



**UNIVERSITE
DE KINSHASA**

FACULTÉ POLYTECHNIQUE

Département de Génie Électrique et Informatique
Option : **Électronique**

**Conception d'une alimentation à double entrée
(USB 5 V / Jack 6–18 V)
avec sorties 3,3 V et 1,8 V de puissance 2 W**

**Cours : SYSTEMES ET CIRCUITS
ELECTRONIQUES**

Prof. Dr. Ir. Kuti LUSALA Angelo

**KAMBALE MARUBA Exaucé
2^e ICE EN**

Kinshasa, le 11 décembre 2025

Table des matières

1	Introduction	2
2	Spécifications	2
3	Présentation du système	3
3.1	Diagramme fonctionnel du design	3
3.2	Sources d'alimentation	3
3.3	Régulateur Buck 5 V	5
3.3.1	Dimensionnement des composants	5
3.3.2	Dimensionnement de L_1	6
3.3.3	Dimensionnement C_3	6
3.3.4	Diode et Condensateurs de Découplage	6
3.4	Multiplexage de puissance et gestion de sources	7
3.5	Régulateurs de sorties 1.8 V et 3.3	8
3.5.1	Choix du Régulateur LT1936	8
3.6	Régulateur Buck 1.8 V (U1)	8
3.6.1	Calcul des Résistances de Rétroaction (R_1 et R_2)	8
3.6.2	Dimensionnement de L2	9
3.6.3	Dimensionnement des Condensateurs	9
3.6.4	Compensation de Boucle (R_7 et C_7)	10
3.6.5	Choix des Diodes	10
3.7	Régulateur Buck 3.3 V (U2)	11
3.7.1	Calcul des Résistances de Rétroaction (R_5 et R_6)	11
3.7.2	Dimensionnement de l'Inductance (L_3)	11
3.7.3	Compensation de Boucle (R_8 et C_{12})	11
4	Résultats avec LTSPice	12
5	Liste de Composants	13
6	Références	14

1 Introduction

Ce travail présente la conception d'une alimentation pour des systèmes de faible puissance, requérant des tensions régulées de 3,3 V et 1,8 V (puissance maximale de 2W). Le circuit doit gérer deux sources d'alimentation : une prise Jack (plage 6–18 V) et un port USB (5 V), et doit assurer une commutation automatique entre elles pour garantir une continuité d'alimentation.

Les exigences de conception sont les suivantes :

- basculement automatique et sans coupure entre l'entrée Jack et l'entrée USB ;
- fourniture de 3,3 V et 1,8 V pour une puissance totale maximale de 2 W ;
- rendement global des convertisseurs DC-DC supérieur à 85 % .

2 Spécifications

- **Entrées** : Jack 6–18 V ; USB 5 V.
- **Sorties** : 3,3 V – 1 W et 1,8 V – 1 W.
- **Puissance totale** : 2 W max.
- **Efficacité visée** : > 85%.
- **Sécurité** : Isolation galvanique entre les sources, protection contre l'inversion de polarité.

3 Présentation du système

3.1 Diagramme fonctionnel du design

Le diagramme bloc général est présenté ci-dessous :

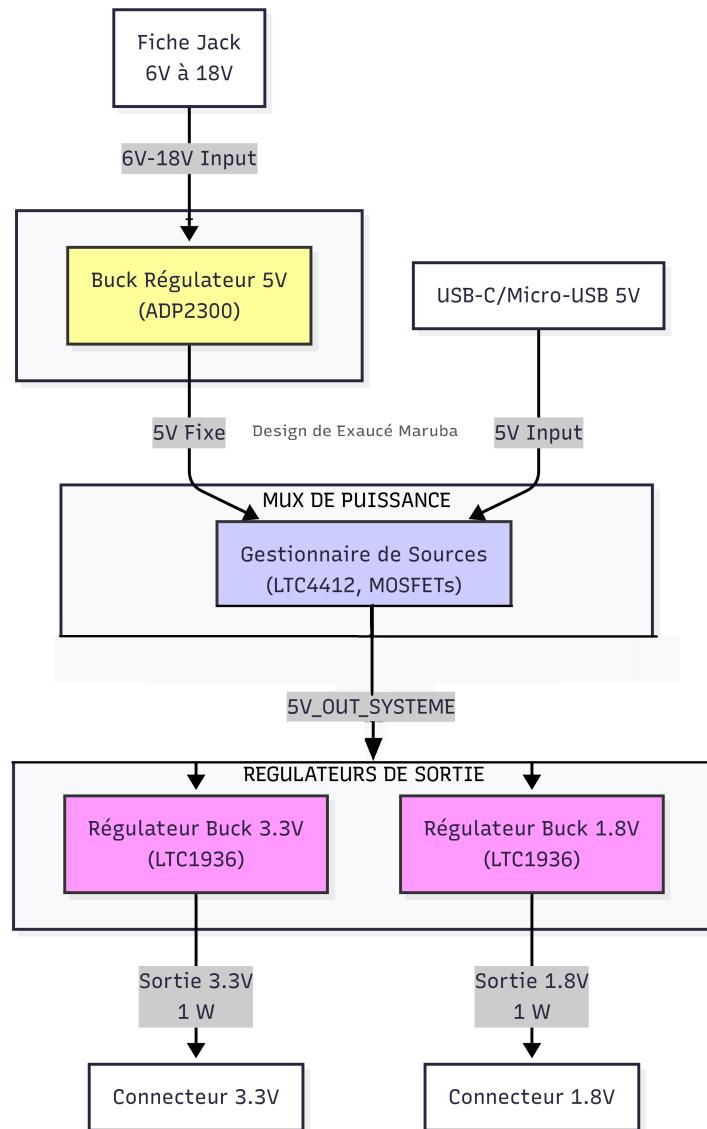


FIGURE 1 – Diagramme bloc général du système

3.2 Sources d'alimentation

Notre système est prévu pour être alimenté par deux sources de tension distinctes :

- **Alimentation par Jack** : accepte une plage de tension large allant de 6 V à 18 V.
- **Alimentation par USB** : fournit une tension nominale de 5 V.

Un circuit multiplexeur de puissance (Power Mux) est utilisé pour gérer la sélection entre ces deux sources afin d'assurer l'alimentation continue du système.

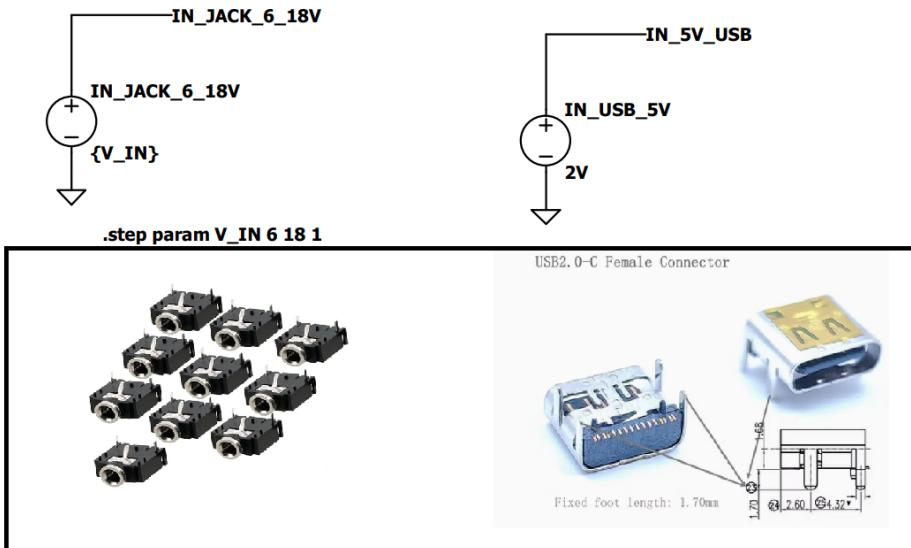


FIGURE 2 – Représentation des sources d'alimentation : Schéma LTspice (en haut) et connecteurs physiques (en bas).

Afin de vérifier le comportement du circuit sur toute sa plage d'opération, nous avons employé une méthode d'analyse par balayage paramétrique dans le simulateur LTspice. Cette approche permet de tester l'influence des variations de la tension d'entrée (V_{IN}) sur sortie.

Pour l'alimentation Jack, le balayage de V_{IN} (de 6 V à 18 V) est réalisé au moyen de la directive SPICE suivante :

```
.STEP param V_IN 6 18 1
```

Cette instruction force le simulateur à exécuter une série de simulations distinctes en incrémentant la tension V_{IN} de 1V à chaque étape. Cette itération est nécessaire pour valider la performance du circuit pour chaque niveau de tension d'entrée entre 6 et 18V.

3.3 Régulateur Buck 5 V

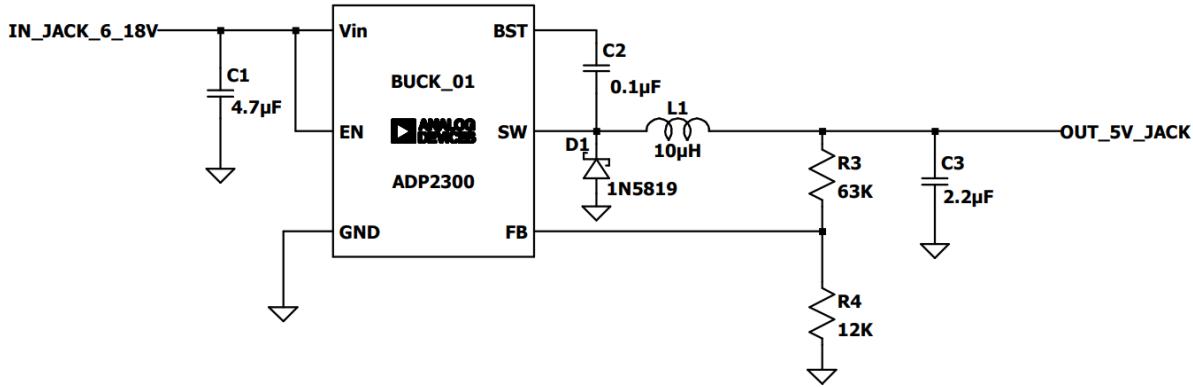


FIGURE 3 – Schéma du convertisseur Buck 5 V utilisant le régulateur intégré ADP2300.

Le circuit utilise le convertisseur Buck intégré ADP2300 d'Analog Devices. Ce choix est judicieux car :

- L'ADP2300 accepte une tension d'entrée allant jusqu'à 20 V, ce qui est compatible avec la plage requise (6 V à 18 V) du connecteur Jack.
- Il fournit jusqu'à 1.2 A en sortie, courant suffisant pour alimenter l'ensemble des étages suivants (Multiplexeur et LT1936) .
- Sa haute fréquence de fonctionnement (1 MHz) autorise l'usage de composants passifs (inductances et condensateurs) de petite taille.
- Sa boucle de compensation intégrée simplifie considérablement la conception, évitant le dimensionnement d'une compensation externe.

3.3.1 Dimensionnement des composants

L'objectif de ce convertisseur Buck est de réguler V_{IN} (6–18 V) pour obtenir une tension stable de $V_{OUT} = 5 \text{ V}$.

La tension de sortie V_{OUT} est fixée par le diviseur de tension (R_3 et R_4) qui ramène la tension sur la broche de rétroaction (FB) à la tension de référence interne (V_{REF}) de l'ADP2300. Pour ce régulateur, V_{REF} est typiquement de 0.8 V.

La relation, tirée de sa fiche technique (*datasheet*), est :

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

Nous avons sélectionné les résistances $R_3 = 63 \text{ k}\Omega$ et $R_4 = 12 \text{ k}\Omega$, ce qui permet d'obtenir la tension de sortie de 5V :

$$V_{OUT} = 0.8 \text{ V} \times \left(1 + \frac{63 \text{ k}\Omega}{12 \text{ k}\Omega}\right)$$

$$V_{OUT} = 0.8 \text{ V} \times (1 + 5.25)$$

$$V_{OUT} = 0.8 \text{ V} \times 6.25 = \mathbf{5.0 \text{ V}}$$

3.3.2 Dimensionnement de L_1

L'inductance est dimensionnée pour limiter le courant d'ondulation (ΔI_L) à environ 30% du courant maximal de sortie ($I_{OUT,\max}$). En considérant une fréquence de commutation $f_{SW} = 1 \text{ MHz}$ et $V_{IN,\max} = 18 \text{ V}$:

$$L_1 = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN,\max} - V_{OUT})}{\Delta I_L \times V_{IN,\max} \times f_{SW}}$$

En ciblant un courant d'ondulation ΔI_L d'environ 0.3 A (30% de $I_{OUT,\max}$ estimé à 1 A) :

$$L_1 \approx \frac{5 \text{ V} \times (18 \text{ V} - 5 \text{ V})}{0.3 \text{ A} \times 18 \text{ V} \times 1 \times 10^6 \text{ Hz}}$$

$$L_1 \approx \frac{65 \text{ V}^2}{5.4 \times 10^6 \text{ A} \cdot \text{Hz}} \approx 12.04 \mu\text{H}$$

L'inductance choisie, $L_1 = 10 \mu\text{H}$, est proche de la valeur calculée et est donc **appropriée**.

3.3.3 Dimensionnement C_3

Le condensateur de sortie est sélectionné pour minimiser l'ondulation de tension en sortie (ΔV_{OUT}). En négligeant la résistance série équivalente (ESR) pour une première approximation et en utilisant $\Delta I_L \approx 0.3 \text{ A}$:

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{OUT}}$$

En ciblant une ondulation de tension ΔV_{OUT} maximale de 20 mV :

$$C_{OUT} \approx \frac{0.3 \text{ A}}{8 \times 10^6 \text{ Hz} \times 0.02 \text{ V}} \approx 1.875 \mu\text{F}$$

Le condensateur sélectionné, $C_3 = 2.2 \mu\text{F}$, est une valeur standard supérieure à la valeur minimale calculée, contribuant ainsi à une faible ondulation de tension.

3.3.4 Diode et Condensateurs de Découplage

- D_1 (**1N5819**) : C'est une diode Schottky de 1 A , choisie pour sa faible chute de tension directe et son temps de commutation très rapide.
- C_1 (**$4.7 \mu\text{F}$**) : Le condensateur d'entrée est crucial pour filtrer les pics de courant d'entrée et stabiliser la tension V_{IN} durant le cycle de commutation.
- C_2 (**$0.1 \mu\text{F}$**) : Sa valeur est dimensionnée selon les recommandations du fabricant pour créer la tension nécessaire à l'activation du MOSFET interne de l'étage de puissance.

3.4 Multiplexage de puissance et gestion de sources

Une fois la tension intermédiaire de 5 V obtenue via le régulateur Buck (OUT_5V_JACK), le système doit gérer la sélection entre cette source et l'alimentation secondaire fournie par l'USB (IN_5V_USB).

La sélection est assurée par un double circuit de multiplexage utilisant le contrôleur LTC4412 (Contrôleur Ideal Diode-OR) et deux MOSFET de puissance (M1 et M2 de type FDC638P).

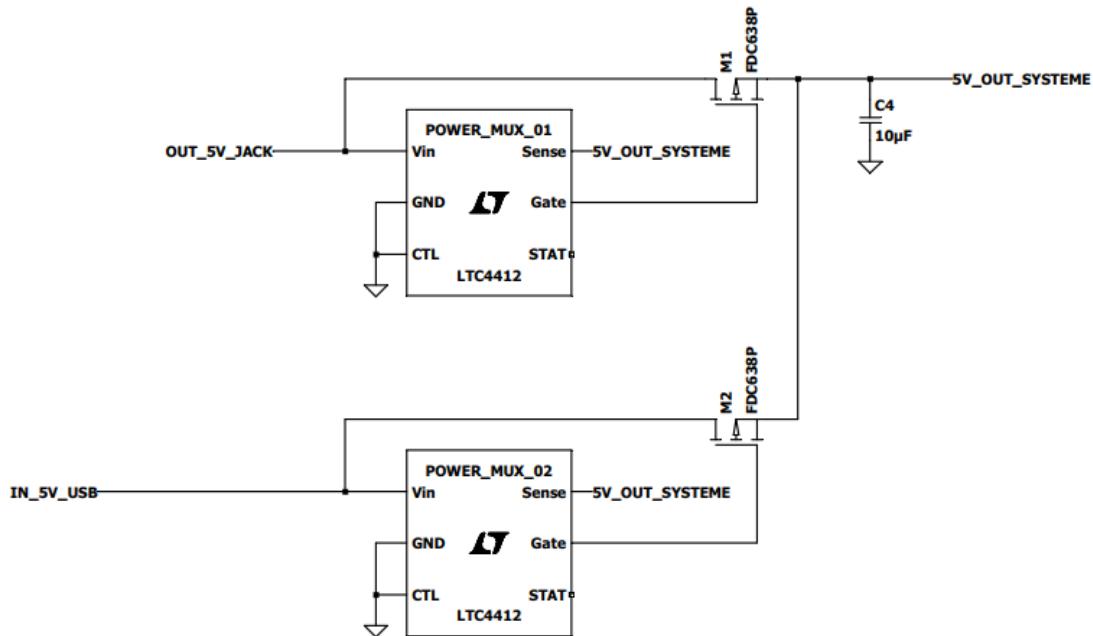


FIGURE 4 – Schéma du circuit de multiplexage de puissance pour la sélection entre OUT_5V_JACK et IN_5V_USB.

Ce montage permet de créer un bus d'alimentation commun (5V_OUT_SYSTEME) en sélectionnant automatiquement la source de tension la plus élevée. Il garantit également une transition fluide et une isolation sans court-circuit entre les sources. Ce bus 5V_OUT_SYSTEME sert ensuite d'alimentation pour les derniers étages de régulation.

Après consultation des fiches techniques, l'architecture LTC4412 associée aux MOSFET FDC638P s'est imposée pour ces raisons :

- **Contrôleur LTC4412 (Diode Idéale) :**
- Le LTC4412 remplace les diodes de protection passives par des MOSFET (transistors M1 et M2). Cela permet de réduire la chute de tension directe (typiquement 0.7 V pour une diode standard) à quelques dizaines de millivolts, augmentant le rendement.
- Le contrôleur gère automatiquement la priorité en sélectionnant la source ayant la tension la plus élevée, tout en assurant l'isolation électrique bidirectionnelle

des sources (protection contre le courant inverse).

— **MOSFET M1 et M2 (FDC638P) :**

- Le LTC4412 est spécifiquement conçu pour contrôler des MOSFET de type P-Channel, exigence satisfaite par le composant FDC638P.
- La faible résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) du FDC638P est essentielle pour minimiser les pertes par dissipation de chaleur lors du transfert de courant vers le bus 5V_OUT_SYSTEME.

3.5 Régulateurs de sorties 1.8 V et 3.3

Le bus d'alimentation du système (5V_OUT_SYSTEME) sert de source unique pour générer les tensions de 1.8 V et 3.3 V, requises en sortie.

3.5.1 Choix du Régulateur LT1936

Le LT1936, un convertisseur Buck non synchrone, a été sélectionné pour cette application pour plusieurs avantages :

- Le LT1936 peut accepter une tension d'entrée jusqu'à 36 V, offrant une marge de sécurité largement supérieure à la tension de bus (5V_OUT_SYSTEME).
- Il opère à une fréquence fixe de 500 kHz. Cette fréquence permet un bon compromis entre la taille des composants passifs et les pertes par commutation.

3.6 Régulateur Buck 1.8 V (U1)

L'objectif de ce régulateur (U1) est de convertir 5V_OUT_SYSTEME en $V_{OUT} = 1.8 \text{ V}$.

3.6.1 Calcul des Résistances de Rétroaction (R_1 et R_2)

Le LT1936 maintient sa broche FB à une tension de référence interne $V_{REF} = 1.20 \text{ V}$. La tension de sortie est déterminée par le diviseur de tension (R_1 et R_2) :

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Pour atteindre $V_{OUT} = 1.8 \text{ V}$, nous avons arbitrairement fixé $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, puis déterminé R_2 comme suit :

$$R_2 = R_1 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{1.8 \text{ V}}{1.2 \text{ V}} - 1 \right)$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega \times (1.5 - 1) = 10 \text{ k}\Omega$$

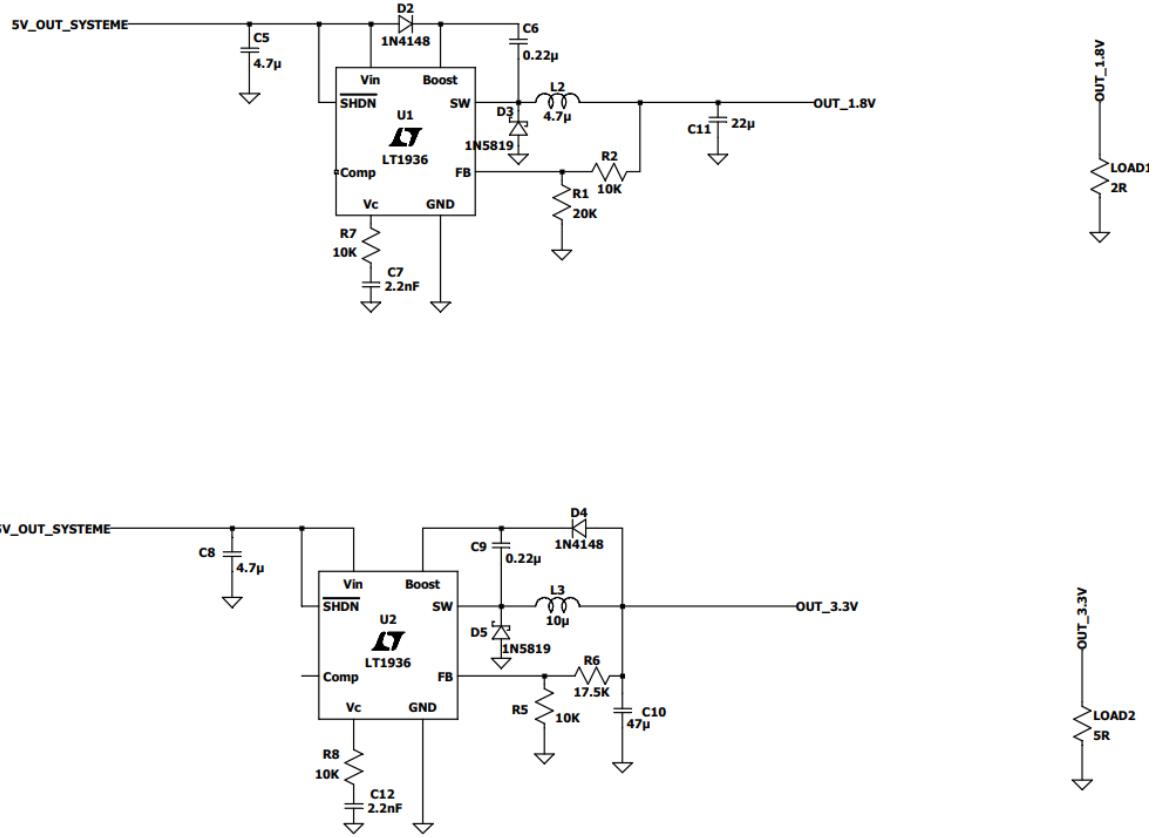


FIGURE 5 – Schéma des régulateurs 1.8 V (U1) et 3.3 V (U2) à base de LT1936.

3.6.2 Dimensionnement de L2

L'inductance a été dimensionnée pour un courant d'ondulation ΔI_L ciblé de $\Delta I_L = 0.35 \text{ A}$ pour une charge nominale de 1 A. Avec une fréquence de commutation $f_{SW} = 500 \text{ kHz}$ et $V_{IN} = 5 \text{ V}$:

$$L_2 = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{\Delta I_L \times V_{IN} \times f_{SW}}$$

$$L_2 \approx \frac{1.8 \text{ V} \times (5 \text{ V} - 1.8 \text{ V})}{0.35 \text{ A} \times 5 \text{ V} \times 500 \times 10^3 \text{ Hz}} \approx 6.58 \mu\text{H}$$

L'inductance retenue, $L_2 = 4.7 \mu\text{H}$, est légèrement inférieure à la valeur calculée. Cela signifie que le courant d'ondulation sera légèrement accru, mais ce choix reste acceptable en fonction des contraintes de taille physique et de l'ESR des composants.

3.6.3 Dimensionnement des Condensateurs

- ($C_{11} = 22 \mu\text{F}$) : Cette valeur, typique dans ces applications, est choisie pour minimiser l'ondulation de tension en sortie (ΔV_{OUT}), qui est souvent dominée par l'ESR du condensateur à cette fréquence.
- ($C_5 = 4.7 \mu\text{F}$) : Il assure le découplage de l'entrée (5V_OUT_SYSTEME) et fournit le courant transitoire nécessaire lors de la commutation.

3.6.4 Compensation de Boucle (R_7 et C_7)

Le LT1936 exige une compensation externe pour maintenir la stabilité.

- Le réseau R_7 (**10 k Ω**) en série avec C_7 (**2.2 nF**) est connecté entre la broche V_c et la masse (GND). Ces valeurs sont issues des recommandations de la fiche technique pour assurer la stabilité du point de fonctionnement 5 V → 1.8 V.

3.6.5 Choix des Diodes

- (**D3, 1N5819**) : C'est une diode **Schottky** rapide, essentielle pour minimiser les pertes par commutation à 500 kHz.
- (**D2, 1N4148**) : Une diode de signal rapide est suffisante ici, car elle ne gère qu'un faible courant pour charger le condensateur de Boost ($C_6 = 0.22 \mu\text{F}$).

3.7 Régulateur Buck 3.3 V (U2)

Le régulateur U2 utilise le même composant LT1936 que U1, mais est configuré pour délivrer $V_{OUT} = 3.3$ V.

3.7.1 Calcul des Résistances de Rétroaction (R_5 et R_6)

En utilisant $V_{REF} = 1.20$ V et en fixant $R_5 = 10$ k Ω :

$$R_6 = R_5 \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

$$R_6 = 10 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{3.3 \text{ V}}{1.2 \text{ V}} - 1 \right)$$

$$R_6 = 10 \text{ k}\Omega \times (2.75 - 1) = 17.5 \text{ k}\Omega$$

La valeur de $R_6 = 17.5$ k Ω est requise pour garantir une sortie de **3.3** V.

3.7.2 Dimensionnement de l'Inductance (L_3)

En conservant l'estimation de $\Delta I_L = 0.35$ A :

$$L_3 = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{\Delta I_L \times V_{IN} \times f_{SW}}$$

$$L_3 = \frac{3.3 \text{ V} \times (5 \text{ V} - 3.3 \text{ V})}{0.35 \text{ A} \times 5 \text{ V} \times 500 \times 10^3 \text{ Hz}} = 6.41 \mu\text{H}$$

La valeur choisie pour $L_3 = 10 \mu\text{H}$ est supérieure à la valeur calculée. Ceci est **avantageux** car une inductance plus élevée réduit l'ondulation de courant, améliorant de fait l'efficacité et la propreté du signal de sortie.

3.7.3 Compensation de Boucle (R_8 et C_{12})

La compensation est tout aussi cruciale pour la stabilité du 3.3 V.

- Les valeurs $R_8 = 10$ k Ω et $C_{12} = 2.2$ nF sont retenues, identiques au régulateur 1.8V, car la plage d'entrée est la même (5 V).

4 Résultats avec LTSpice

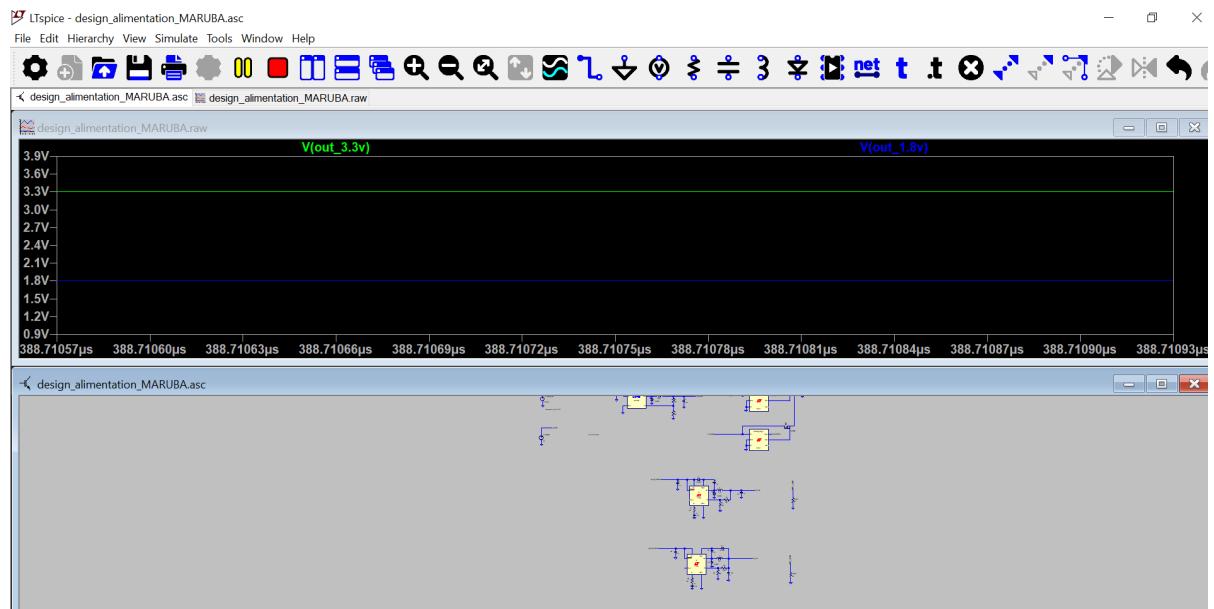


FIGURE 6 – Mesure de la tension de sortie 3.3V et 1.8V

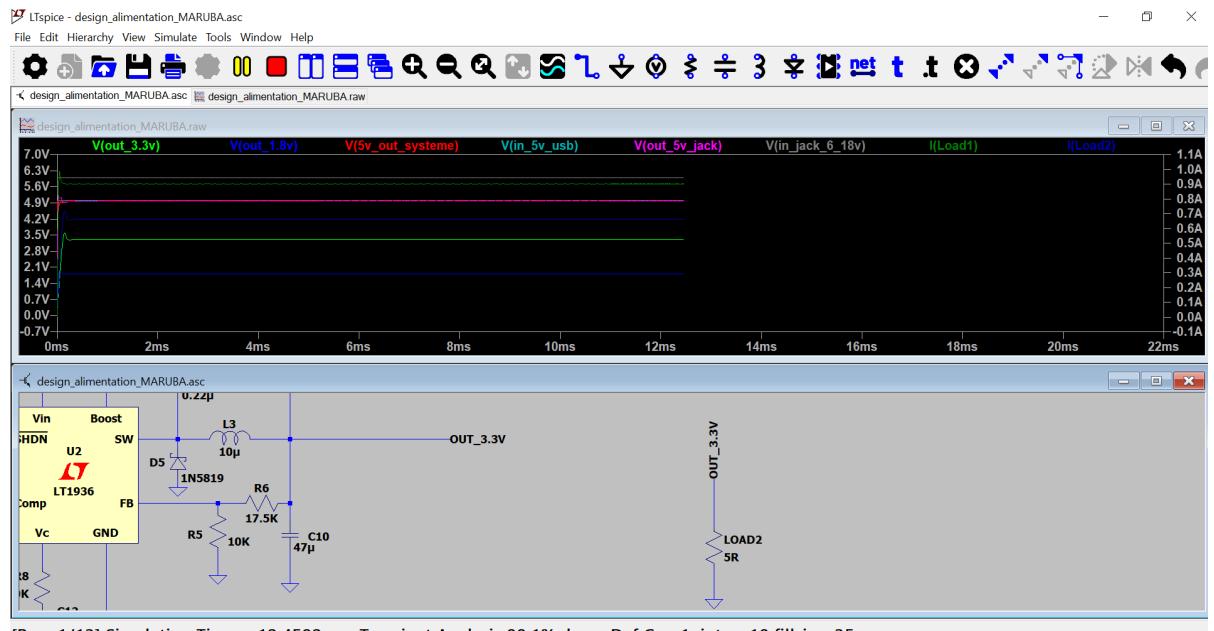


FIGURE 7 – Capture d'écran de simulation de quelques résultats avec LTSpice

5 Liste de Composants

TABLE 1 – Nomenclature des Composants

Référence(s)	Qté	Composant / Valeur
Circuits Intégrés et Transistors		
U1, U2	2	LT1936
U3	1	ADP2300
POWER_MUX_01, 02	2	LTC4412
M1, M2	2	FDC638P
Diodes		
D1, D3, D5	3	1N5819 (Diode Schottky)
D2, D4	2	1N4148 (Diode de Signal)
Inductances		
L1	1	$10 \mu\text{H}$
L2	1	$4.7 \mu\text{H}$
L3	1	$10 \mu\text{H}$
Résistances		
R3, R4	2	$63 \text{k}\Omega$ (R3) ; $12 \text{k}\Omega$ (R4)
R1, R2	2	$20 \text{k}\Omega$ (R1) ; $10 \text{k}\Omega$ (R2)
R5, R6	2	$10 \text{k}\Omega$ (R5) ; $17.5 \text{k}\Omega$ (R6)
R7, R8	2	$10 \text{k}\Omega$ (Compensation)
Condensateurs		
C1, C5, C8	3	$4.7 \mu\text{F}$
C4	1	$10 \mu\text{F}$
C11	1	$22 \mu\text{F}$
C10	1	$47 \mu\text{F}$
C3	1	$2.2 \mu\text{F}$
C2	1	$0.1 \mu\text{F}$
C6, C9	2	$0.22 \mu\text{F}$ (Boost)
C7, C12	2	2.2nF (Compensation)

6 Références

1. **KUTI LUSALA.** *Notes de Cours : Systèmes et Circuits Électroniques, Les Alimentations.* Université de Kinshasa (UNIKIN), Faculté Polytechnique. Novembre 2025.
2. **Texas Instruments.** *Application Notes on DC-DC Converters.*
3. **Linear Technology (Analog Devices).** *Design Handbook for Power Supplies.*
 - Connecteur Jack : <https://www.amazon.fr/sourcing-map-Terminal-Support-Connecteur-dp/B008SNZUYC>
 - Connecteur USB Type C : <https://chbpalconn.en.made-in-china.com/product/rnBpm0ZYqLUx/China-USB-C-Female-Connector-USB-Connector-The-Assembly-PC.html>
 - Régulateur Buck LT1936 : <https://www.analog.com/en/products/lt1936.html>
 - Régulateur Buck ADP2300 : <https://www.analog.com/en/products/adp2300.html> (Fiche technique Analog Devices)
 - Contrôleur Ideal Diode-OR LTC4412 : <https://www.analog.com/en/products/ltc4412.html>
 - Diode Schottky 1N5819 (Diodes de roue libre) : <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/1n5819-d.pdf>
 - MOSFET P-Channel FDC638P : <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdc638p-d.pdf>