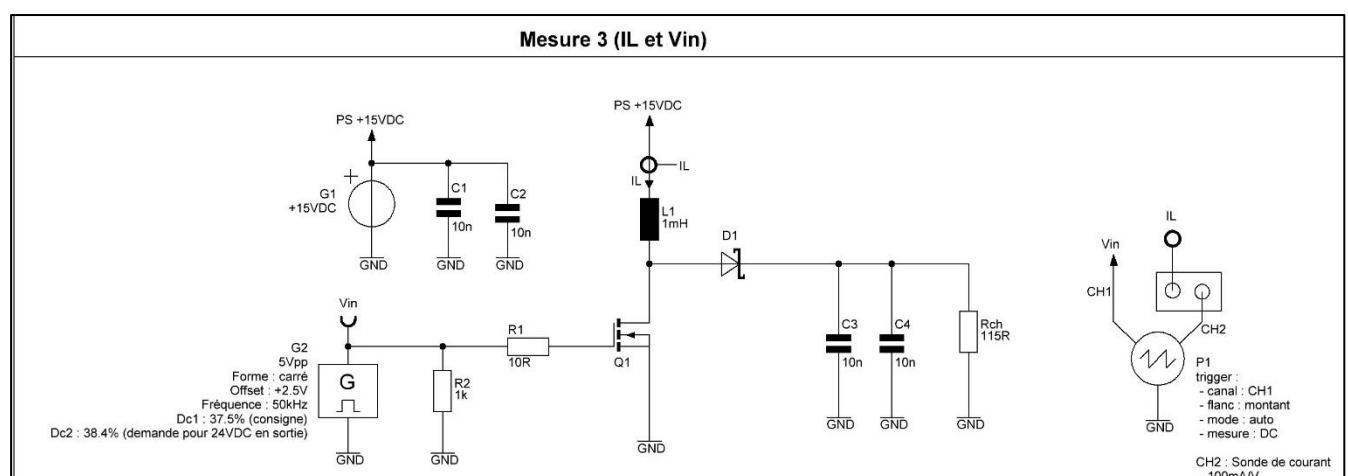
7.3.1.1 Schéma de mesure 1 – V_{DS} et V_{OUT}

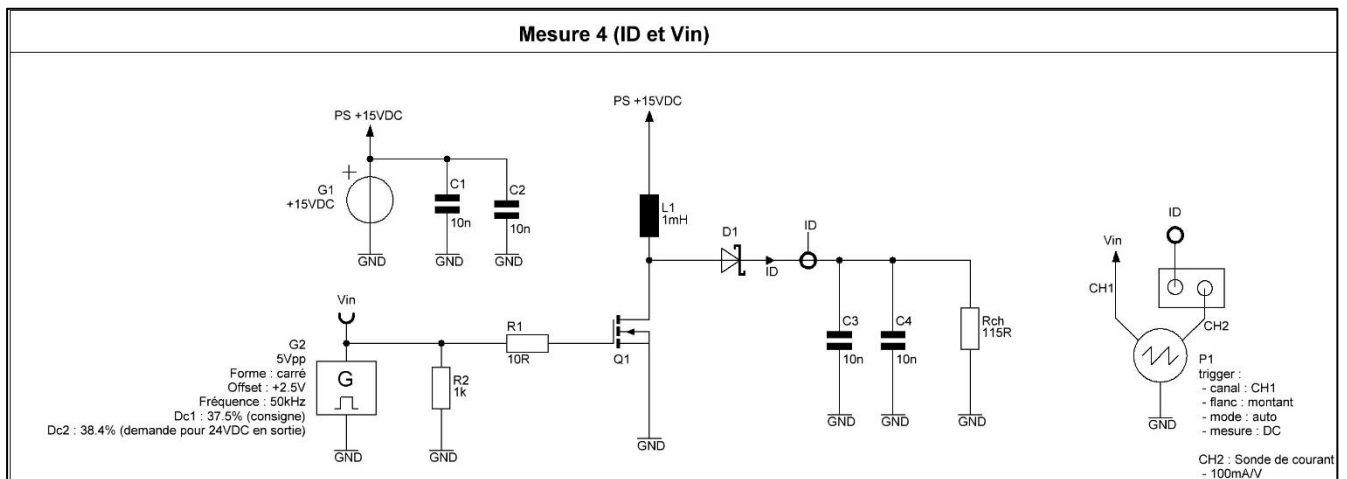
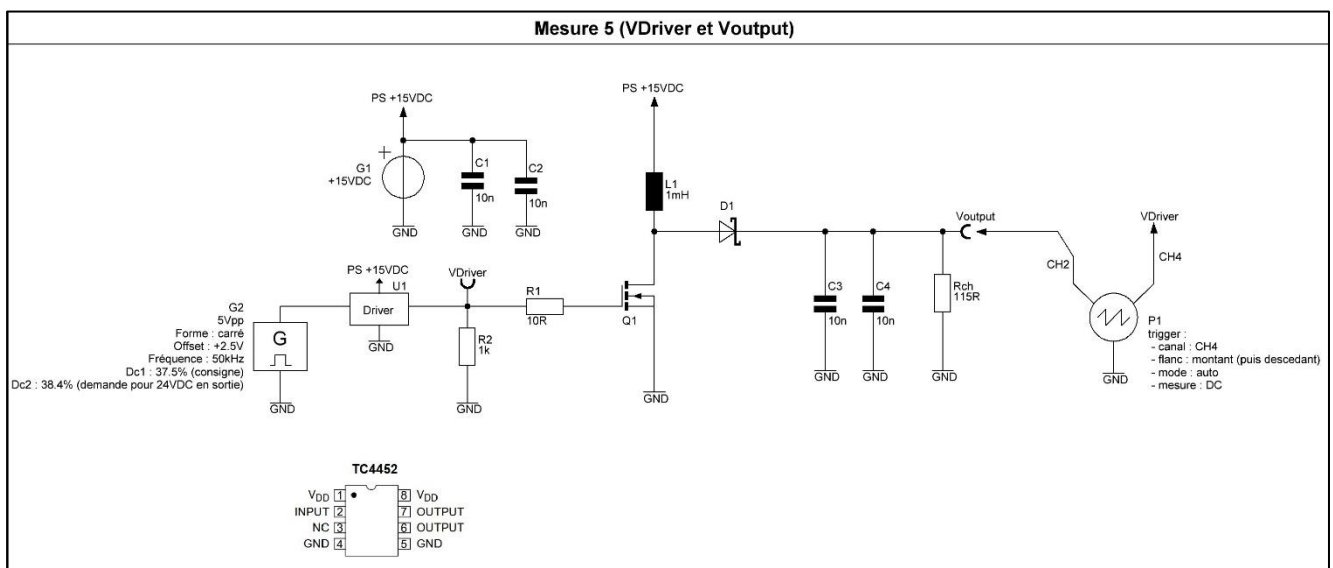


7.3.1.2 Schéma de mesure 2 – I_Q et V_{IN}



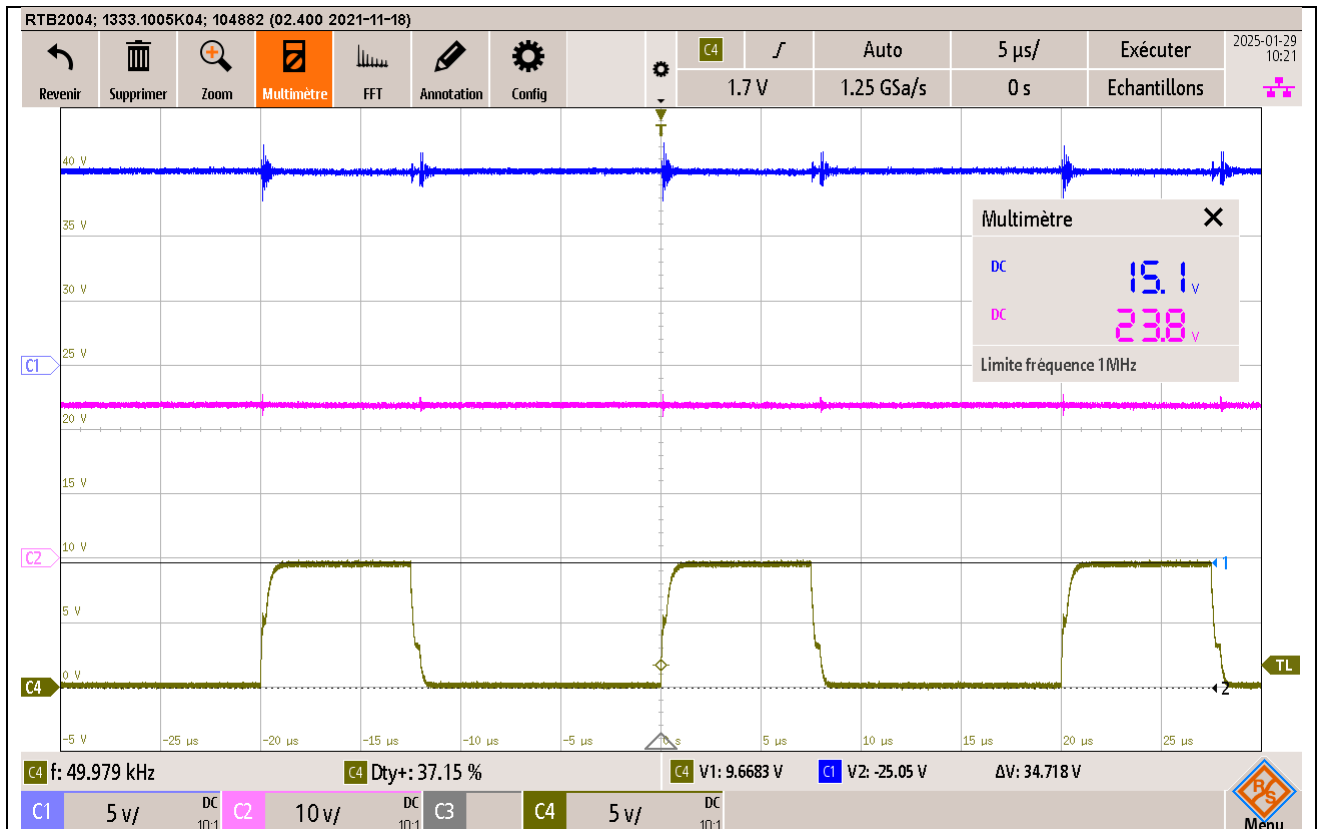
7.3.1.3 Schéma de mesure 3 – I_L et V_{IN}



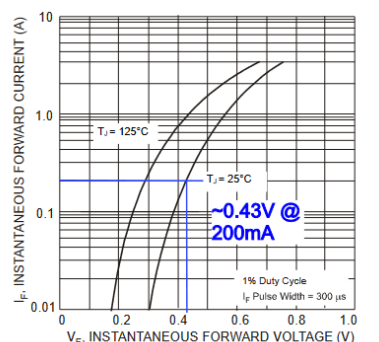
7.3.1.4 Schéma de mesure 4 – I_D et V_{IN} 7.3.1.5 Schéma de mesure 5 – V_{DRIVER} et V_{OUTPUT} 

7.3.2 Relevés de mesures

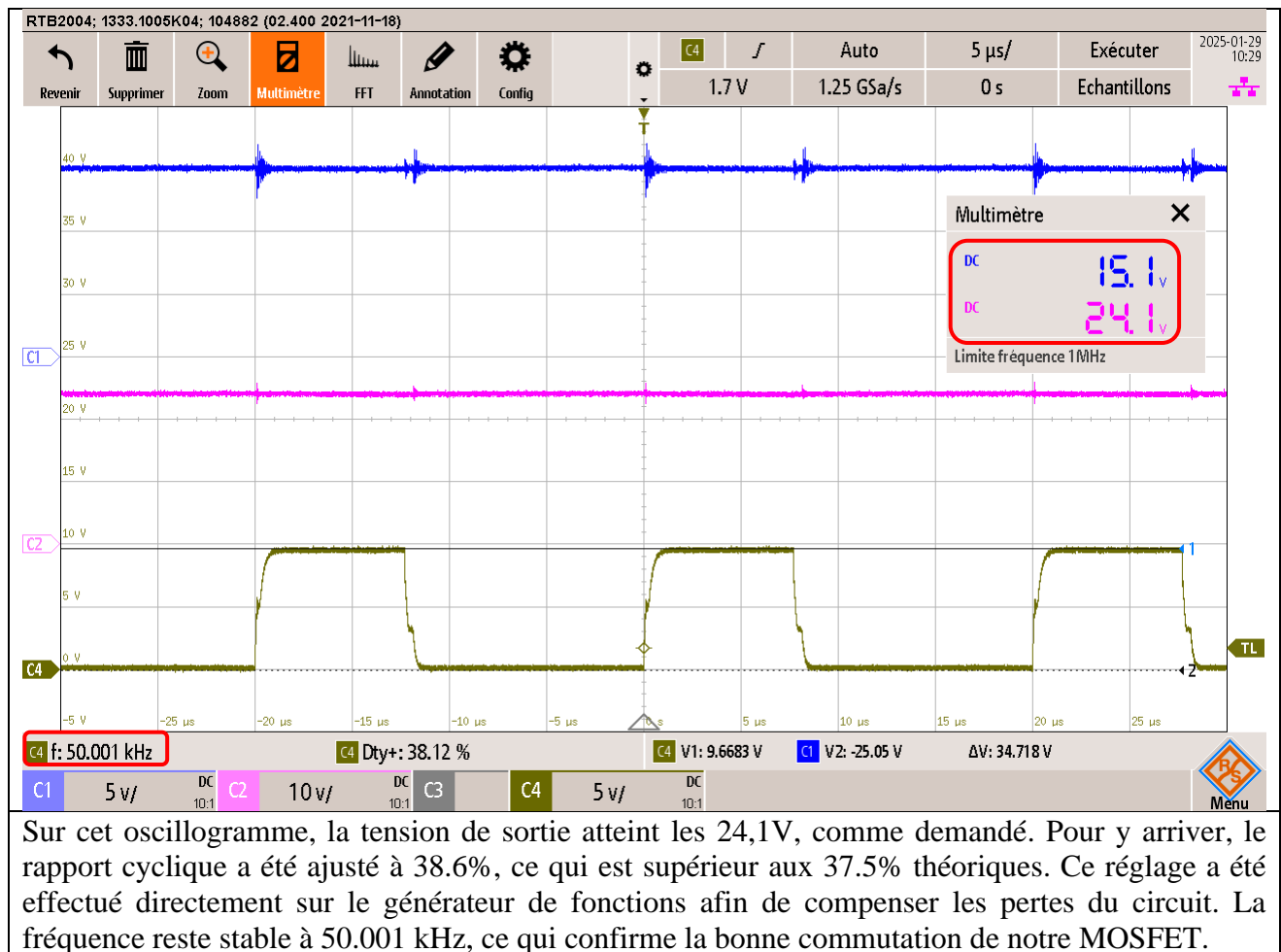
7.3.2.1 Vds



Sur cet oscillogramme, on observe trois signaux : en bleu, le signal d'entrée, en rose, la tension de sortie, et en vert/marron (C4), la tension aux bornes du MOSFET. La fréquence mesurée est très proche des 50 kHz attendus, et le rapport cyclique est de 37.5% (réglé dans le générateur de fonctions). La tension d'entrée est bien de 15.1V, tandis que la tension de sortie atteint 23.8V, légèrement en dessous des 24V. Cet écart peut être dû aux pertes dans les composants, typiquement la résistance série de l'inductance et la chute de tension dans la diode (0.7V d'après le datasheet). Nous avons mesuré la chute de tension sur la diode qui était de 0.285V et non pas de 0.7V comme annoncé sur le datasheet. Cela s'explique car nous n'atteignons pas le courant que le fournisseur a réalisé ces tests. Voici le graphique du fabricant qui démontre l'évolution de la tension traversant la diode en fonction du courant qui l'a traverse.



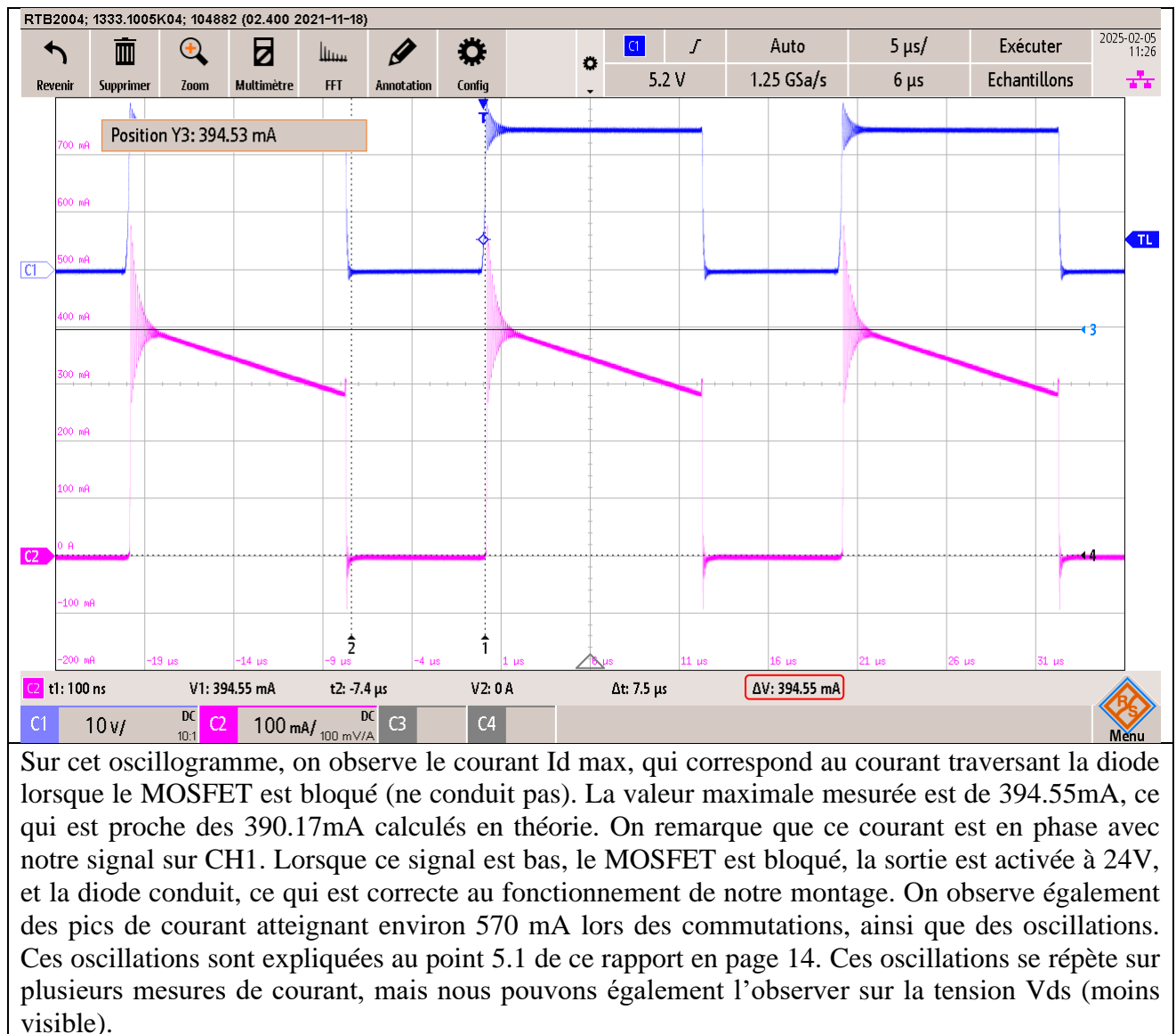
Pour atteindre précisément 24V en sortie, une correction du rapport cyclique a été effectuée dans l'oscillogramme suivant, toujours sous ce même point.



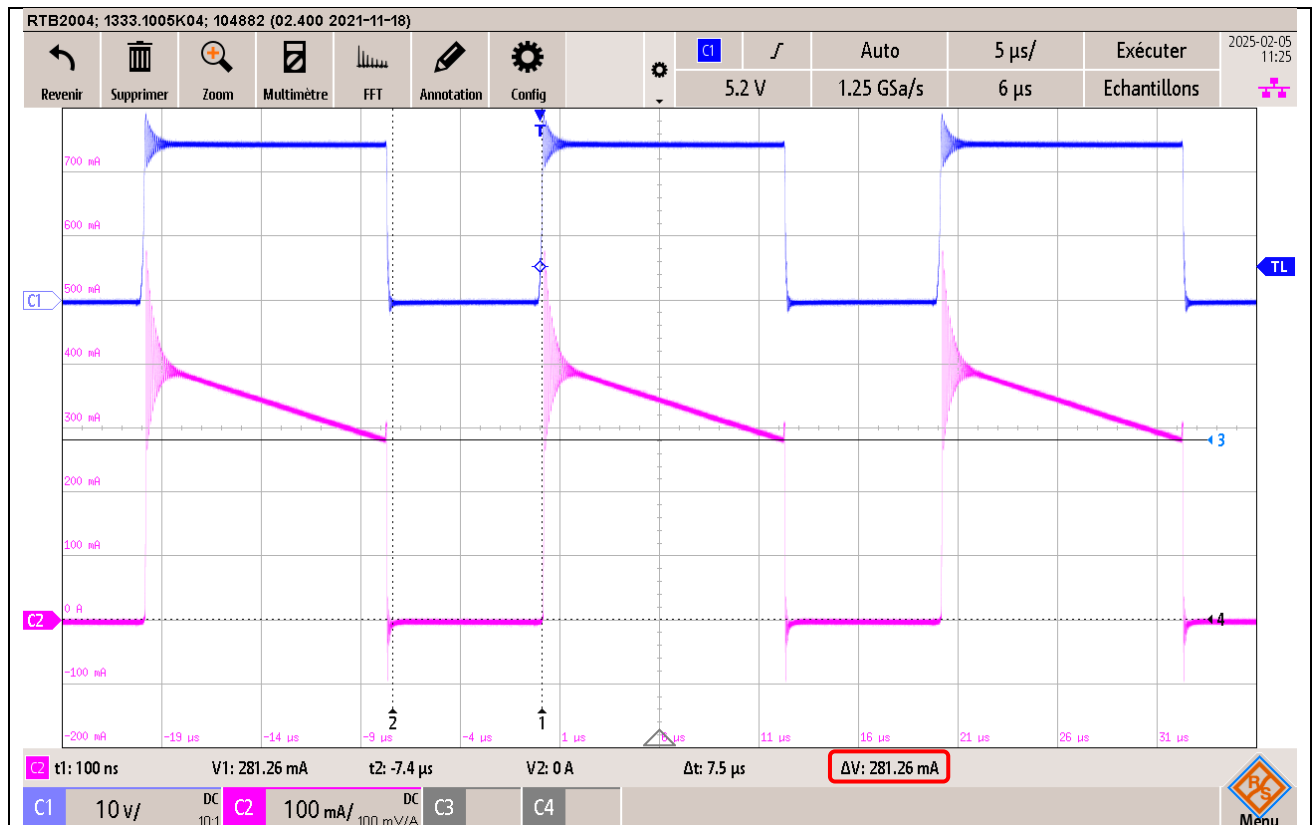
Lorsque nous avons ajusté le rapport cyclique, nous avons également mesuré en parallèle la tension de sortie avec un voltmètre pour plus de précision. Sur ce screen, voici la tension de 24,03V en sortie de notre montage, ce qui est correct.

Nous avons décidé de le faire au voltmètre car, bien que l'oscilloscope permette de visualiser les variations de tension, le voltmètre est mieux adapté pour la mesure de tension en régime continu.

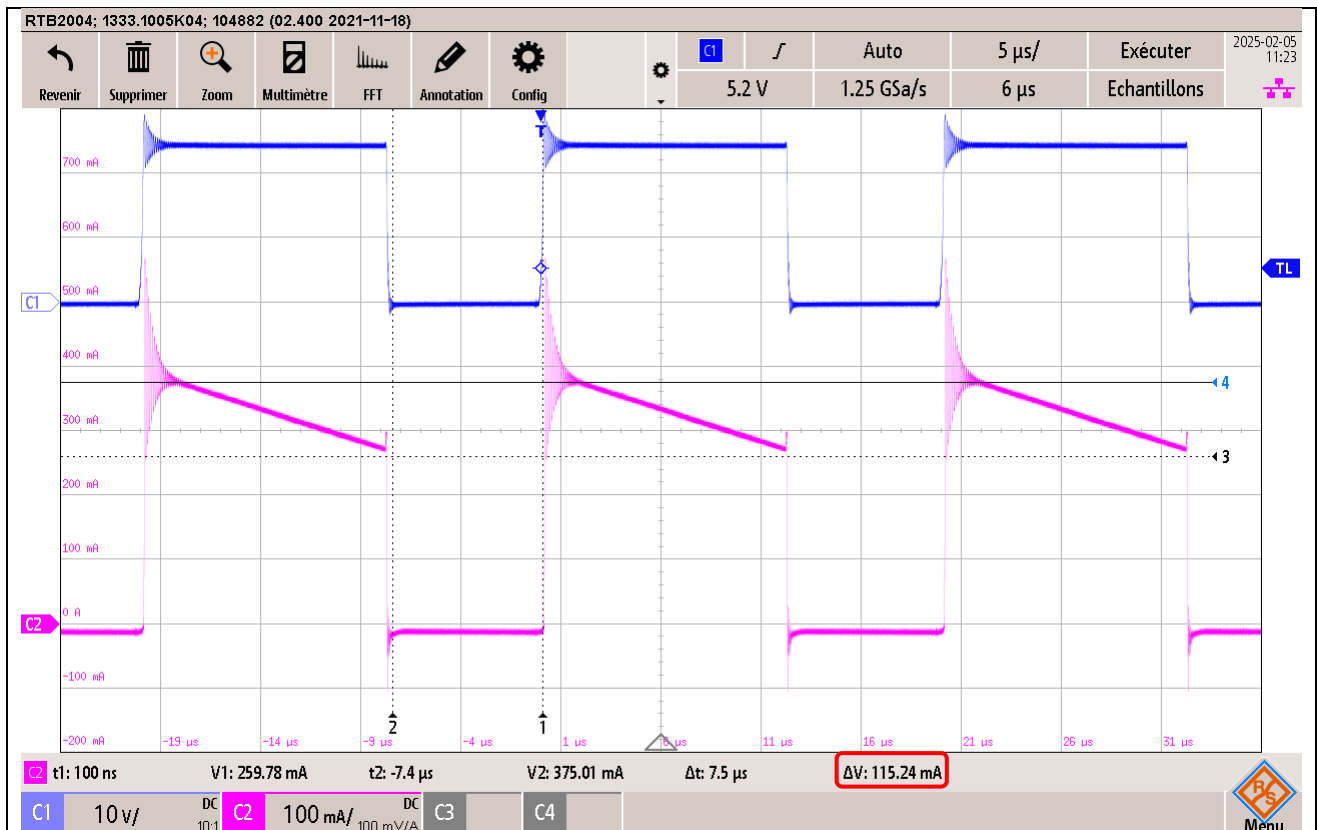
7.3.2.2 Courant Id max



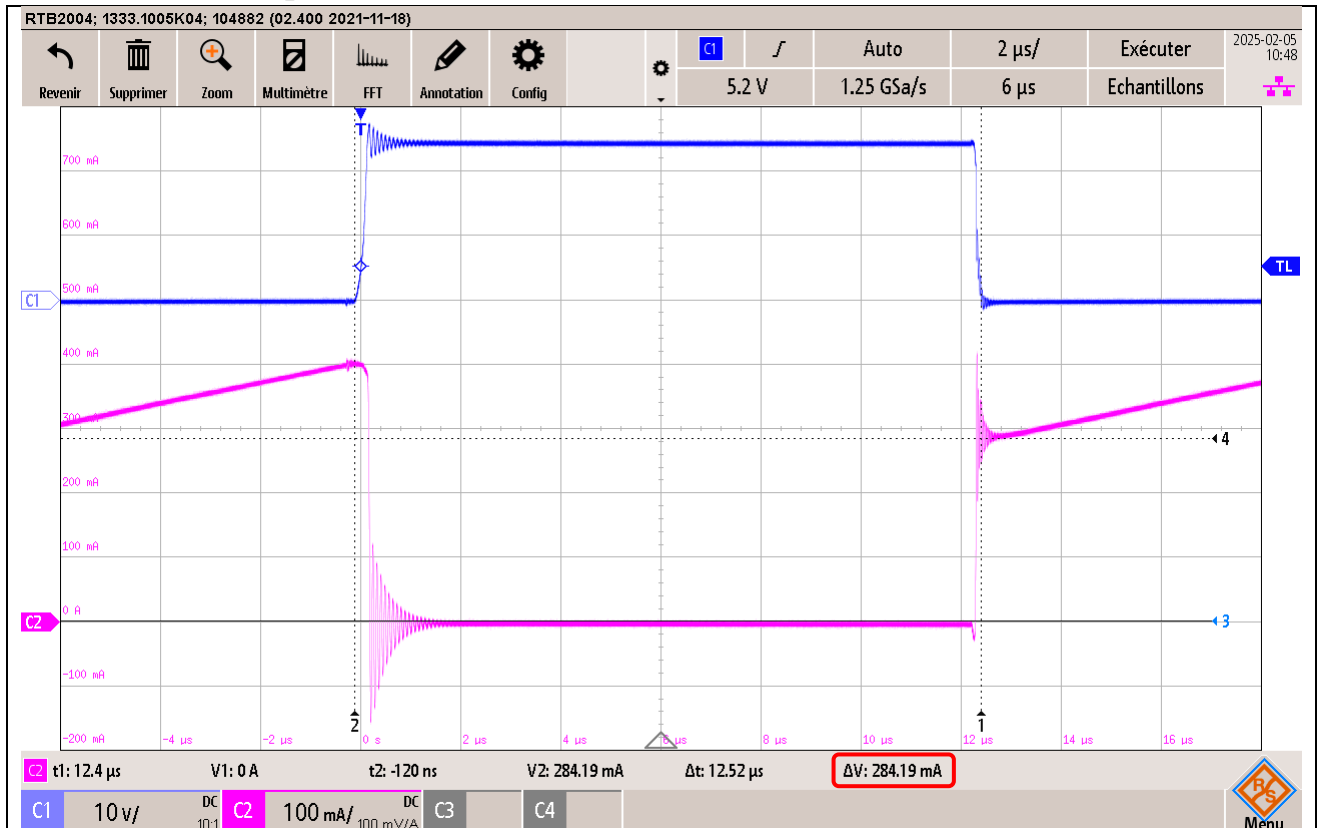
7.3.2.3 Courant Id min



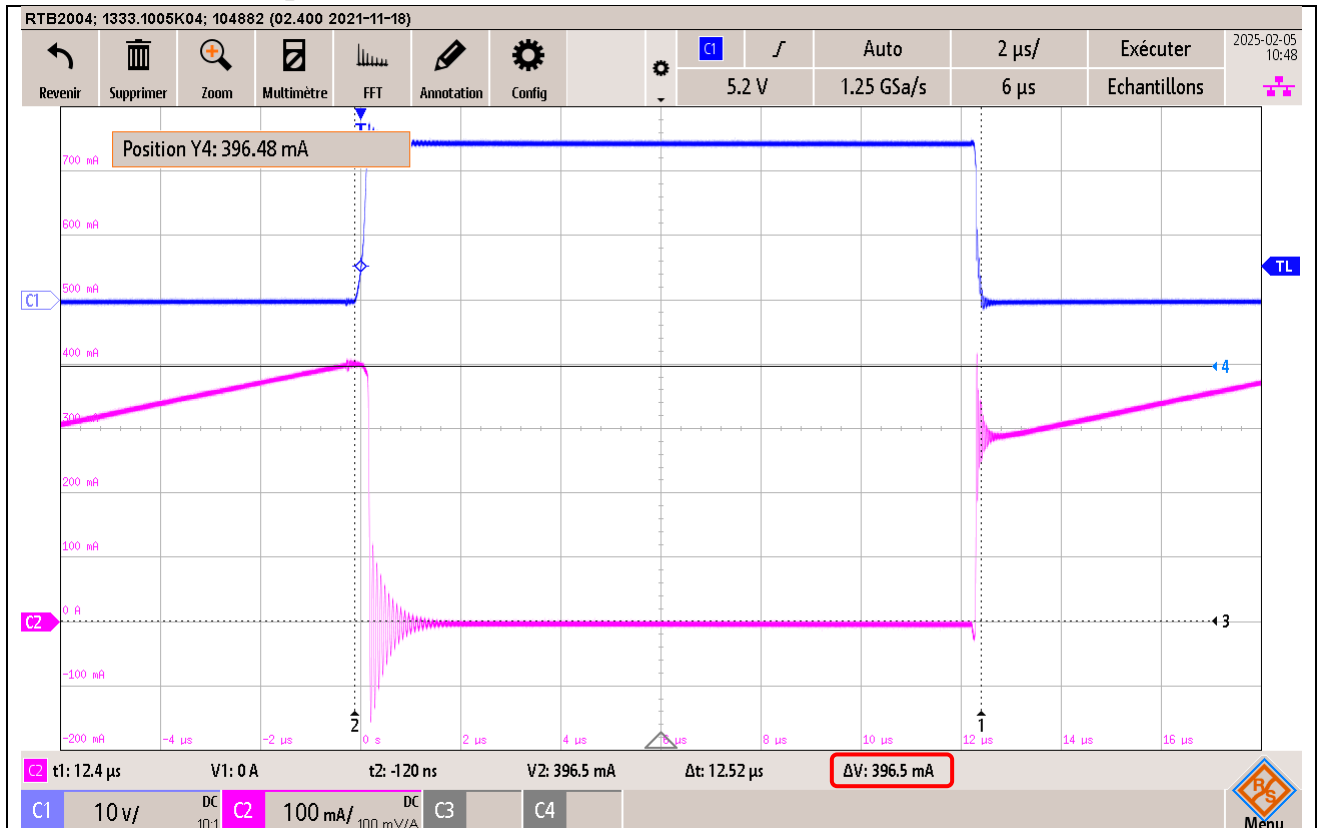
Sur cet oscillogramme, on observe le courant $I_{d \min}$, qui correspond au courant traversant la diode lorsque le MOSFET est bloqué (ne conduit pas). La valeur minimale mesurée est de 281.26 mA, ce qui est cohérent avec les résultats de simulation. Comme pour $I_{d \max}$, ce courant est en phase avec notre signal sur CH1 : lorsque le signal est bas, le MOSFET est bloqué, la sortie est activée à 24V, et la diode conduit, ce qui est correcte pour notre montage.

7.3.2.4 Courant ΔI_d 

Sur cet oscillogramme, on observe la variation du courant I_d (ΔI_d), qui représente la différence entre I_d max et I_d min sur la phase de commutation du MOSFET. La valeur mesurée est de 115.24 mA, ce qui est juste avec les résultats précédents et les simulations. Cette variation de courant est en phase avec notre signal sur CH1. On retrouve ici la relation directe avec l'inductance, car ΔI_d est égal à ΔI_l comme démontré au point 7.3.2.10. La variation de courant dans l'inductance ΔI_l est égale à la variation de courant dans le MOSFET ΔI_d car lorsque le MOSFET conduit, l'inductance se charge et le courant augmente et lorsque le MOSFET est bloqué (circuit ouvert), l'inductance se décharge dans la charge traversant la diode et le courant diminue.

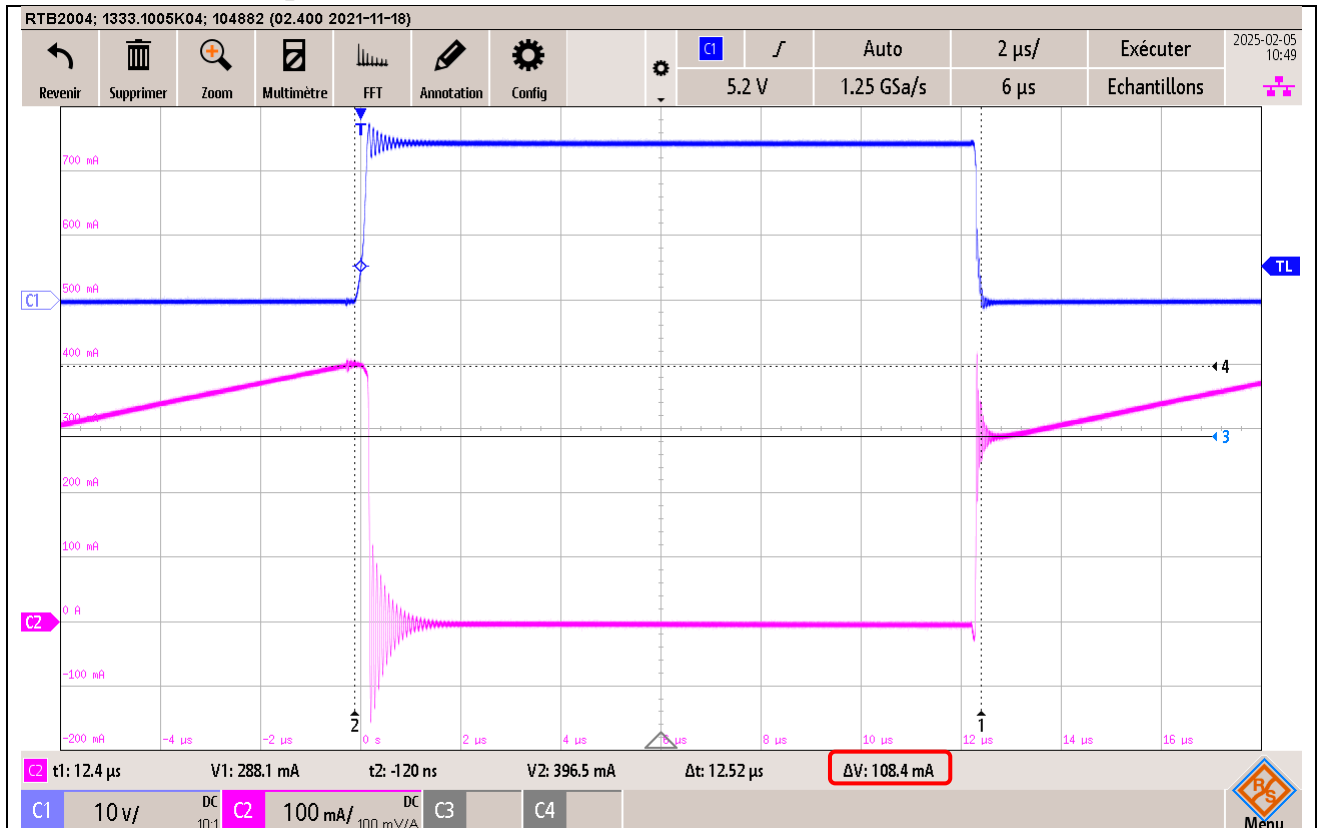
7.3.2.5 Courant I_q min

Sur cet oscillogramme, on observe le courant I_q min, qui correspond au courant traversant le MOSFET lorsqu'il conduit. La valeur minimale mesurée est de 284.19 mA, ce qui est proche à notre valeur de simulation. Ce courant est inversement synchronisé avec notre signal sur CH1 : lorsque CH1 est à l'état bas, le MOSFET conduit et I_q (signal en rose) est à l'état haut, signifiant que le courant circule à travers le transistor. Dès que CH1 passe à l'état bas, le MOSFET bloque (circuit ouvert), I_q chute à zéro, et la diode prend alors le relais pour transporter le courant vers notre charge.

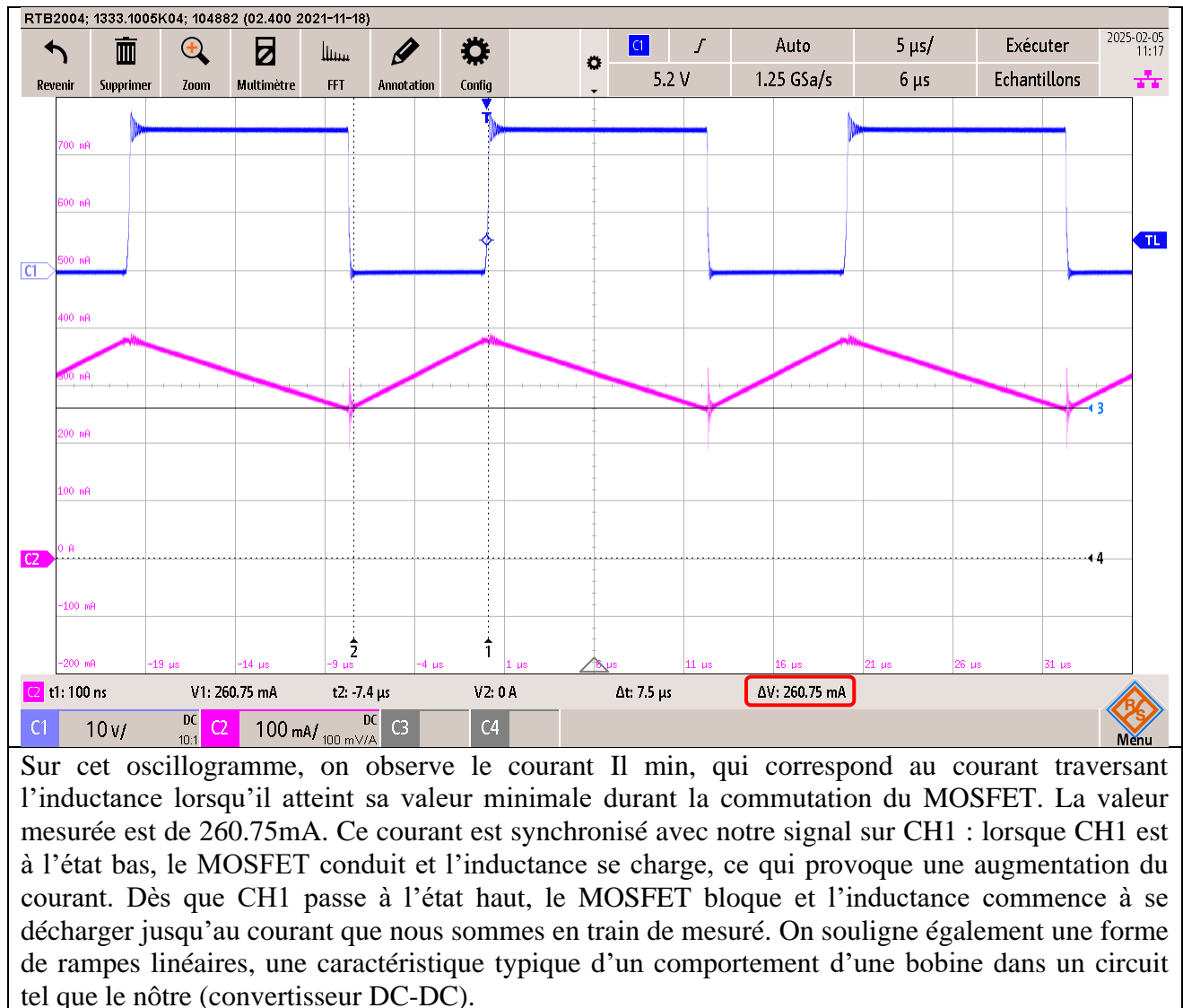
7.3.2.6 Courant I_q max

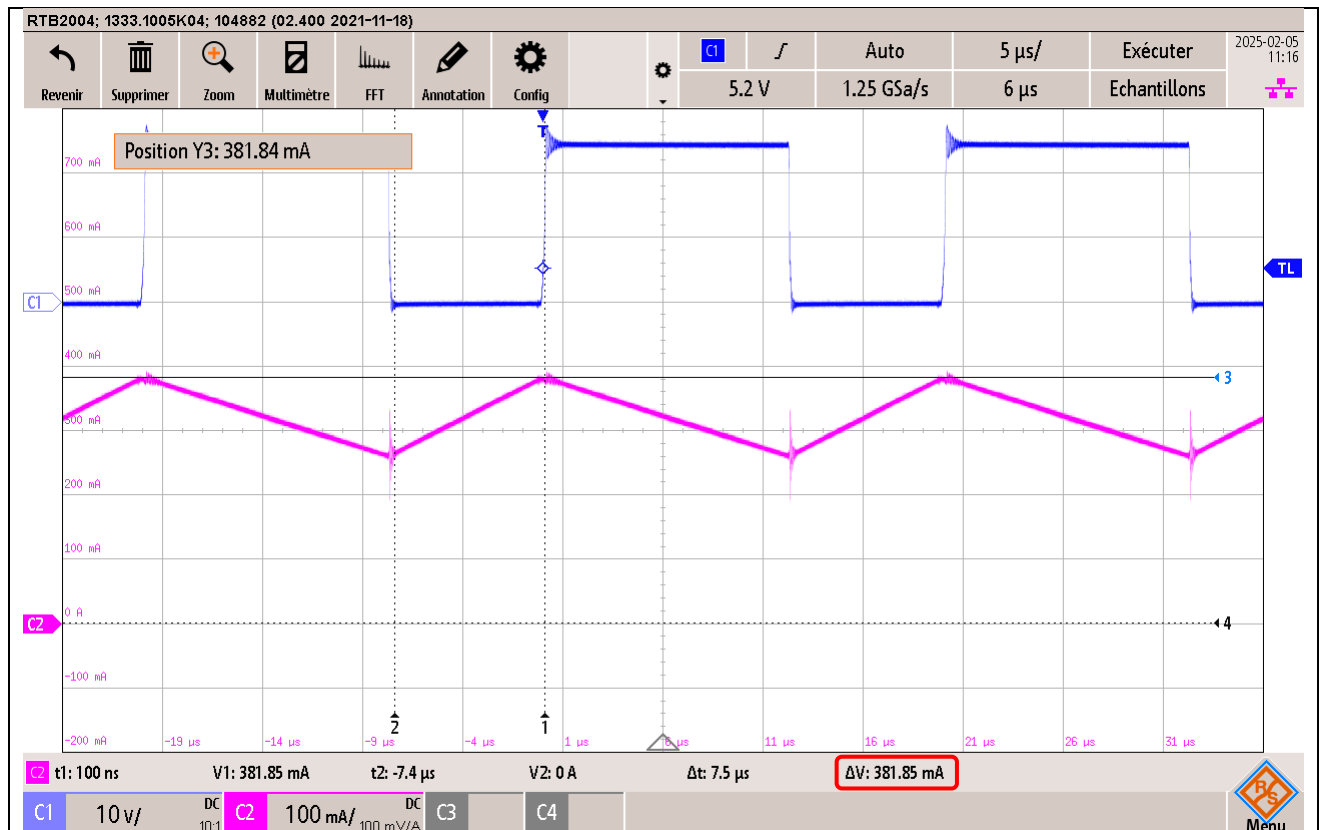
Sur cet oscillogramme, on observe le courant I_q max, qui correspond au courant traversant le MOSFET lorsqu'il est en conduction. La valeur maximale mesurée est de 396.5 mA, ce qui est en lien avec nos résultats de simulation. Ce courant est inversement synchronisé avec notre signal sur CH1 : lorsque CH1 est à l'état bas, le MOSFET conduit et I_q (signal en rose) est à l'état haut, signifiant que le courant circule à travers le transistor. Dès que CH1 passe à l'état bas, le MOSFET bloque (circuit ouvert), I_q chute à zéro, et la diode prend alors le relais pour transporter le courant vers notre charge.

7.3.2.7 Courant Iq delta

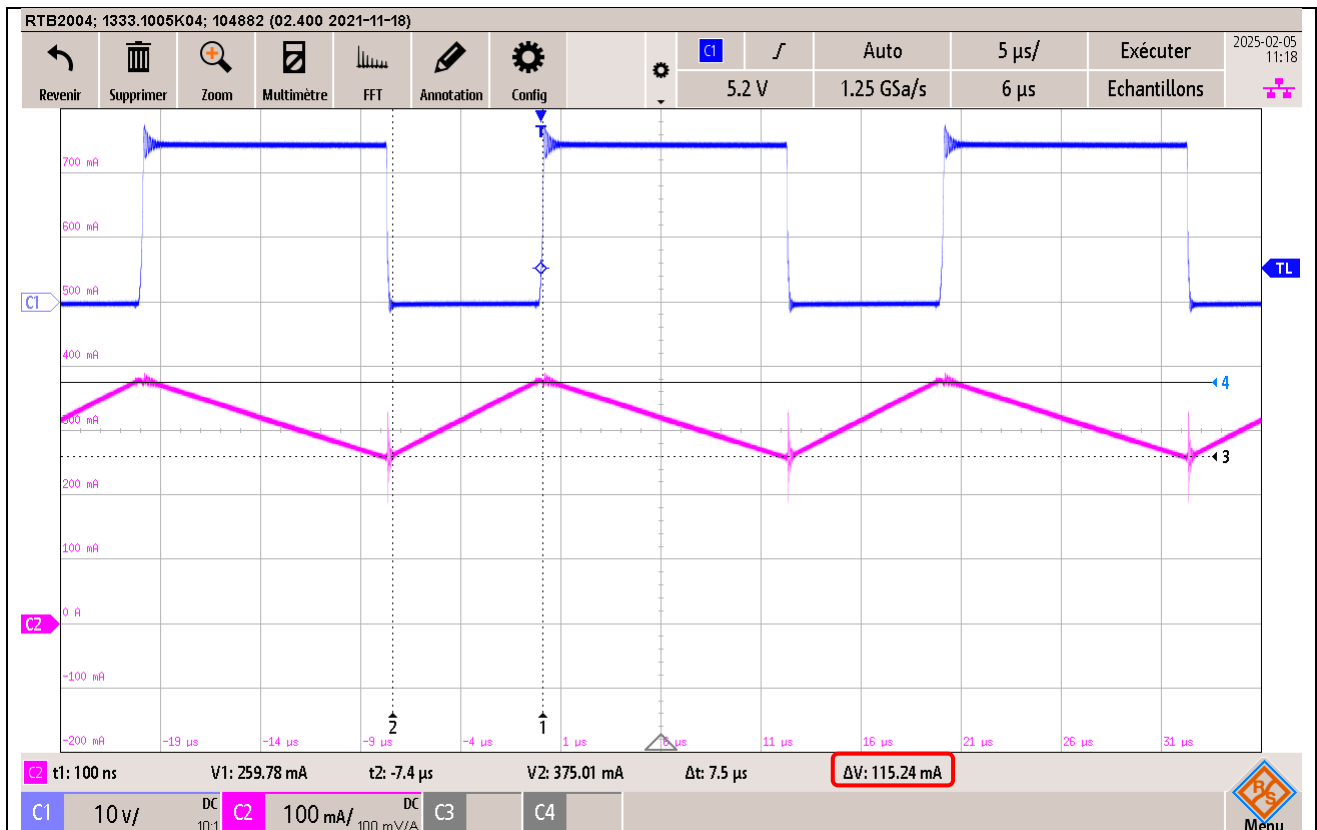


Sur cet oscillogramme, on observe la variation du courant I_q (ΔI_q), qui correspond à la différence entre I_q max et I_q min durant la commutation du MOSFET. La valeur mesurée est de 108.4mA, ce qui est cohérent avec notre simulation. Ce courant est inversement synchronisé avec notre signal sur CH1 : lorsque CH1 est à l'état bas, le MOSFET est en conduction et I_q atteint son maximum. Dès que CH1 passe à l'état haut, le MOSFET se bloque et I_q chute à zéro mA, faisant place à la conduction de la diode.

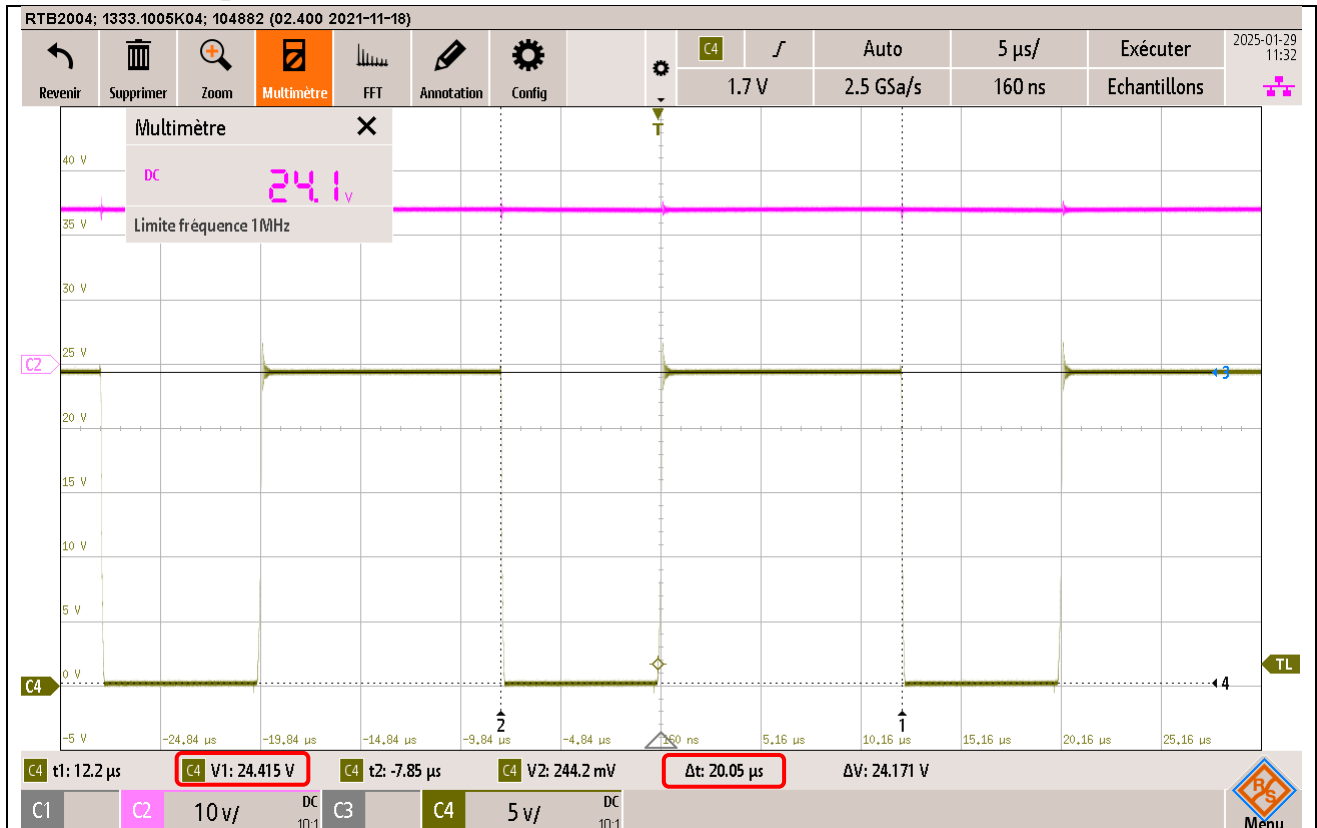
7.3.2.8 Courant $I_{l\ min}$ 

7.3.2.9 Courant I_L max

Sur cet oscillogramme, on observe le courant I_L max, qui correspond au courant traversant l'inductance lorsqu'il atteint sa valeur maximale durant la commutation du MOSFET. La valeur mesurée est de 381.85 mA. Ce courant est synchronisé avec notre signal sur CH1 : lorsque CH1 est à l'état bas, le MOSFET conduit et l'inductance se charge, ce qui entraîne une augmentation du courant et justifie notre mesure de I_L max à ce moment maximale de charge de la bobine. Nous remarquons que nous faisons monter notre courant de la valeur minimale mesurée (260.75mA) précédemment jusqu'à notre valeur maximum mesurée (381.85 mA) en un temps de 7,5μs ce qui correspond à notre valeur paramétrée pour le Tl sur le rapport cyclique.

7.3.2.10 Courant I_l delta

Sur cet oscillogramme, on observe la variation du courant I_l (ΔI_l), qui représente la différence entre $I_{l \max}$ et $I_{l \min}$ sur un cycle de commutation du MOSFET. La valeur mesurée est de 115.24mA, ce qui est identique à la variation du courant I_d delta, ce qui est logique. En effet, dans un convertisseur boost, la variation de courant dans l'inductance ΔI_l est directement transmise au courant traversant la diode I_d , car lorsque le MOSFET se bloque, le courant stocké dans l'inductance est transféré vers la charge traversant la diode.

7.3.2.11 Temps T_s 

Sur cet oscillogramme, on observe le temps de commutation T_s , qui correspond à la période du signal de commande du MOSFET. La valeur mesurée est de 20.05 μs , ce qui correspond à une fréquence de 50 kHz, comme attendu. Le signal en rose représente la tension de sortie, qui reste stable à 24V, ce qui confirme le bon fonctionnement du convertisseur boost que nous avons monté. Le signal en marron (CH4) correspond à la tension drain-source (V_{ds}) du MOSFET. Lorsque le MOSFET est bloqué, V_{ds} est à 24.415V, ce qui est cohérent avec la tension de sortie que nous voudrions atteindre plus la chute de tension sur la diode afin de retrouver nos 24V en sortie (sur la charge). Lorsqu'il conduit, V_{ds} chute proche de 0V, en faisant l'inductance se charger pendant ce temps. Cette mesure confirme que la commutation fonctionne bien et que la tension de sortie est correcte.

7.3.2.12 Temps de descente



Sur cet oscillogramme, on observe le temps de descente de V_{ds} , qui correspond à la transition du MOSFET lorsqu'il passe de l'état bloqué à conducteur. Durant cette phase, V_{ds} chute de 24.415V à environ 0V, indiquant que le MOSFET sature et que l'inductance commence à se charger. Le signal en rose représente toujours la tension de sortie, stable à 24V. Cette transition a été mesurée en prenant 10% et 90% de la descente du signal, ce qui donne un temps de descente (Δt) de 120ns. Ce temps correspond à la durée de charge de la capacité drain-source (C_{gd}) du MOSFET, également appelée effet Miller (abordé au point 7.3.2.16)

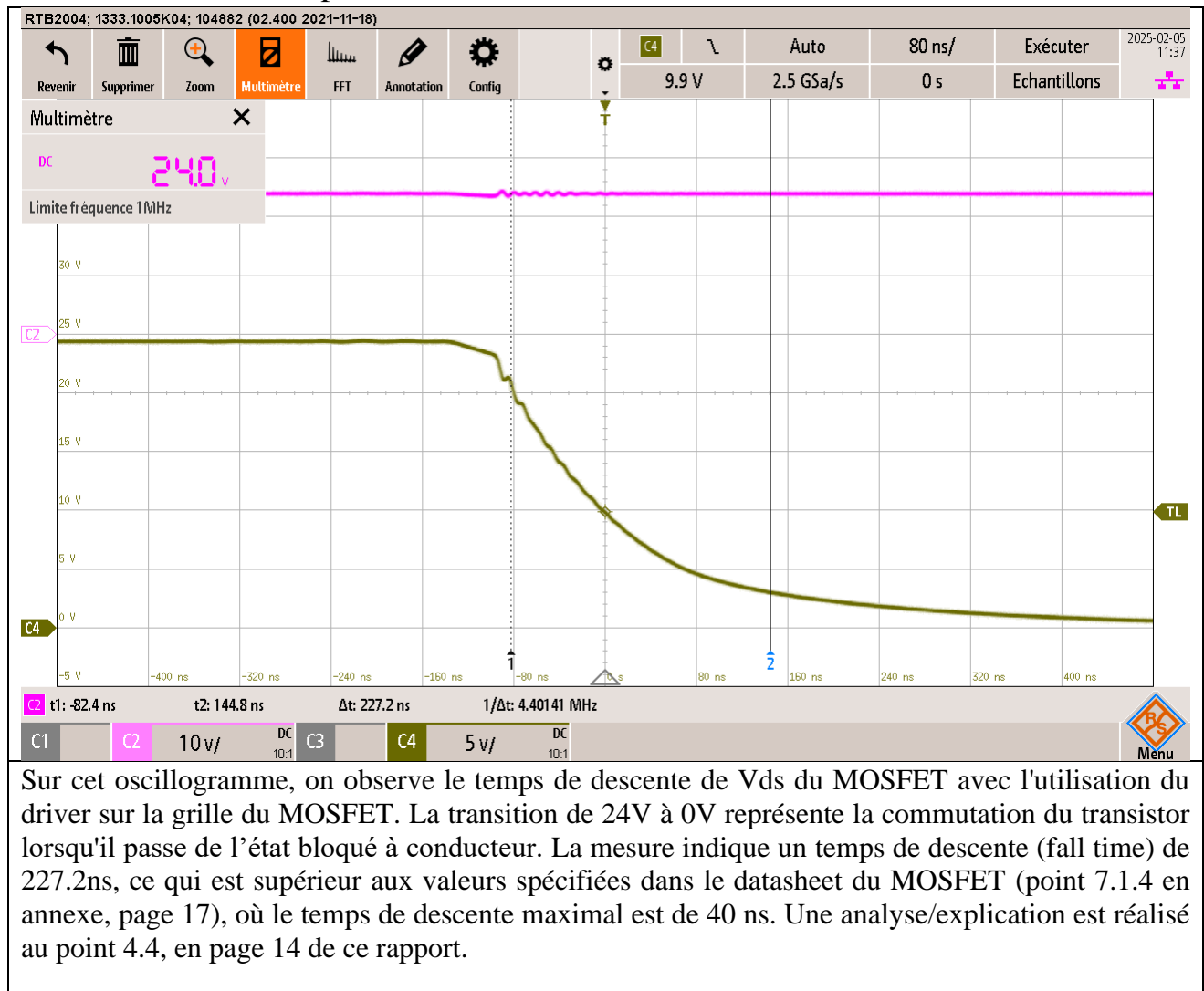
7.3.2.13 Temps de montée



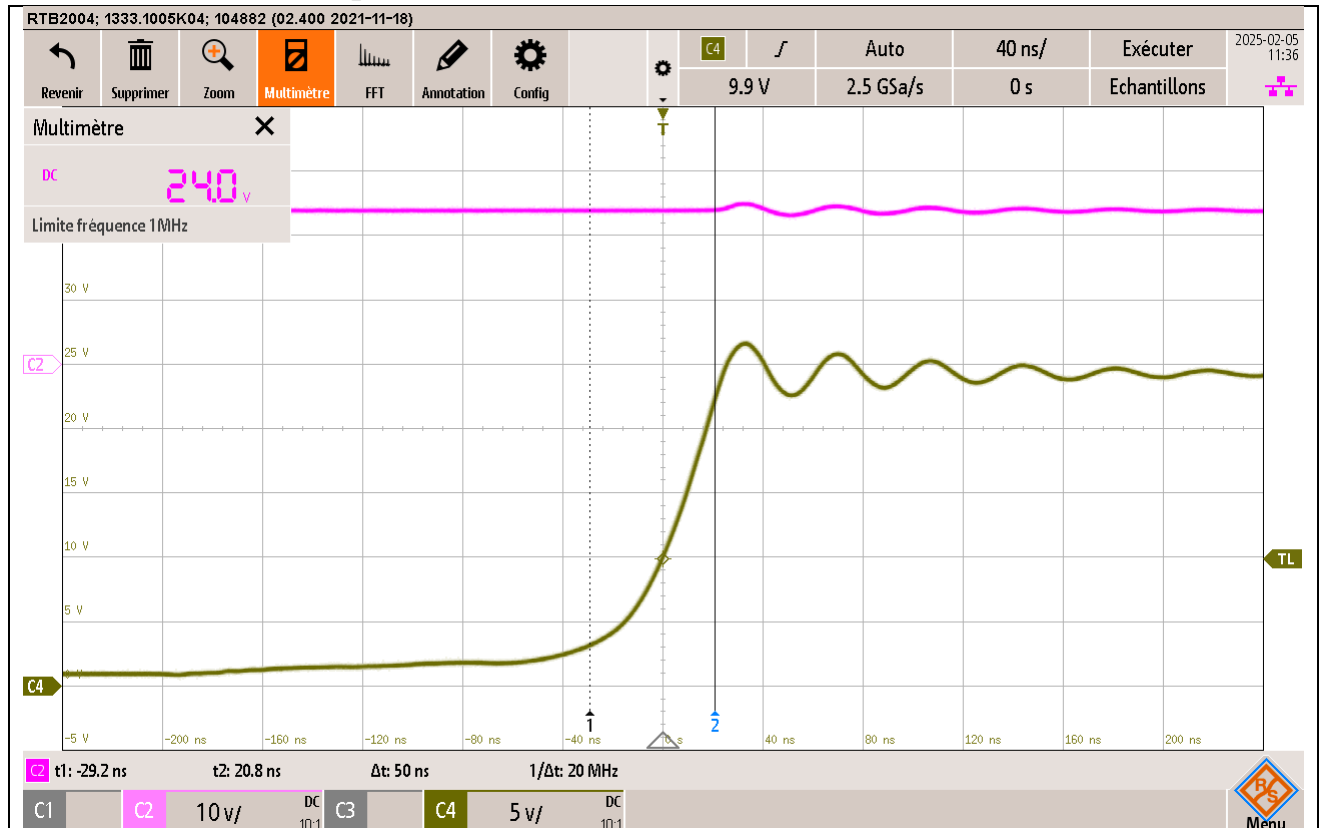
Sur cet oscillogramme, on observe le temps de montée de V_{ds} , qui correspond à la transition du MOSFET lorsqu'il passe de l'état conducteur à bloqué. Durant cette phase, V_{ds} augmente de 0V à 24.415V, indiquant que le MOSFET arrête de conduire et que la diode commence à transmettre le courant vers la charge. Le signal en rose représente toujours la tension de sortie, stable à 24V, tandis que le signal en marron (C4) montre V_{ds} qui augmente. Cette transition a été mesurée en prenant 10% et 90% de la montée, ce qui donne un temps de montée (Δt) de 164 ns. Ce temps est influencé par la capacité drain-source (C_{ds}) du MOSFET comme expliqué précédemment.

On observe des oscillations après la montée, causées par la résonance entre l'inductance du circuit et la capacité drain-source du MOSFET.

7.3.2.14 Driver - Temps de descente

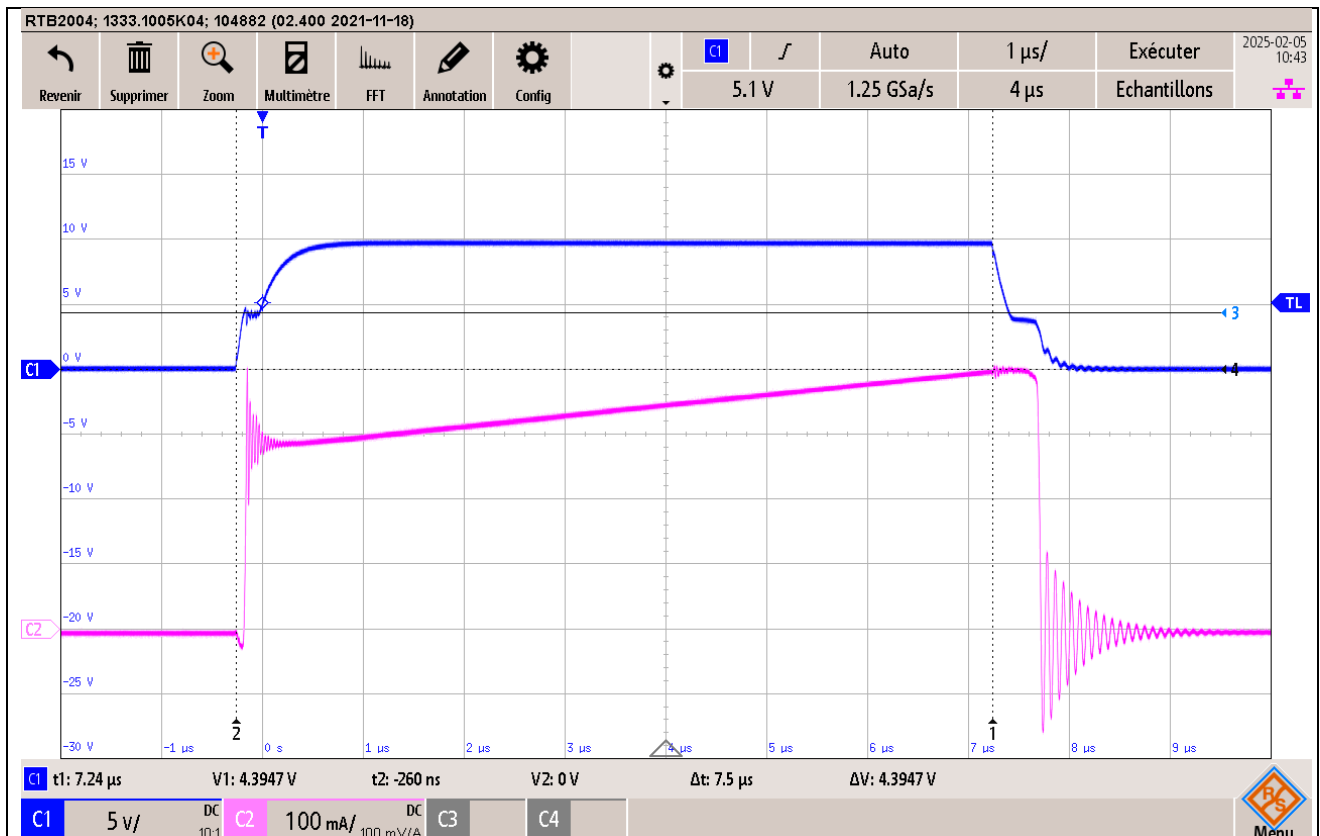


7.3.2.15 Driver - Temps de montée



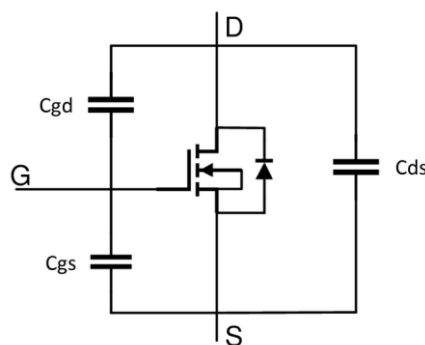
Sur cet oscillogramme, on observe le temps de montée de V_{ds} du MOSFET avec l'utilisation du driver sur la grille du MOSFET. Cette transition de 0V à 24V représente la commutation du transistor lorsqu'il passe de l'état conducteur à bloqué. La mesure indique un temps de montée (rise time) de 50 ns, ce qui est plus proche des spécifications du datasheet (point 7.1.4 en annexe, page 17), où le temps de montée maximal est de 40 ns.

7.3.2.16 Effet Miller



L'effet Miller correspond au moment où la capacité grille-drain (C_{gd}) du MOSFET se charge, ralentissant ainsi la transition entre l'état bloqué et l'état conducteur. Lorsqu'on applique une tension sur la grille pour allumer le MOSFET, V_{gs} augmente progressivement jusqu'à atteindre un certain seuil ($\sim 4.39V$ ici). À ce moment donné, V_{ds} commence à chuter, mais pour que cette transition continue, C_{gd} doit se charger. Pendant cette phase, l'énergie fournie est utilisée pour remplir cette capacité, ce qui provoque un « plat » sur V_{gs} . Ce phénomène, est le « plateau de Miller ». Une fois que C_{gd} est complètement chargée et que V_{ds} s'est stabilisé, V_{gs} peut à nouveau monter normalement, permettant ainsi au MOSFET d'atteindre sa conduction demandée (10V). L'effet Miller a un impact direct sur le temps de commutation. Pour limiter cela et accélérer la commutation, nous avons meilleur temps d'utiliser un driver de grille, capable de fournir un courant suffisant pour charger rapidement C_{gd} .

Voici ci-dessous la modélisation de notre MOSFET avec les différentes capacités (C_{gd} , C_{gs} et C_{ds}) que nous avons parlé au long de ce rapport.



7.4 Liste de matériel

7.4.1 Liste d'outillages

Outils	Marque	Numéro de série	Quantité
Oscilloscope P1	ROHDE&SCHWARZ RTB2004	ES.SLO2.05.01.09 R110-09	1
Multimètre P2	FLUKE 85III	Personnel	
Alimentation de laboratoire G1	GWINSTEK GPS-3303	ES.SLO2.00.00.28 R110-09	1
Générateur de fonction G2	Agilent 33500 series	ES.SLO2.00.00.130 R110-09	1
Sonde de courant	Tektronix	-	1
Amplificateur pour sonde de courant	Tektronix	ES.SLO1.00.06.04	1

7.4.2 Liste des composant

Composant	Type	Valeurs	Quantité
MOSFET	IRF40B207	-	1
Diode schottky	SB-160	-	1
Condensateur de découplage	Plastique	22uF	2
Résistance	Puissance	68Ω/10W	1
Résistance	Puissance	47Ω/10W	1
Résistance	-	1kΩ/ 2/3W	1
Résistance	-	10Ω/ 2/3W	1
Inductance	-	1mH/20%	1

7.5 Prompt

ChatGPT
Partager
M

corrige uniquement l'orthographe des textes qui vont suivre et rien d'autre !

Entendu, je corrigerai uniquement les fautes d'orthographe des textes que vous me fournirez, sans modifier autre chose. Vous pouvez m'envoyer votre texte !

prompt 1 - prompt utilisé durant le TP