Choix d'une inductance pour un régulateur DC/DC : mieux comprendre la diversité des options et leurs mérites respectifs

Par Paul Lee, Directeur de l'Ingénierie, Murata Power Solutions (UK)

Au moment de choisir une inductance pour l'élément de stockage de sortie d'un régulateur DC/DC à découpage, le concepteur doit faire son choix parmi un nombre ahurissant de modèles de différents fournisseurs, voire d'un même fournisseur. Cet article prend pour exemple un convertisseur de point de charge et analyse les différentes possibilités, en détaillant les avantages de chaque solution. Les principes qui se dégagent s'appliquent généralement à toutes les applications d'inducteurs.

Un exemple de besoin extrêmement courant est la conversion d'une tension d'alimentation DC en tension de niveau inférieur, avec un haut rendement et sans isolation. Pour une haute puissance, il est probablement économique de choisir un convertisseur de point de charge à découpage de type buck ; à basse puissance en revanche, de nombreux concepteurs opteront pour un circuit intégré de commande accompagné des composants discrets nécessaires. A l'exception des circuits à pompe de charge, un inducteur est invariablement requis pour stocker l'énergie afin de maintenir le niveau de sortie durant les temps morts de la régulation par modulation de largeur d'impulsion (PWM). La figure 1 montre la configuration de base.

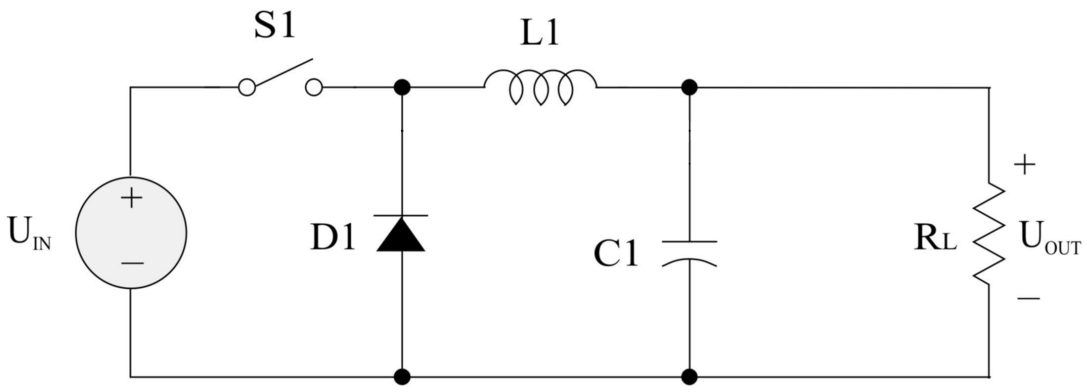


Figure 1. Schéma du convertisseur buck

La note d'application du circuit intégré guidera souvent la sélection en recommandant une référence donnée d'un fabricant de composants magnétiques. Cependant, même si cette inductance est optimum pour l'application, elle peut ne pas exister dans le format mécanique spécifié. S'il s'agit de la seule inductance recommandée, le développeur devra se plonger dans les spécifications des produits disponibles pour faire sa sélection. De plus, la valeur de l'inductance de départ devra sans doute être ajustée en fonction des préférences du concepteur, ou pour l'aider à comprendre la réponse du circuit aux limites des tolérances. La valeur de l'inductance est normalement choisie de manière à obtenir le courant d'ondulation de bobine maximum désiré selon la formule :

$$\Delta I = Ut / L$$

Où ΔI est le courant d'ondulation de crête à crête, U la tension de sortie moins les pertes de diode de roue libre ou de redressement synchrone, t la durée maximum de l'état « ouvert » du commutateur principal et L l'inductance. Notez que cette formule est indépendante de la charge. Avec une inductance de valeur élevée, le courant d'ondulation sera faible et aisément absorbé par le condensateur de sortie, ce qui donnera une faible tension d'ondulation de sortie dans la résistance série équivalente (ESR) et l'inductance série équivalente (ESL) du condensateur. Lorsque les condensateurs électrolytiques représentaient la norme, avec une ESR relativement élevée et un courant d'ondulation nominal limité, il était important de maintenir un faible courant d'ondulation et pour cela d'avoir une inductance élevée. Cependant, les condensateurs céramiques ou film monolithiques de très faible ESR sont désormais répandus, et autorisent des courants d'ondulation bien plus élevés tout en minimisant l'échauffement et la tension d'ondulation de sortie. C'est pourquoi de plus petites inductances sont acceptables, donnant à leur tour des spécifications de résistance DC plus faibles et d'intensité plus élevées. Une inductance plus faible raccourcit aussi des temps de réponse aux transitoires de charge.

Trois problèmes sont associés aux courants d'ondulation élevés. D'abord, l'ondulation se superpose au courant de charge DC dans l'inductance, et cause des pertes ohmiques additionnelles sur les fils de l'enroulement ainsi que des pertes AC dans le noyau. Ensuite, la crête de l'ondulation ne doit pas excéder la limite de saturation de l'inductance. Enfin, aux faibles charges, la « vallée » du courant d'ondulation peut passer en dessous de zéro. Avec les redresseurs synchrones qui sont conducteurs dans les deux sens, le courant peut devenir négatif et rester « continu ». Avec les redresseurs à diode, le courant est stoppé ou devient « discontinu » pendant une partie de chaque cycle de commutation, pour les charges inférieures à cette valeur minimum. La fonction de transfert du convertisseur change lorsque cette valeur de charge minimum est rencontrée et la compensation de boucle doit être conçue pour assurer la stabilité dans les deux situations. Il en résulte normalement un compromis ne serait-ce qu'au niveau d'une plus grande complexité du circuit.

Une fois l'inductance choisie, la valeur nominale de l'intensité du courant reste à déterminer. Les valeurs de courant continu nominal indiquées dans les fiches techniques correspondent soit à une certaine augmentation de température soit à une certaine perte d'inductance correspondant à un début de saturation. Comme mentionné précédemment, le courant d'ondulation peut être significatif, aussi faut-il y pourvoir. Si la limite est donnée par la température, il est possible de fonctionner avec de forts courants d'ondulation ou au-dessus du courant de charge nominal en activant une circulation d'air. Notez que les différents fabricants spécifient leurs inductances pour différentes élévations de température et chutes d'inductance. Par exemple, chez Murata Power Solutions, les spécifications correspondent à une augmentation de température de 40℃ et une perte d' inductance de 25%. Sur la fiche technique de la série 4900S, on voit que la saturation est limitée car le composant de 11,8 A nominal ne subit que 33℃ d'aug mentation de température pour ce courant (voir figure 2).

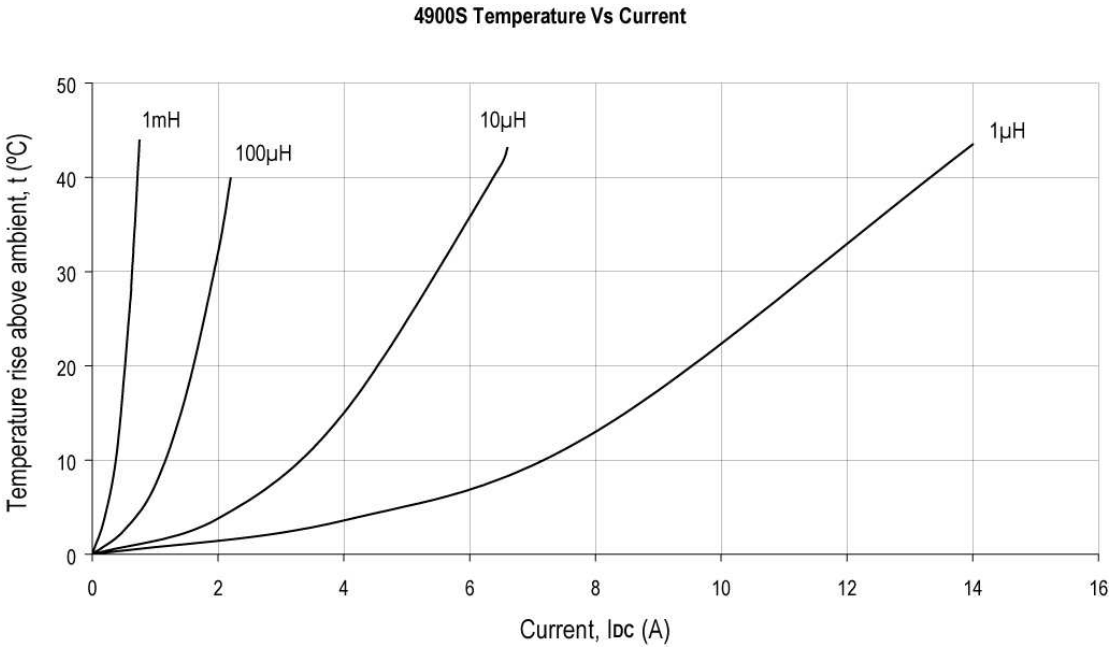


Figure 2. Exemple de graphe de température en fonction du courant pour une inductance

Température en fonction du courant de la série 4900S

Courant Idc (A)

Il est intéressant aussi d'examiner la chute d'inductance en fonction du courant. Différents matériaux et formes de noyau conduisent à une saturation plus ou moins marquée. Il faudrait prendre en compte les transitoires de charge et les surcharges qui peuvent, avec certains matériaux, causer une chute soudaine et importante d'inductance, avec des courants de crête assez élevés pour endommager les semiconducteurs. Les noyaux à base de poudres saturent en général plus graduellement, bien qu'ils affichent des pertes AC plus élevées. Il faut être bien conscient que les niveaux de saturation varient fortement avec la température, et chutent typiquement de 20 % entre 25℃ et 100℃. Une spécification correcte d'inductance prend ce facteur en compte dans la valeur du courant nominal.

Certains matériaux à base de poudres ont par conception une perméabilité qui « oscille » si bien qu'aux très faibles charges, l'inductance est bien plus élevée et par conséquent donne des courants d'ondulation très faibles qui aident à compenser le problème de stabilité lors des changements de mode mentionnés précédemment.

Les fiches techniques présentent aussi la résistance DC de l'inductance, responsable de chutes de tension et de dissipations. Cette valeur est généralement donnée pour 25℃ et peut augmenter ave c le coefficient de température du cuivre d'environ 0,4 % / ℃. A nouvea u, une spécification correcte d'inductance doit inclure cet effet dans l'intensité nominale.

La tension d'impulsion nominale d'une inductance est une spécification retenant peu l'attention. Dans les applications basse tension, elle n'a pas d'importance. Cependant, certains convertisseurs buck partent de la tension secteur redressée et l'abaissent jusqu'aux niveaux logiques, et l'inductance peut être confronté à des valeurs tournant autour de 400 V de bout en bout à haute fréquence. La construction de l'inductance devrait faire en sorte que la tension de rupture du fil soit appropriée, en particulier entre le début et la fin de la bobine, où les fils peuvent se croiser. Les ferrites MnZn sont essentiellement conductrices avec une résistivité typique de 1 à 10 Ωm et risquent de fournir un passage « caché » conduisant à la rupture. Les ferrites NiZn ont une haute résistivité, typiquement de 10^5 Ωm et sont utilisées pour les noyaux d'inductances cylindriques sans corps de bobine ; mais pour les applications haute tension, l'emploi d'un corps de bobine isolant est toujours recommandé. Si elle n'est pas indiquée dans la fiche technique de l'inductance, le fabricant devrait pouvoir fournir une spécification de tension d'impulsion nominale issue des tests de qualification du produit.

Une autre caractéristique à prendre en considération est la fréquence de résonance propre (SRF) de l'inductance, qui peut se situer aux alentours de quelques centaines de kHz pour les hautes inductances. La simulation de circuit devrait inclure la capacité des enroulements parallèles et la résistance DC pour plus de précision. Les fiches techniques indiquent l'inductance et la SRF, et capacité peut en être déduite à partir de la formule :

$$C = \frac{1}{4\pi^2 (SRF)^2 L}$$

Toute inductance est une source potentielle de radiation. Lorsque cela cause un problème, il est préférable de choisir un noyau toroïdal avec entrefer

distribué, comme la série 3200 de Murata Power Solutions. Un noyau cylindrique à ferrite comme la série 2800 est plus économique mais sa construction ouverte peut générer des problèmes de compatibilité électromagnétique. L'entrefer du noyau est donné par la distance entre les brides des corps de bobine à l'extérieur de l'enroulement. Certains fabricants fournissent des inductances dotées de manchons de ferrite optionnels formant écran, comme les modèles de la série 2300 de Murata Power Solutions présentés sur la figure 3. Si on s'arrange pour que le point « chaud » électrique de l'inductance soit le point de départ du bobinage, c'est-à-dire, celui sur la couche la plus interne, les couches qui l'entourent apportent une forme de blindage électrostatique naturel. Recherchez le point de marquage sur le corps de l'inductance pour indiquer quelle terminaison sert de point de départ. Il est aussi possible d'obtenir une forme de blindage magnétique en enroulant une « bande abdominale » de cuivre autour du composant, mais il est plus économique de choisir un composant conçu pour contenir les champs magnétiques.

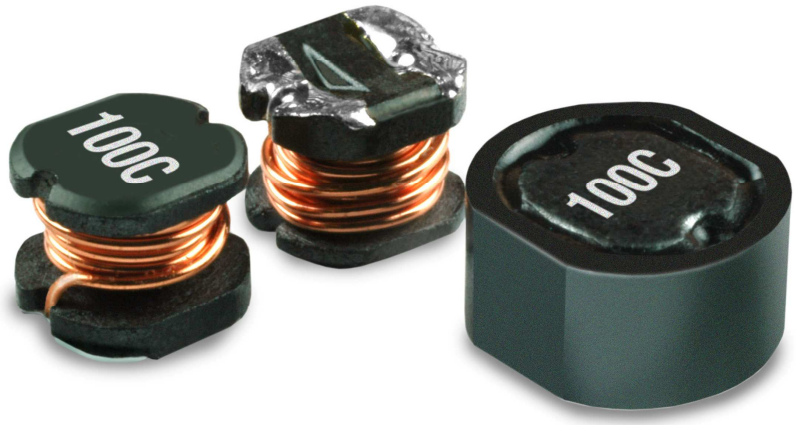


Figure 3. Exemple d'utilisation de manchons de ferrite avec la série 2300 de Murata Power Solutions

Des problèmes EMC ardus peuvent être résolus simplement par placement et orientation de l'inductance. Il est bon d'éviter d'avoir des pistes non blindées sous le composant. Souvenez-vous que les plans de masse en cuivre ne fournissent qu'un écran électrostatique, en offrant un chemin de traverse aux courants de couplage capacitifs. L'atténuation du couplage électromagnétique exige un écran en ferrite ou une bande de cuivre qui propose un « raccourci » efficace aux champs externes.

Un point intéressant est que la tension crête dans l'inductance, lorsque le commutateur principal S1 est ouvert, reste essentiellement constante vis-à-vis des variations de charge et de ligne dans un convertisseur buck ; aussi, lorsque vous ajoutez un enroulement supplémentaire à l'inductance et redressez la forme d'onde crête comme dans la figure 4, vous obtenez gratuitement un régulateur de tension basse tension isolé et semi-régulé !

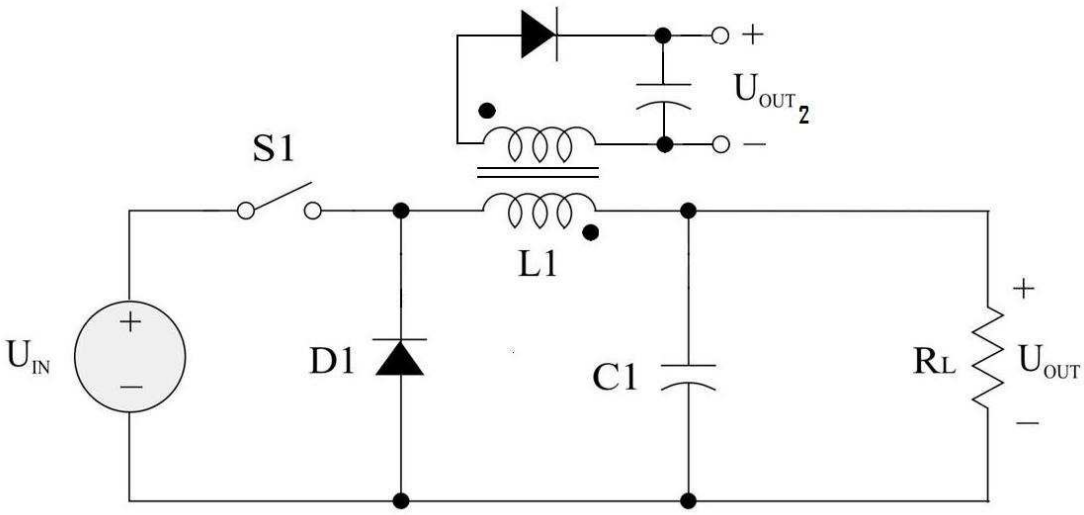


Figure 4. Génération d'une basse tension auxiliaire

Il reste finalement à choisir le style de montage. Il existe des composants traversants et à montage en surface, avec une variété de terminaisons incluant des versions pour environnements à fortes vibrations et des versions bas profil comme la série 277T de Murata Power Solutions montrée figure 5, de juste 1 mm de hauteur pour les applications les plus sensibles à l'espace.



Figure 5. Inductances à montage en surface de bas profil pour applications à contraintes d’espace

Paul Lee est Directeur de l’Ingénierie chez Murata Power Solutions à Milton Keynes (Royaume Uni depuis huit ans. Responsable de la conception des convertisseurs DC-DC isolés basse puissance et des composants magnétiques, il est titulaire d’une licence en électronique de l’Université de Kent et ingénieur diplômé.