

Bloc fonctionnel Mesure de tension & courant

La mesure de tension a deux objectifs.

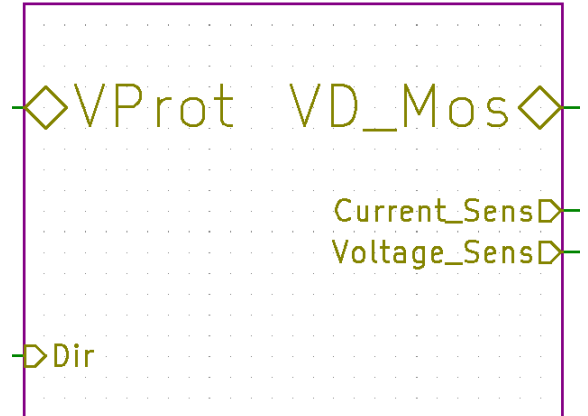
- D'une part, fournir au bloc PID (par le biais du bloc Measure Selector) la tension a la sortie du système (si le système est asservi en tension).
- Il permet également au bloc Disjoncteur Programmable (par le biais là encore du bloc Measure Selector) de savoir quand disjoncter si cette mesure excède sa consigne.

La mesure de courant permet d'alimenter les mêmes blocs que la mesure de tension. Elle sera choisie comme pour la mesure de tension en fonction de l'asservissement désiré et du sens du courant.

Le bloc U/I sensor (Mesure de tension et de courant) est présent deux fois sur la carte SÉSAME. En effet cette partie du schéma est présente sur les 2 entrées/sorties afin de toujours choisir un asservissement et une disjonction sur le côté Sortie.

Il est intéressant de mesurer le courant et la tension en entrée et en sortie du système à tout moment, même si les blocs qui prennent cette information ne regardent que la sortie du système, afin de permettre à un éventuel asservissement avec microcontrôleur.

Sheet: U/I SENSOR LEFT



File: voltage_current_sens.sch

En effet, si les mesures de tension et de courants sont connues en entrée et en sorties de la carte, les puissances peuvent être calculées par la simple multiplication des tension et courant en entrée et en sortie respectivement. Il suffit par la suite de diviser la puissance de sortie par la puissance d'entrée pour calculer le rendement de la carte.

Cette mesure bidirectionnelle pose quelques problèmes en ce qui concerne la mesure de courant. Typiquement, les alimentations nécessaires à un montage à AOP "différentiel" doivent être symétriques afin d'obtenir l'image du courant. Si le courant circule dans un sens (disons de gauche à droite) l'image du courant est positive et si l'image du courant est négative

Un shunt est une résistance de faible valeur. Grâce à la loi d'ohm, on peut calculer le courant circulant dans ce shunt en divisant la tension à ses bornes par sa résistance. Sa résistance doit être choisie avec soins.

$$\frac{U_{shunt}}{R_{shunt}} = I_{shunt}$$

En effet, si celle-ci est trop grande, le rendement de la carte sera sensiblement détérioré. Sa taille physique devra également être plus grande à cause de l'effet joules.

$$R_{shunt} \cdot I_{shunt}^2 = P_{shunt}$$

Si elle est trop petite, la différence de tension à ses bornes risque d'être trop petite et susceptible à des perturbations électromagnétique.

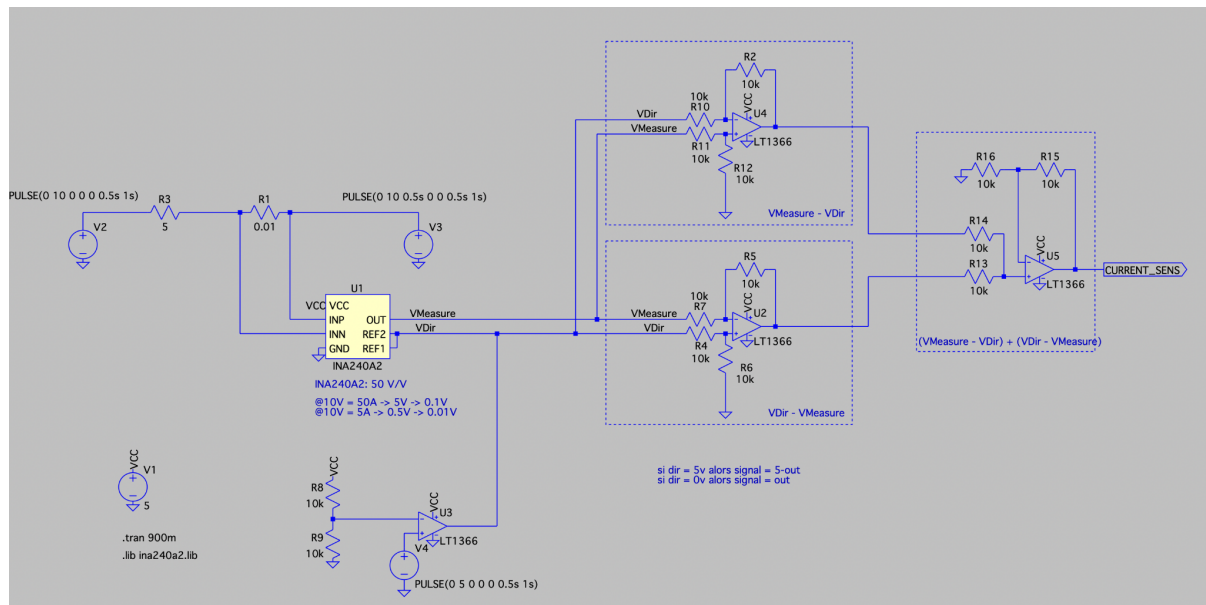
Une valeur de $5m\Omega$ semble être adéquate. En effet, $5m\Omega$ est une valeur standard, pas trop petite compte tenu du courant maximal continu qui est fixé à $10A$:

$$5m\Omega \cdot 10A^2 = 0.5W$$

La puissance dissipée maximale étant de $500mW$, un package **2512** a été sélectionné. Le package **2512** permet une dissipation de $1W$ et il est facilement disponible.

Une tolérance de 1% est suffisante, compte tenu que la potentielle erreur sera ajustée via la contre réaction du circuit.

La référence **PA2512FKF070R005E** remplit parfaitement les conditions nécessaires et est disponible chez Radiospare. De plus son prix modique en fait un candidat idéal.



Première idée pour la mesure du courant.

Bloc fonctionnel Alimentation 7V SEPIC

La carte SESAME a besoin d'un rail 7V pour alimenter les différents amplis-op.

La tension de 7V a été choisie car le driver de MOS a besoin de au moins 6V afin de fonctionner de façon fiable.

Néanmoins la spec de la carte SESAME requiert une plage d'alimentation entre 3V et 50V. Un simple régulateur linéaire pour réguler la tension d'entrée ne peut donc remplir cette tâche.

Un circuit DC-DC step-up/step-down est donc de rigueur. Plusieurs options sont donc disponibles pour générer le rail VCC.

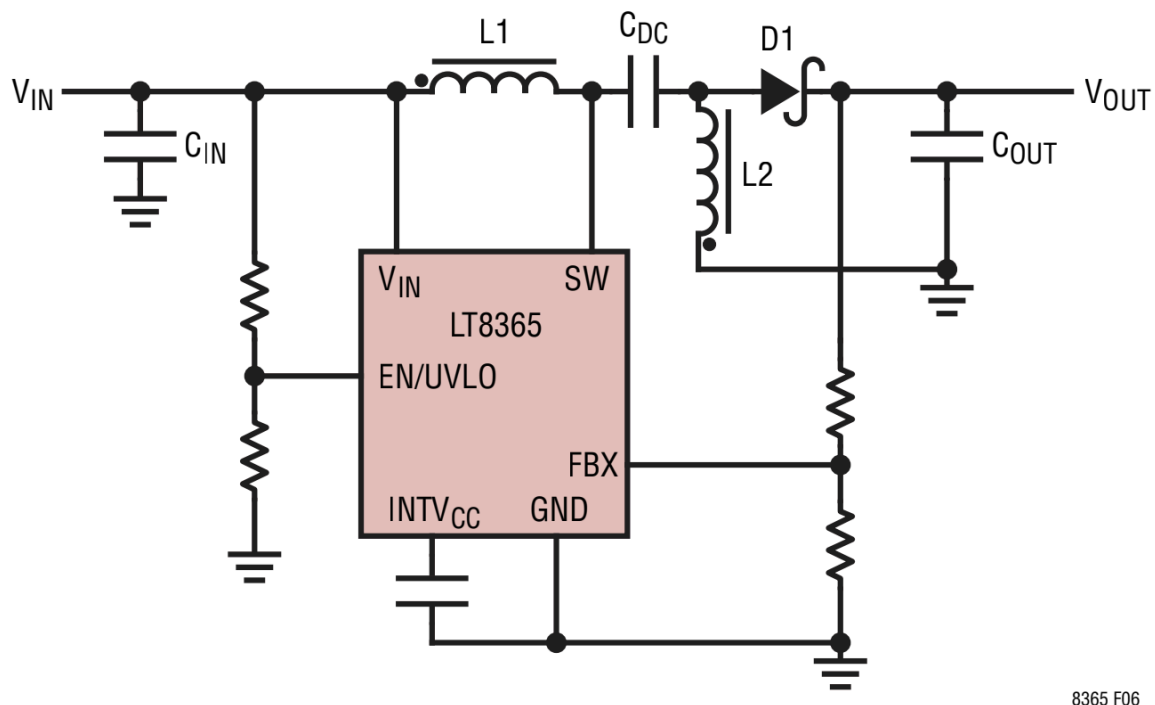
La première solution explorée consiste en un simple Boost-Buck tout intégré. Cependant, la plage d'entrée de celui-ci étant importante, très peu de circuits correspondent à la recherche.

Le candidat le plus favorable étant le *LM5118*, celui-ci remplit les conditions mais nécessite des MOSFETs extérieurs.

Une seconde option est un montage de type *Flyback*. La plage d'entrée de ce type de circuit étant plus importante, plus de circuits correspondent à cette recherche. Ce type de circuit n'a pas été sélectionné à cause de sa sortie isolée. D'habitude, une sortie isolée est plutôt un point positif mais dans ce cas précis, la masse doit être commune pour les circuits de mesure et de hachage.

La troisième et dernière voie qui a été choisie est un convertisseur de type *SEPIC*. Ce type de convertisseur DC-DC possède comme le Flyback une plage d'entrée importante. Un des avantages supplémentaires de l'alimentation SEPIC est qu'il n'y a aucun chemin pour que le courant continu passe de l'entrée à la sortie du convertisseur en cas de défaillance de celui-ci.

Le circuit LT8365 qui possède des MOSFETs intégrés a été sélectionné ce qui réduit considérablement la BOM et la complexité du schéma.



8365 F06

Figure 6. LT8365 Configured in a SEPIC Topology

Montage SEPIC conseillé dans la datasheet du LT8365

La tension de sortie de celui-ci est choisie avec le rapport cyclique et la tension directe de la diode.

$$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \text{ donc } \frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} + 1 = \frac{1}{D} \text{ et donc } D = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D}$$

Si $V_{IN_{min}} = 3V$ et $V_{OUT} = 7V$ le rapport cyclique vaut **71%**.

$V_{IN_{max}} = 50V$ et $V_{OUT} = 7V$ le rapport cyclique vaut **12%**.

Il faut donc s'assurer que le rapport cyclique min et max ne dépassent pas la spec.

La fréquence d'oscillation maximale recommandé pour ce convertisseur est de 500KHz avec une resistance RT de 84.5kΩ.

A cette fréquence, la période est de 2µs et donc 1% de la période a la fréquence maximale représente 20ns.

Le OnTime minimum requis pour le bon fonctionnement du circuit est de 110ns. Ce qui veut dire que le rapport cyclique minimal est de 5.5% (110ns/20ns).

Le OffTime minimum quand a lui est de 100ns. Le rapport cyclique maximal est de 95% (100 - 100ns/20ns).

Les rapport cycliques dans les 2 cas extrêmes rentre bien dans la fenêtre de fonctionnement du convertisseur 😊.

—
Calcul de la self.

Le courant dans la self L1 est représenté par cette equation:

$$I_{L1(MAX)(AVG)} = I_{IN(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}$$

Le courant de sortie maximal désiré est de 300mA afin d'alimenter tous les amplis de la carte et d'avoir une marge pour permettre l'experimentation de potentiels shields.

Donc $I_{O(MAX)} = 0.3A$.

Comme calculé précédemment, le rapport cyclique maximum vaut $D_{MAX} = 0.71$

$$\text{Donc } I_{L1(MAX)(AVG)} = I_{IN(MAX)(AVG)} = 0.3A \cdot \frac{0.71}{1 - 0.71} = 0.73A$$

Le courant dans la self L2 est equal au courant de sortie:

$$I_{L2(MAX)(AVG)} = I_{O(MAX)}$$

$$I_{L2(MAX)(AVG)} = 0.3A$$

Il est spécifié que L1 et L2 peuvent être couplés magnétiquement dans un seul package pour améliorer le rendement et diminuer les oscillations. Ce qui a été vérifié par le biais de la simulation.

Le courant maximal que le composant peut switch est caractérisé par l'equation suivante:

$$I_{SW(MAX)(AVG)} = I_{L1(MAX)(AVG)} + I_{L2(MAX)(AVG)}$$

Le LT8365 peut switcher au maximum 0.5A.

$$I_{SW(MAX)(AVG)} = 0.73A + 0.3A = 1.03A$$

Cependant, nous dépassons d'un facteur 2 cette specification. Cela va pour le moment être ignoré dans la première version de la carte. Pour une prochaine version, une alimentation avec deux LT8565 en interlacés pourrais diviser par deux la quantité de courant maximale dans SW et donc s'approcher de la spec.

Le courant maximal de pic dans le switch interne au composant sera calculé en définissant un taux χ d'ondulation maximal.

Ce taux est défini de façon générale dans un convertisseur DC-DC vers les 10% et c'est le taux qui a été retenu dans ce cas d'usage.

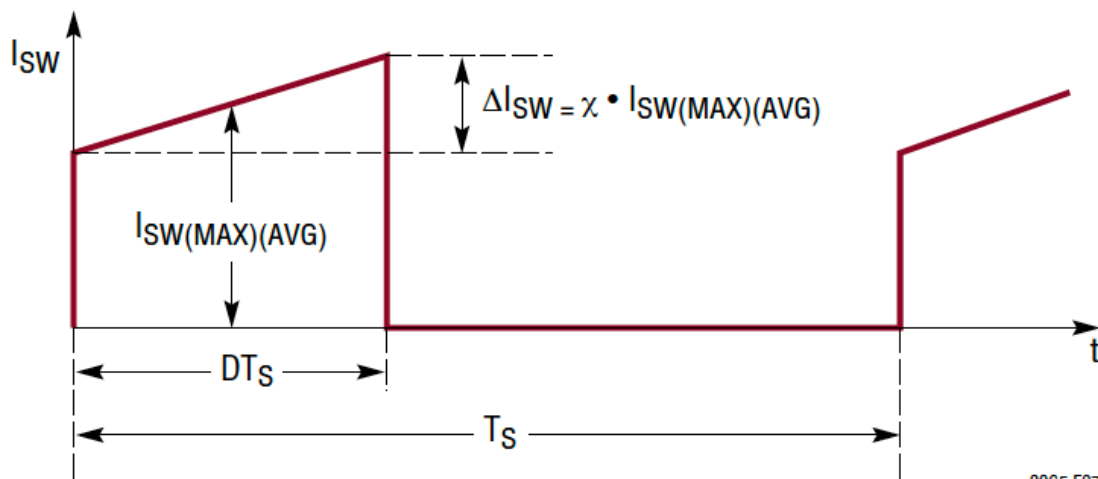
$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \frac{1}{1 - D_{MAX}}$$

$$I_{SW(PEAK)} = \left(1 + \frac{0.1}{2}\right) \cdot 0.3 \cdot \frac{1}{1 - 0.71} = 1.09A$$

Le courant d'ondulation du switch est caractérisé par le pourcentage d'ondulation fois le courant max dans le switch:

$$\Delta I_{SW} = \chi \cdot I_{SW(MAX)(AVG)}$$

$$\Delta I_{SW} = 0.1 \cdot 1.03A = 0.103A$$



8365 F07

Les deux bobines étants couplés magnétiquement, leur valeur est défini avec l'équation suivante:

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_{SW} \cdot f_{OSC}} \cdot D_{MAX}$$