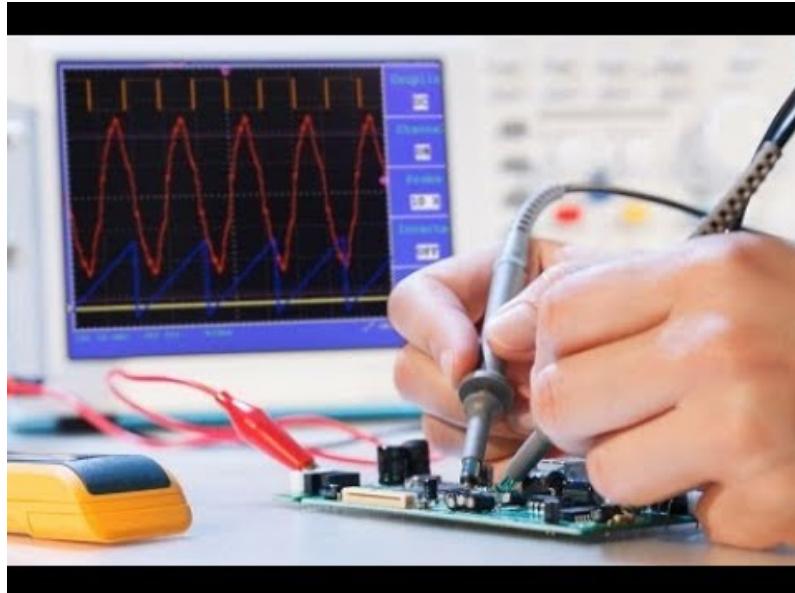


CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

Mini Projet : Conversion NRJ



Auteur :
GROUPE 1
4AE-SE

Tuteurs :
Mr TOUNSI

Table des matières

1	Introduction	4
2	L'étage : Buck	6
1.	Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α	7
1.1.	Chronogrammes des courants et des tensions avec α quelconque	7
1.2.	Détermination des expressions reliant \bar{U}_s et \bar{U}_e ; \bar{I}_s et \bar{I}_e	10
1.2.a.	Calcul de l'expression reliant U_s et U_e	10
1.2.b.	Calcul de l'expression reliant I_s et I_e	11
1.3.	Détermination de α afin de répondre au cahier des charges	12
1.4.	Chronogrammes des courants et des tensions avec $\alpha = \frac{2}{3} \approx 66.67\%$	12
2.	Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C	16
2.1.	Détermination de I_C	16
2.2.	Détermination de $I_{L_{eff}}$	17
3.	Étape 2 : Détermination L et C	17
3.1.	Détermination de la capacité	17
3.1.a.	Etablissement de l'expression de l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité	17
3.1.b.	Détermination de C afin de satisfaire le cahier des charges	18
3.2.	Ondulation du courant dans l'inductance L	19
3.2.a.	Etablissement de l'expression de l'ondulation du courant de sortie	19
3.2.b.	Détermination de L afin de satisfaire le cahier des charges	19
4.	Étape 3 : Simulation	20
4.1.	Simulation et étude des courants d'entrées	20
4.2.	Simulation et étude des ondulations de courant et de tension critiques	22
5.	Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs	23
5.1.	Détermination du courant efficace maximal au niveau de l'interrupteur	23
5.2.	Détermination de la tension efficace aux bornes de l'interrupteur	24
5.3.	Choix des interrupteurs	24
5.4.	Détermination du courant efficace maximal dans la diode schottky	25
5.5.	Détermination de la tension max à tenir aux bornes de la diode	26
5.6.	Choix de la diode Schottky	26
6.	Étape 5 : Synthèse des résultats	26
7.	Étape 6 : Estimation rendement – pertes par conduction	27
7.1.	Pertes par conduction du MOS et de la diode	27
7.1.a.	Calcul des pertes par conduction du MOS	27
7.1.b.	Calcul des pertes par conduction de la diode	28
7.2.	Pertes au niveau de l'inductance et du condensateur	28
7.3.	Détermination du rendement théorique de l'étage	28

8.	Étape 7 : Début de régulation	29
8.1.	Listes des capteurs nécessaires	30
8.2.	Schéma électronique complet montrant les éléments de la régulation . . .	30
8.3.	Les périphériques du micro-contrôleur utilisés	31
3	L'étage : Boost	32
1.	Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α	33
1.1.	Chronogrammes des courants et tensions en entrée et sortie du boost .	33
1.2.	Relations entre courants et tensions d'entrée et sortie	36
1.3.	Détermination de α	38
1.4.	Tracé complet des chronogrammes	38
2.	Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C	40
2.1.	Courant efficace dans le condensateur C	40
2.2.	Courant efficace dans l'inductance L	41
3.	Étape 2 : Détermination L et C	41
3.1.	Ondulation de la tension dans le condensateur C	41
3.2.	Ondulation du courant dans l'inductance L	42
4.	Étape 3 : Simulation	42
4.1.	Validation des ondulations maximales dans L et C	45
5.	Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs	45
5.1.	Détermination du courant efficace maximal direct supportable, la tension inverse maximale supportable	45
5.2.	Choix des composants	46
6.	Étape 5 : Synthèse des résultats	46
7.	Étape 6 : Estimation rendement – pertes par conduction	47
7.1.	Pertes dans la diode, et le MOS	47
7.2.	Pertes dans la bobine, et le condensateur	48
7.3.	Rendement théorique de l'étage	48
8.	Étape 7 : Début de régulation	48
8.1.	Proposition de solution technologique pour faire une regulation	49
8.2.	Schema électronique avec regulation	49
8.3.	Périphériques sur le micro-contrôleur	50
8.4.	Explication du fonctionnement du micro-contrôleur	50
4	L'étage : Inverter	51
1.	Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α	51
1.1.	Chronogrammes des courants et tensions en entrée et en sortie de l'étage	51
1.2.	Détermination des expressions reliant \bar{U}_s et \bar{U}_e ; \bar{I}_s et \bar{I}_e	56
1.2.a.	Calcul de l'expression reliant U_s à U_e	56
1.2.b.	Calcul de l'expression reliant I_s à I_e	56
1.3.	Détermination de α afin de répondre au cahier des charges	57
1.4.	Bilan des courants et tensions de l'étage pour cette valeur de α	57
2.	Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C	60
2.1.	Determination de $I_{Ce\text{ff}}$	60
2.2.	Détermination de $I_{Le\text{ff}}$	61
3.	Étape 2 : Détermination de L et C	61
3.1.	Détermination de la capacité	61

3.1.a.	Etablissement de l'expression de l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité	61
3.1.b.	Détermination de C afin de satisfaire le cahier des charges	62
3.2.	Détermination de l'inductance	62
3.2.a.	Etablissement de l'expression de l'ondulation du courant de sortie	62
3.2.b.	Détermination de L afin de satisfaire le cahier des charges	63
4.	Étape 3 : Simulation	63
4.1.	Validation Étape 0	63
4.2.	Validation Étape 1	64
4.3.	Validation Étape 2	64
4.4.	Commande bipolaire de l'onduleur	65
4.5.	Commande unipolaire de l'onduleur	66
5.	Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs	67
5.1.	Détermination du courant efficace maximal au niveau des interrupteurs	67
5.2.	Détermination de la tension efficace aux bornes des interrupteurs	68
5.3.	Choix des interrupteurs	68
5.4.	Choix des diodes Schottky	68
6.	Étape 5 : Synthèse des résultats	69
7.	Étape 6 : Estimation rendement - pertes par conduction	69
7.1.	Pertes par conduction des MOS et des diodes	69
7.2.	Pertes au niveau de l'inductance et du condensateur	70
7.3.	Détermination du rendement théorique de l'étage	70
8.	Étape 7 : Début de régulation	71
8.1.	Listing des capteurs nécessaires	71
8.2.	Schéma électronique	71
8.3.	Listing des périphériques nécessaires au micro-contrôleur	72
8.4.	Fonctionnement du régulateur	72
5	Système complet	73
6	Feedback	75
7	Annexe	78
1.	Annexe : Étage buck	78
1.1.	Preuve de la chute de tension aux bornes de l'inductance à haute fréquence	79
2.	Annexe : Courbes finales des tensions et courants de l'étage inverter	81

Chapitre 1

Introduction

Ce rapport présente l'étude préliminaire d'un système de production d'énergie autonome. Ce système permet de générer une tension sinusoïdale à partir d'un panneau photovoltaïque et d'une batterie.

Les caractéristiques du cahier des charges sont décrites ci-dessous :

Grandeur	Cahier des charges
Fréquence de la tension sinusoïdale	50 Hz
Tension efficace	$24V_{eff}$
Résistance de la charge	10Ω
Tension de la batterie	24V
Tension à la sortie du PV	36V
Résistance interne de la batterie	$120 \text{ m}\Omega$
Fréquence de la PWM	100 kHz

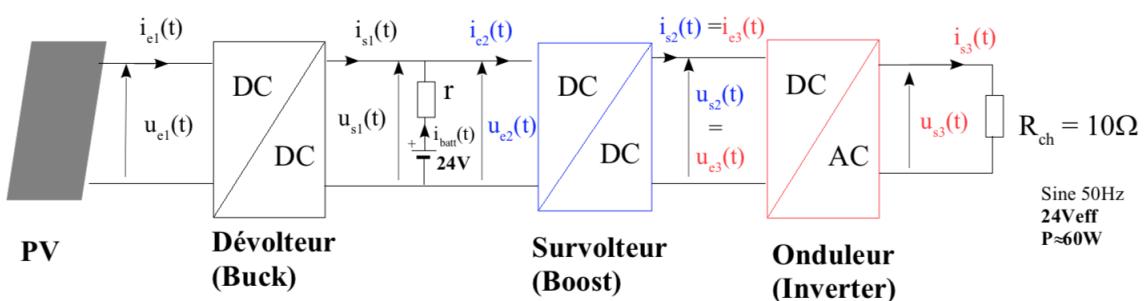


FIGURE 1.1 – Schéma du système complet

Ce rapport se compose de 3 parties qui correspondent à 3 structures distinctes :

- **Le dévolteur ou buck** : Son rôle est de permettre la transmission de la tension entre le panneau photovoltaïque et la batterie. Il faut passer de 36V à 24V environ.
- **Le survolteur ou boost** : Il assure une tension en entrée de l'onduleur au moins égale à $24 \times \sqrt{2}$ afin d'obtenir une sinusoïde en sortie de 24Veff.
- **L'onduleur ou l'inverter** : Il correspond à un pont en H, qui se compose de deux cellules de commutation.

La répartition des étudiants dans les différentes parties du sujets est présentée ci-dessous :

BUCK	BOOST	INVERTER
Romain Vitrat	Clarisse Calmo	Pauline Combes
Cameron Bray	Javier Sanchez	Romain Gary
Raphaël Bénistant	Santiago Pantano Calderón	Xavier Bourlot
Luan Truong	Alexandre Dimnet	Thomas Zenarro
Emma Devaud	Thibault Jean	Victor Leroch

TABLE 1.1 – Répartition des élèves

Chapitre 2

L'étage : Buck

Le but de cette première partie est de dimensionner l'étage buck selon le cahier des charges défini dans la table ci-dessous :

Grandeur	Cahier des charges
Tension efficace en sortie	24 V_{eff}
Puissance en sortie	70 W
Ondulation de tension en entrée du Buck	200 mV
Ondulation de courant HF	10% du courant nominal

TABLE 2.1 – Tableau récapitulant le cahier des charges pour l'étage buck

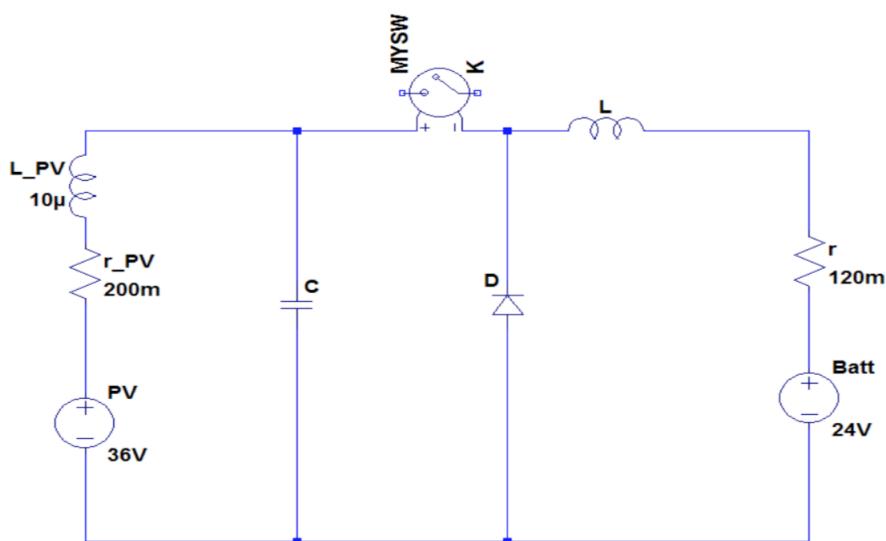


FIGURE 2.1 – Schéma électrique du buck

1. Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α

Rappel du sujet : Aucune ondulation de courant dans l'inductance L, aucune ondulation de tension aux bornes du condensateur C, ET les éléments séries de TOUS les générateurs de tension sont nuls. Les interrupteurs sont idéalisés.

1.1. Chronogrammes des courants et des tensions avec α quelconque

Afin de tracer l'allure des tensions et des courants dans le circuit, nous avons choisi une valeur arbitraire de $\alpha = 0.75$. Cette valeur ne sera pas gardée mais permet de mieux démontrer l'influence du coefficient sur les grandeurs du circuit.

Au niveau des tensions :

- La tension en entrée est continue et vaut 36V (générée par le panneau photovoltaïque). Nous étudions le système pour un ensoleillement maximal.



FIGURE 2.2 – Tension en entrée du buck

- La tension aux bornes de l'inductance vaut 9V lorsque K est fermé et -27V lorsque K est ouvert. Sa valeur moyenne est nulle.

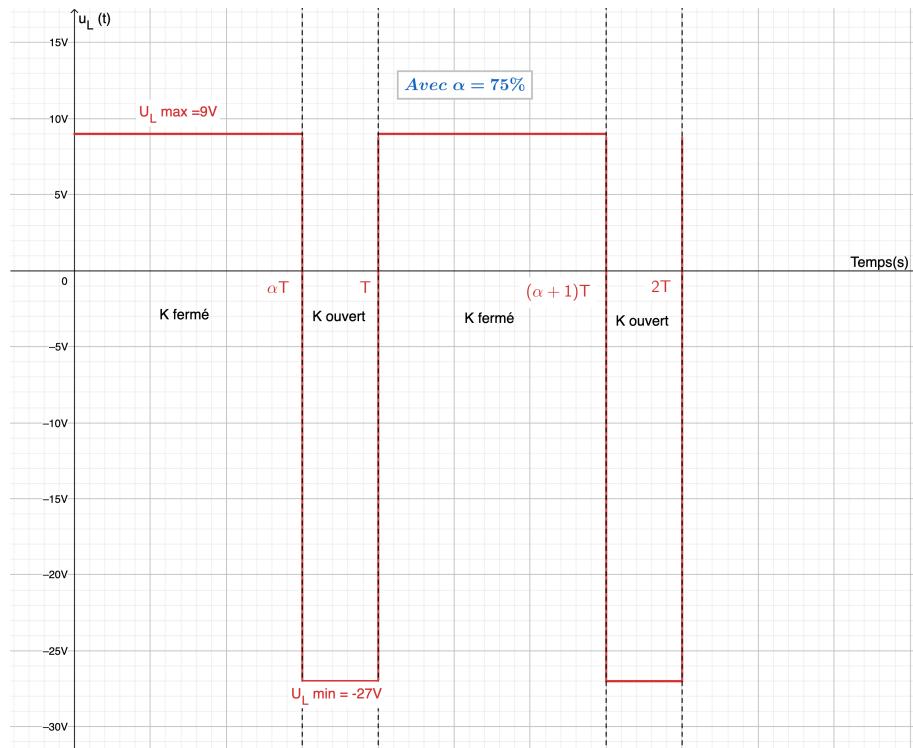


FIGURE 2.3 – Tension aux bornes de l'inductance du buck

- Tension en sortie du buck.

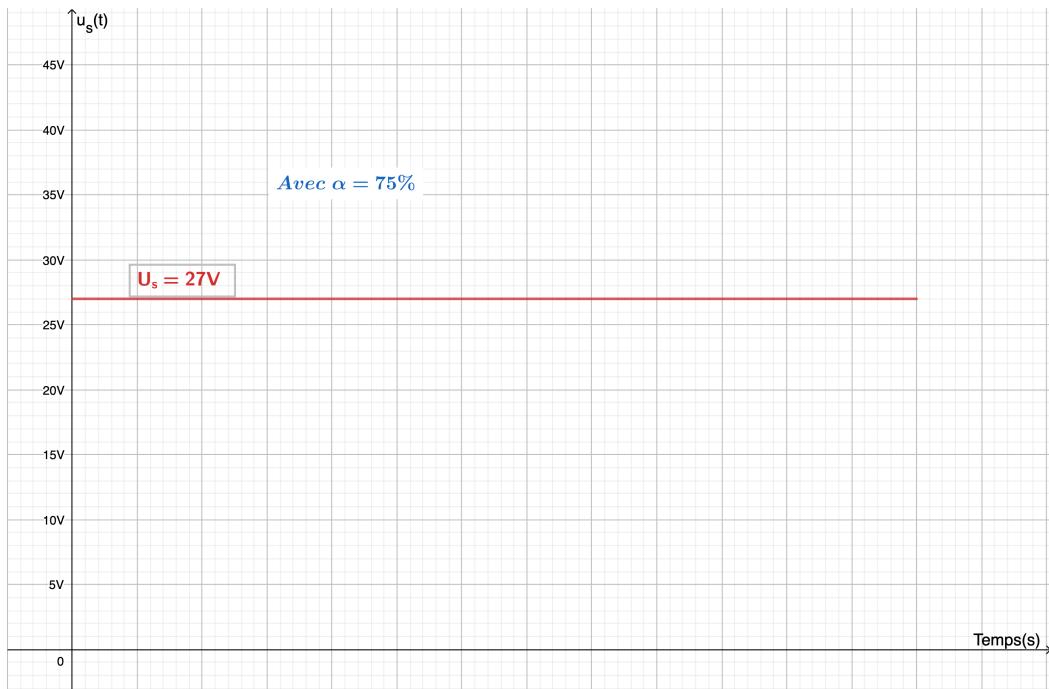


FIGURE 2.4 – Tension en sortie du buck

- On trace aussi la tension aux bornes de la diode $u_D(t) = u_L(t) + u_s(t)$. Sa valeur moyenne est $\langle U_D \rangle = \langle U_L \rangle + \langle U_s \rangle = \langle U_s \rangle = 27V$.

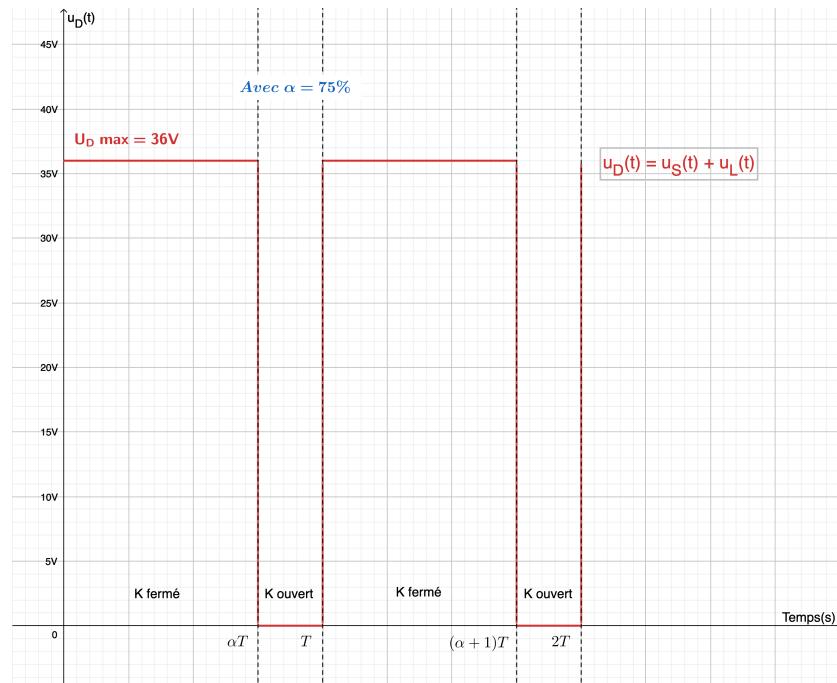


FIGURE 2.5 – La tension aux bornes de la diode $u_D(t)$

Au niveau des courants :

- Le courant en entrée du buck, lié à l'ouverture ou non de l'interrupteur et à la puissance délivrée par le panneau photovoltaïque.

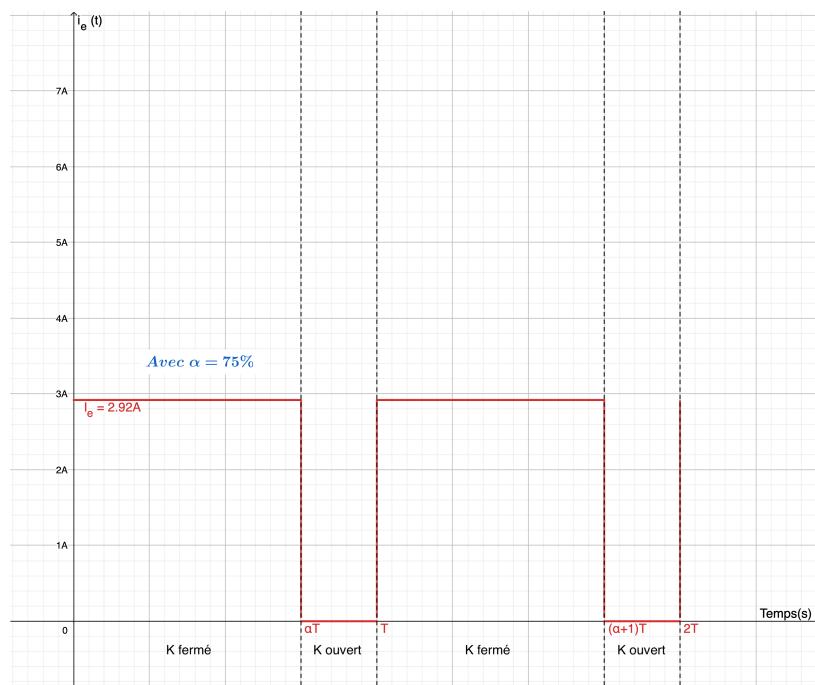


FIGURE 2.6 – Le courant en entrée du buck

- Le courant en sortie.

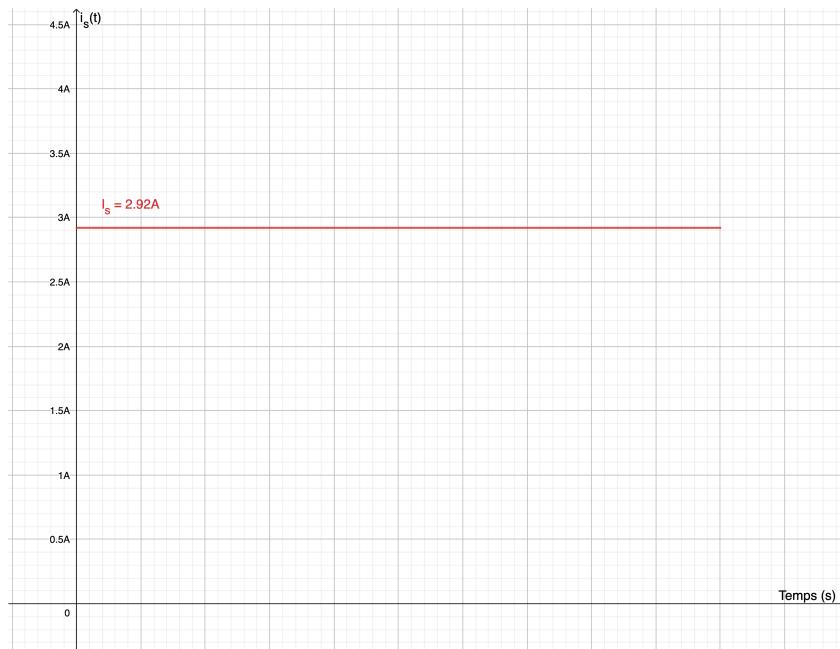


FIGURE 2.7 – Le courant en sortie du buck

1.2. Détermination des expressions reliant \bar{U}_s et \bar{U}_e ; \bar{I}_s et \bar{I}_e

Afin de calculer les expressions $\bar{U}_s = f(\bar{U}_s, \alpha)$ et de $\bar{I}_s = f(\bar{I}_s, \alpha)$, nous nous sommes appuyés sur les chronogrammes définis précédemment.

1.2.a. Calcul de l'expression reliant U_s et U_e

Lorsque l'interrupteur est fermé, $u_{diode}(t) = U_e = 36V$. Lorsque l'interrupteur est ouvert, $u_{diode}(t) = 0V$ (cf Figure 2.5). On a alors

$$\begin{aligned} \bar{U}_{diode} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_{diode}(t) \, dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_e \, dt \\ \bar{U}_{diode} &= \frac{1}{T} U_e \times \alpha \times T \end{aligned}$$

Donc

$$\bar{U}_{diode} = U_e \times \alpha = \bar{U}_e \times \alpha \quad (1..1)$$

Or,

$$\bar{U}_{diode} = \bar{U}_s + \bar{U}_L \quad (1..2)$$

Aussi,

$$\begin{aligned}\bar{U}_L &= \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) \, dt \\ \bar{U}_L &= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (U_e - U_s) \, dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (-U_e) \, dt \\ \bar{U}_L &= (U_e - U_s) \times \alpha - U_e \times (1 - \alpha)\end{aligned}$$

$$\bar{U}_L = 12 \times \frac{2}{3} - 24 \times \frac{1}{3} = 0 \quad (1..3)$$

Donc,

$$\boxed{\bar{U}_s = U_{diode}^- = \bar{U}_e \times \alpha} \quad (1..4)$$

1.2.b. Calcul de l'expression reliant I_s et I_e

Si l'on applique la loi des noeuds en entrée, on obtient la formule suivante :

$$i_e(t) = i_{PV}(t) + i_c(t)$$

Donc

$$\bar{I}_e = \bar{I}_c + I_{PV}^-$$

Or

$$\bar{I}_c = 0$$

Donc

$$\bar{I}_e = I_{PV}^-$$

Aussi

$$\begin{aligned}\bar{I}_e &= \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) \, dt \\ \bar{I}_e &= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_e \, dt\end{aligned}$$

$$\bar{I}_e = I_e \times \alpha \quad (1..5)$$

On a donc

$$\begin{aligned} \bar{I}_e &= \bar{I}_{PV} \\ I_e \times \alpha &= I_{PV} \end{aligned}$$

$$I_e = \frac{I_{PV}}{\alpha} \quad (1..6)$$

Lorsque l'interrupteur est fermé, on a $i_e(t) = i_s(t)$, donc on peut déduire aisément que $I_e = I_s$. On sait également que $i_s(t)$ est constante car on suppose qu'il n'y a pas d'ondulation. Cela nous donne donc :

$$\bar{I}_e = I_e \times \alpha = \alpha \times \bar{I}_s \quad (1..7)$$

1.3. Détermination de α afin de répondre au cahier des charges

De la formule 1..4 on déduit immédiatement le résultat suivant :

$$\alpha = \frac{\bar{U}_s}{\bar{U}_e}$$

$$\alpha = \frac{24}{36} = \frac{2}{3} \approx 66.7\% \quad (1..8)$$

Nous désirons une puissance de sortie de 70W. Nous considérons aussi la valeur de la tension de sortie constante à 24V, donc :

$$I_s = \frac{P_{s_voulue}}{U_s} = \frac{70}{24} = 2.92A$$

$$\bar{I}_s = I_s = 2.92A \quad (1..9)$$

$$\bar{I}_e = \frac{I_s}{\alpha} = \frac{2.92}{\frac{2}{3}} = 1.95A \quad (1..10)$$

1.4. Chronogrammes des courants et des tensions avec $\alpha = \frac{2}{3} \approx 66.67\%$

Avec le nouveau α trouvé, on reprend les tracés de la question 1 et 2 avec les valeurs numériques à jour.

Au niveau des tensions :

- La tension en entrée $u_e(t)$



FIGURE 2.8 – Tension en entrée du buck avec $\alpha = 66.67\%$

- La tension aux bornes de l'inductance vaut 12V lorsque K est fermé et -24V lorsque K est ouvert. Sa valeur moyenne est nulle.

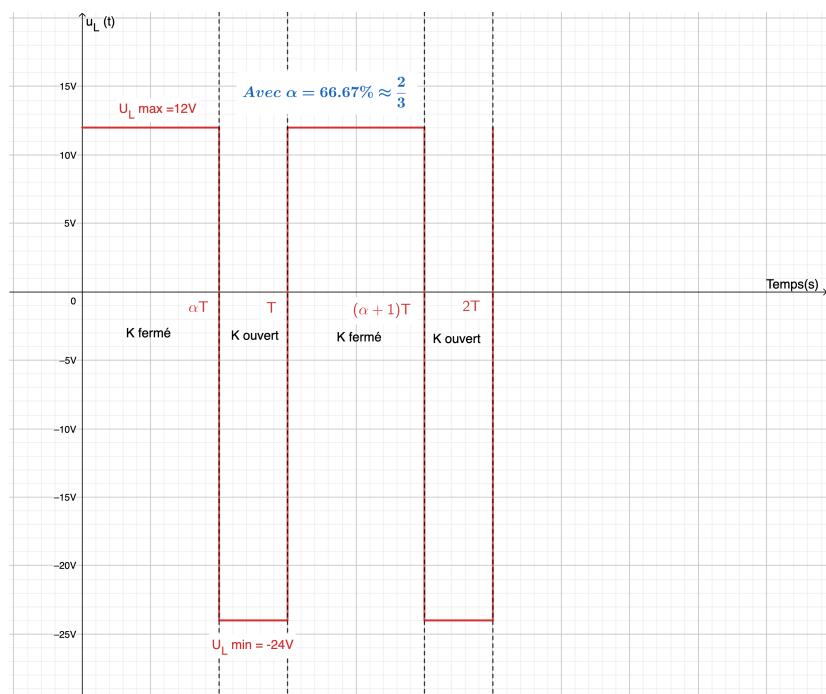


FIGURE 2.9 – Tension aux bornes de l'inductance du buck avec $\alpha = 66.67\%$

- La tension en sortie $u_s(t)$

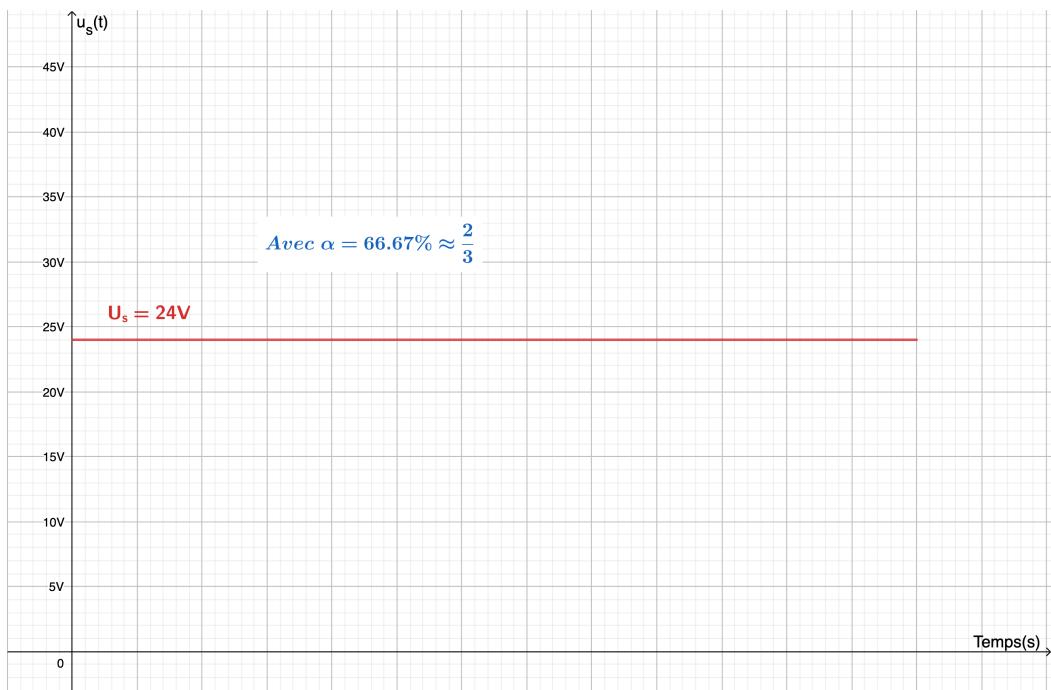


FIGURE 2.10 – Tension à la sortie du buck avec $\alpha = 66.67\%$

- Avec $\alpha = \frac{2}{3} \approx 66.67\%$, on trace aussi la tension aux bornes de la diode $u_D(t) = u_L(t) + u_s(t)$. Sa valeur moyenne est $\langle U_D \rangle = \langle U_L \rangle + \langle U_s \rangle = 24V$.

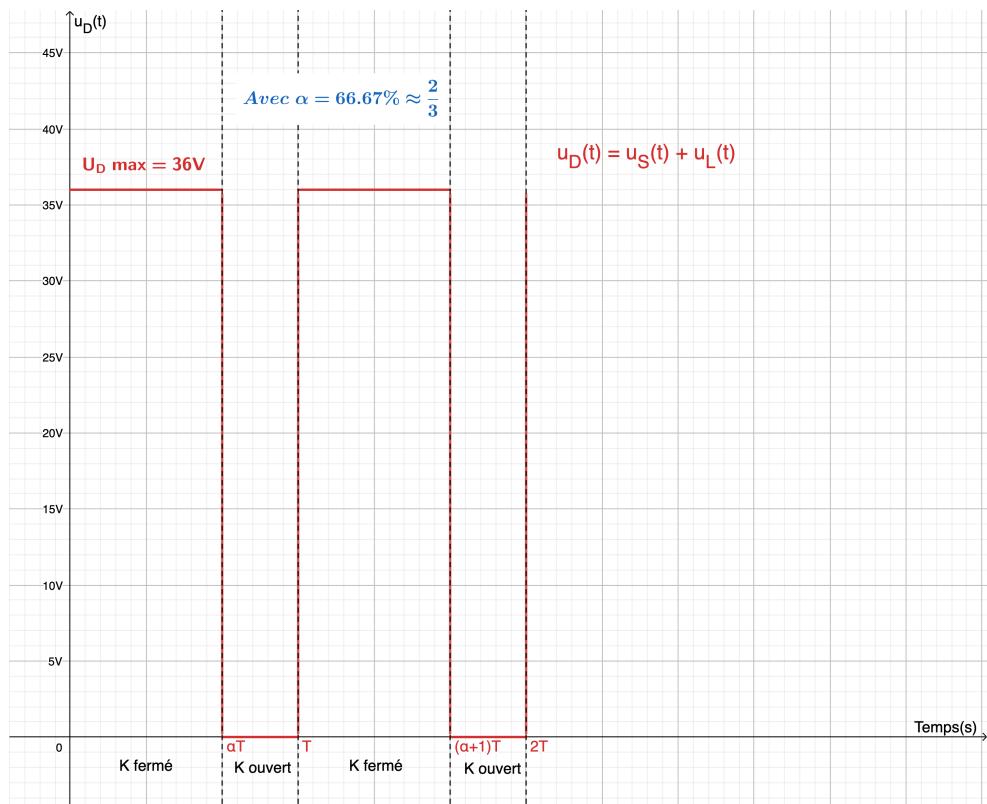


FIGURE 2.11 – La tension aux bornes de la diode $u_D(t)$

Au niveau de courants :

- Le courant en entrée $i_e(t)$

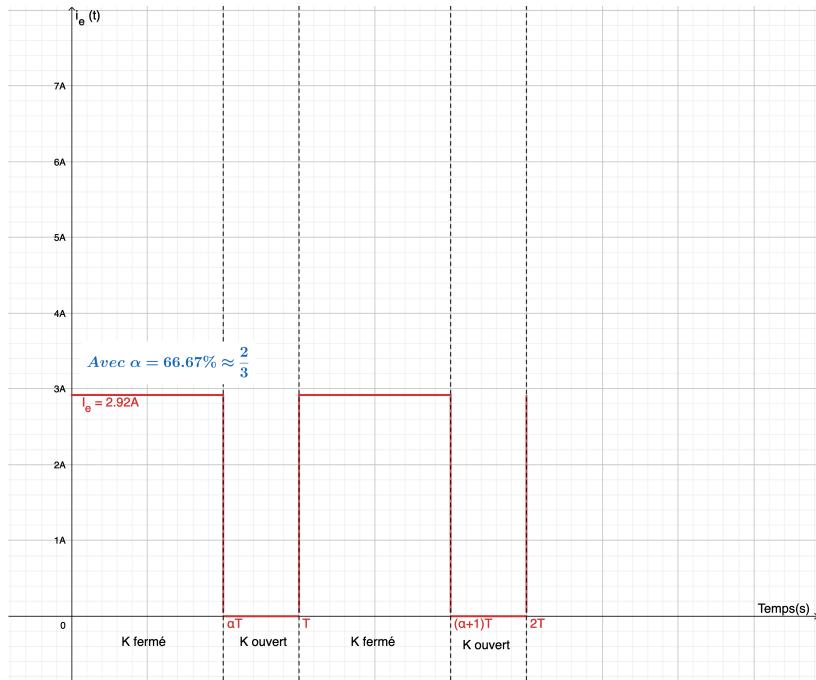


FIGURE 2.12 – Le courant en entrée du buck avec $\alpha = 66.67\%$

- Le courant en sortie $i_s(t)$

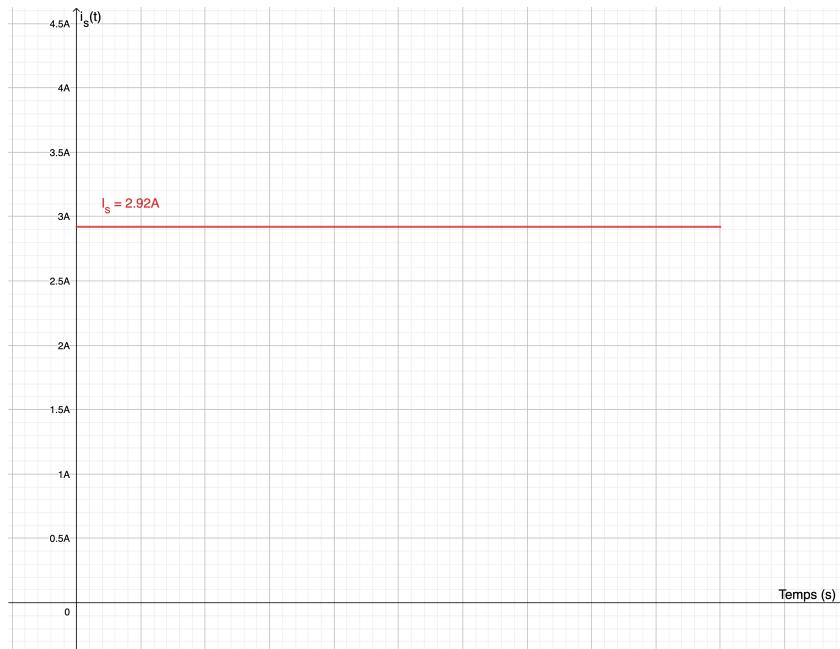


FIGURE 2.13 – Le courant en sortie du buck avec $\alpha = 66.67\%$

2. Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C

2.1. Détermination de I_C

On désire désormais calculer la valeur du courant efficace dans la capacité en nous basant sur le chronogramme du courant dans le condensateur.

Pour comprendre et approcher théoriquement la valeur du courant dans le condensateur, il est nécessaire de se rappeler sa fonction. Le condensateur en entrée du buck agit comme un condensateur de découplage. Il permet donc de fournir le courant alternatif demandé par la charge à la place du panneau solaire. Voir 1.1. pour la démonstration des pertes dans l'inductance.

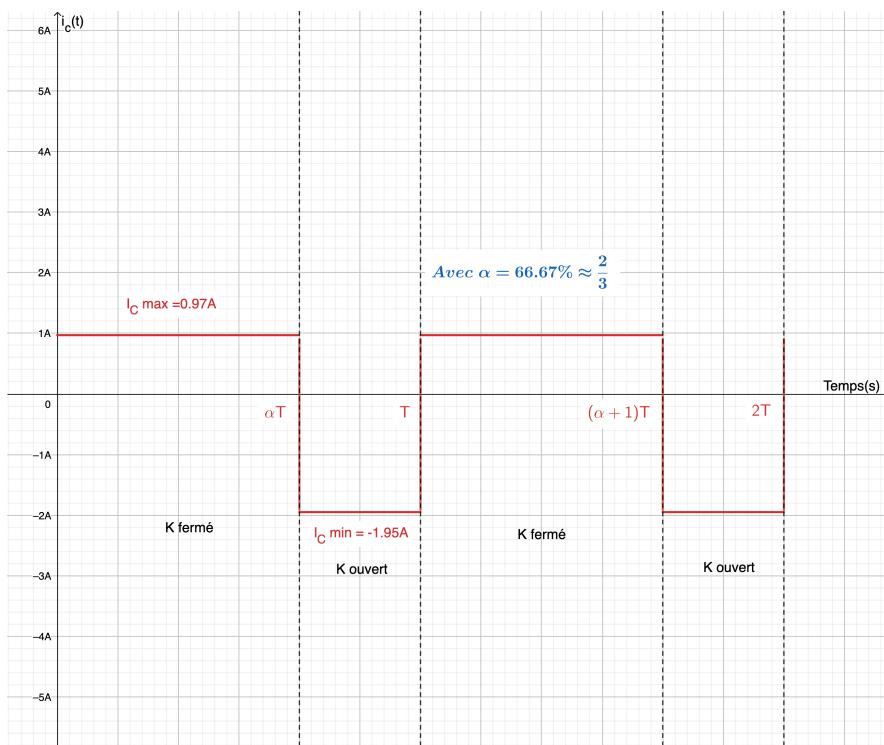


FIGURE 2.14 – Courant dans condensateur C du buck avec $\alpha = 66.67\%$

Comme on peut le voir sur le chronogramme ci-dessus, lors de la phase à interrupteur fermé, le condensateur fournit au Buck le courant instantané que ne fournit pas le panneau solaire. Dans la phase à interrupteur ouvert, le courant $i_{PV}(t)$ se redirige dans le condensateur, ainsi $i_{PV}(t)$ est constant :

$$i_c(t) = i_e(t) - i_{PV}(t)$$

En extrapolant la courbe à une courbe continue par morceau, on peut déterminer l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 I_{C_{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_c^2(t) dt \right)} \\
 I_{C_{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} I_{cMAX}^2 dt \right) + \frac{1}{T} \left(\int_{\alpha T}^T I_{cMIN}^2 dt \right)} \\
 I_{C_{eff}} &= \sqrt{\alpha I_{cMAX}^2 + (1 - \alpha) I_{cMIN}^2} \\
 I_{C_{eff}} &= \sqrt{\frac{2}{3} \times (0.97)^2 + \frac{1}{3} \times (-1.95)^2} \\
 I_{C_{eff}} &= 1.38A
 \end{aligned}$$

2.2. Détermination de $I_{L_{eff}}$

Le courant dans l'inductance subit de faibles variations par rapport à la valeur moyenne autour de laquelle elle est centrée. On peut donc, pour ce calcul, considérer la valeur du courant dans l'inductance constante. De ce fait :

$$\begin{aligned}
 I_{L_{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_L^2(t) dt \right)} \\
 I_{L_{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \bar{I}_s^2 d} \\
 I_{L_{eff}} &= \sqrt{\bar{I}_s^2} \\
 I_{L_{eff}} &= 2.92A
 \end{aligned}$$

3. Étape 2 : Détermination L et C

3.1. Détermination de la capacité

3.1.a. Etablissement de l'expression de l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité

En tenant compte du sens des courants que nous avons imposé à nos figures ($i_c(t)$ dirigée vers le haut). Nous avons, au niveau de la capacité, l'expression suivante :

$$i_c(t) = -C \frac{dV_c}{dt}$$

D'où

$$dV = -\frac{1}{C} \times i_c(t) dt$$

Finalement, comme $i_c(t)$ est constant,

$$\Delta V = -\frac{1}{C} \times I_{cMAX} \cdot \Delta t$$

Étant donné que le courant circulant dans la capacité est un carré, la tension à ses bornes sera donc de forme triangulaire (intégrale d'un signal carré) :

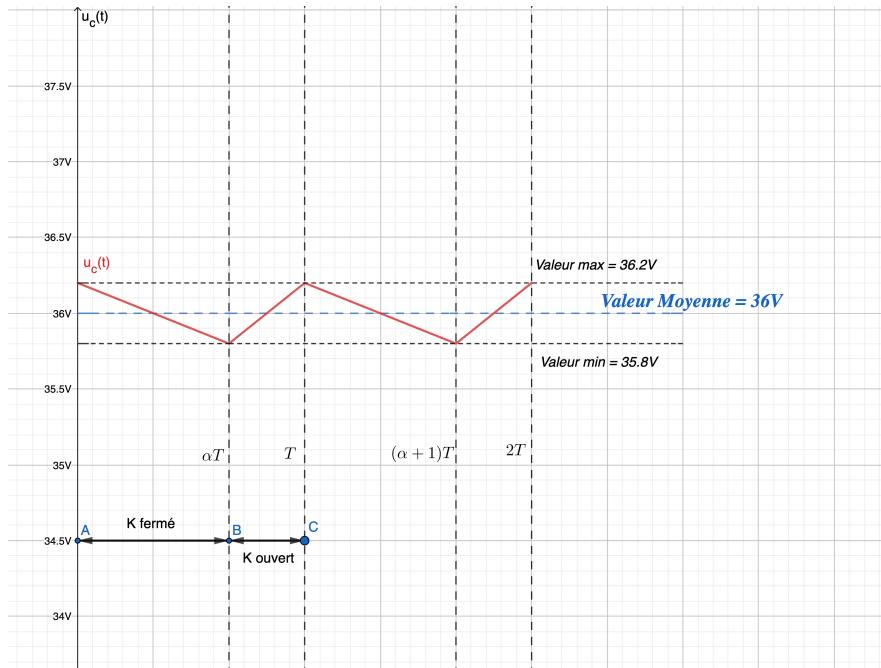


FIGURE 2.15 – La tension aux bornes de C : $u_C(t)$

Nous allons déterminer la variation de tension ΔV en phase de décharge du condensateur. Entre 0 et αT ($i_c(t) > 0$), lorsque l'interrupteur est fermé le courant $i_c(t)$ est maximal : On a donc :

$$i_c(t) = I_{cMAX} \text{ et } \Delta t = \alpha T = \frac{\alpha}{f_{PWM}}$$

$$\boxed{\Delta V = -\frac{\alpha I_{cMAX}}{C f_{PWM}}}$$

(3..1)

3.1.b. Détermination de C afin de satisfaire le cahier des charges

D'après l'équation (3..1) et en prenant $\Delta V = -200mV$ (la pente est descendante et cf. cahier des charges), on obtient la valeur du condensateur :

$$C = \frac{\alpha I_{cMAX}}{f_{PWM} * |\Delta V|} = \frac{\alpha (I_e - I_{PV})}{f_{PWM} \Delta V}$$

$$C = \frac{\frac{2}{3} \times (2.92 - 1.95)}{100 \cdot 10^3 \times (200 \cdot 10^{-3})}$$

$$\boxed{C = 32.3\mu F}$$

3.2. Ondulation du courant dans l'inductance L

Pour déterminer la valeur de L, il faut rappeler son rôle : l'inductance du Buck permet de contrer les brusques variations de courant lorsque l'on ferme l'interrupteur. Le courant $i_L(t) = i_s(t)$ un signal triangulaire dont la valeur moyenne est la valeur calculée lors de l'étape 0 soit 2.92A.

3.2.a. Etablissement de l'expression de l'ondulation du courant de sortie

Déterminons l'expression de l'ondulation du courant de sortie. Une simple loi des mailles sur la maille de la diode de roue libre permet d'obtenir la relation suivante :

$$L \times \frac{di_s(t)}{dt} + R \times i_s(t) + U_{batt} = V_D$$

On peut faire l'approximation suivante $V_D \simeq 0$ car la tension directe de la diode est très faible. Cela revient donc à résoudre l'équation différentielle du 1^{er} ordre à coefficients constants suivante :

$$L \times \frac{di_s(t)}{dt} + R \times i_s(t) + U_{batt} = 0$$

Une résolution de cette équation couplée à un développement de Taylor à l'ordre 1 permet de trouver la pente descendante du courant traversant l'inductance. On trouve,

$$\text{pente} = \frac{U_{batt} + R \times \bar{I}_s}{L}$$

Le terme $R \cdot \bar{I}_s$ est très faible par rapport à U_{batt} donc on peut extrapolier à :

$$\text{pente} = \frac{U_{batt}}{L}$$

3.2.b. Détermination de L afin de satisfaire le cahier des charges

On peut alors déterminer l'expression des variations du courant dans l'inductance :

$$\Delta I_s = \text{pente} \cdot \Delta T = \frac{U_{batt} \times (1 - \alpha) \times T}{L} = \frac{U_{batt} \times (1 - \alpha)}{L \times f}$$

On déduit donc une formule pour l'inductance :

$$L = \frac{U_{batt} \times (1 - \alpha)}{\Delta I_s \times f} = \frac{24 \times (1 - \frac{2}{3})}{0.1 \times 2.92 \times 100 \times 10^3} = 274\mu H$$

4. Étape 3 : Simulation

4.1. Simulation et étude des courants d'entrées

Nous allons vérifier les valeurs calculées théoriquement sur LTSpice :

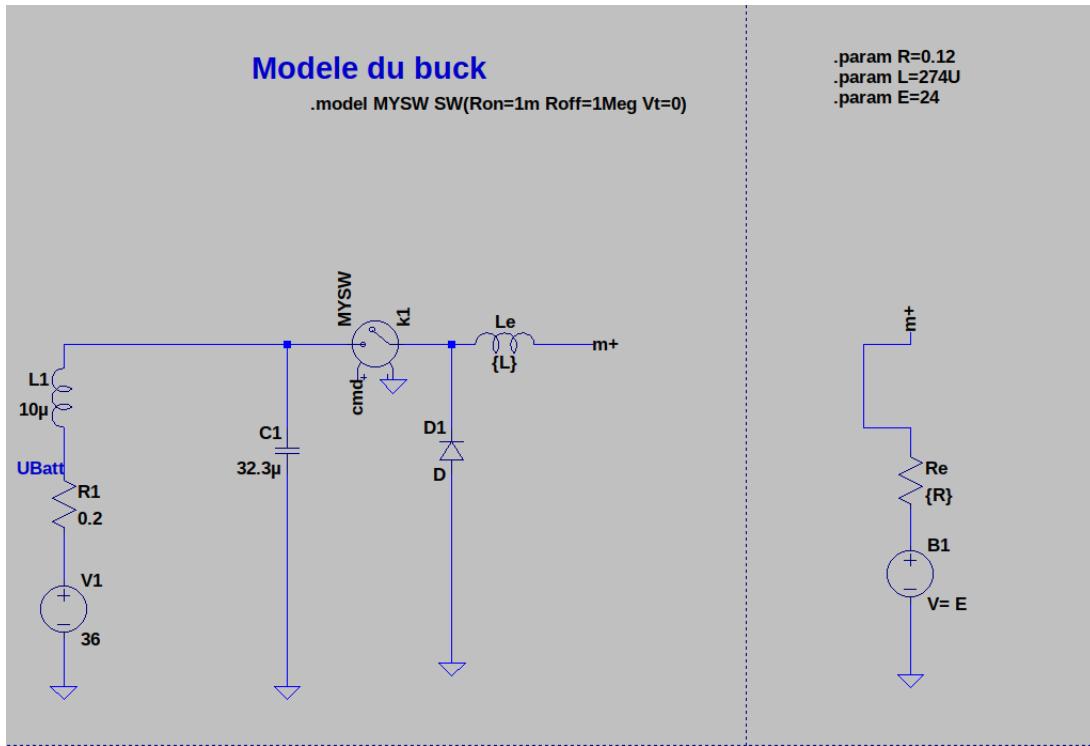


FIGURE 2.16 – Schéma Spice du buck converter

Le schéma présente le buck chargé par la batterie et son impédance série. Nous avons dans un premier temps modifié la valeur du α de la PWM afin de faire correspondre le courant de sortie à nos valeurs. Voici les changements relevés sur la simulation :

Grandeur	Théorie	Simulation
α_{PWM}	0.667	0.69
Courant en sortie	2.92 A	2.98 A
Tension en sortie	24 V	24.358 V

TABLE 2.2 – Tableau récapitulant les résultats de la simulation sous LTSpice

De fait, nous avons choisi $\alpha = 0.69$, nous donnant une valeur $\bar{I}_s = 2.98A$. La tension de sortie étant de $U_s = 24.358V$. L'imprécision sur le courant en sortie est due au pas de précision de la PWM, étant trop grand, nous n'avons pas parfaitement pu ajuster le courant de sortie.

Premièrement, il va être intéressant de vérifier nos valeurs de courant d'entrée : nous rappelons les valeurs souhaitées :

$$I_{pv} = \alpha \times I_s = 0.69 \times 2.98 \\ = 2.056A$$

$$I_c(\text{High}) = I_s - \alpha \times I_s = 0.924A \\ I_c(\text{Low}) = -\alpha \times I_s = -2.056A$$

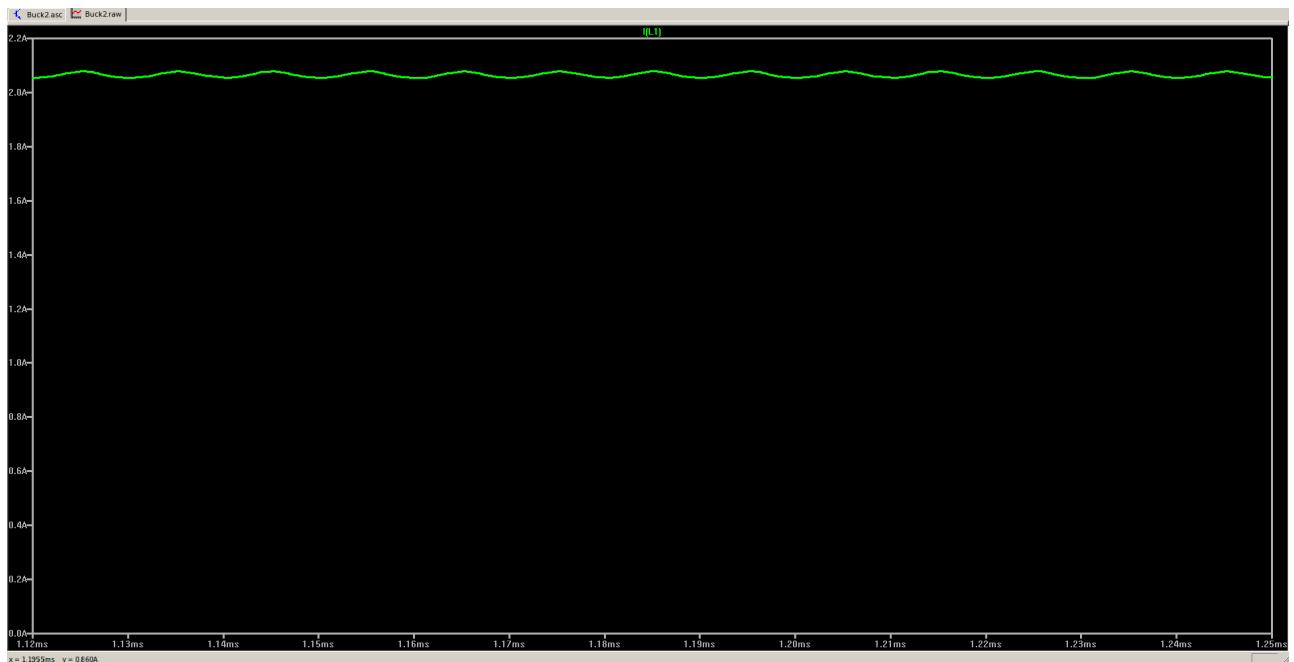


FIGURE 2.17 – Courants simulés à l'entrée du buck

Grandeur	Théorie	Simulation
Courant en sortie du panneau	2.056 A	2.0638
Courant dans la capacité (HIGH)	0.924 A	0.91 A
Courant dans la capacité (LOW)	-2.056 A	-2.0638 A
Courant moyen dans la capacité	0 A	1.61 mA
Courant en entrée (HIGH)	2.91 A	2.98 A
Courant en entrée (LOW)	0 A	30 uA
Courant moyen en entrée	2.056 A	2.06 A

TABLE 2.3 – Tableau récapitulant les résultats de la simulation sous LTSpice

Cf Figures 7.1 et 7.3 pour voir les valeurs moyennes des courants de capacité et du panneau solaire. Les courbes pour ces courants sont également accessibles en annexe aux Figures 7.2 et 7.4.

4.2. Simulation et étude des ondulations de courant et de tension critiques

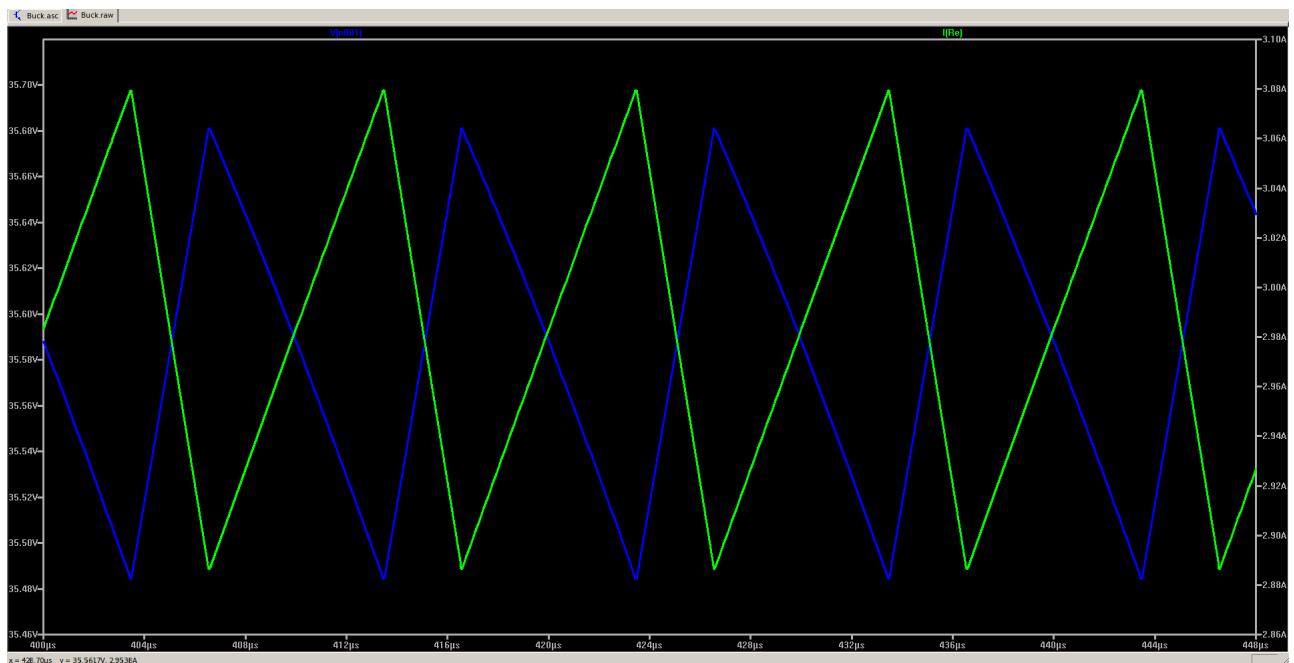


FIGURE 2.18 – Tension alternative aux bornes du condensateur et en sortie du buck

Le tableau ci-dessous présente les résultats de l'étude des ondulations de courant et de tension :

Grandeur	Théorie	Simulation
Capacité C	$32.3 \mu F$	$32.3 \mu F$
Ondulation de tension aux bornes de la capacité	< à 200 mV	195 mV
Inductance L	$274 \mu H$	$274 \mu H$
Ondulation de courant aux bornes de l'inductance	< à 298 mA	278 mA

TABLE 2.4 – Tableau récapitulant les résultats de la simulation sous LTSpice

Au niveau des puissances d'entrée et de sortie, nous obtenons une valeur légèrement au dessus de celle souhaitée, correspondant à la hausse du courant et de la tension :

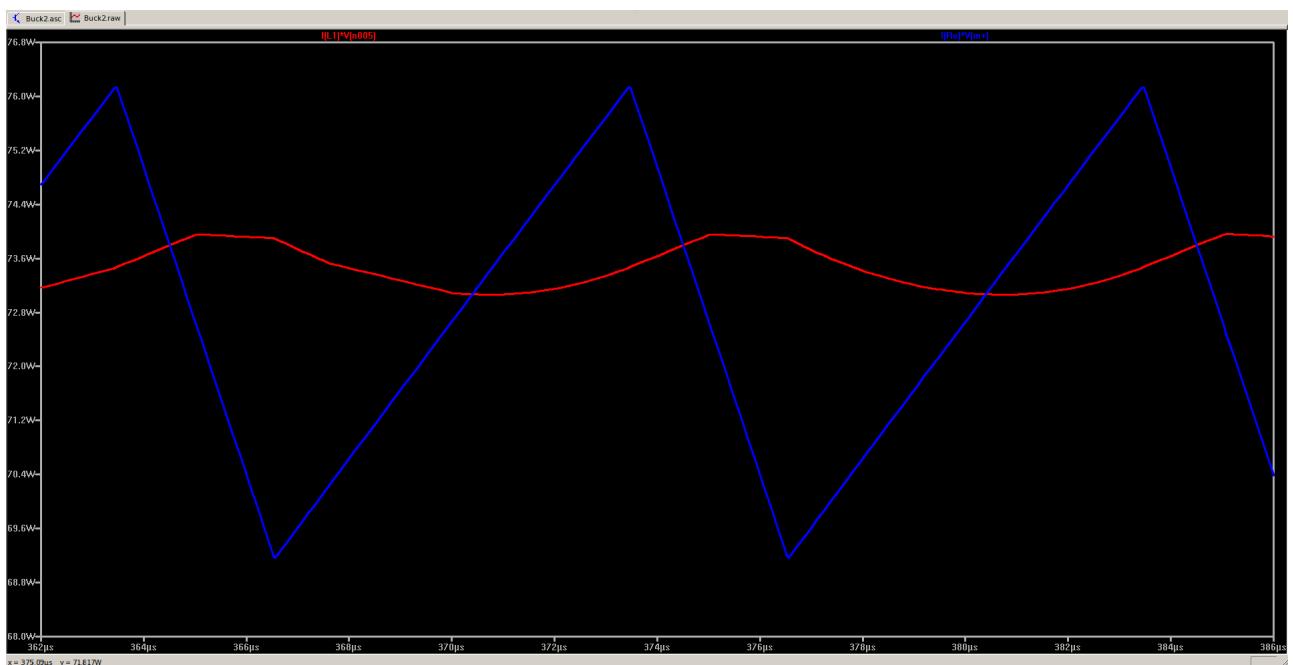


FIGURE 2.19 – Puissance en entrée (bleu) et en sortie (rouge) du buck converter

Le tableau ci-dessous présente un récapitulatif sur les puissances :

Grandeur	Théorie	Simulation
Puissance entrante moyenne	70W	72.894W
Puissance sortante moyenne	70W	73.484W
Rendement η	1	

TABLE 2.5 – Tableau récapitulant les résultats sur les puissances en simulation

5. Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs

5.1. Détermination du courant efficace maximal au niveau de l'interrupteur

Dans le Buck, le courant qui traverse l'interrupteur correspond simplement au courant $i_e(t)$ à l'entrée de l'interrupteur sur la figure.

Le chronogramme 2.12 rappelle la forme du courant de $i_e(t)$. On peut donc facilement calculer le courant efficace maximal traversant le MOS canal N :

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_e^2(t) dt \right)}$$

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} I_e^2 dt \right)}$$

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{\alpha \cdot I_e^2}$$

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot 2.92^2} = 2.39A$$

5.2. Détermination de la tension efficace aux bornes de l'interrupteur

En ce qui concerne la tension aux bornes du MOS, on se retrouve avec le chronogramme suivant :

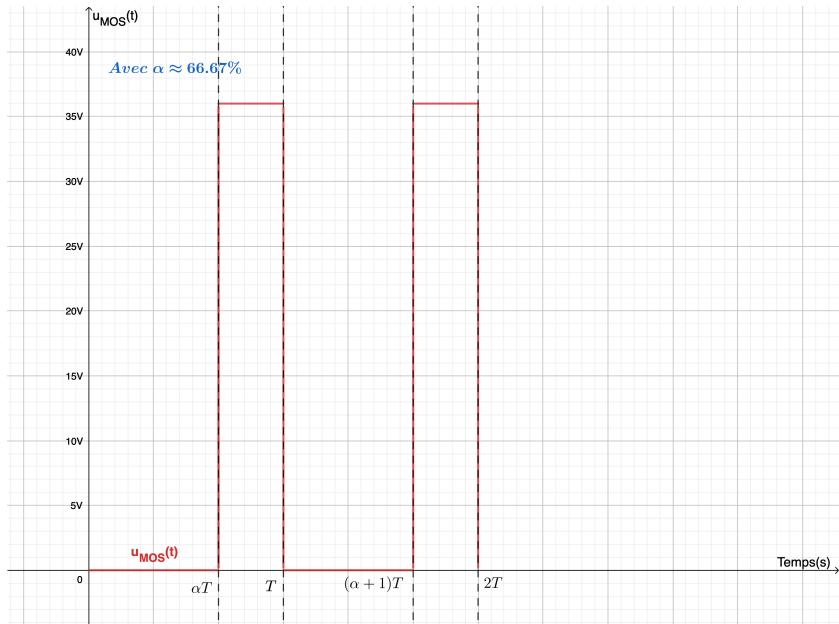


FIGURE 2.20 – Tension à la sortie $u_{MOS}(t)$

En effet, la relation qui caractérise la tension du MOS est $u_{MOS}(t) = u_e(t) - u_s(t)$.
 Lorsque l'interrupteur est fermé, le MOS conduit, et si on néglige la tension engendrée par le RDS_{on} , on peut dire que la tension aux bornes du MOS est nulle.
 Lorsque l'interrupteur est ouvert, le MOS se voit exercer une tension $u_{MOS}(t) = 36V$.
 On peut donc calculer la valeur de la tension efficace entre la source et le drain du MOS :

5.3. Choix des interrupteurs

Il est important que les caractéristiques du MOS autorisent une marge par rapport aux valeurs limites de tension et de courant trouvées ci-dessus. Il faut se laisser une marge de manœuvre que nous fixerons dans notre design à 50% :

Grandeur critique	Valeur à assurer	Valeur avec marge
$U_{MOS_{max}}$	36 V	56 V
$I_{MOS_{max}}$	2.38 A	3.59 A

TABLE 2.6 – Tableau des grandeurs critiques à assurer par le MOS à canal N

Une fois ces valeurs déterminées, il nous faut encore choisir un composant qui minimisera les pertes. La première source de pertes pour le MOS canal N va venir du fait que lorsqu'il conduit, il n'est pas parfaitement assimilable à un fil. Il existe une résistance qui va dissiper de la puissance. Cette résistance correspond au $R_{DS_{on}}$. Nous nous efforcerons donc de choisir un composant capable de tenir les spécificités mentionnées dans le tableau 2.6 avec un $R_{DS_{on}}$ faible et le moins cher possible évidemment. Le prix étant un aspect non négligeable lors de la production de masse d'un système.

Notre choix s'est donc porté sur le modèle BSZ100N06NSATMA1 disponible sur le site du fournisseur mouser. Les spécifications principales du MOSFET à canal n choisi sont les suivantes :

Grandeur	Valeur
$V_{DS(max)}$	60 V
$I_{D(max)}$ avec $V_{GS} = 10V$	40 A
$R_{DS_{on}}$ avec $V_{GS} = 10V$	8.6 mΩ
Prix	0.715 €

TABLE 2.7 – Spécifications principales du MOSFET BSZ100N06NSATMA1

5.4. Détermination du courant efficace maximal dans la diode schottky

La diode Schottky a pour rôle le blocage du courant en phase 1 (interrupteur fermé) et le passage du courant en phase 2 (interrupteur ouvert). Nous devons donc dimensionner une diode capable de faire circuler le courant efficace max I_d .

$$I_{d_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_d^2(t) dt \right)}$$

$$I_{d_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_{\alpha*T}^T I_{s_{eff}}^2(t) dt \right)}$$

$I_{d_{eff}} = I_{s_{eff}} \times \sqrt{1 - \alpha} = 2.91 \times \sqrt{1 - 0.69} = 1.68A$

5.5. Détermination de la tension max à tenir aux bornes de la diode

Le rôle de la diode étant de bloquer le courant dans son sens indirect, elle sera par définition soumise à 36V lors de la phase à interrupteur fermé. Nous allons simplement devoir dimensionner la diode pour qu'elle soit capable de maintenir ces 36V sans céder.

5.6. Choix de la diode Schottky

Pour se laisser une marge de manœuvre, nous décidons de sur-dimensionner de 50 % les composants sur les valeurs max.

Grandeur critique	Valeur à assurer	Valeur avec marge
$V_{r_{max}}$	36 V	54 V
$I_{d_{eff\ max}}$	1.68 A	2.4885 A

TABLE 2.8 – Tableau des grandeurs critiques à assurer par la diode

Afin de minimiser les pertes il nous faut minimiser deux paramètres :

1. V_D la tension directe de la diode
2. I_R le courant inverse de la diode

La puissance moyenne consommée par la diode vaut :

$$P = \alpha \bar{I}_s \times V_D + (1 - \alpha) I_R \times V_{Diode}^-$$

Nous avons trouvé une diode avec des valeurs très faibles de I_R et V_D : PMEG6030EVP.

$$\begin{aligned} I_R \text{ type : } & 115\mu A \\ I_R \text{ max : } & 400\mu A \\ V_F \text{ type : } & 420mV \\ V_F \text{ max : } & 475mV \end{aligned}$$

À un prix moindre , la diode SB520 remplit les critères mais elle consommera plus.

6. Étape 5 : Synthèse des résultats

Ci-dessous le tableau récapitulatif des éléments calculés précédemment. Nous avons regroupé les caractéristiques de l'inductance L, de la capacité C, du transistor MOS ainsi que de la diode.

Composant	Type	Caractéristiques à 25°C	Référence
Diode	Shottky	$I_{moy(max)} = 3 \text{ A}$ $V_{inverse} = 60 \text{ V}$ $V_{direct(max)} = 475 \text{ mV}$ $I_{inverse(max)} = 400 \mu\text{A}$	PMEG6030EVP
MOS	NMOS	$I_{D(max)} = 40 \text{ A}$ $R_{DS(on)} = 8.6 \text{ m}\Omega$ $V_{DS(max)} = 60 \text{ V}$	BSZ100N06NSATMA1
Inductance	Bobine	$L = 274 \mu\text{H}$ $I_{moy} = 2.98 \text{ A}$ $\text{ESR} = 150 \text{ m}\Omega$	-
Capacité	Condensateur	$C = 32.3 \mu\text{F}$ $I_{moy} = 1.61 \text{ mA}$ $\text{ESR} = 50 \text{ m}\Omega$	-

TABLE 2.9 – Tableau récapitulant le choix des composants pour l'étage buck

7. Étape 6 : Estimation rendement – pertes par conduction

7.1. Pertes par conduction du MOS et de la diode

Bien que nos premiers calculs estimaient le MOS et la diode comme étant des fils parfaits, il n'en est rien en réalité. Leur utilisation entraîne des pertes de puissance lorsqu'ils sont en conduction.

7.1.a. Calcul des pertes par conduction du MOS

Lorsque le MOS conduit, il est assimilable à une résistance dont la valeur est spécifiée dans la datasheet. Cette dernière nous indique que, pour les conditions d'utilisation qui sont les nôtres, la valeur de cette résistance est $R_{DS(on)} = 8.6 \text{ m}\Omega$. Le calcul des pertes par conduction est alors le suivant :

$$P_{MOS} = \frac{1}{T} \left(\int_0^T u_{MOS}(t) \times i_{MOS}(t) \, dt \right)$$

$$P_{MOS} = \frac{1}{T} \left(\int_0^T R_{DS_{on}} \times i_{MOS}^2(t) \, dt \right)$$

$$P_{MOS} = R_{DS_{on}} \times \frac{1}{T} \left(\int_0^T i_{MOS}^2(t) \, dt \right)$$

$$P_{MOS} = R_{DS_{on}} \times I_{MOS_{eff}} = 11.6 \times 10^{-3} \times 2.39 = 27.8mW$$

7.1.b. Calcul des pertes par conduction de la diode

Lorsque la diode conduit, elle génère une tension à ses bornes, et lorsqu'elle est bloquée, un courant inverse est générée. La puissance consommée par la diode résulte de ces deux phénomènes. Voici le détail des calculs en utilisant les valeurs types :

$$P_{Diode} = \frac{1}{T} \left(\int_0^T u_{Diode}(t) \times i_{Diode}(t) \, dt \right)$$

$$P_{Diode} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} i_{ON}(t) \times V_D \times dt + \int_{\alpha T}^T I_R \times u_{Diode}(t) \, dt \right)$$

$$P_{Diode} = \alpha I_{ON} \times V_D + (1 - \alpha) I_R \times V_{Diode}$$

$$P_{Diode} = \frac{2}{3} \times 2.98 \times 420 \times 10^{-3} + \left(1 - \frac{2}{3}\right) \times 115 \times 10^{-3} \times 36 = 1.255W$$

Pour la suite nous considérons que la puissance consommée liée au courant inverse est négligeable.

7.2. Pertes au niveau de l'inductance et du condensateur

En ce qui concerne les inductances et les condensateurs, en réalité, ils présentent eux aussi quelques imperfections qui se traduisent notamment par des ESR. Le calcul de la puissance dissipée par conduction aboutit au même calcul que pour les pertes par conduction du MOS, on a donc :

$$P_L = ESR_L \times I_{L_{eff}} = 150 \times 10^{-3} \times 2.92 = 438mW$$

$$P_C = ESR_C \times I_{C_{eff}} = 50 \times 10^{-3} \times 1.38 = 69mW$$

7.3. Détermination du rendement théorique de l'étage

Au final, la puissance dissipée totale par conduction est :

$$P_{diss} = P_{MOS} + P_{Diode} + P_L + P_C$$

$$P_{diss} = 27.8 * 10^{-3} + 1.255 + 438 * 10^{-3} + 69 * 10^{-3} = 1.79W$$

On peut alors calculer le rendement théorique :

$$\eta = 1 - \frac{P_{diss}}{P_{souhaitee}}$$

$$\eta = 1 - \frac{1.79}{70}$$

$\eta = 97.4\%$

8. Étape 7 : Début de régulation

Pour le buck on souhaite réguler le courant de sortie (de manière à délivrer 70W en sortie dont 10W environ permettront de charger la batterie). En effet, la tension aux bornes de la batterie vaut plus ou moins 24 V, car de faibles variations sont possibles à cause de sa résistance interne. Or la valeur du courant de sortie I_S est liée à la valeur du "duty cycle" de la PWM. Nous allons donc jouer sur la valeur du coefficient qui régit notre PWM.

Il nous faut donc mesurer la valeur du courant de sortie. Pour ce faire, nous allons utiliser une résistance shunt, qui sera placée au plus près de la sortie du MOS pour obtenir la mesure en affectant le moins possible le système. Le micro-contrôleur est seulement capable de mesurer des tensions sur les pins réservées aux mesures ADC. D'où l'utilisation de la résistance shunt où la tension à ses bornes est proportionnelle à la valeur du courant la traversant.

Il est clair que notre composant de mesure ne doit pas être intrusif pour le circuit, et la tension aux bornes de la résistance shunt ne doit pas être très élevée. En revanche, la tension est si faible, que la précision du micro-contrôleur risque de fausser la valeur de tension mesurée dans ADC. Ceci induirait une erreur sur la valeur du courant et du coefficient de la PWM. La solution est donc d'utiliser un montage amplificateur différentiel. Cela va nous permettre d'augmenter la valeur de cette tension et d'obtenir des mesures précises avec le micro-contrôleur. L'amplificateur est différentiel car aucune des deux bornes de la résistance shunt n'est reliée à la masse.

Le courant à mesurer est de l'ordre de quelques ampères et on supposera, comme dans l'étape 4 (pour le choix des MOS et des diodes), que le courant ne peut pas excéder 150% de sa valeur. Nous dimensionnerons le gain du montage non inverseur pour obtenir la valeur maximale de tension mesurable par le micro-contrôleur (qui déterminera la valeur maximale de courant) :

$$I_{S_{max}} = 1.5 \times 2.92 = 4.28A$$

Pour des valeurs aussi petites de tension en entrée de l'amplificateur, il faudrait les filtrer pour réduire le bruit. De simples filtres RC suffisent. Une autre contrainte pour réguler correctement notre courant de sortie concerne la mesure de la tension par notre micro-contrôleur. La PWM étant générée grâce à un système d'interruption, nous devons nous assurer que les mesures n'interviennent pas trop souvent et permettent une génération correcte de la PWM. Une mesure moins fréquente permet aussi de réduire la consommation du micro-contrôleur.

8.1. Listes des capteurs nécessaires

Pour réaliser l'ensemble de notre régulation nous avons besoin :

- 1 x résistance shunt
- 8 x résistances de dimensionnement
- 1 x AOP
- 2 x condensateurs de dimensionnement

8.2. Schéma électronique complet montrant les éléments de la régulation

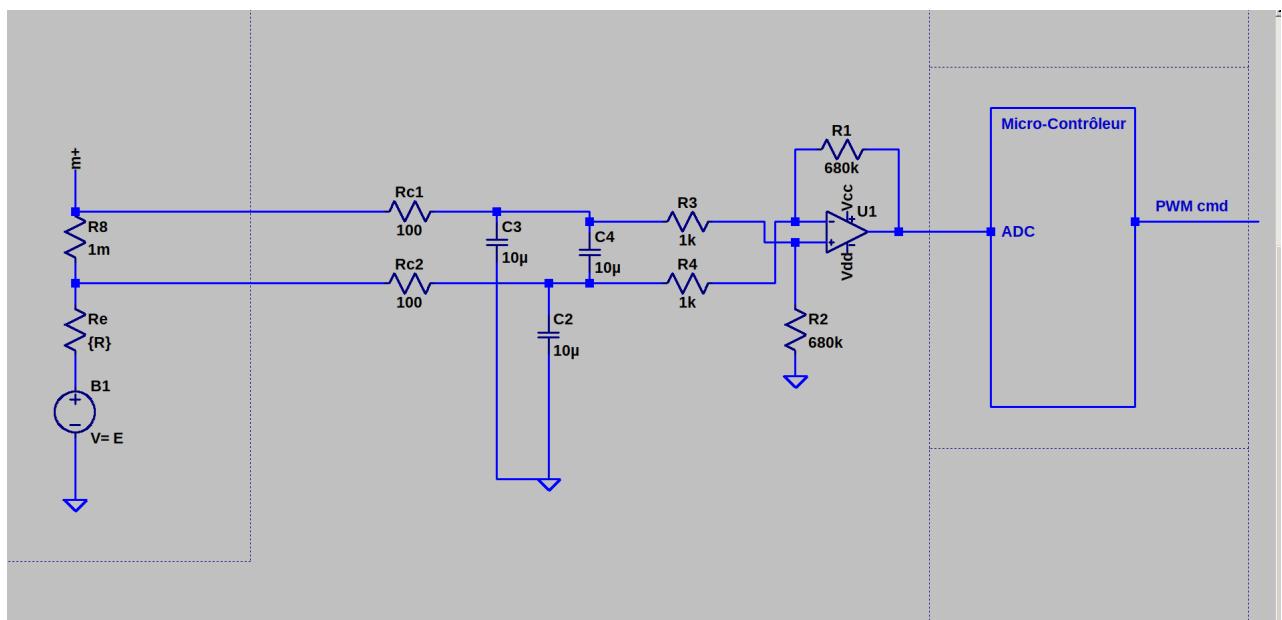


FIGURE 2.21 – Schéma du dispositif de mesure du courant

Pour la suite de nos calculs, nous avons considéré une résistance shunt de $1m\Omega$. La valeur du gain pour un amplificateur différentiel est donnée par la formule suivante :

$$Gain = \frac{R_2}{R_1}$$

La tension maximale aux bornes de la résistance shunt est donnée ci-dessous :

$$U_{shunt_{max}} = R_{shunt} \times I_{S_{max}} = 1 \times 10^{-3} \times 4.28 = 4.28mV$$

Ceci entraîne une nécessité de gain de $Gain = \frac{3.3}{4.28 \times 10^{-3}} = 771$ et donc la relation

$$R_2 = 771 \times R_1. Aussi, \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

On souhaite également filtrer toutes les imperfections fréquentielles de notre tension aux bornes de la résistance shunt. Nous avons choisi de filtrer au-dessus de 100Hz à l'aide d'un simple circuit RC. La valeur de notre constante de temps est donc $RC = \frac{1}{2 \times \pi \times f_c} = 1.59ms$. En utilisant des valeurs normalisées pour nos capacités et nos résistances, nous avons choisi $C_{filtre} = 10\mu H$ et $R_{filtre} = 100\Omega$. La nouvelle fréquence de coupure vaut alors $f_{c_{new}} = \frac{1}{2 \times \pi \times RC} = 159Hz$.

En simulation, ce filtre diminue la valeur de notre courant, donc nous avons augmenté le gain du montage qui le suit.

En ne choisissant que des valeurs normalisées, on obtient le tableau suivant donc :

Grandeur	Valeur	Valeur simulée
$R_1 = R_3$	680 kΩ	200 kΩ
$R_2 = R_4$	1 kΩ	100 Ω
R_{filtre}	100 Ω	100 Ω
C_{filtre}	10 μF	10 μF

TABLE 2.10 – Valeur des composants pour dimensionner notre amplificateur différentiel

La nouvelle fréquence de coupure vaut alors $f_{c_{new}} = \frac{1}{2 \times \pi \times RC} = 159Hz$. Le nouveau gain est donc $Gain = 680$

8.3. Les périphériques du micro-contrôleur utilisés

Pour générer la PWM, il nous faut simplement utiliser un timer, avec une sortie reliée à un GPIO. Ce GPIO doit aussi être utilisé avec une entrée analogique, reliée à un ADC.

Le micro-contrôleur a une entrée analogique reliée à l'ADC. On utilise un timer pour déclencher la conversion afin de ne pas relever trop de mesures et réduire la consommation. Lors du déclenchement, l'ADC renvoie une valeur, qui correspond à la tension amplifiée aux bornes de la shunt. On la transforme en valeur de courant pour l'injecter dans un correcteur numérique. La sortie de ce correcteur correspondrait à la valeur du coefficient de la PWM à envoyer. La dernière étape consisterait à mettre jour le timer de la PWM avec sa nouvelle valeur.

Chapitre 3

L'étage : Boost

Dans cette partie, nous allons dimensionner l'étage boost selon le cahier des charges ci-dessous :

Grandeur	Cahier des charges
Tension en sortie	40V
Puissance en sortie	65 W
Ondulation du courant aux bornes de l'inductance	20% du courant moyen nominal
Ondulation tension en sortie	100mV

TABLE 3.1 – Tableau récapitulant le cahier des charges pour l'étage inverter

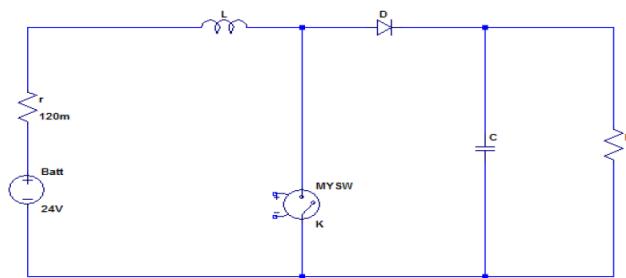


FIGURE 3.1 – Schéma électronique du boost

1. Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α

Spécifications du sujet à prendre en compte pour l'étape 0 : aucune ondulation de courant dans l'inductance L, aucune ondulation de tension aux bornes du condensateur C, les éléments séries de tous les générateurs de tension sont nuls, et les interrupteurs sont idéalisés.

Dans cette étape préliminaire, nous allons chercher à établir une relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée, puis déterminer la valeur du rapport cyclique qui permettra d'obtenir une solution correspondant au cahier des charges.

1.1. Chronogrammes des courants et tensions en entrée et sortie du boost

Nous allons premièrement représenter les tensions et courants en entrée et en sortie de l'étage boost. Nous allons procéder à un raisonnement en fonction de l'état de l'interrupteur (ON <-> fermé, OFF <-> ouvert), puis nous synthétiserons les tracés sur un chronogramme.

Lorsque le MOS est fermé de 0 à αT :

Il s'agit de la phase de stockage de l'inductance, et la diode quant à elle est bloquée. La valeur de la tension d'entrée U_e est celle du générateur, à savoir 24V, et puisque l'on ne considère aucune ondulation dans l'inductance, nous pouvons également considérer le courant d'entrée I_e constant, et égale à sa valeur moyenne \bar{I}_e . En sortie, la valeur de la tension aux bornes de la résistance et égale à la tension délivrée par le condensateur. En considérant idéalement une tension constante, nous pouvons dire que U_s reste constante à 40V. Le courant dans la charge quant à lui provient du condensateur. En nous appuyant sur l'équation suivante : $I = \frac{-CdV}{dt}$, puisque la tension est constante, nous négligerons le courant en sortie du condensateur. En ce qui concerne la tension aux bornes de l'inductance, elle est égale, dans cette première phase, à la tension du générateur, soit $U_L = 24V$, puisque nous avons une simple maille entre le générateur de tension et l'inductance.

Lorsque le MOS est ouvert de αT à T :

Il s'agit de la phase de transfert d'énergie de la bobine vers le condensateur, et la diode est alors passante. La valeur de la tension d'entrée reste la même, tout comme la valeur du courant d'entrée. La tension en sortie est toujours la même, en revanche, en se basant sur une loi des noeuds, nous voyons que le courant en sortie vaut désormais $I_L - I_C$, et en négligeant à nouveau le courant en sortie du condensateur, nous pouvons dire que le courant en sortie est égale, durant cette phase, au courant d'entrée. Quant à la tension dans la bobine, nous voyons en appliquant la loi des mailles que $U_L = U_e - U_s$, soit $U_L = -16V$.

Voici ci-dessous un récapitulatif des chronogrammes des tensions en entrée et en sortie du boost, comprenant aussi le tracé de la tension dans la bobine.

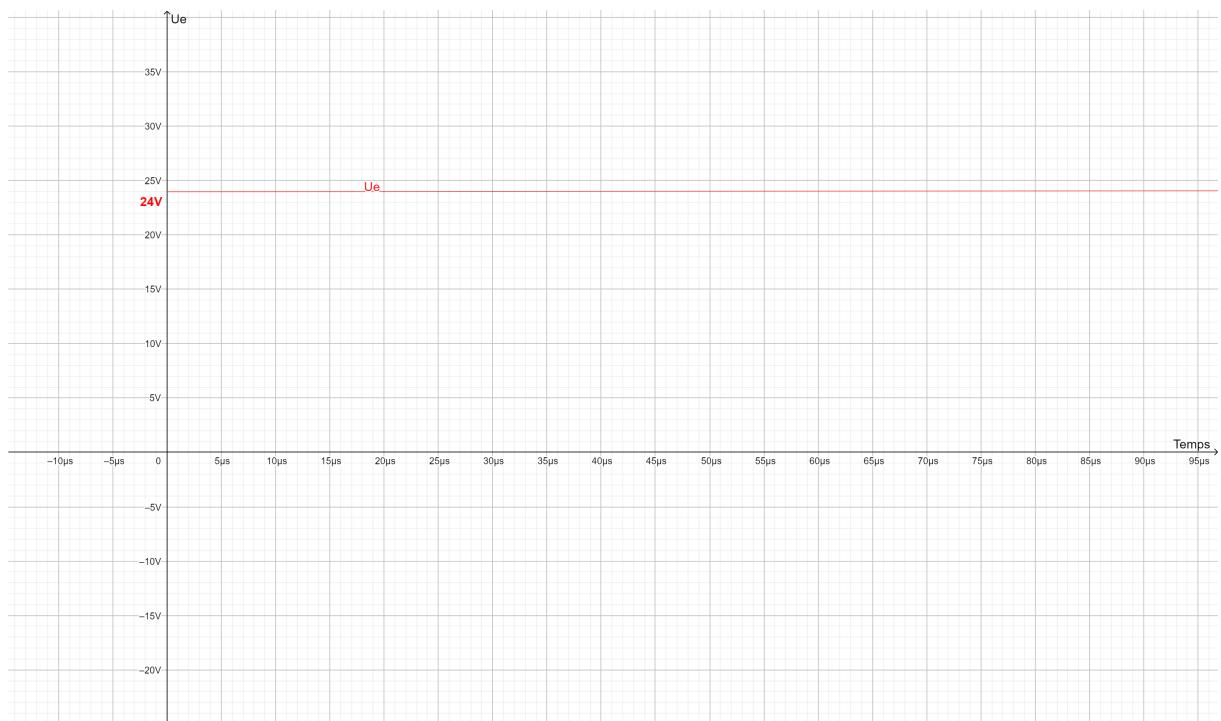


FIGURE 3.2 – Tension en entrée du boost

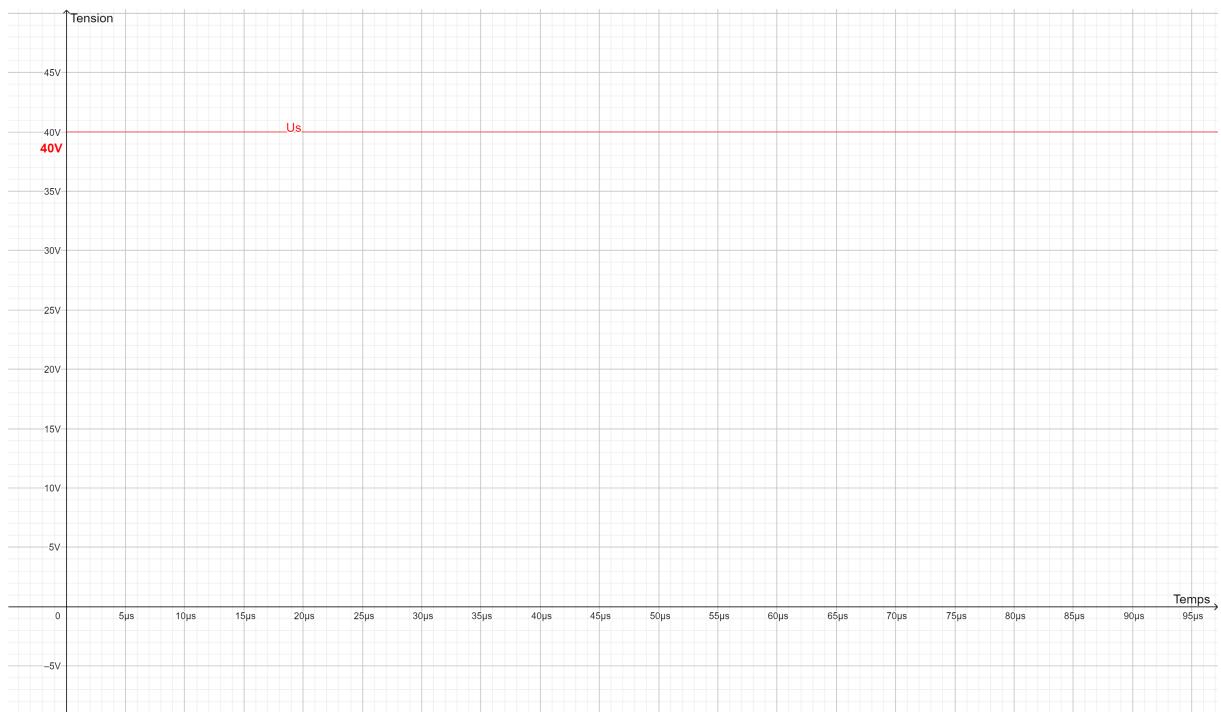


FIGURE 3.3 – Tension en sortie du boost

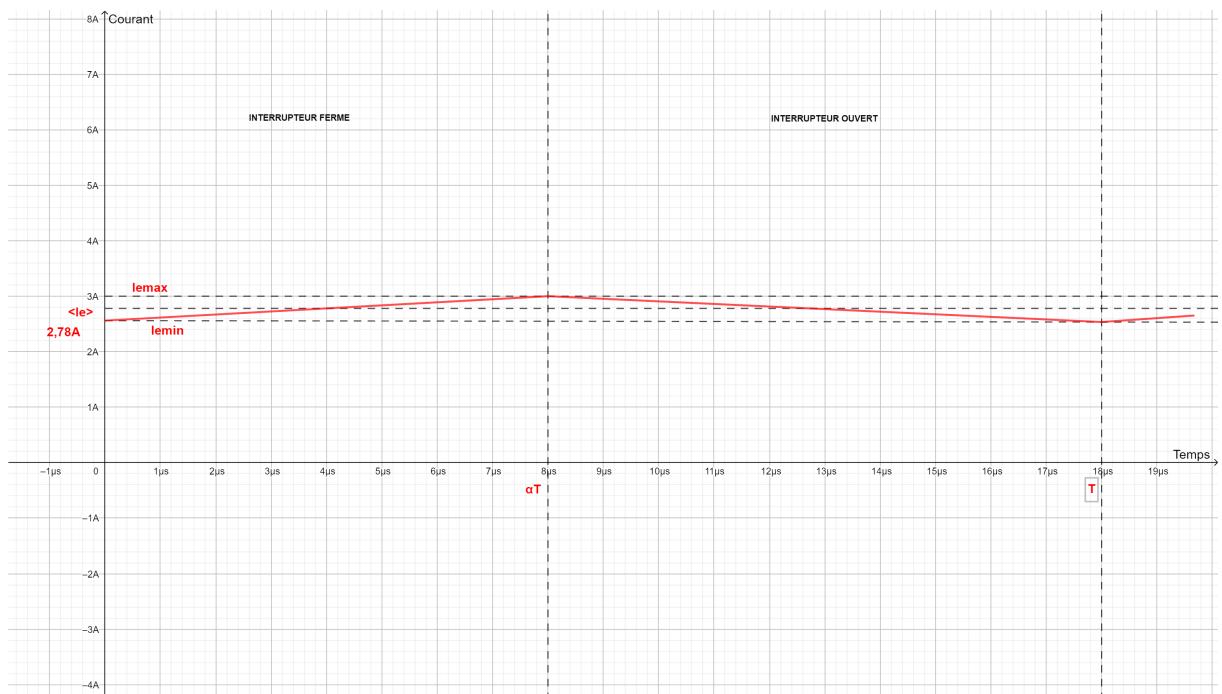


FIGURE 3.4 – Courant en entrée du boost

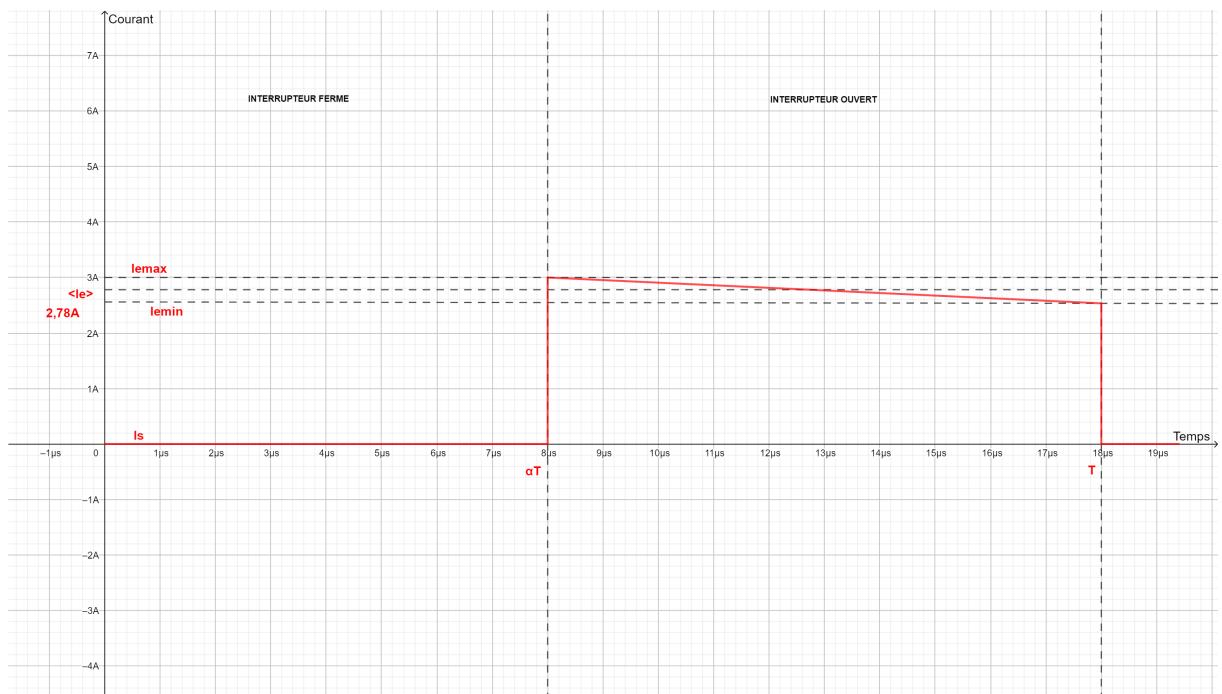


FIGURE 3.5 – Courant en sortie du boost

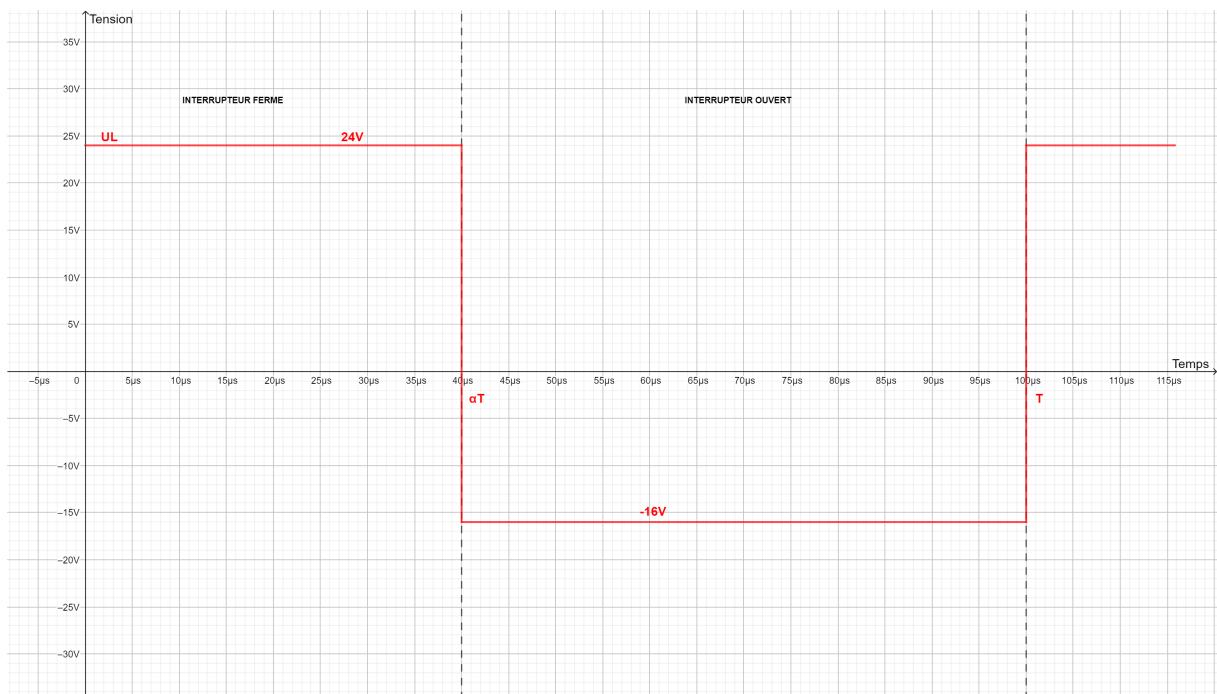


FIGURE 3.6 – Tension aux bornes de l'inductance du boost

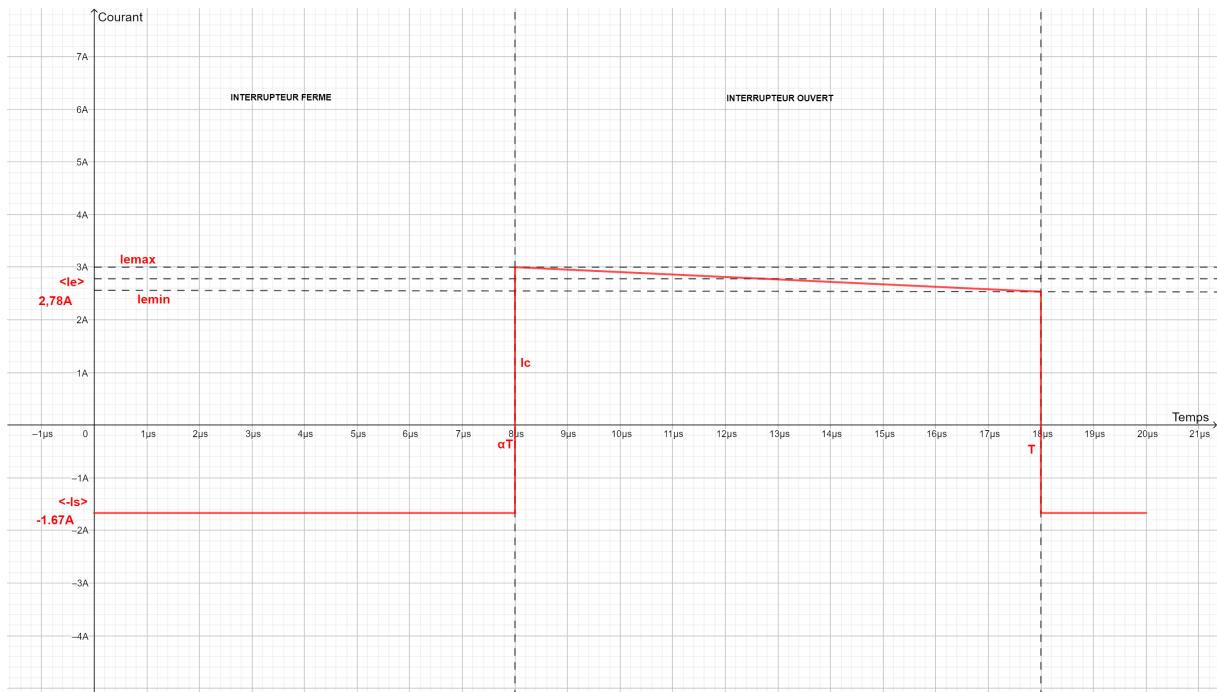


FIGURE 3.7 – Courant du condensateur du boost

1.2. Relations entre courants et tensions d'entrée et sortie

Nous allons maintenant chercher une relation entre la tension d'entrée et de sortie. Pour se faire, nous avons tenté de déterminer l'expression de la valeur moyenne du courant en sortie.

Nous savons que la valeur moyenne de la tension est nulle dans une inductance. De plus,

les tensions U_e et U_s sont constantes alors elles sont égales à leurs valeurs moyennes \bar{U}_e et \bar{U}_s . Ainsi, en nous appuyant sur le tracé des chronogrammes sur une période pour la tension aux bornes de l'inductance, nous pouvons écrire que la somme des deux aires doit être nulle, ce qui nous amène aux expressions ci dessous :

$$\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_L dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T U_L dt = 0$$

$$\bar{U}_e \alpha + (\bar{U}_e - \bar{U}_s)(1 - \alpha) = 0$$

$$\bar{U}_e \alpha = (\bar{U}_s - \bar{U}_e)(1 - \alpha)$$

$$\bar{U}_e = \bar{U}_s(1 - \alpha)$$

$$\boxed{\bar{U}_s = \frac{\bar{U}_e}{(1 - \alpha)}}$$

Nous voyons bien à travers cette expression que la tension en sortie du boost sera supérieure à celle d'entrée.

Ensuite, nous allons chercher une relation entre le courant d'entrée, le courant de sortie et α . Pour se faire, nous nous sommes également appuyés sur les chronogrammes et sur l'analyse faite précédemment. De plus, le courant d'entrée étant considéré constant, nous assimilons $I_e = \bar{I}_e$. Lorsque le MOS est fermé, la valeur du courant de sortie vaut le courant en sortie du condensateur, et lorsque le MOS est ouvert, le courant en sortie vaut le courant d'entrée plus le courant du condensateur. Ainsi le calcul du courant moyen de sortie nous amène aux équations ci-dessous :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} -I_C dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \bar{I}_e - I_C dt$$

$$\bar{I}_s = \frac{1}{T} \int_0^T -I_C dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \bar{I}_e dt$$

$$\bar{I}_s = -\bar{I}_c + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \bar{I}_e dt$$

Or le courant moyen dans un condensateur est nul, donc seule la valeur moyenne du courant d'entrée compte lorsque le MOS est ouvert. Nous pouvons donc écrire :

$$\boxed{\bar{I}_s = \bar{I}_e(1 - \alpha)}$$

Nous voyons à travers cette expression que le courant de sortie sera inférieur au courant d'entrée.

1.3. Détermination de α

Nous allons donc déterminer les valeurs numériques de I_e , I_s et α . Premièrement, l'équation des tensions trouvée ci-dessus nous permet de trouver alpha en fonction des données du cahier des charges.

Nous avons $(1 - \alpha) = \frac{\bar{U}_e}{\bar{U}_s}$ soit $(1 - \alpha) = \frac{24}{40} = 0.6$ donc $\boxed{\alpha = 0.4}$.

Ensuite pour déterminer \bar{I}_s , nous pouvons nous appuyer sur l'équation suivante basée sur la valeur moyenne du courant et faisant aussi intervenir la loi d'ohm qui s'applique ici car on considère des grandeurs constantes :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\bar{U}_s}{R} dt$$

En utilisant les valeurs données par le cahier des charges, nous obtenons $\bar{I}_s = \frac{\bar{U}_s}{R} = \frac{40}{24} = 1.67V$. De cela découle la valeur de

$$\bar{I}_e = \frac{\bar{I}_s}{(1 - \alpha)} = \frac{1.67}{0.6} = 2.78A$$

1.4. Tracé complet des chronogrammes

Nous présentons ci-dessous les chronogrammes comportant les valeurs numériques, le bon rapport cyclique, ainsi que les tracés des courants et des tensions dans le MOS et la diode.

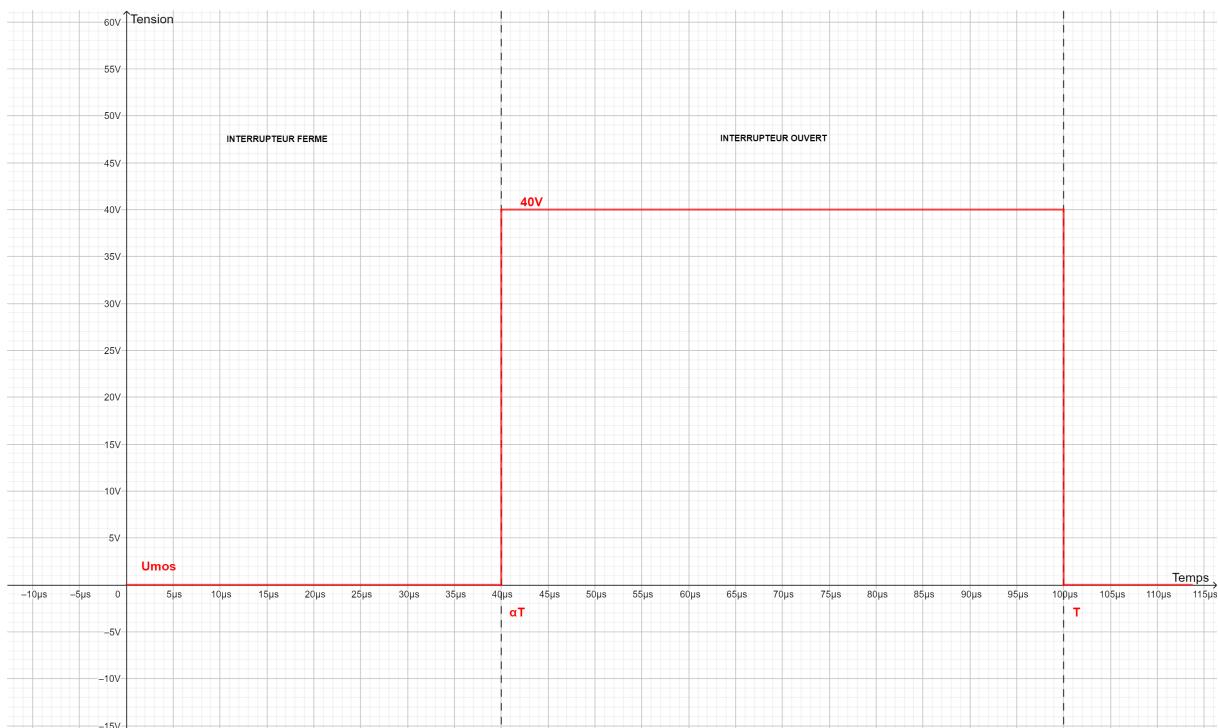


FIGURE 3.8 – Tension du MOS du boost

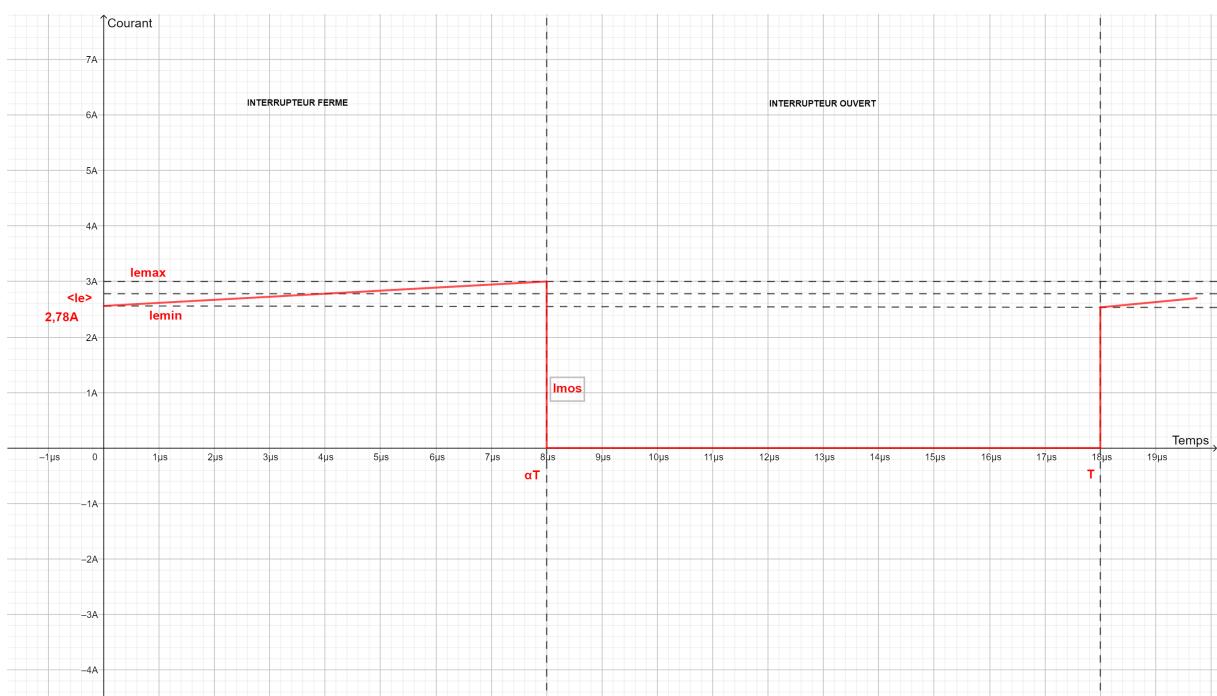


FIGURE 3.9 – Courant du MOS du boost

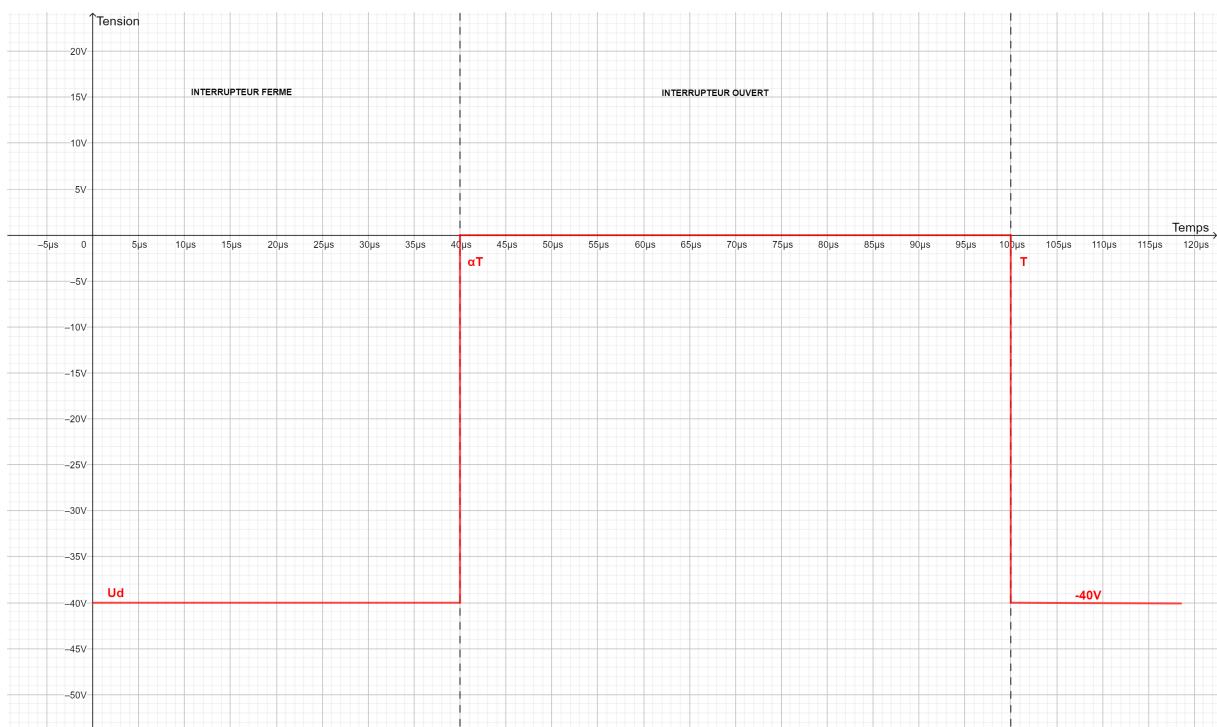


FIGURE 3.10 – Tension de la diode du boost

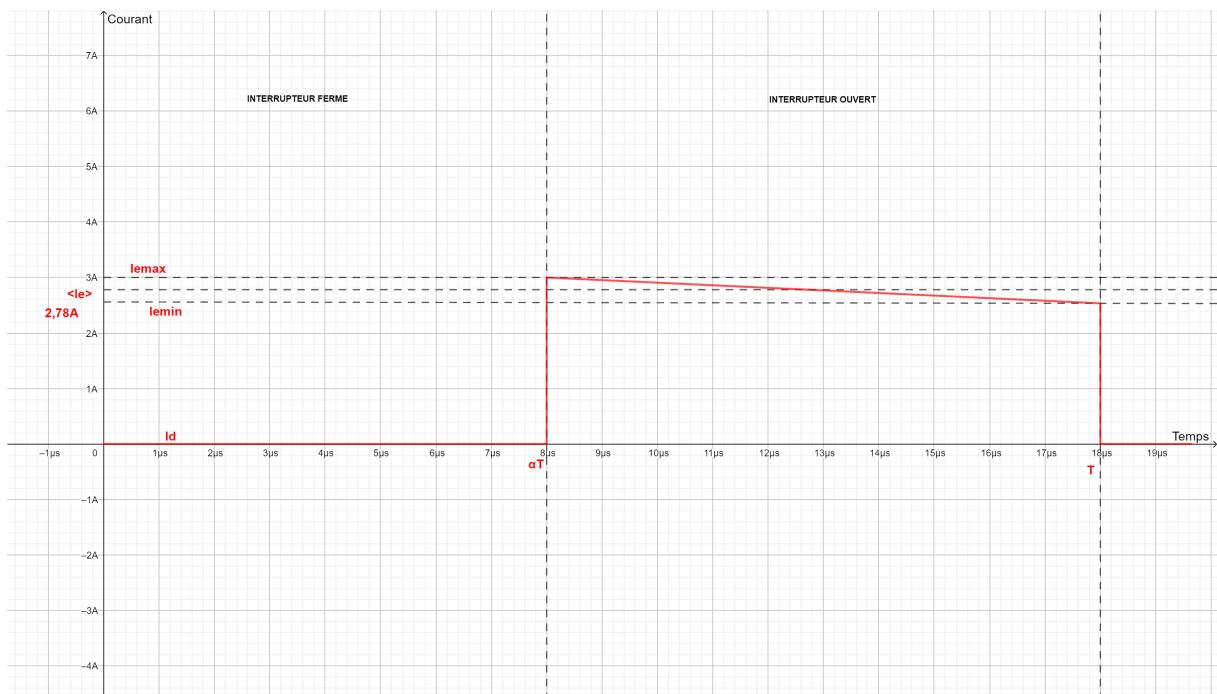


FIGURE 3.11 – Courant de la diode du boost

2. Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C

Spécifications du sujets à prendre en compte pour l'étape 1 : on considère maintenant les imperfections que sont les impédances séries des sources de tension. Pour le reste on prolonge les hypothèses de l'approximation 0.

Dans cette première étape, nous chercherons à déterminer les expressions et les valeurs numériques des courants efficaces dans l'inductance et le condensateur.

2.1. Courant efficace dans le condensateur C

Premièrement, intéressons nous au tracé du courant dans le condensateur. Nous supposons que seule la partie AC du courant traverse le condensateur, à savoir les harmoniques à hautes fréquences, tandis que la partie DC traversera la résistance de charge ainsi que l'inductance.

Entre 0 et αT , nous savons d'après la loi des noeuds que $I_c = -I_s$, et qu'entre αT et T , $I_c = I_e - I_s$. Alors en assimilant la partie DC à la valeur moyenne des courants \bar{I}_e et \bar{I}_s , nous aurons $I_c = -\bar{I}_s$ lorsque le MOS sera fermé, et nous aurons $I_c = \bar{I}_e - \bar{I}_s$.

Nous pouvons confirmer ce raisonnement en calculant la valeur moyenne du condensateur qui devra normalement être nulle :

$$\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} -\bar{I}_s dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \bar{I}_e - \bar{I}_s dt = \bar{I}_s \times \alpha + (\bar{I}_e - \bar{I}_s) \times (1 - \alpha)$$

L'application numérique nous donne :

$$\bar{I}_C = -1.67 \times 0.4 + (2.78 - 1.67) \times 0.6 = 0,002A$$

Nous pouvons donc bien négliger cette valeur. Ayant désormais l'expression de I_c , il est possible de déterminer sa valeur efficace :

$$I_{C_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (\bar{I}_s)^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (\bar{I}_e - \bar{I}_s)^2}$$

L'application numérique nous donne :

$$I_{C_{eff}} = \sqrt{(1.67)^2 \times 0.4 + (2.78 - 1.67)^2 \times 0.6} = 1.36A.$$

2.2. Courant efficace dans l'inductance L

Dans un second temps, nous allons calculer la valeur du courant efficace dans l'inductance. L'expression s'obtient plus simplement car nous savons d'ores et déjà que le courant dans l'inductance est constant et vaut \bar{I}_e . Alors nous obtenons l'expression suivante :

$$I_{L_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\bar{I}_e)^2 dt}$$

Nous voyons que le résultat de cette expression sera simplement \bar{I}_e , soit 2.78 A.

3. Étape 2 : Détermination L et C

Spécifications du sujets à prendre en compte pour l'étape 1 : on considère maintenant que les constantes L/R sont très grandes devant la fréquence PWM utilisée. On conserve également l'hypothèse que toute la partie AC du courant circule dans le condensateur.

Le but de cette seconde étape est de déterminer les valeur de l'inductance et du condensateur en fonction des données exprimées dans le cahier des charges.

3.1. Ondulation de la tension dans le condensateur C

Nous considérons désormais que le condensateur n'est plus une source de tension parfaite, qui peut désormais avoir de faibles variations de tension à ses bornes. Nous savons que : $I = \frac{CdV}{dt}$. En se basant sur cette expression et également sur les chronogrammes, I_c ayant une allure rectangulaire, nous savons que la tension aura une forme triangulaire, dont la pente dépendra du signe du courant. Ainsi, de 0 à αT , le courant dans le condensateur est positif et vaut $\bar{I}_e - \bar{I}_s$. Il s'agira de la pente croissante de l'ondulation. D'après le cahier des charges, nous savons que ce ΔV vaut au maximum 0.1V, et que la fréquence de la PWM est de 100kHz. Nous pouvons donc en déduire la valeur du condensateur :

$$C = \frac{\bar{I}_e - \bar{I}_s}{\Delta V} (1 - \alpha) T$$

En faisant l'application numérique nous obtenons :

$$C = \frac{2.78 - 1.67}{0.1 \times 100000} \times 0.6 = 66.6\mu F$$

Nous pouvons d'ailleurs montrer que le raisonnement aurait pu être mené similairement en utilisant la pente décroissante de l'ondulation. Nous aurions eu l'application numérique suivante :

$$C = \frac{1.67}{0.1 \times 100000} \times 0.4 = 66.7\mu F$$

Nous obtenons donc un résultat quasiment identique pour la valeur du condensateur. La différence est due à l'arrondi sur la valeur 1.67.

3.2. Ondulation du courant dans l'inductance L

Nous nous intéressons maintenant à l'ondulation du courant aux bornes de l'inductance qui ne peut plus être entièrement négligée. Nous savons que $U = L \frac{dI}{dt}$, alors en appliquant le même raisonnement que précédemment, sachant que la tension U_L a une allure rectangulaire, les variations de courant suivront une allure triangulaire. Ainsi, de 0 à αT , la tension dans l'inductance est positive et vaut \bar{U}_e alors il s'agira de la pente croissante de l'ondulation. D'après le cahier des charges, nous savons que ce ΔI ne doit pas excéder 20% de la valeur moyenne du courant, soit :

$$\Delta I = 0.2 \times \bar{I}_e = 0.2 \times 2.78 = 0.56A$$

Nous pouvons donc en déduire la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{\bar{U}_e}{\Delta I} \alpha T$$

En faisant l'application numérique nous obtenons :

$$L = \frac{24}{0.56 \times 100000} \times 0.4 = 171.4\mu H$$

De même, en raisonnant avec la pente décroissante de l'ondulation nous avons :

$$L = \frac{16}{0.56 \times 100000} \times 0.6 = 171.4\mu H$$

Cette fois nous obtenons exactement le même résultat pour la valeur de l'inductance.

4. Étape 3 : Simulation

Nous vérifions maintenant les résultats théoriques obtenus par simulation dans LTSPICE, qui nous permettront de valider les hypothèses précédemment émises. Les figures 3.12 à 3.19 représentent les chronogrammes issus de la simulation. La table 4.2 regroupe les résultats de la simulation et permet de les comparer aux valeurs théoriques calculées.

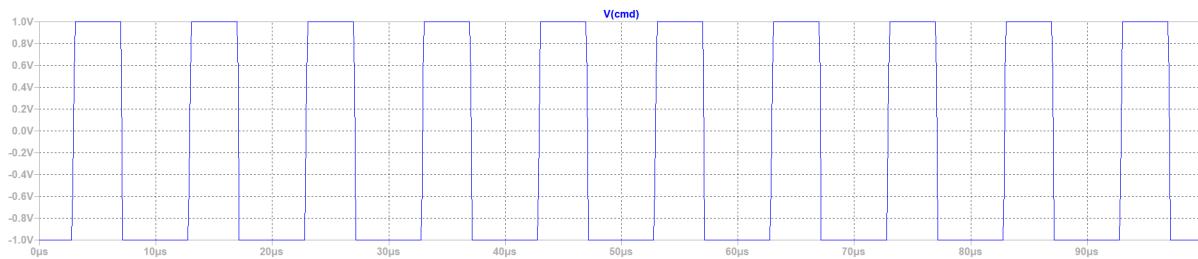


FIGURE 3.12 – Tension PWM avec $\alpha = 0.4$ et $f = 100 \text{ kHz}$ pour le boost

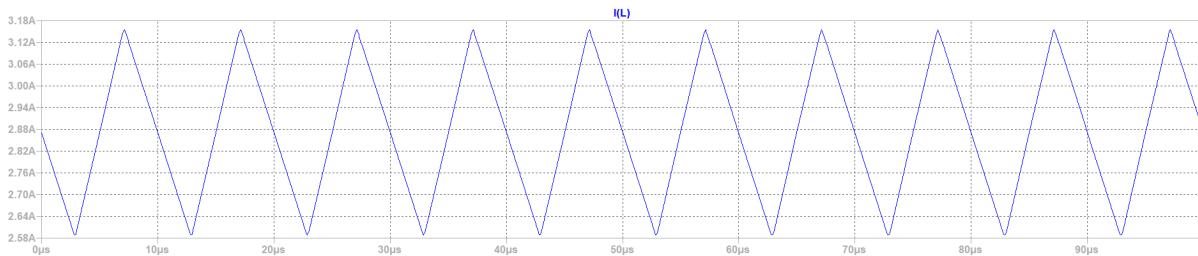


FIGURE 3.13 – Courant simulé aux bornes de l'inductance du boost

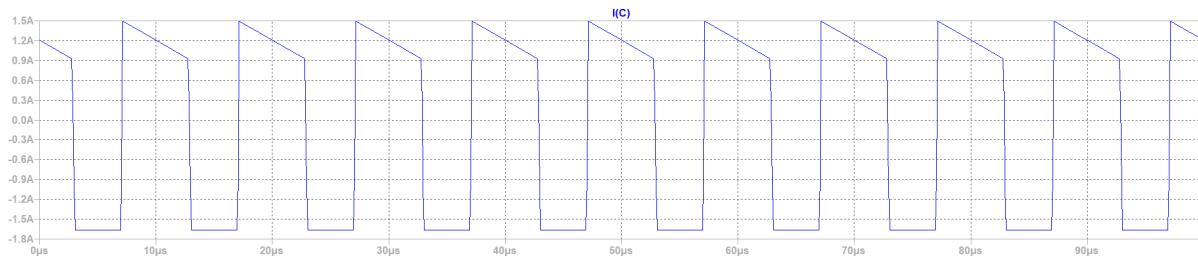


FIGURE 3.14 – Courant simulé dans le condensateur du boost

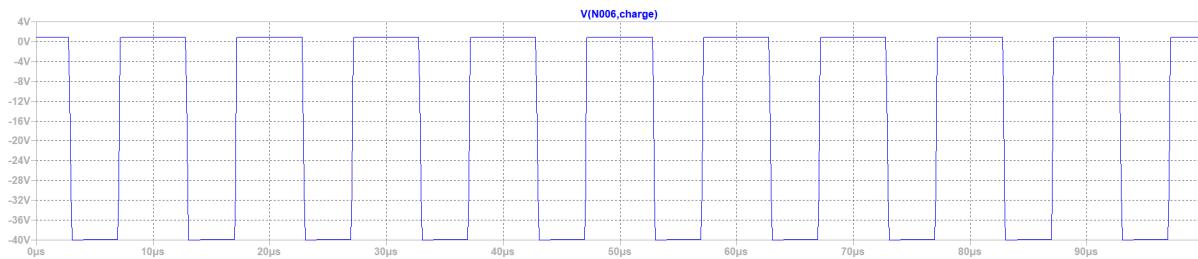


FIGURE 3.15 – Tension simulée aux bornes de la diode du boost

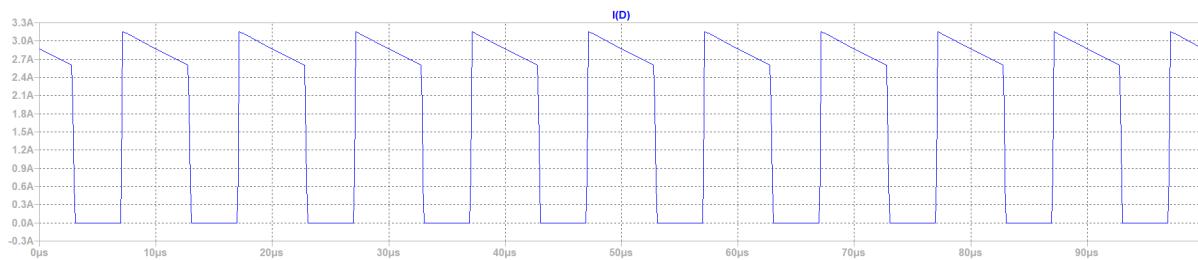


FIGURE 3.16 – Courant simulée dans la diode du boost

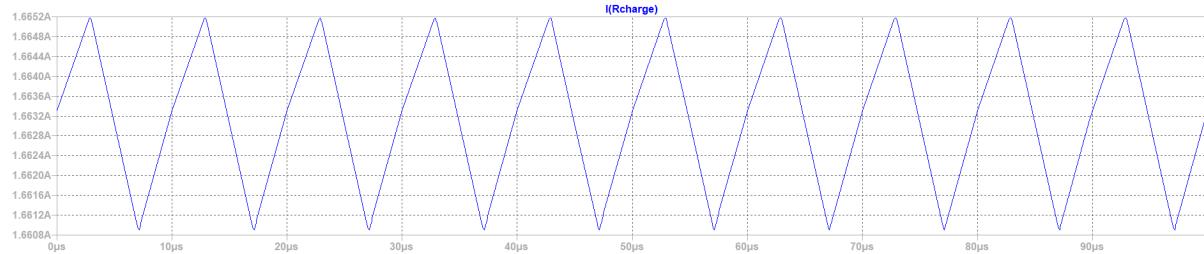


FIGURE 3.17 – Courant simulé dans la résistance R_{charge} .

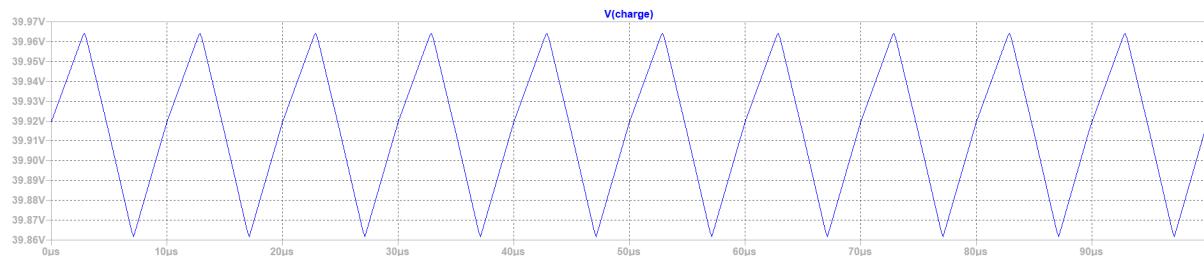


FIGURE 3.18 – Tension simulée aux bornes de la résistance R_{charge} .

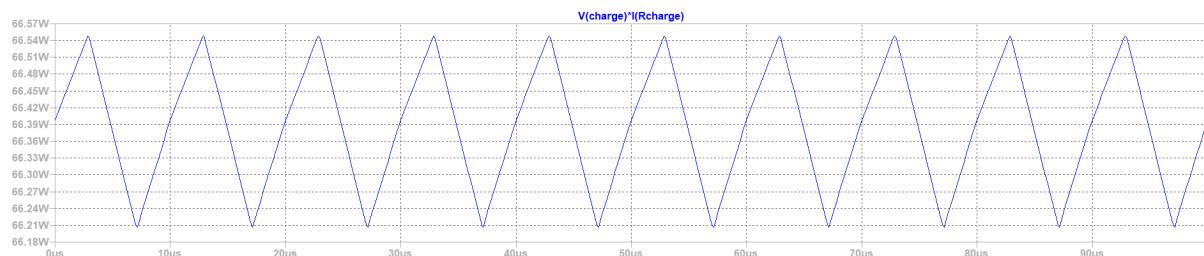


FIGURE 3.19 – Puissance simulée dans la résistance R_{charge} .

Variable	Valeur théorique	Valeur simulée	Unités
α	0.4	0.42	-
$\overline{I_L}$	2.78	2.87	A
$I_{L_{max}}$	3.05	3.15	A
$I_{L_{min}}$	2.50	2.59	A
$\overline{I_{charge}}$	1.625	1.66	A
$\overline{V_{charge}}$	40	39.915	V
$\overline{P_{charge}}$	65	66.38	W

TABLE 3.2 – Comparaison des valeurs théoriques et simulées.

Ainsi, on voit globalement que nos résultats de simulation sont très proches de nos résultats théoriques. Cela nous permet donc de valider le raisonnement mené dans les trois premières étapes du projet.

4.1. Validation des ondulations maximales dans L et C

Nos contraintes théoriques sont une ondulation maximale de courant dans l'inductance de $20\% \cdot \bar{I}_L = 0.56A$, et une ondulation maximale de tension dans le condensateur de $100mV$.

Sachant que la charge R_{ch} est en parallèle avec le condensateur C et à partir de la simulation de système, on trouve que les ondulations d'intérêt sont affichées dans les figures 3.13 et 3.18. La table 3.3 affiche les amplitudes trouvés théoriquement et les résultats de la simulation.

Variable	Amplitude théorique	Amplitude simulation	Unités
ΔI_L	<0.56	0.56	A
ΔV_{ch}	<100	101	mV

TABLE 3.3 – Table de comparaison entre les ondulations désirées et les trouvées en simulation

De telle façon qu'on voit que ΔV_{ch} est $1mV$ plus grand que celui désiré. Cependant, globalement les contraintes sont accomplis et on valide les valeurs de la bobine et le condensateur.

5. Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs

Dans cette quatrième étape, nous allons établir les caractéristiques que doivent avoir la diode et le MOS dans le boost.

5.1. Détermination du courant efficace maximal direct supportable, la tension inverse maximale supportable

Nous allons tout d'abord nous intéresser au MOS. Lorsqu'il est fermé, il n'y a pas de chute de tension à ses bornes, mais lorsqu'il est ouvert, il doit pouvoir supporter une tension maximale de $40V$. En nous basant sur le chronogramme du courant traversant le MOS, nous pouvons calculer son courant efficace de la sorte :

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{MOS})^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (\bar{I}_e)^2 dt} = \sqrt{\bar{I}_e^2 \times (\alpha)}$$

L'application numérique nous donne l'expression ci-dessous :

$$I_{MOS_{eff}} = \sqrt{2.78^2 \times 0.4} = 1.76A$$

Ensuite, nous nous intéressons à la diode Shottky. Lorsqu'elle est passante, la chute de tension à ses bornes est négligée. Cependant lorsqu'elle est bloquée, elle doit elle aussi supporter une tension inverse maximale de $-40V$ à ses bornes. Ainsi, en appliquant le même raisonnement que précédemment, nous pouvons calculer le courant efficace maximal à ses bornes :

$$I_{D_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_D)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (\bar{I}_e)^2 dt} = \sqrt{\bar{I}_e^2 \times (1 - \alpha)}$$

L'application numérique nous donne l'expression ci-dessous :

$$I_{D_{eff}} = \sqrt{2.78^2 \times 0.6} = 2.15A$$

5.2. Choix des composants

A présent que nous disposons des caractéristiques souhaitées pour la diode et le MOS, nous avons effectué une recherche de modèle de composant pouvant convenir au boost que nous venons de dimensionner. En appliquant par précaution une marge de +50% sur les valeurs maximales, avons retenu les composants suivants :

La diode Shottky PMEG6030ELPX :

- Courant direct maximum : 3 A
- Tension inverse : 60 V
- Tension directe maximum : 0.670 V
- Prix : 0.41€unitée

Le MOS canal N RSR030N06FRATL :

- Tension V_{DSS} : 60 V
- Courant I_D : 3 A
- $R_{DS(ON)_{MAX}}$: 105 mΩ
- Prix : 0.638€unité pour 5 acheté

6. Étape 5 : Synthèse des résultats

Nous présentons ci-dessous un récapitulatif des résultats des calculs liés au dimensionnement traité dans les quatre précédentes étapes. Ce tableau regroupe donc les caractéristiques pertinentes de l'inductance L, du condensateur C, du MOS et de la diode présents dans le boost.

Composant	Type	Caractéristiques	Référence
Diode	Shottky	$I_{eff(max)} = 2.15 \text{ A}$ $V_{retour} = 40 \text{ V}$ $V_{directe(max)} = 670 \text{ mV}$	PMEG6030ELPX
MOS	NMOS	$I_{eff(max)} = 1.76 \text{ A}$ $Rds(on) = 85 \text{ m}\Omega$	RSR030N06FRATL
Inductance	Bobine	$L = 171 \mu\text{H}$ $I_{eff} = 2.78 \text{ A}$ $esr = 150 \text{ m}\Omega$	-
Capacitance	Condensateur	$C = 67 \mu\text{F}$ $I_{eff} = 1.36 \text{ A}$ $esr = 50 \text{ m}\Omega$	-

TABLE 3.4 – Tableau récapitulant le choix des composants pour l'étage

7. Étape 6 : Estimation rendement – pertes par conduction

Dans cette sixième étape, nous allons estimer les pertes des interrupteurs (MOS et diode), de l'inductance, du condensateur, ainsi que le rendement de cet étage boost. Le calcul des puissances se basera dans toute cette sous partie sur la formule suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) \times I(t) dt$$

7.1. Pertes dans la diode, et le MOS

Commençons par la diode, elle ne conduit que lorsque le MOS est ouvert, c'est à dire de 0 à αT . Dans la datasheet de la diode on relève le $V_{forward} = 670 \text{ mV}$, ce qui correspond au $V_{forward}$ maximum pour un courant de 3 A.

Ce qui nous donne pour les pertes de conduction :

$$P_{diode-conduction} = V_{forward} \times I_{forward} \times (1 - \alpha) = 0.670 \times 2.78 \times 0.6 = 1.12W$$

Pour le MOS nous avons dans le pire des cas $Rds(on) = 105 \text{ m}\Omega$. Ce qui nous donne pour les pertes de conduction :

$$P_{MOS-conduction} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} Rds(on) \times I(t)^2 dt$$

$$P_{MOS-conduction} = Rds(on) \times I_{eff}^2 \times \alpha = 0.105 \times 2.78^2 \times 0.4 = 0.32W$$

7.2. Pertes dans la bobine, et le condensateur

Nous allons premièrement calculer les pertes liées au condensateur dont l'ESR vaut $50\text{m}\Omega$. Nous obtenons donc comme pertes :

$$P_{condensateur} = \frac{1}{T} \int_0^T ESR \times I(t)^2 dt$$

$$P_{condensateur} = ESR \times I_{eff}^2 = 0.05 \times 1.36^2 = 0.092W$$

Maintenant nous nous intéressons aux pertes liées à l'inductance, dont l'ESR vaut $150\text{m}\Omega$. Nous obtenons les pertes suivantes :

$$P_{inductance} = \frac{1}{T} \int_0^T ESR \times I(t)^2 dt$$

$$P_{inductance} = ESR \times I_{eff}^2 = 0.150 \times 2.78^2 = 1.16W$$

7.3. Rendement théorique de l'étage

A présent, nous allons calculer le rendement théorique du boost. Pour cela nous nous intéressons à la puissance totale dissipée par tous les composants :

$$P_{diss_{totale}} = 1.12 + 0.32 + 0.092 + 1.16 = 2.69W$$

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{P_{diss}}{P_{souhaitee}} \\ \eta &= 1 - \frac{2.69}{65} \\ \boxed{\eta = 95.8\%} \end{aligned}$$

Toutefois, nous avons réitéré ce calcul en incluant la résistance interne du générateur de tension en entrée, qui vaut $120\text{m}\Omega$. La puissance dissipée par cette résistance vaut :

$$P_{rs_{interne}} = 0.120 \times 2.78^2 = 0.93W$$

La nouvelle valeur du rendement vaudra donc 94.4%.

8. Étape 7 : Début de régulation

Dans cette dernière étape, nous allons proposer une solution de régulation permettant de fixer 40V stable en sortie du boost.

8.1. Proposition de solution technologique pour faire une regulation

Notre idée consiste à réguler la tension de sortie en jouant sur le paramètre α , qui est le seul paramètre que nous pouvons modifier aisément.

Il nous faudrait alors un micro-contrôleur avec une entrée ADC et une entrée comparateur ainsi qu'un AO en suiveur de tension pour permettre l'adaptation d'impédance.

Ensuite pour adapter la valeur de la tension à l'entrée du micro-contrôleur (plage généralement comprise entre 0-3.3V), il faut diminuer la tension U_s à l'aide d'un montage inverseur, puis inverser à nouveau la tension afin d'avoir une tension positive en entrée du micro-contrôleur.

Ainsi, sachant que l'on aura $U_s=40V$, et une tension maximale d'entrée de 3.3V pour le micro-contrôleur, nous chercherons à avoir le gain ci-dessous :

$$\frac{3}{40} = 0.075$$

Dans l'expression précédente, nous avons choisi 3V au lieu de 3.3V dans le cas où U_s serait légèrement supérieur à 40V afin d'assurer une tension d'entrée du micro-contrôleur inférieure à 3.3V, pour ne pas nuire à son fonctionnement.

Ce rapport peut être obtenu par exemple avec $R_2 = 3k\Omega$ et $R_1 = 40k\Omega$.

Et pour inverser à nouveau la tension, il faudra un gain de 1 alors on pourra prendre $R_1=R_2=1k\Omega$. D'ailleurs, c'est ce deuxième montage inverseur qui permet d'assurer une adaptation d'impédance.

Composants	Référence
x 2 Amplificateur opérationnel	AD746
x 1 Micro-contrôleur	STM32F103
x 2 Resistance	1kΩ
x 1 Resistance	3kΩ
x 1 Resistance	40kΩ

8.2. Schéma électronique avec regulation

Voici un schémas représentant notre régulation de tension en sortie du l'étage boost.

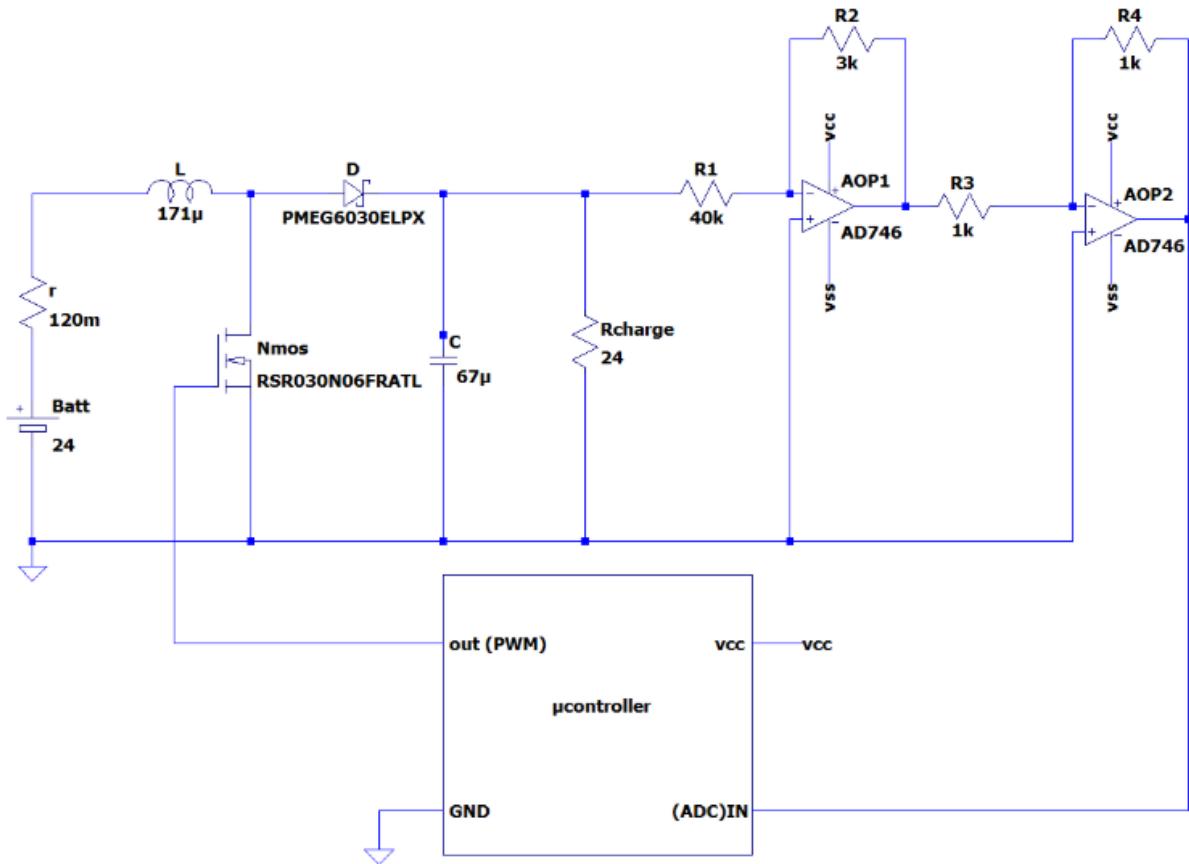


FIGURE 3.20 – Schema Conversiteur Boost avec régulation

8.3. Périphériques sur le micro-contrôleur

Nous allons à présent apporter quelques précisions sur les périphériques du micro-contrôleur. Tout d'abord, il faut une entrée ADC pour pouvoir recevoir la tension de sortie de l'AO et la transformer dans une plage de tension de 0 à 1V. Ensuite il faut un timer que nous pouvons établir en mode comparateur pour comparer la valeur de sortie de l'ADC et la valeur de tension de 40V. Enfin il nous faut aussi un timer programmable en mode PWM pour pouvoir réguler la valeur de α en fonction de si la tension de sortie est inférieure ou supérieure à 40V.

8.4. Explication du fonctionnement du micro-contrôleur

Dans la proposition énoncée précédemment, le micro-contrôleur va comparer la valeur courante de U_s à 40V, puis effectuer une régulation à l'aide d'un correcteur numérique PID pour obtenir la valeur de α permettant d'avoir 40V en sortie du boost. Il faudrait effectuer quelques calculs et des simulations afin de déterminer plus précisément les composantes du PID à utiliser (par exemple on pourrait probablement se contenter d'un correcteur PI mais cela reste à vérifier). Enfin, le micro-contrôleur pourra générer la PWM avec une valeur de alpha régulièrement mise à jour.

Chapitre 4

L'étage : Inverter

Le but de cette dernière partie est de dimensionner l'étage **inverter** selon le cahier des charges défini dans la table ci-dessous :

Grandeur	Cahier des charges
Tension efficace en sortie	24 Veff
Puissance en sortie	60 W
Ondulation de la tension aux bornes de la capacité	100 mV
Ondulation du courant en sortie	200mA

TABLE 4.1 – Tableau récapitulant le cahier des charges pour l'étage inverter

1. Étape 0 : Établissement $\bar{U}_s = f(\bar{U}_e)$, détermination α

Le but de cette première partie est de déterminer le rapport cyclique nécessaire pour obtenir la tension efficace et la puissance souhaitée en sortie. Pour cette partie, nous ne considérons aucune ondulation de courant dans l'inductance L et aucune ondulation de tension aux bornes du condensateur C. De plus, les éléments séries des générateurs de tension seront considérés nuls et les interrupteurs seront idéalisés.

1.1. Chronogrammes des courants et tensions en entrée et en sortie de l'étage

Premièrement, nous traçons les tensions et courants en entrée et sortie du système sur deux périodes pour un rapport cyclique de 60%.

Au niveau des tensions :

- La tension en entrée est continue et vaut 40V (Générateur de tension 40V)
- Lorsque K1 et K4 conduisent ; K2 et K3 sont bloqués et la tension en sortie vaut alors 40V. Au contraire, lorsque K1 et K4 sont bloqués, K2 et K3 conduisent et l'on a alors

une inversion de la tension valant -40V.

Nous avons ainsi les deux figures suivantes.

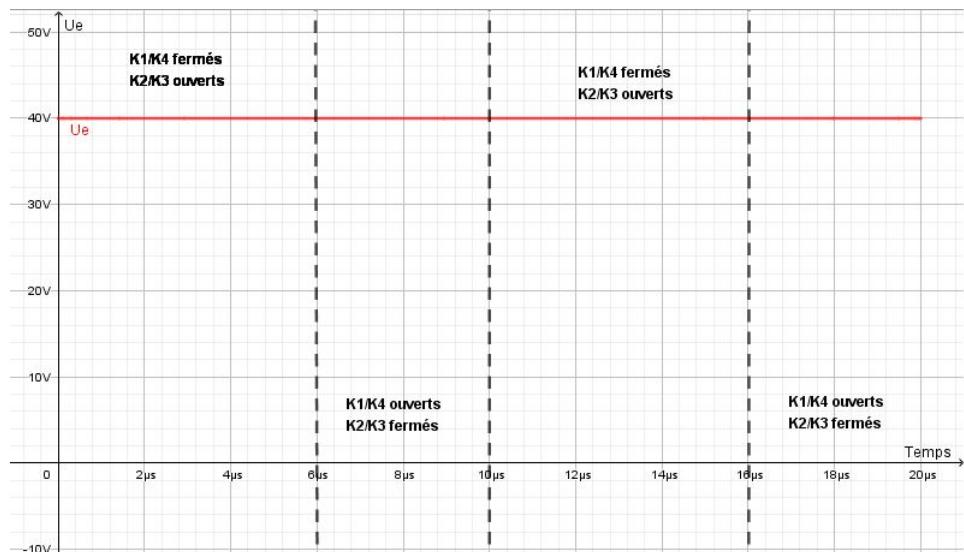


FIGURE 4.1 – Tension en entrée de l'inverter

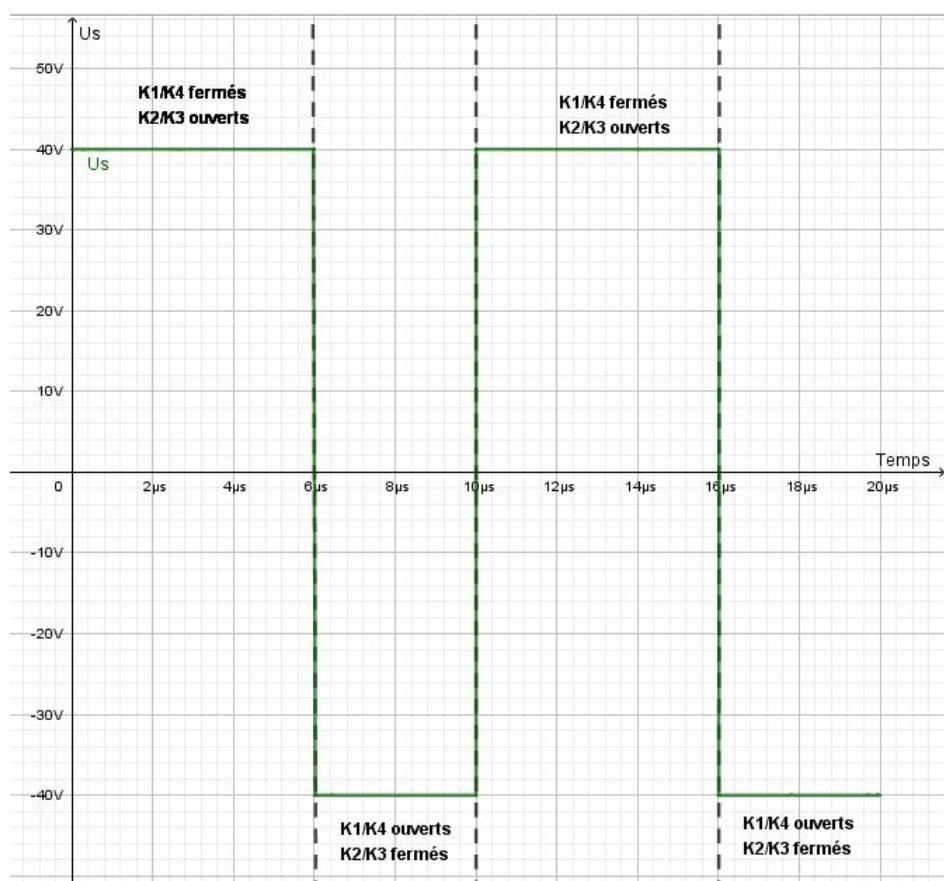


FIGURE 4.2 – Tension en sortie de l'inverter

Au niveau des courants :

- En sortie, le courant est continu avec une valeur que nous chercherons à déterminer ultérieurement. Pour l'instant, nous notons I_s sa valeur.
- Lorsque K1 et K4 conduisent ; K2 et K3 sont bloqués et le courant en entrée vaut alors $+I_s$. Au contraire, lorsque K1 et K4 sont bloqués, K2 et K3 conduisent et l'on a alors une inversion du courant en entrée valant $-I_s$.

Nous avons alors les deux figures suivantes.

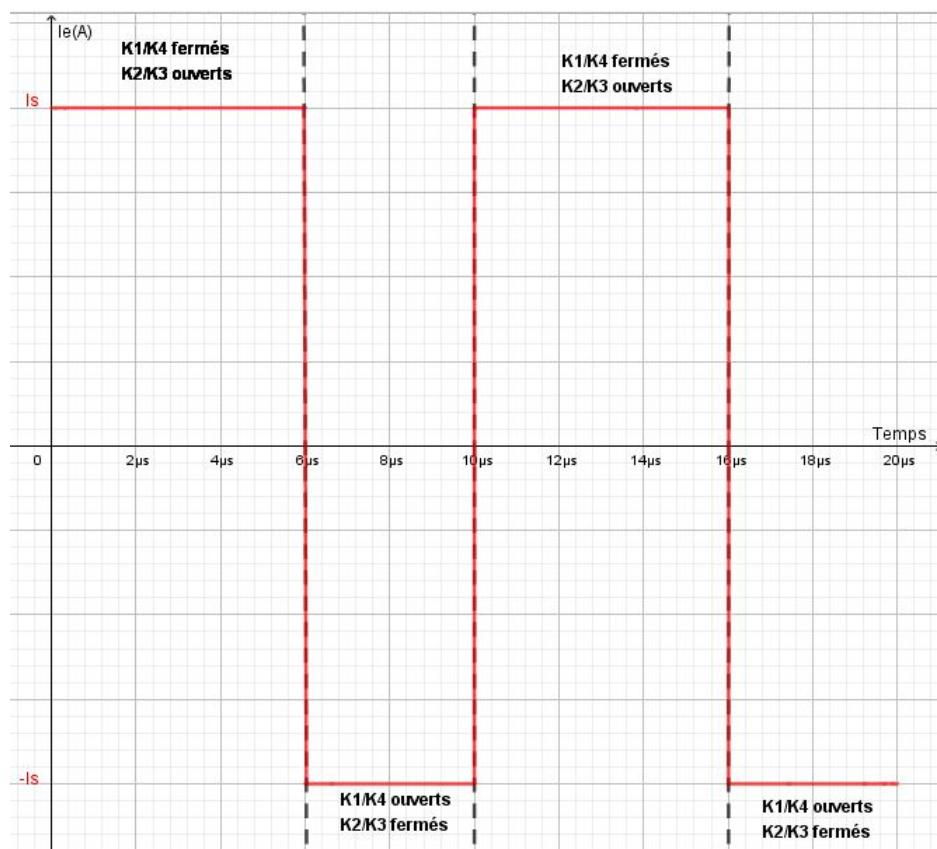


FIGURE 4.3 – Courant en entrée de l'inverter

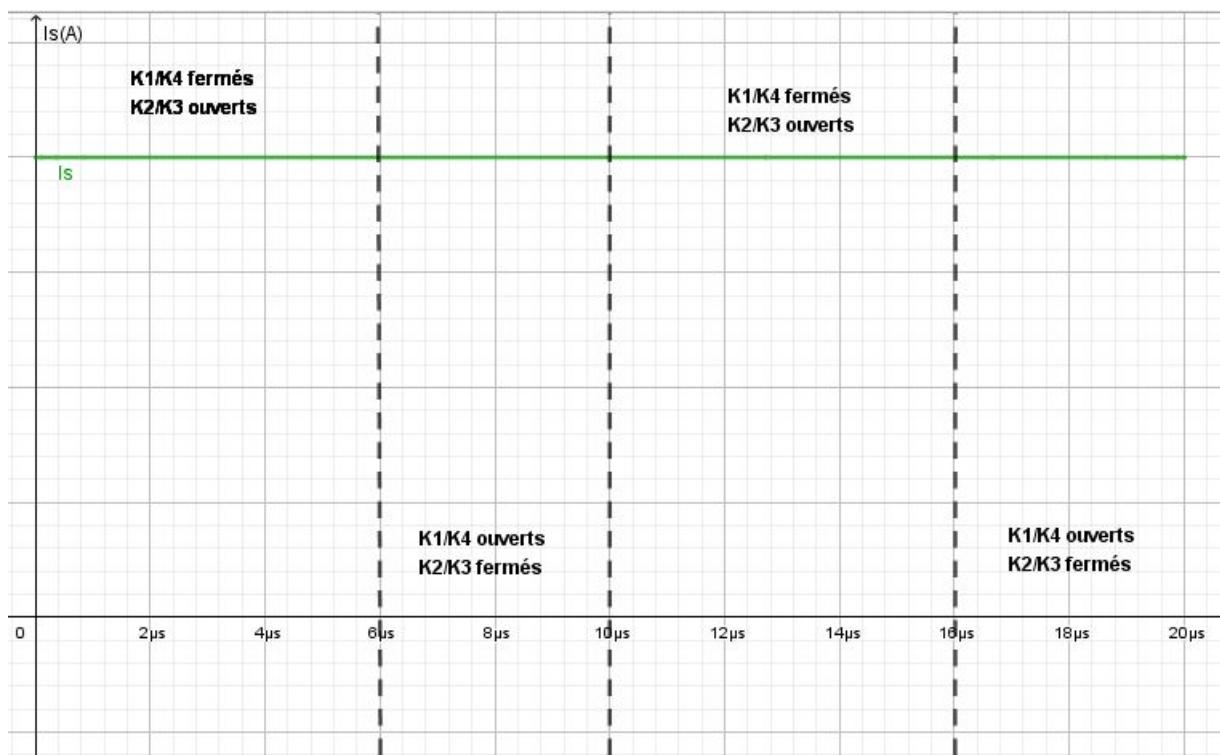


FIGURE 4.4 – Courant en sortie de l'inverter

Au niveau de l'inductance, on a $U_L(t) = U_s(t) - RI_{ch}(t)$. Or par définition, $\langle U_L(t) \rangle = 0$. La tension aux bornes de l'inductance suit donc les mêmes variations que la tension U_s mais avec une translation de la valeur moyenne $\overline{U_s}$. On aura donc une variation entre $U_{Lmax} = 40 - \overline{U_s}$ et $U_{Lmin} = -40 - \overline{U_s}$ comme représenté ci-dessous :

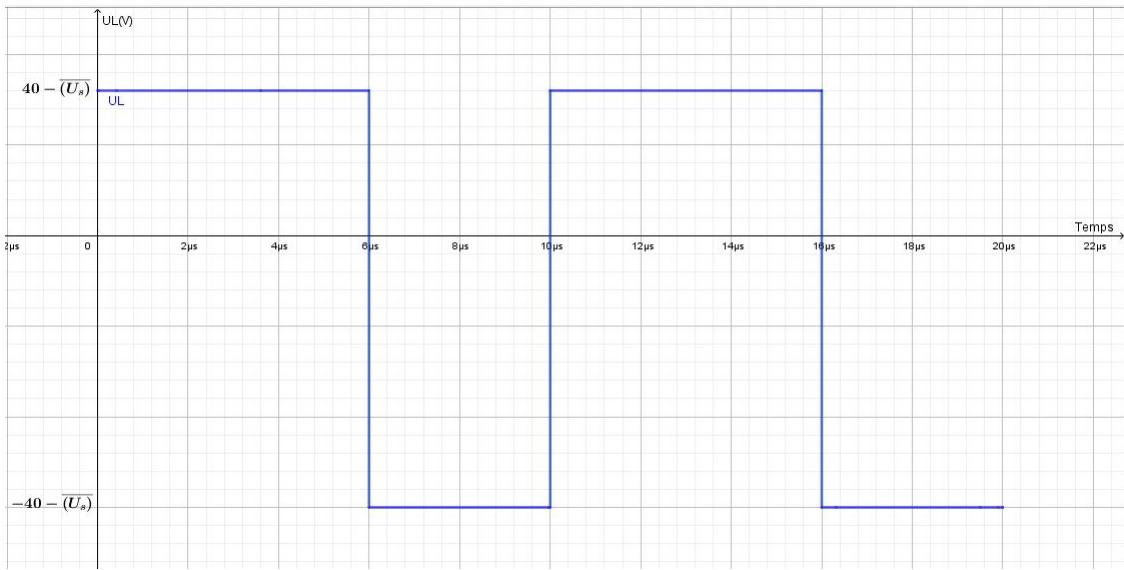


FIGURE 4.5 – Tension aux bornes de l'inductance de l'inverter

1.2. Détermination des expressions reliant \bar{U}_s et \bar{U}_e ; \bar{I}_s et \bar{I}_e

Nous allons alors, en utilisant les tracés précédents, calculer les expressions littérales liant tension d'entrée et de sortie/ courant d'entrée et de sortie. Notons que dans toute cette partie, $\langle I_s \rangle \simeq \bar{I}_s$ car l'ondulation du courant est supposée nulle.

1.2.a. Calcul de l'expression reliant U_s à U_e

Lorsque K1 et K4 conduisent, $\bar{U}_s = \bar{U}_e$ sur l'intervalle $[0 ; \alpha T]$

Lorsque K1 et K4 sont bloqués, $\bar{U}_s = -\bar{U}_e$ sur l'intervalle $[\alpha T ; T]$ On a alors :

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= \frac{1}{T} \int_0^T u_s(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} U_e dt + \int_{\alpha T}^T -U_e dt \right) \\ \bar{U}_s &= \frac{1}{T} (U_e \times \alpha T - U_e \times (1 - \alpha)T) \\ \boxed{\bar{U}_s = U_e \times (2\alpha - 1)} \end{aligned} \quad (1..1)$$

1.2.b. Calcul de l'expression reliant I_s à I_e

Lorsque K1 et K4 sont fermés, on a $\bar{I}_s = \bar{I}_{k1}$. De plus, par la loi des noeuds, on a $I_e + I_c = I_{K1}$. Or $\bar{I}_c = 0$ d'où :

$$\bar{I}_e = \bar{I}_{k1} = \bar{I}_s \quad (1..2)$$

Sur l'intervalle $[0 ; \alpha T]$

Lorsque K1 et K4 sont bloqués, $\bar{I}_s = -\bar{I}_{k2}$ d'où

$$\bar{I}_e = -\bar{I}_s = \bar{I}_{k2} \quad (1..3)$$

Sur l'intervalle $[\alpha T ; T]$. On a alors :

$$\bar{I}_e = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} I_s dt + \int_{\alpha T}^T -I_s dt \right)$$

$$\bar{I}_e = (2\alpha - 1)\bar{I}_s \leftrightarrow \boxed{\bar{I}_s = \frac{\bar{I}_e}{2\alpha - 1}} \quad (1..4)$$

1.3. Détermination de α afin de répondre au cahier des charges

En utilisant (1..1), nous pouvons calculer le rapport cyclique nécessaire à l'obtention d'une tension de sortie à 24V.

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= (2\alpha - 1)U_e \leftrightarrow \alpha = \frac{\frac{\bar{U}_s}{U_e} + 1}{2} \\ \alpha &= \frac{\frac{24}{40} + 1}{2} \\ \boxed{\alpha = 80\%} \end{aligned}$$

Le courant de sortie I_s étant constant, nous avons $P = R_{ch}I_s^2$ d'où :

$$\begin{aligned} I_s &= \sqrt{\frac{P}{R_{ch}}} \\ I_s &= \sqrt{\frac{60}{10}} \\ \boxed{I_s = 2.45A} \end{aligned}$$

Enfin, nous pouvons calculer le courant en entrée en utilisant (1..4)

$$\begin{aligned} \bar{I}_e &= (2\alpha - 1)I_s \\ \bar{I}_e &= (2 \times 0.8 - 1) \times 2.45 \\ \boxed{\bar{I}_e = 1.47A} \end{aligned}$$

1.4. Bilan des courants et tensions de l'étage pour cette valeur de α

Nous allons maintenant nous intéresser aux courants et tensions au niveau des interrupteurs. Notons que lorsque les interrupteurs sont bloqués, nous avons $I_{k_i} = 0$. Lorsqu'ils ne sont pas bloqués, l'équation (1..2) démontre que $I_{K_1} = I_{K_4} = I_s$ et l'équation (1..3) montre que $I_{K_3} = I_{K_2} = -I_s$. Nous avons alors les figures suivantes :

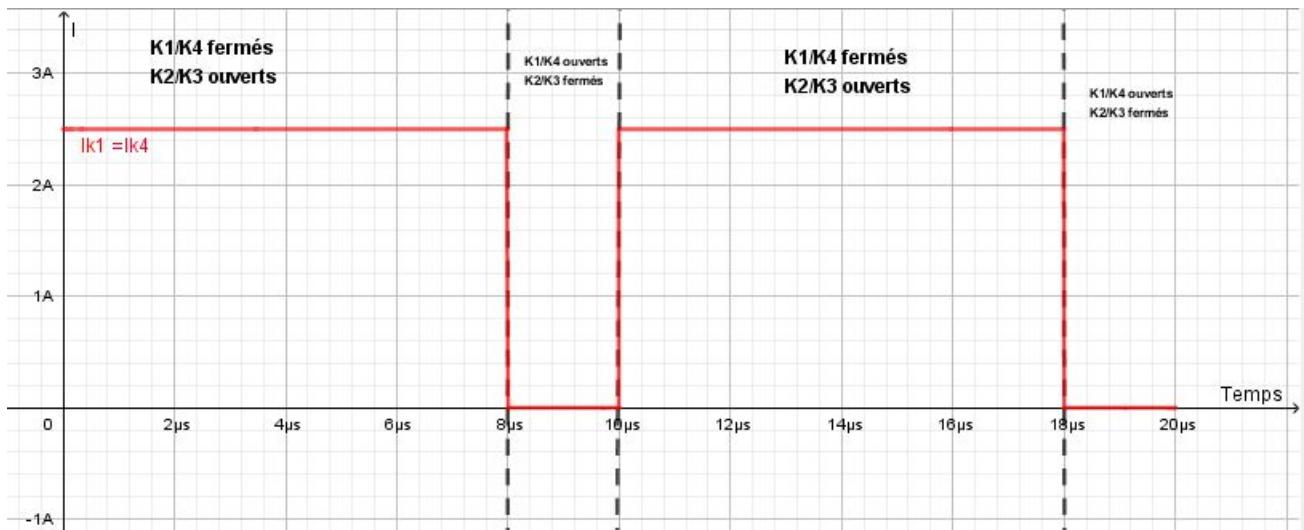


FIGURE 4.6 – Courant au niveau de K1 et K4

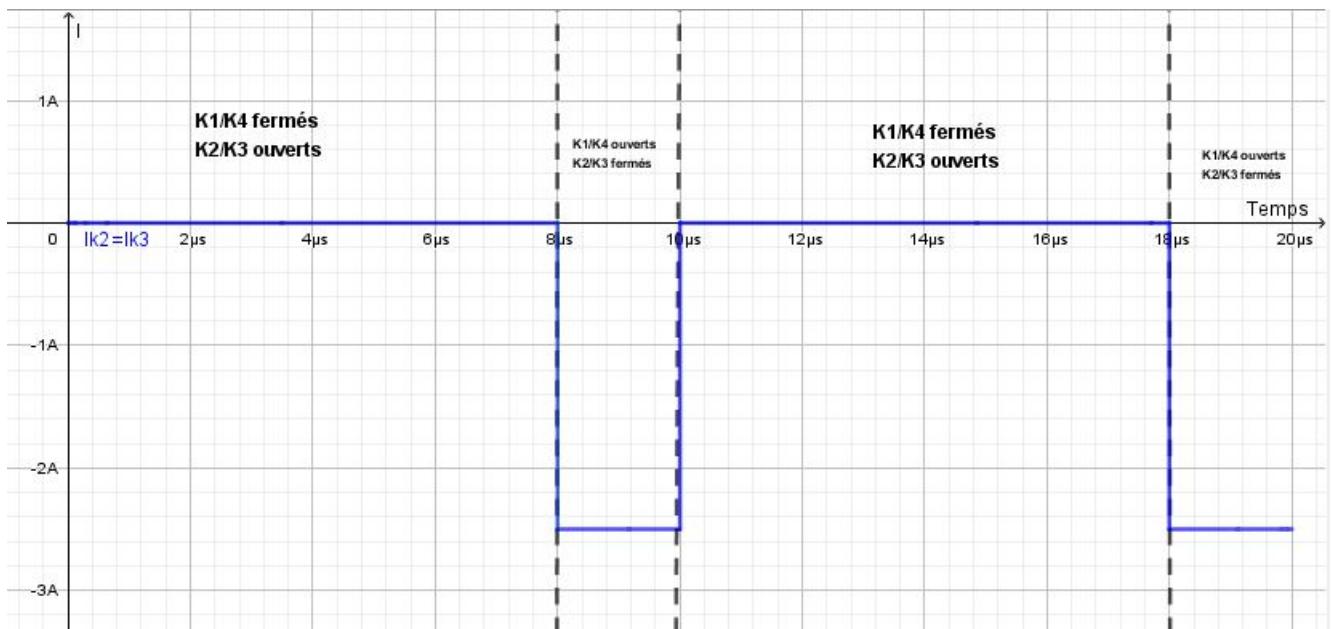


FIGURE 4.7 – Courant au niveau de K2 et K3

Au niveau des tensions aux bornes des interrupteurs, on peut noter que lorsqu'un interrupteur est fermé, la tension à ses bornes est à 0 (interrupteur supposé idéal).
 Lorsque K1 et K4 sont ouverts, on a $U_{K1} - U_{K2} = U_e$. Or $U_{K2} = 0$ d'où $U_{K1} = U_e$. De même, $U_{K4} - U_{K3} = U_e$ et $U_{K3} = 0$ d'où $U_{K4} = U_e = 40$. Par un raisonnement analogue, quand K3 et K2 sont ouverts : $U_{K2} = U_{K3} = U_e = 40$. On a ainsi les courbes suivantes :

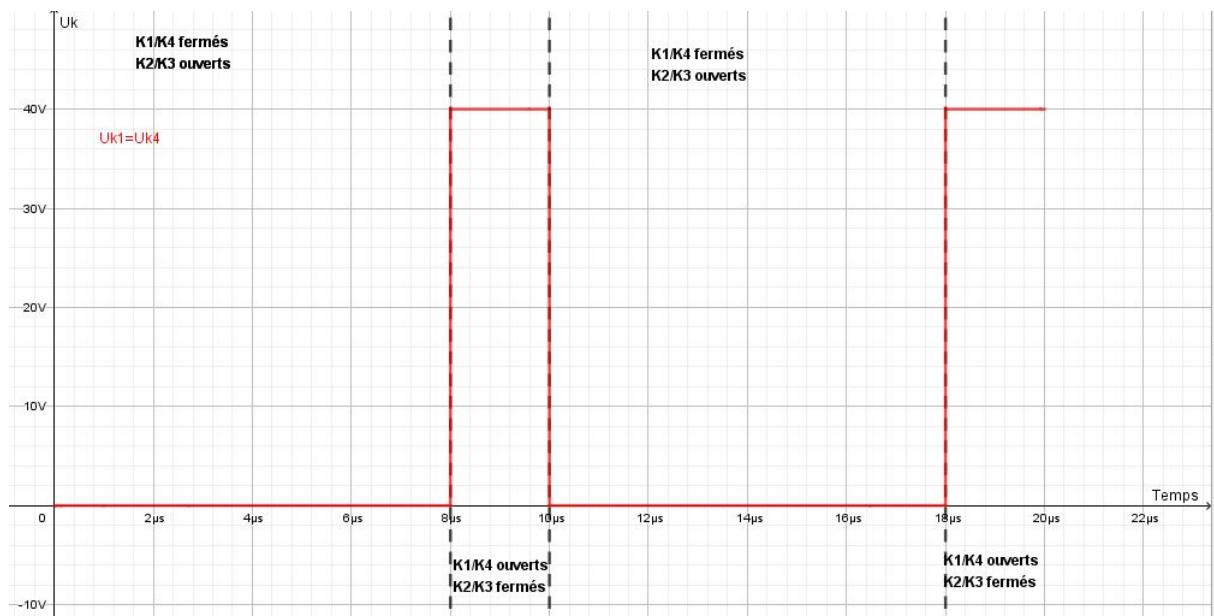


FIGURE 4.8 – Tension au niveau de K1 et K4

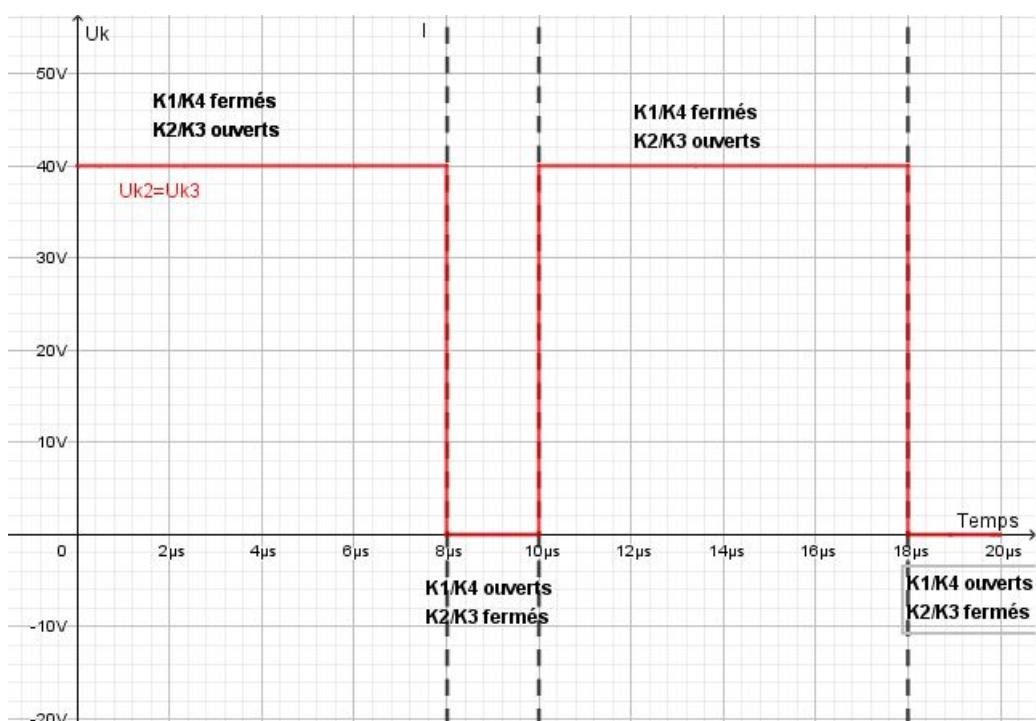


FIGURE 4.9 – Tension au niveau de K2 et K3

Les courbes mises à jour avec les valeurs calculées sont présentes en annexe 2.

2. Étape 1 : Détermination des courants efficaces dans L et C

Dans cette partie, nous allons déterminer les expressions et valeurs numériques des courants présents dans l'inductance L et la capacité C. Nous prenons l'hypothèse que toute la partie AC circule dans le condensateur et que toute la partie DC circule dans l'autre branche.

2.1. Détermination de I_{Ceff}

Nous allons commencer par évaluer la valeur du courant efficace présent dans la capacité. Premièrement, on peut noter que puisque toute la partie DC passe dans l'autre branche, on a forcément $\langle i_c(t) \rangle = 0$ (On a que du AC passant par C). De plus, la loi des noeuds nous donne $i_c(t) = i_s(t) - i_e(t)$. Ainsi, i_c va suivre les mêmes variations de courant que i_e . La seule différence va être au niveau de sa valeur moyenne puisque $\langle i_c(t) \rangle = 0$ alors que $\langle i_e(t) \rangle = 1.47A$ (cf 1.3.). Par conséquent, le chronogramme de i_c sera identique à celui de i_e , mais translaté de la valeur moyenne de i_e . Nous obtenons donc le chronogramme ci-dessous, avec un courant de $I_s - \langle I_e \rangle = 2.45 - 1.47 = 0.98A$ lorsque K1 et K4 sont fermés et un courant de $-I_s - \langle I_e \rangle = -2.45 - 1.47 = -3.92A$ lorsque K1 et K4 sont fermés.

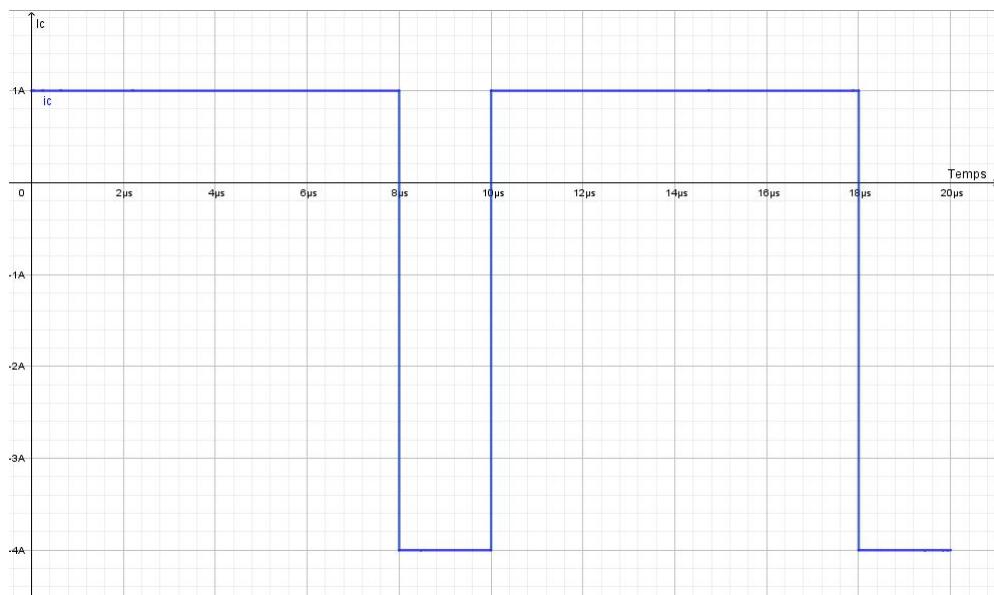


FIGURE 4.10 – Courant au niveau du condensateur C de l'inverter

Nous pouvons alors bien vérifier que $\langle i_c \rangle = 0$:

$$\begin{aligned} \langle i_c \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} 1 dt + \int_{\alpha T}^T -4 dt \right) \\ \langle i_c \rangle &= 0.8 \times 0.98 + 0.2 \times (-3.92) \end{aligned}$$

$\langle i_c \rangle = 0$

Grâce à la figure 4.10, nous pouvons maintenant calculer le courant efficace présent dans C :

$$\begin{aligned} I_{Ceff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} I_{cMAX}^2 dt + \frac{1}{T} \left(\int_{\alpha T}^T I_{cMIN}^2 dt \right) \right)} \\ I_{Ceff} &= \sqrt{\alpha I_{cMAX}^2 + (1 - \alpha) I_{cMIN}^2} \\ I_{Ceff} &= \sqrt{0.8 \times (0.98)^2 + 0.2 \times (-3.92)^2} \\ I_{Ceff} &= 1.96A \end{aligned}$$

2.2. Détermination de I_{Leff}

Si nous nous intéressons maintenant au courant efficace de l'inductance, nous pouvons remarquer que le courant circulant dans l'inductance est en réalité le courant de sortie. Nous avons donc (cf. 1.3.) :

$$I_{Leff} = \bar{I}_s = 2.45A$$

3. Étape 2 : Détermination de L et C

Nous allons maintenant déterminer L et C afin d'atteindre les ondulations de courant et de tension demandées par le cahier des charge, i.e. une ondulation de la tension aux bornes de la capacité de 100mV et une ondulation de courant en sortie de 200mA.

3.1. Détermination de la capacité

3.1.a. Etablissement de l'expression de l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité

Au niveau de la capacité, on a :

$$i_c(t) = -C \frac{dV(t)}{dt} \Rightarrow i_c(t) = C \frac{\Delta V(t)}{\Delta t}$$

$$C = -\frac{i_c(t)\Delta t}{\Delta V} \tag{3..1}$$

Ainsi pour calculer C, nous allons étudier la valeur de ΔV lorsque l'on est en charge ou en décharge du condensateur. Notons que la tension aux bornes du condensateur est triangulaire puisqu'elle est l'intégrale d'un signal carré ($v(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt$).

En phase de charge (lorsque $i_c < 0$), le courant est minimum entre αT et T (cf. figure 4.10).

On a donc :

$$i_c(t) = I_{cMIN} \text{ et } \Delta t = (1 - \alpha)T = \frac{1 - \alpha}{f_{PWM}}, \text{ d'où, en prenant l'expression (3..1) :}$$

$$\Delta V = \frac{(\alpha - 1)I_{cMIN}}{C f_{PWM}}$$

En phase de décharge (lorsque $i_c > 0$), le courant est maximum entre 0 et αT (cf. figure 4.10).

On a donc :

$$i_c(t) = I_{cMAX} \text{ et } \Delta t = \alpha T = \frac{\alpha}{f_{PWM}}, \text{ d'où, en prenant l'expression (3..1) :}$$

$$\Delta V = -\frac{\alpha I_{cMAX}}{C f_{PWM}}$$

Au final, on a donc :

$$\boxed{\Delta V = -\frac{\alpha I_{cMAX}}{C f_{PWM}} = \frac{(\alpha - 1)I_{cMIN}}{C f_{PWM}}} \quad (3..2)$$

3.1.b. Détermination de C afin de satisfaire le cahier des charges

En reprenant l'expression (3..2) et en prenant $\Delta V = 100mV$ (cf. cahier des charges), on obtient alors :

$$C = \frac{(\alpha - 1)I_{cMIN}}{f_{PWM}\Delta V}$$

$$C = \frac{(0.8 - 1) \times (-3.92)}{100 \cdot 10^3 \times 100 \cdot 10^{-3}}$$

$$\boxed{C = 78.4\mu F}$$

3.2. Détermination de l'inductance

3.2.a. Etablissement de l'expression de l'ondulation du courant de sortie

Au niveau de l'inductance, on a :

$$u_L(t) = L \frac{di_s(t)}{dt} \Rightarrow \Delta i_s = \frac{u_L(t)\Delta t}{L} \quad (3..3)$$

Or,

$$u_L(t) = u_s(t) - R_{ch} \cdot i(t)$$

u_L varie donc comme u_s , translaté par la tension aux bornes de la charge R_{ch} (cf. 4.5).

On obtient alors les valeurs min et max de u_L :

$$u_{Lmin} = U_{Smin} - 24 = -40 - 24 = -64V$$

$$u_{Lmax} = U_{Smax} - 24 = 40 - 24 = 16V$$

Ainsi, on peut exprimer ΔI_S selon les phases de stockage et de restitution du courant :

$$\text{Stockage : } \Delta I_S = \frac{\alpha u_{Lmax}}{f_{PWM} L} \quad \text{Restitution : } \Delta I_S = -\frac{(1 - \alpha)u_{Lmin}}{f_{PWM} L}$$

3.2.b. Détermination de L afin de satisfaire le cahier des charges

Ainsi, on peut calculer L en prenant $\Delta I_S = 200mA$:

$$L = \frac{\alpha u_{Lmax}}{f_{PWM} \Delta I_S} = -\frac{(1-\alpha)u_{Lmin}}{f_{PWM} \Delta I_S} = \frac{0.8 \times 16V}{0.2A \times 100kHz}$$

$L = 640\mu H$

4. Étape 3 : Simulation

Dans cette partie nous cherchons à valider les résultats théoriques des parties précédentes grâce à la simulation sous LTSpice.

4.1. Validation Étape 0

Ici, il s'agit de confirmer qu'un rapport cyclique de $\alpha = 0.8$ permet de coller au cahier des charges.

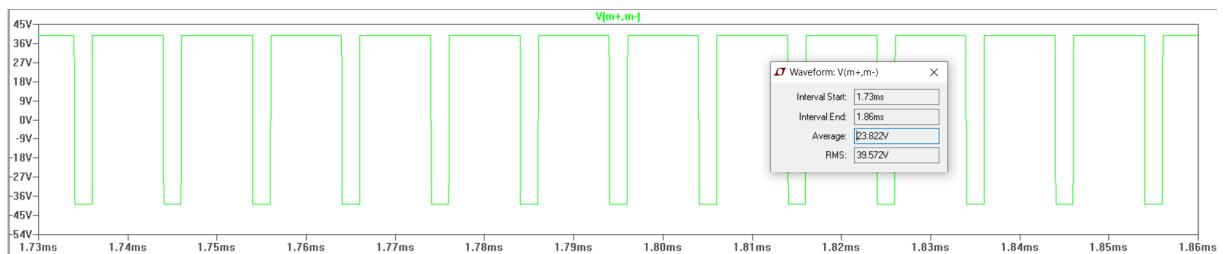


FIGURE 4.11 – Tension en sortie de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$

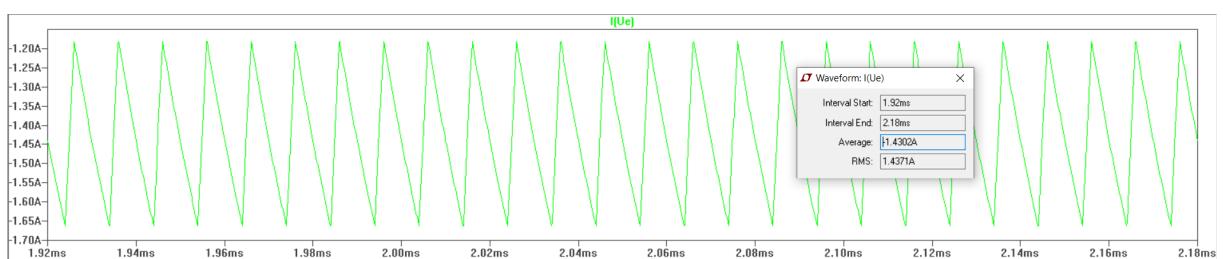


FIGURE 4.12 – Courant en entrée de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$

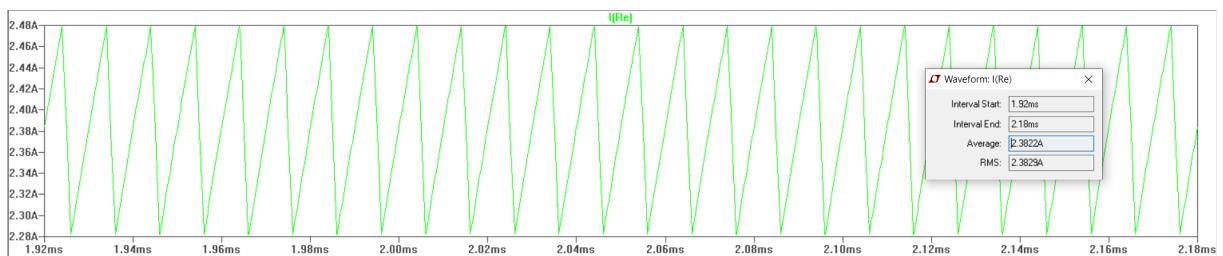


FIGURE 4.13 – Courant en sortie de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$

4.2. Validation Étape 1

Nous cherchons ici à valider les valeurs de courant efficace dans la capacité et dans l'inductance.

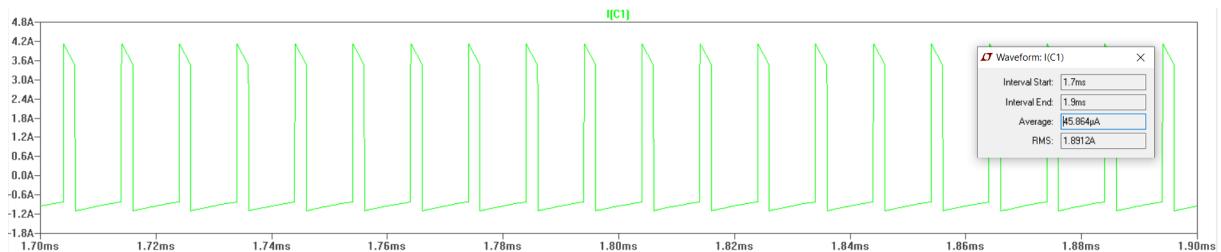


FIGURE 4.14 – Courant qui traverse la capacité

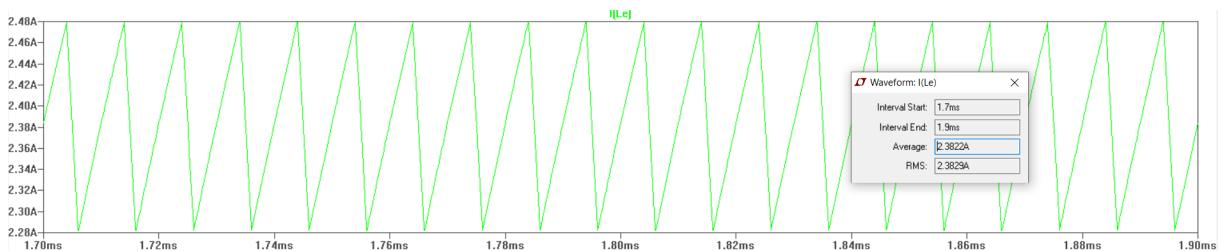


FIGURE 4.15 – Courant qui traverse l'inductance

4.3. Validation Étape 2

Enfin, nous montrons ici que les valeurs déterminées théoriquement de la capacité et de l'inductance produisent bien une ondulation de tension et de courant correspondant au cahier des charges.

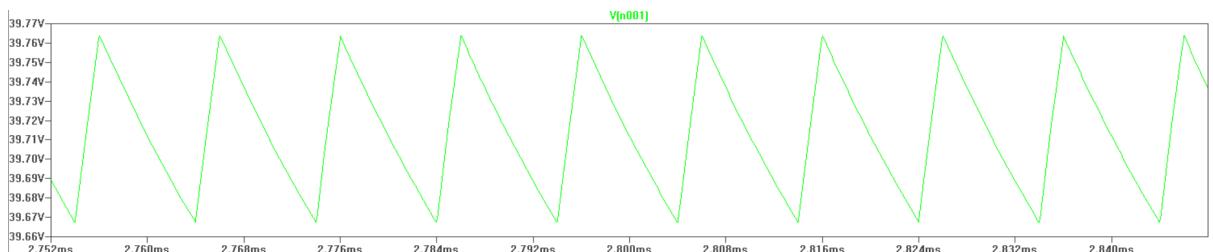


FIGURE 4.16 – Ondulation de la tension aux bornes de la capacité de l'inverter pour $C = 78.4\mu F$

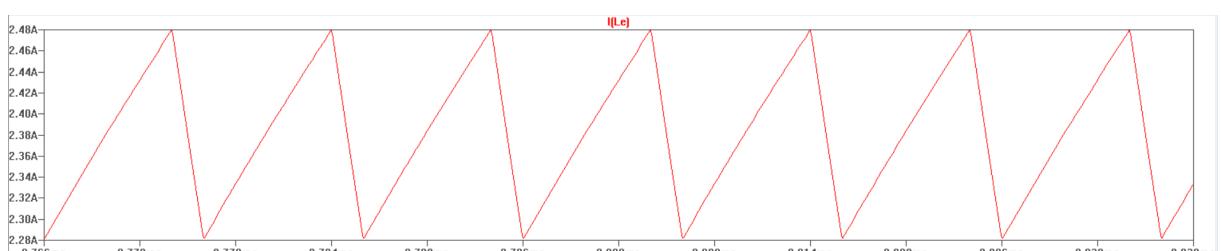


FIGURE 4.17 – Ondulation du courant traversant l'inductance de l'inverter pour $L = 0.64mH$

Le modèle correspondant sous LTSpice est présenté ci-dessous :

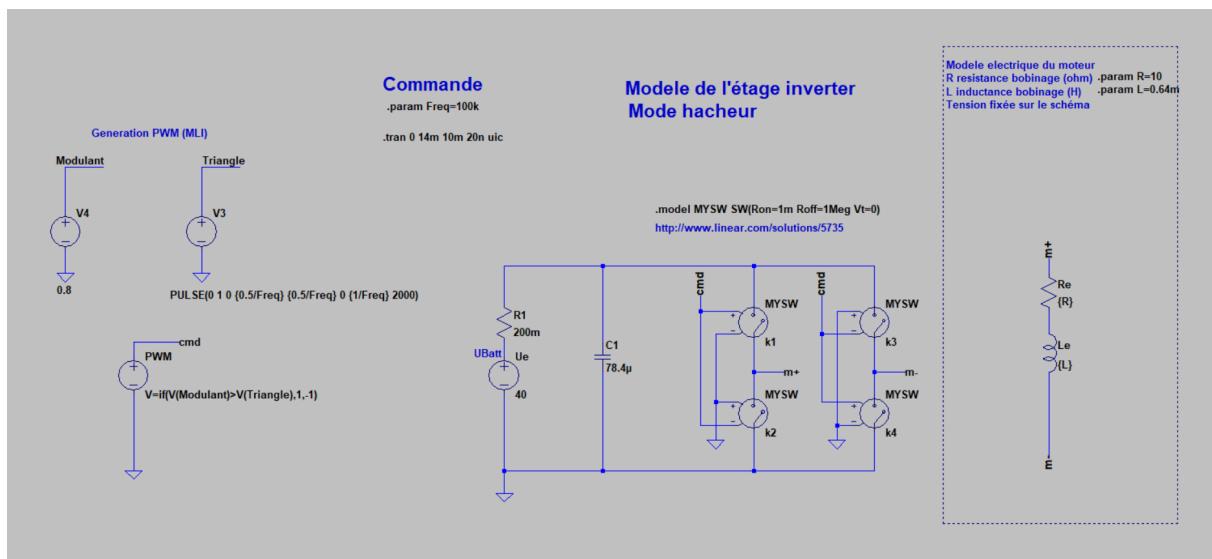


FIGURE 4.18 – Schéma LTSpice de la commande en mode hacheur avec les éléments de puissance

Variable	Valeur théorique	Valeur simulée	Unités
$\overline{U_{sortie}}$	24	23.8	V
$\overline{I_{entre}}$	1.47	1.43	A
$\overline{I_{sortie}}$	2.45	2.38	A
Courant efficace C	1.96	1.89	A
Courant efficace L	2.45	2.38	A
Ondulation courant L	200	200	mA
Ondulation tension C	100	100	mV

TABLE 4.2 – Comparaison des valeurs théoriques et simulées.

Les différences entre les valeurs théoriques et simulées viennent des approximations qui ont été faites à ce moment-là du cheminement théorique. Il est donc normal de trouver des valeurs légèrement différentes. Ce n'est pas inquiétant compte-tenu du fait que ces erreurs sont inférieures à 5%.

4.4. Commande bipolaire de l'onduleur

Dans les parties précédentes, nous utilisions l'étage onduleur en mode hacheur : cela veut dire que la commande de rapport cyclique *alpha* était constante. Afin d'obtenir une ondulation en sortie de cet étage il nous faut ajuster la commande.

La commande bipolaire de l'onduleur nécessite 24V efficace en sortie de l'onduleur. Il faut donc trouver l'amplitude du sinus telle que la tension efficace au borne de la charge soit de 24V. Après plusieurs essais, on trouve $\alpha(\omega t) = 0.5 + \sin(0.43 \cdot \omega t)$.

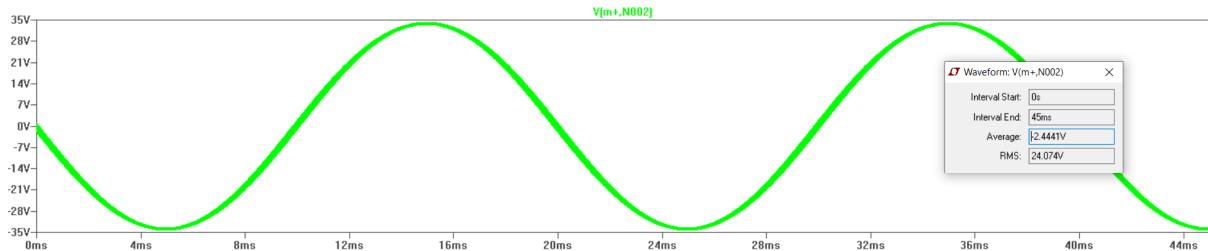


FIGURE 4.19 – Tension sur charge avec une commande bipolaire

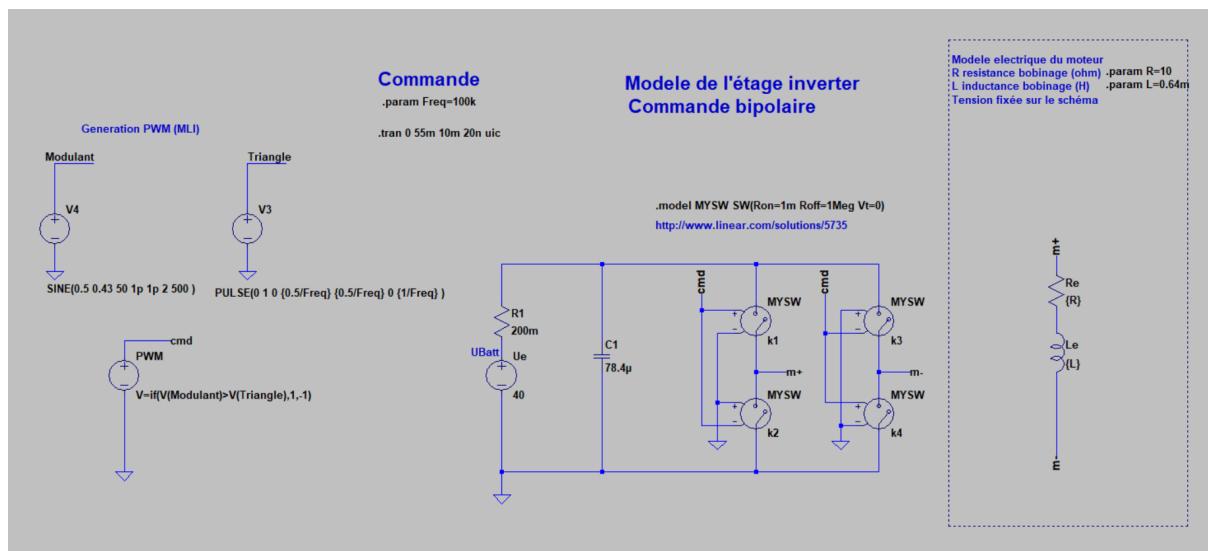


FIGURE 4.20 – Schéma LTSpice de la commande bipolaire

4.5. Commande unipolaire de l'onduleur

De manière générale, on préférera toujours une commande unipolaire à une commande bipolaire pour plusieurs raisons : le sinus obtenu semble plus pur, les ondulations du courant sont réduites, le facteur de puissance est amélioré... Malgré le fait que le cahier des charges demande une commande bipolaire, nous présentons ci-dessous la commande unipolaire, en complément du travail sur les étapes précédentes. Pour installer la commande unipolaire, il nous suffit de reprendre l'équation du modulant de la commande bipolaire et de déphasier le sinus afin d'obtenir deux modulants en opposition de phase. On obtient ainsi une PWM "à trois niveaux". Les bras de commandes sont ensuite symétrisés et on obtient l'ondulation suivante en sortie de l'onduleur.

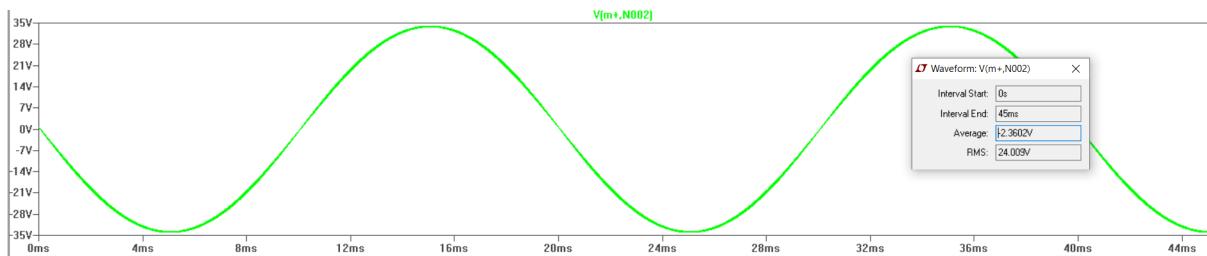


FIGURE 4.21 – Tension sur charge avec une commande unipolaire

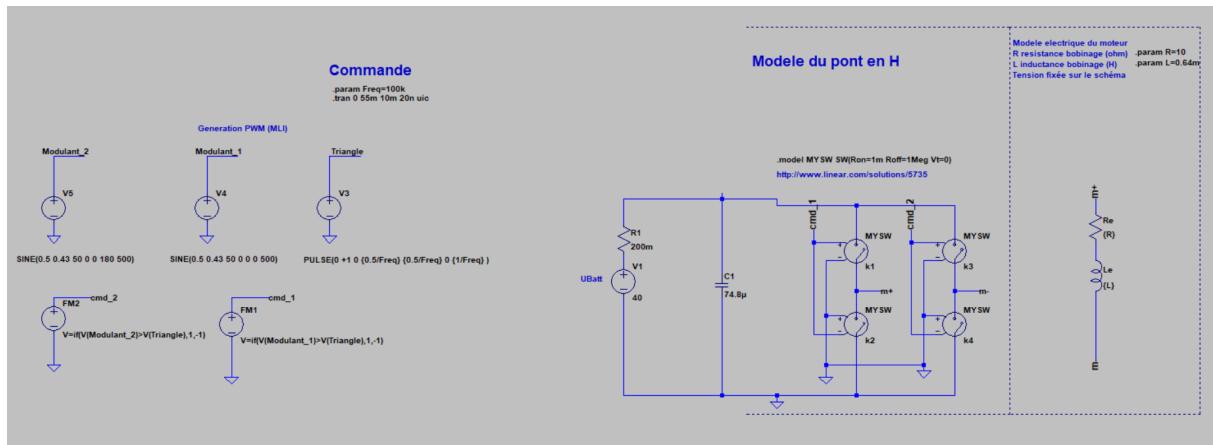


FIGURE 4.22 – Schéma LTSpice de la commande unipolaire

5. Étape 4 : Dimensionnement / choix des interrupteurs

5.1. Détermination du courant efficace maximal au niveau des interrupteurs

Si l'on se réfère aux courbes de la section 1.4., on peut alors calculer I_{Def} au niveau des couples d'interrupteurs.

Au niveau de K1 et K4, on a :

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_{K1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_s^2 dt}$$

$$I_{Def} = \sqrt{\alpha I_s^2} = \sqrt{0.8 \times 2.45^2}$$

$$I_{Def} = 2.19A$$

En suivant le même raisonnement, au niveau de K2 et K3, on a :

$$I_{Def} = \sqrt{(1 - \alpha) I_s^2}$$

$$I_{Def} = 1.09A$$

Pour le dimensionnement, nous prendrons la plus grande valeur du courant efficace soit $I_{Def} = 2.19A$

5.2. Détermination de la tension efficace aux bornes des interrupteurs

Toujours en se référant aux courbes de la section 1.4., nous pouvons maintenant calculer la tension efficace aux bornes des interrupteurs. Au niveau de K1 et K4, on a :

$$V_{DSeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T U_e^2 dt} = \sqrt{(1 - \alpha) \times U_e^2}$$

$$V_{DSeff} = \sqrt{(1 - 0.8) \times 40^2}$$

$$V_{DSeff} = 17.89V_{eff}$$

En appliquant un raisonnement analogue pour K2 et K3, on a :

$$V_{DSeff} = \sqrt{\alpha U_e^2} = \sqrt{0.8 \times 40^2}$$

$$V_{DSeff} = 35.78V$$

Nous prenons alors en compte la plus grande valeur de la tension efficace soit $V_{DSeff} = 35.78V$

5.3. Choix des interrupteurs

Nous majorons maintenant de 50% le courant et la tension maximale au niveau des MOS. Nous voulons donc un transistor MOS à canal N avec $I_d > 2.19 \times 1.5 = 3.285A$ et $V_{DS} > 35.78 \times 1.5 = 53.67V$. En rentrant ces contraintes sur Farnell, nous obtenons un certain nombre de résultats que nous trions pour garder ceux à un prix raisonnable (moins de 1 euro pièce). Nous cherchons alors le MOS avec le plus faible $R_{DS(on)}$ et choisissons alors le MOS STL7N6F7 possédant les caractéristiques suivantes

Order code	V_{DS}	$R_{DS(on)} \text{ max}$	I_d
STL7N6F7	60 V	25 mΩ	7 A

FIGURE 4.23 – Résumé des caractéristiques du MOS STL7N6F7

5.4. Choix des diodes Schottky

Au niveau de chaque interrupteur, nous mettons en place une diode schottky de protection en parallèle. Nous avons donc au niveau de la diode $V_r = V_{DS}$. Nous cherchons alors une diode avec $V_r > 1.5 \times V_{DSeff} = 1.5 \times 35.78 = 53.67V$ (nous majorons de 50%). Ainsi, sur Farnell, nous choisissons la diode PMEG060V050EPD dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau ci-dessous.

Table 1. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions		Min	Typ	Max	Unit
$I_{F(AV)}$	average forward current	$\delta = 0.5$; $f = 20 \text{ kHz}$; $T_{sp} \leq 165^\circ\text{C}$; square wave		-	-	5	A
V_R	reverse voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$		-	-	60	V
V_F	forward voltage	$I_F = 5 \text{ A}$; $t_p \leq 300 \mu\text{s}$; $\delta \leq 0.02$; $T_j = 25^\circ\text{C}$; pulsed		-	480	560	mV
I_R	reverse current	$V_R = 10 \text{ V}$; $t_p \leq 3 \text{ ms}$; $\delta \leq 0.3$; $T_j = 25^\circ\text{C}$; pulsed		-	10	30	μA
		$V_R = 60 \text{ V}$; $t_p \leq 3 \text{ ms}$; $\delta \leq 0.3$; $T_j = 25^\circ\text{C}$; pulsed		-	100	400	μA

FIGURE 4.24 – Résumé des caractéristiques de la diode PMEG060V050EPD

6. Étape 5 : Synthèse des résultats

Composant	Valeur calculée/référence	Caractéristiques
Capacité C	$78.4 \mu\text{F}$	$\text{ESR}=50m\Omega$
Inductance L	$640\mu\text{H}$	$\text{ESR}=150m\Omega$
Interrupteurs MOS	STL7N6F7	$\text{VDS}=60\text{V}, \text{Id}=7\text{A}, \text{RDSON}=25m\Omega$
Diodes Schottky	PMEG060V050EPD	$V_r = 60\text{V}$

TABLE 4.3 – Tableau récapitulant le choix des composants pour l'étage

7. Étape 6 : Estimation rendement - pertes par conduction

Nous allons maintenant évaluer les pertes par conduction de chaque composant afin de déterminer le rendement de l'étage.

7.1. Pertes par conduction des MOS et des diodes

Les MOS K1 et K4 conduisent $\alpha\%$ du temps, on a donc :

$$P_{K1} = P_{K4} = \alpha R_{DSON} I_{K1eff}^2 = 0.8 \times 25 \cdot 10^{-3} \times 2.19^2 \\ P_{K1} = P_{K4} = 0.095\text{W}$$

Les MOS K2 et K3 conduisent $(1 - \alpha)\%$ du temps, on a donc :

$$P_{K2} = P_{K3} = (1 - \alpha) R_{DSON} I_{K2eff}^2 = 0.2 \times 25 \cdot 10^{-3} \times 1.09^2 \\ P_{K2} = P_{K3} = 5.9\text{mW}$$

Les diodes D1 et D4 conduisent $(1 - \alpha)\%$ du temps, on a donc :

$$P_{D1} = P_{D4} = (1 - \alpha)V_F I_F \text{ Or, en nous référant à l'annexe ?? que } V_F = 560mV, \text{ et } I_F = 2.45A :$$

$$P_{D1} = P_{D4} = 0.2 \times 0.56 \times 2.45$$

$$P_{D1} = P_{D4} = 0.274W$$

Les diodes D2 et D3 conduisent $\alpha\%$ du temps, on a donc :

$$P_{D2} = P_{D3} = \alpha V_F I_F = 0.8 \times 0.56 \times 2.45$$

$$P_{D2} = P_{D3} = 1.09W$$

7.2. Pertes au niveau de l'inductance et du condensateur

Au niveau de l'inductance, seule la résistance série va dissiper de la puissance. Par conséquent nous avons :

$$P_L = ESR_L I_{L_{eff}}^2 = 150 \cdot 10^{-3} \times 2.45^2$$

$$P_L = 0.9W$$

Enfin, au niveau du condensateur, seule la résistance série va dissiper de la puissance. Par conséquent nous avons :

$$P_C = ESR_C I_{C_{eff}}^2 = 50 \cdot 10^{-3} \times 1.96^2$$

$$P_C = 0.19W$$

7.3. Détermination du rendement théorique de l'étage

Au final, la puissance dissipée totale par conduction est :

$$P_{diss} = 2P_{K1} + 2P_{K2} + 2P_{D1} + 2P_{D2} + P_L + P_C$$

$$P_{diss} = 2 \times 0.095 + 2 \times 5.9 \cdot 10^{-3} + 2 \times 0.274 + 2 \times 1.09 + 0.9 + 0.19$$

$$\boxed{P_{diss} = 4.02W}$$

On peut alors calculer le rendement théorique :

$$\eta = 1 - \frac{P_{diss}}{P_{souhaitee}} = \frac{P_{souhaitee} - P_{diss}}{P_{souhaitee}}$$

$$\eta = 1 - \frac{4.02}{60}$$

$$\boxed{\eta = 93.3\%}$$

Remarque : nous pouvons dire que le rendement obtenu est surestimé du fait que l'on ne tient pas compte de la consommation du circuit à l'origine de la PWM.

8. Étape 7 : Début de régulation

On souhaite réguler la tension en sortie de l'onduleur. Cette tension est sinusoïdale, et non référencée à la masse du micro-contrôleur chargé de la régulation. Pour la générer, on fait varier la commande de rapport cyclique graduellement, selon une sinusoïde de fréquence 50Hz. Ainsi, un premier timer du micro-contrôleur est chargé de la PWM à 100kHz, et un second, plus lent, de modifier le rapport cyclique. Par exemple, on pourra prendre $f_{Tim2} = 5\text{Hz}$ pour obtenir une sinusoïde à 50Hz avec 100 points.

Deux choix de régulation sont alors possibles : une régulation point à point ou une régulation sur un cycle. L'avantage de la première est une réponse plus rapide, notamment aux phénomènes transitoires (par exemple le branchement soudain d'une charge). La seconde solution a l'avantage d'être plus simple, notamment pour la stabilité du système (risque d'overshoot sur la solution 1).

On choisira ici la solution 2. On ne propose pas ici de surveiller le courant dans la charge, cependant une telle fonctionnalité serait indispensable dans un vrai convertisseur afin de limiter le courant maximum en sortie, et ainsi protéger la charge et le convertisseur.

8.1. Listing des capteurs nécessaires

On doit donc mesurer la tension de sortie. Sachant que les deux bornes de la charge ne sont pas reliées à la masse du circuit de mesure, on utilisera un amplificateur différentiel atténuateur pour s'affranchir du mode commun. Un simple montage à 1 ampli-op suffira ici car le gain est faible (atténuation) et le courant d'entrée de l'étage est négligeable.

Ensuite, on veut obtenir une image de la tension RMS appliquée à la charge. De tels convertisseurs (RMS->DC) existent (par ex LTC1966), mais sont des solutions onéreuses et superflues pour notre montage simple.

Une autre approche, plus simple, est de considérer la tension de pic (ici $24V \cdot \sqrt{2} = 34V$), qui fournit une image de la tension RMS, si on suppose que la sortie est bien sinusoïdale. La solution proposée ici est donc un détecteur de pic.

8.2. Schéma électronique

Le micro-contrôleur est référencé à la masse du système. Il commande les MOSFETs grâce à sa sortie PWM via un driver, ou via deux sorties si besoin (si le driver n'est pas complémentaire ou pour implémenter un dead-time control).

Le gain du montage amplificateur différentiel atténuateur est calculé tel que la tension présentée au montage suivant soit dans la gamme d'entrée de l'ADC, soit 0 – 3.3V. On a $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_8} = \frac{3.3V}{40V}$ avec $R_8 = R_7$ et $R_2 = R_6$. On prendra alors $R_2 = 2k\Omega$ et $R_8 = 24k\Omega$.

Pour le détecteur de pic, on prendra $R_3 = R_4 = 10k\Omega$ pour obtenir un gain unitaire. La constante de temps reste cependant à étudier. Elle doit être plus grande qu'une période de 50Hz, mais pas trop grande au risque de trop ralentir la réponse du système. On prendra $RC = 3T$, soit $RC = 60ms$, d'où $R = 60k\Omega$ et $C = 1\mu F$. On suppose ici que l'ADC du micro-contrôleur ne charge pas de manière significative le circuit, sinon il faudra intercaler un montage suiveur.

La question des alimentations des ampli-op est plus délicate. Le deuxième amplificateur peut

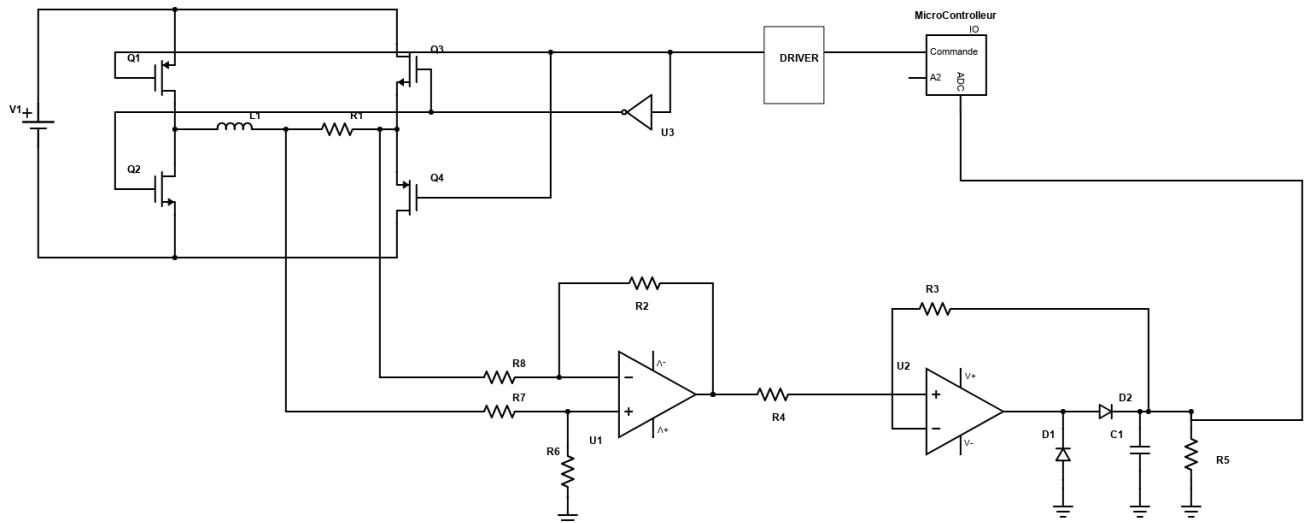


FIGURE 4.25 – Schéma régulation de la tension de sortie de l'inverseur

fonctionner en alimentation unipolaire (0-3.3 si rail-to-rail input-output) mais pas le premier. L'idéal serait de disposer d'une alimentation symétrique, $\pm 5V$ par exemple.

8.3. Listing des périphériques nécessaires au micro-contrôleur

Sur le micro-contrôleur, nous avons besoin d'une entrée ADC afin de lire la valeur retournée par notre montage (entre 0 et 3.3V). Le micro-contrôleur devra aussi posséder deux Timers, un produisant la PWM pour commander les transistors, à 100kHz, et l'autre mettre à jour les points de la sinusoïde, à 5kHz. Le premier timer devra posséder une ou deux sorties complémentaires, en fonction du driver de MOS choisi.

8.4. Fonctionnement du régulateur

Le micro-contrôleur suivra donc le pseudo-code suivant :

```

1 Variables : Amplitude souhaitée ; Amplitude actuelle ; feedback ; rapport
   cyclique ; phase actuelle ;
2 Timer 5kHz IRQ :
3   Faire 1 fois sur 100 :
4     Lecture de la tension de feedback -> feedback.
5     Si (feedback < amplitude souhaitée) augmenter Amplitude actuelle.
       sinon faire l'inverse.
6
7     phase actuelle = phase actuelle + deltaPhi.
8     rapport cyclique=Amplitude actuelle*sin(phase actuelle).
9     Raport cyclique du Timer 100kHz = rapport cyclique.

```

L'implémentation pourra être différente : les valeurs du sinus peuvent être pré-calculées et tabulées pour accélérer le traitement de l'interruption, la fréquence de lecture de l'entrée de feedback, ici à 50Hz, pourra être diminuée (pour concorder avec la fréquence de coupure du détecteur de pic), et un régulateur de type P ou PI par exemple pourra être utilisé pour contrôler "Amplitude actuelle".

Chapitre 5

Système complet

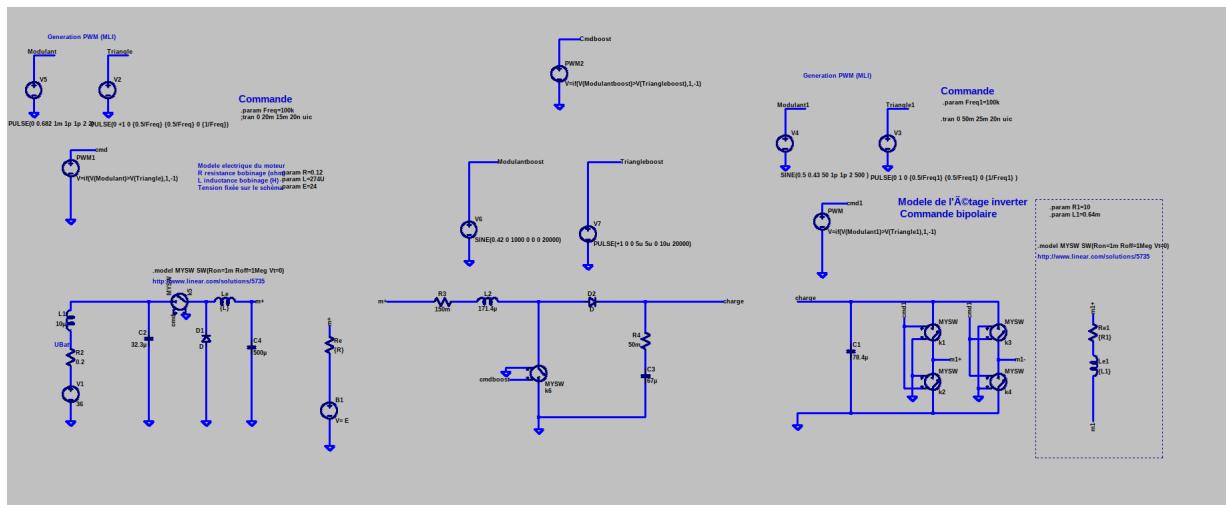


FIGURE 5.1 – Montage Spice du système complet.

Afin de respecter les spécifications, il nous a fallu modifier quelques éléments théoriques trouvés. Nous avons été surpris par le courant dans la batterie. Il y avait aussi de grandes variations de tension aux sorties des étages dues à l'appel de courant sinusoïdal de la sortie du système complet. Le premier élément ajouté fut donc une capacité à la sortie du buck, pour réduire les oscillations en tension.

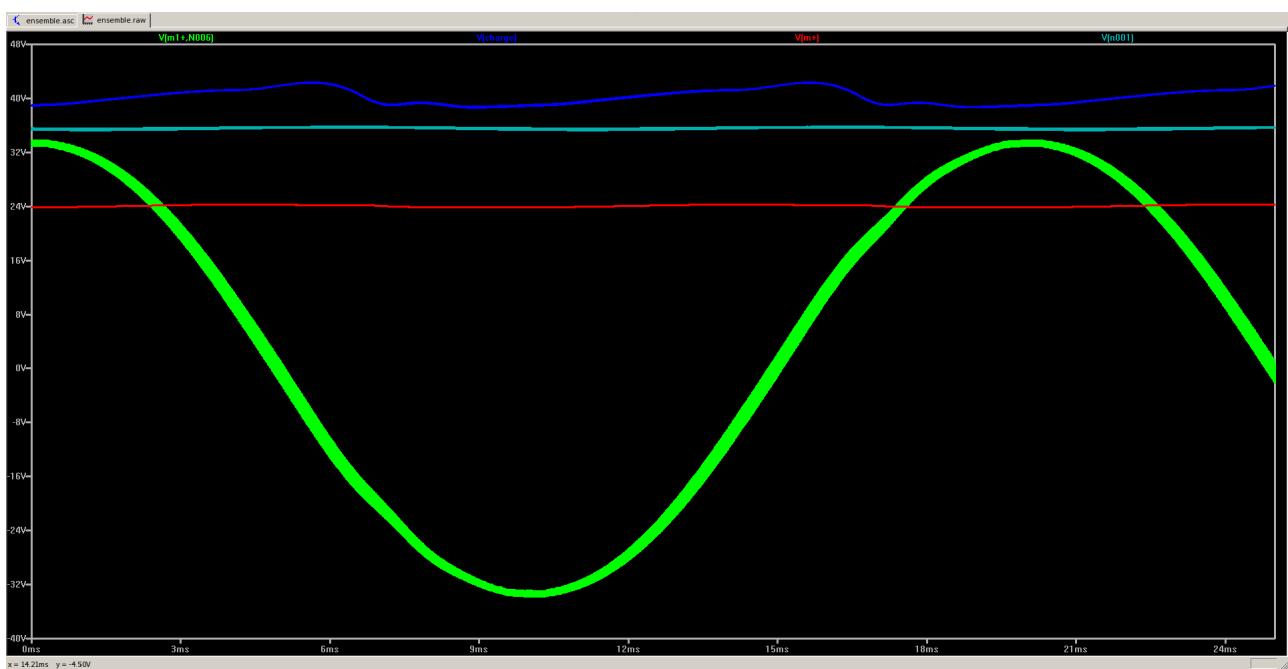


FIGURE 5.2 – Courbe des tensions simulées à chaque étage

Les puissances que nous avons obtenues sont en moyenne conformes à nos attentes dans les grandes lignes. Les fortes variations en tension génèrent des puissances également variantes, et de très grande amplitude. Nous allons donc seulement donner un tableau récapitulatif des moyennes des puissances qui nous intéressent :

Mesure	Puissance
$\overline{P_{IN}}$	68.36 W
$\overline{P_{BUCK}}$	67.62 W
$\overline{P_{BAT}}$	6.94 W
$\overline{P_{BOOST}}$	60.5 W
$\overline{P_{OUT}}$	57.272 W

Chapitre 6

Feedback

Afin de conclure ce rapport nous souhaitions faire un retour sur cette expérience, car nous avions apprécié ce format d'examen. En effet, contrairement aux examens classiques ce mini-projet nous a obligé à prendre le temps de la réflexion sur chacune des parties abordées. Ces deux semaines de travail nous ont également permis de prendre du recul par rapport aux différentes notions d'électronique de puissance abordées en cours, travaux dirigés, et en travaux pratiques. Nous avons pu approfondir le fonctionnement des hacheurs ainsi que leur dimensionnement. Par ailleurs, ce projet collaboratif a aussi été une nouvelle occasion de mettre en place une organisation de groupe. La difficulté majeure que nous avons rencontrée a été celle de créer un rapport homogène. Ce qui nous a semblé le plus pertinent a été l'utilisation d'un template sous l'éditeur en ligne Overleaf. Cependant, à cause de la lourdeur du rapport nous avons rencontré quelques problèmes de compilation. Même si l'utilisation de Latex requiert un effort d'apprentissage des commandes, cela reste pour nous le meilleur moyen pour rédiger un rapport qui comporte un grand nombre d'équations, de figures et de collaborateurs. Nous tenons aussi à souligner que la construction du sujet était très pertinente. L'indépendance des parties est primordiale pour que l'on puisse travailler simplement et efficacement en divisant les tâches.

Nous avons aussi trouvé que travailler sur un cas concret était gratifiant. Avoir un objectif clair et concret nous rend plus intéressés par le travail, et plus rigoureux. Les élèves souhaitant se diriger vers la filière ESPE ont aussi considéré cet exercice comme une préparation pour le projet de 5A. Nous avons pu approfondir nos connaissances sur le logiciel LTSpice, car nous avons beaucoup utilisé cet outil pour vérifier nos hypothèses malgré les difficultés rencontrées lors des simulations.

Nous pensons qu'il serait intéressant de garder une variante de ce type d'examen dans les années à venir. Développer en plus une partie conception lorsque que l'accès aux salles de TP sera de nouveau possible nous semblerait extrêmement constructif et pertinent. Conserver un examen théorique sur le cours et le coupler avec un projet d'étude et de conception pourrait constituer une bonne évaluation de cette Unité de Formation. "Nous avons découvert que nous n'étions pas parfaits" RV (Grand écrivain quand même).

Nous souhaitons remercier le corps enseignant de l'UF Convertisseurs de Puissance pour leur investissement durant cette période difficile, en particulier M. Tounsi, notre enseignant de TP, et M. Rocacher pour sa réactivité aux mails, ses blagues, et ses réponses éclairantes et instructives.

Table des figures

1.1	Schéma du système complet	4
2.1	Schéma électronique du buck	6
2.2	Tension en entrée du buck	7
2.3	Tension aux bornes de l'inductance du buck	8
2.4	Tension en sortie du buck	8
2.5	La tension aux bornes de la diode $u_D(t)$	9
2.6	Le courant en entrée du buck	9
2.7	Le courant en sortie du buck	10
2.8	Tension en entrée du buck avec $\alpha = 66.67\%$	13
2.9	Tension aux bornes de l'inductance du buck avec $\alpha = 66.67\%$	13
2.10	Tension à la sortie du buck avec $\alpha = 66.67\%$	14
2.11	La tension aux bornes de la diode $u_D(t)$	14
2.12	Le courant en entrée du buck avec $\alpha = 66.67\%$	15
2.13	Le courant en sortie du buck avec $\alpha = 66.67\%$	15
2.14	Courant dans condensateur C du buck avec $\alpha = 66.67\%$	16
2.15	La tension aux bornes de C : $u_C(t)$	18
2.16	Schéma Spice du buck converter	20
2.17	Courants simulés à l'entrée du buck	21
2.18	Tension alternative aux bornes du condensateur et en sortie du buck	22
2.19	Puissance en entrée (bleu) et en sortie (rouge) du buck converter	23
2.20	Tension à la sortie $u_{MOS}(t)$	24
2.21	Schéma du dispositif de mesure du courant	30
3.1	Schéma électronique du boost	32
3.2	Tension en entrée du boost	34
3.3	Tension en sortie du boost	34
3.4	Courant en entrée du boost	35
3.5	Courant en sortie du boost	35
3.6	Tension aux bornes de l'inductance du boost	36
3.7	Courant du condensateur du boost	36
3.8	Tension du MOS du boost	38
3.9	Courant du MOS du boost	39
3.10	Tension de la diode du boost	39
3.11	Courant de la diode du boost	40
3.12	Tension PWM avec $\alpha = 0.4$ et $f = 100 \text{ kHz}$ pour le boost	43
3.13	Courant simulé aux bornes de l'inductance du boost	43
3.14	Courant simulé dans le condensateur du boost	43
3.15	Tension simulée aux bornes de la diode du boost	43

3.16	Courant simulée dans la diode du boost	43
3.17	Courant simulé dans la résistance R_{charge}	44
3.18	Tension simulée aux bornes de la résistance R_{charge}	44
3.19	Puissance simulée dans la résistance R_{charge}	44
3.20	Schema Conversiteur Boost avec régulation	50
4.1	Tension en entrée de l'inverter	52
4.2	Tension en sortie de l'inverter	53
4.3	Courant en entrée de l'inverter	54
4.4	Courant en sortie de l'inverter	55
4.5	Tension aux bornes de l'inductance de l'inverter	56
4.6	Courant au niveau de K1 et K4	58
4.7	Courant au niveau de K2 et K3	58
4.8	Tension au niveau de K1 et K4	59
4.9	Tension au niveau de K2 et K3	59
4.10	Courant au niveau du condensateur C de l'inverter	60
4.11	Tension en sortie de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$	63
4.12	Courant en entrée de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$	63
4.13	Courant en sortie de l'onduleur pour $\alpha = 0.8$	63
4.14	Courant qui traverse la capacité	64
4.15	Courant qui traverse l'inductance	64
4.16	Ondulation de la tension aux bornes de la capacité de l'inverter pour $C = 78.4\mu F$	64
4.17	Ondulation du courant traversant l'inductance de l'inverter pour $L = 0.64mH$	64
4.18	Schéma LTSpice de la commande en mode hacheur avec les éléments de puissance	65
4.19	Tension sur charge avec une commande bipolaire	66
4.20	Schéma LTSpice de la commande bipolaire	66
4.21	Tension sur charge avec une commande unipolaire	67
4.22	Schéma LTSpice de la commande unipolaire	67
4.23	Résumé des caractéristiques du MOS STL7N6F7	68
4.24	Résumé des caractéristiques de la diode PMEG060V050EPD	69
4.25	Schéma régulation de la tension de sortie de l'inverter	72
5.1	Montage Spice du système complet	73
5.2	Courbe des tensions simulées à chaque étage	74
7.1	Courant en sortie du panneau solaire	78
7.2	Spice du courant en sortie du panneau solaire	78
7.3	Courant moyen dans le condensateur	79
7.4	Spice des courants dans le condensateur	79
7.5	Tension en sortie de l'inverter	81
7.6	Tension en entrée de l'inverter	82
7.7	Courant en sortie de l'inverter	82
7.8	Courant en entrée de l'inverter	83
7.9	Tension aux bornes de L	83

Chapitre 7

Annexe

1. Annexe : Étage buck

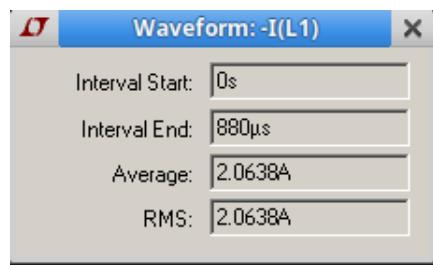


FIGURE 7.1 – Courant en sortie du panneau solaire

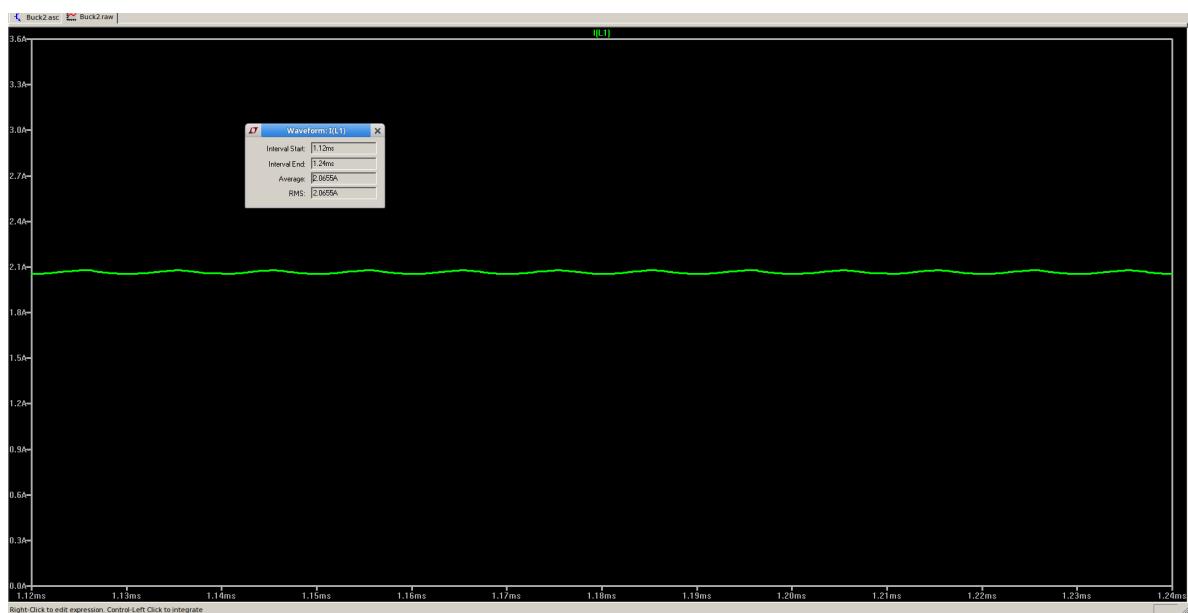


FIGURE 7.2 – Spice du courant en sortie du panneau solaire

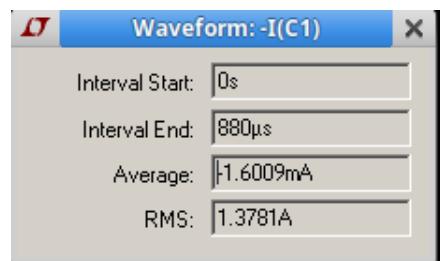


FIGURE 7.3 – Courant moyen dans le condensateur

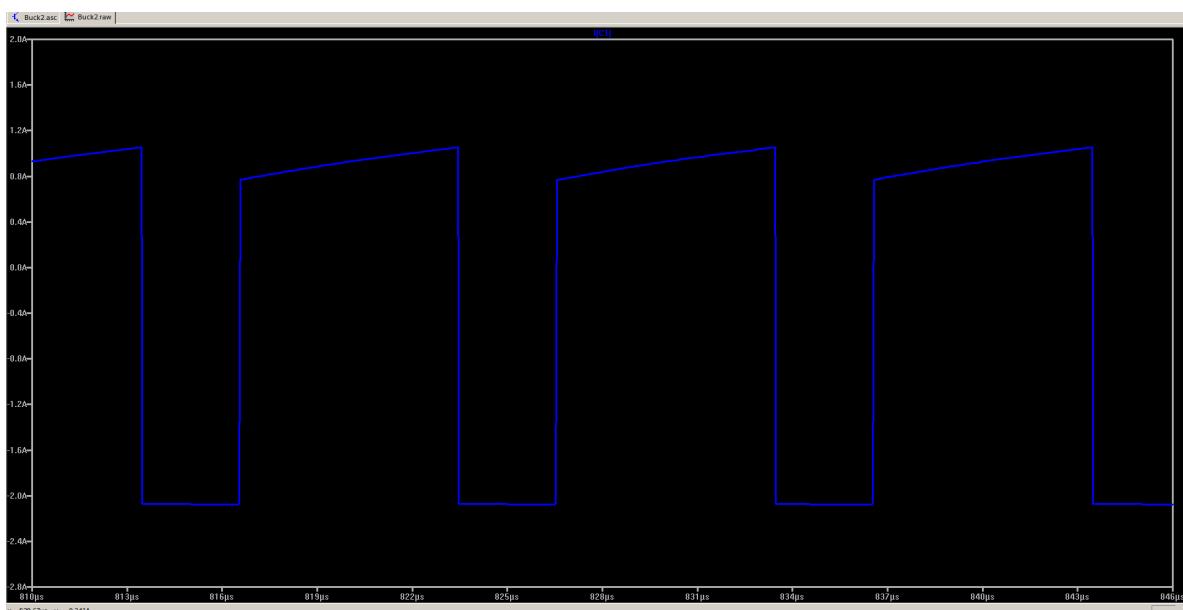


FIGURE 7.4 – Spice des courants dans le condensateur

1.1. Preuve de la chute de tension aux bornes de l'inductance à haute fréquence

Pour mieux appréhender l'utilité du condensateur, retirons le et observons la tension d'entrée U_e .

Sans le condensateur : $I_e = I_{PV}$.

I_{PV} est donc un courant rectangulaire de fréquence 100 kHz. Si on l'approxime (grossièrement, mais c'est pour la visualisation) par son sinus d'harmonique fondamentale :

$$I_e(t) = 1.46 + 1.46 \times \sin(2 * \pi * f * t).$$

$$I_{e_{eff}} = 1.46 + \frac{1.46}{\sqrt{2}} = 2.49A.$$

L'impédance série du panneau solaire est :

$$\begin{aligned}
 R_{ser} &= r + |L \times 2 \times \pi \times f \times j| \\
 R_{ser} &= r + L \times 2 \times \pi \times f \\
 R_{ser} &= 0.2 + 0.00001 \times 100000 \times 2 \times \pi \\
 R_{ser} &= 6.48\Omega \\
 U_{e_{eff}} &= 36 - 6.48 \times 2.49 = 19.86V.
 \end{aligned}$$

Pour conclure sur ces calculs, nous voyons que (malgré la grossière approximation) la valeur de $U_{e_{eff}}$, initialement à 36V a chuté à 19.86 V. Cela montre bien que le panneau solaire, à cause de son impédance série, a besoin d'une capacité de découplage pour assurer la partie alternative du courant.

2. Annexe : Courbes finales des tensions et courants de l'étage inverter

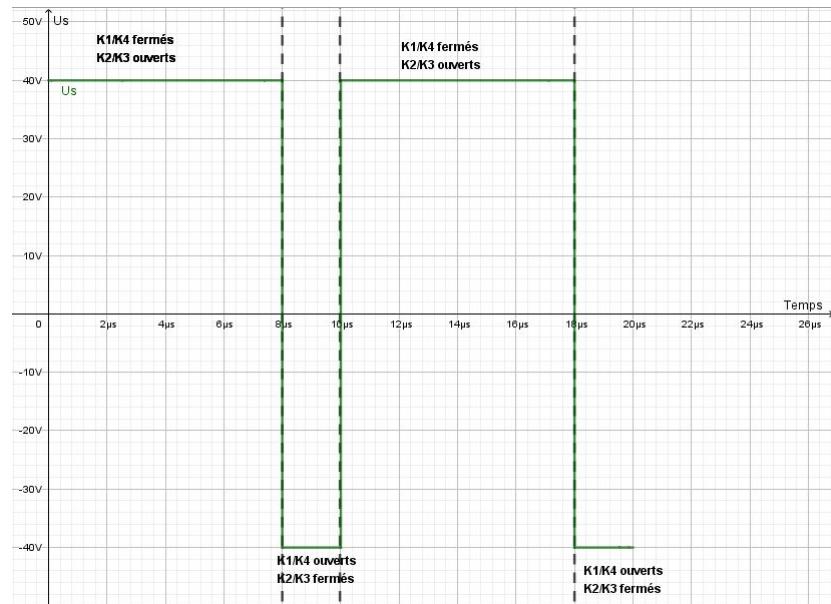


FIGURE 7.5 – Tension en sortie de l'inverter

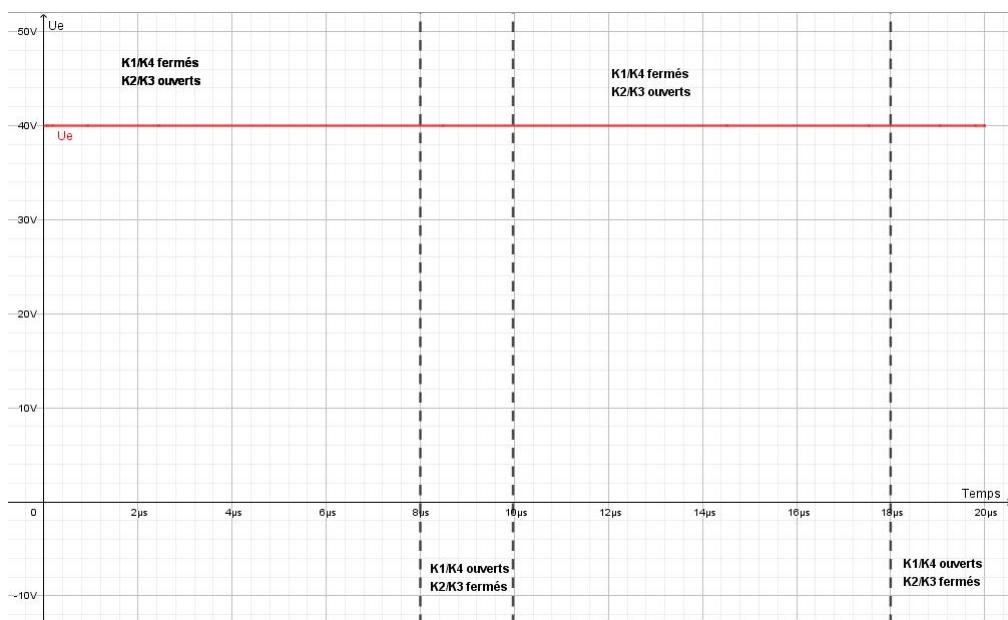


FIGURE 7.6 – Tension en entrée de l'inverter

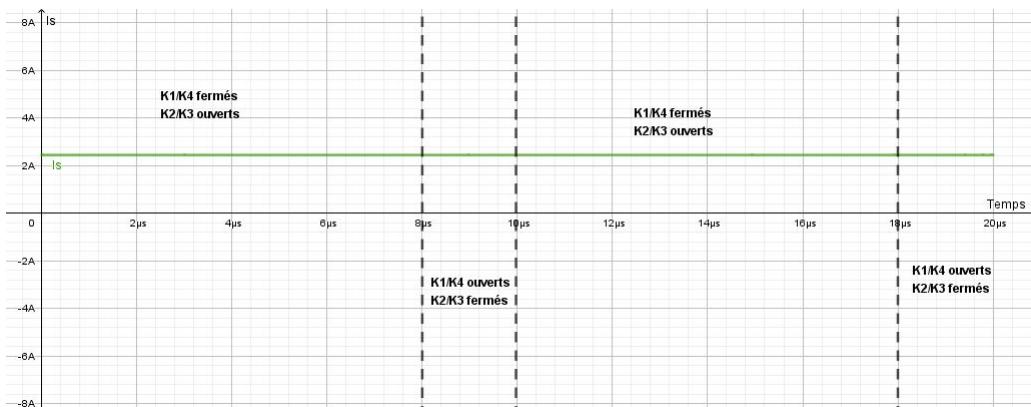


FIGURE 7.7 – Courant en sortie de l'inverter

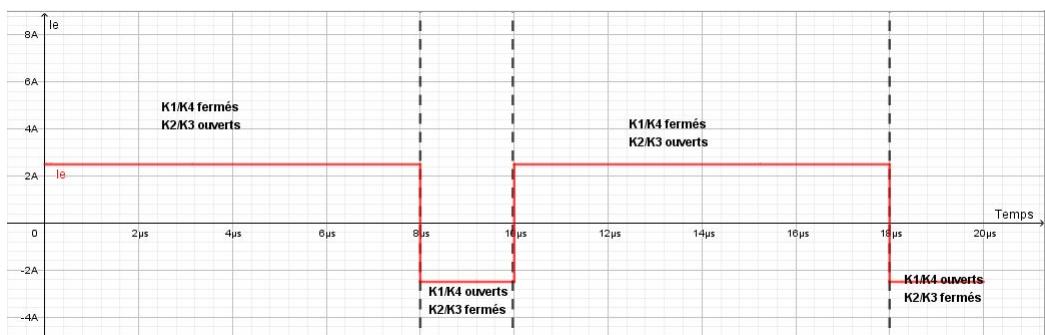


FIGURE 7.8 – Courant en entrée de l'inverter

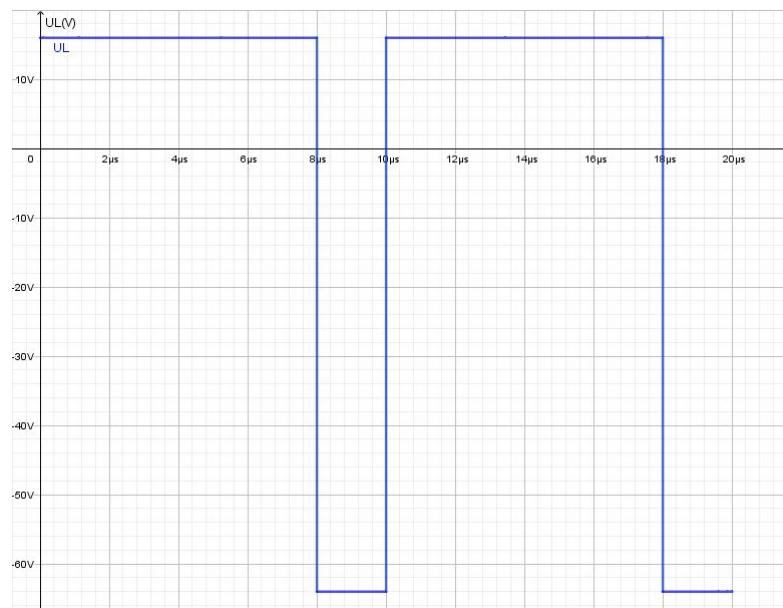


FIGURE 7.9 – Tension aux bornes de L