

Electronique de puissance

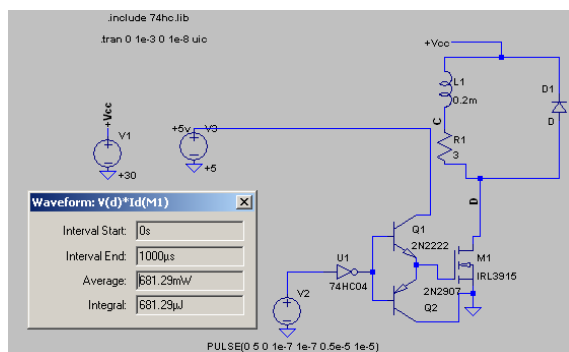
Interfaçage électrique

Commande d'un interrupteur à partir d'un signal logique

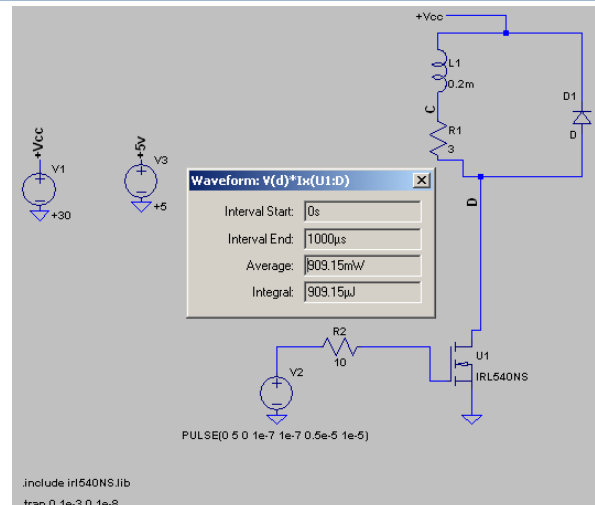
Le MOS doit dissiper en moyenne 5W. Monté sur un PCB, sa résistance thermique jonction-ambient étant de 50°C/W, on obtient une augmentation théorique de la température de la jonction de 250 °C (soit en environnement à 20°C un dépassement de 100°C par rapport aux conditions de fonctionnement maximum spécifiées).

L'échauffement s'explique par une commutation trop lente, qui s'explique par l'incapacité de la logique à fournir le courant nécessaire à faire commuter le MOS. La solution consiste à introduire un driver pour le MOS (ici via un NPN et un PNP).

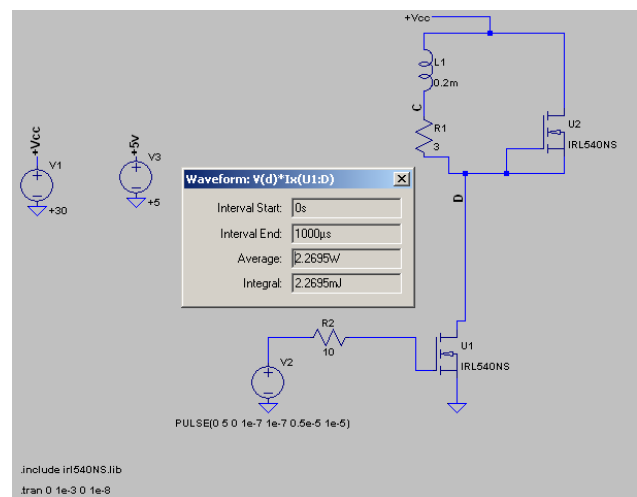
Avec cette solution, la consommation moyenne est réduite à 700mW.



Avec un modèle de composant fourni par le fabricant.

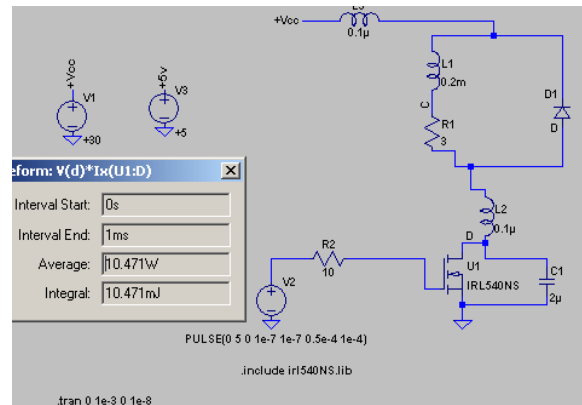
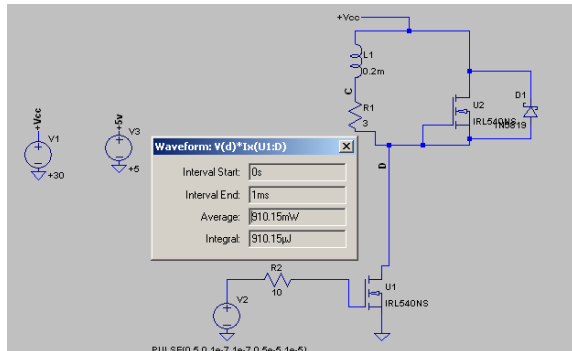


Pour un usage futur, on utilise un autre transistor à la place de la diode, en se servant de la diode intrinsèque du MOS pour faire diode de roue libre.



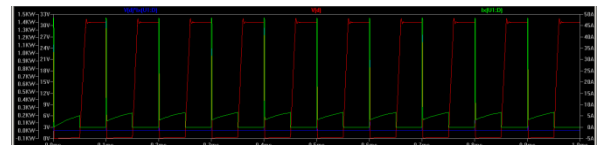
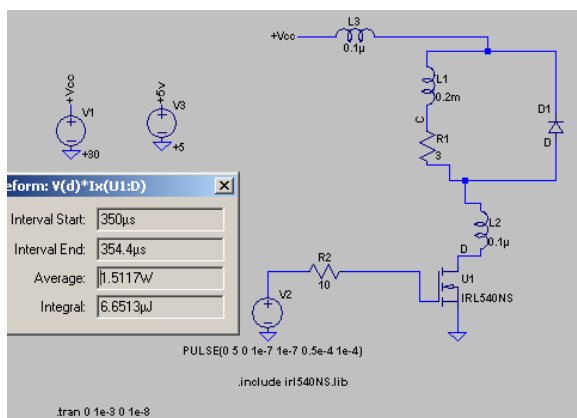
On constate une surconsommation, qui est due à la qualité inférieure de la diode intégrée au transistor.

On corrige le problème en ajoutant en parallèle une diode avec une faible accumulation de charge : une diode Schottky.



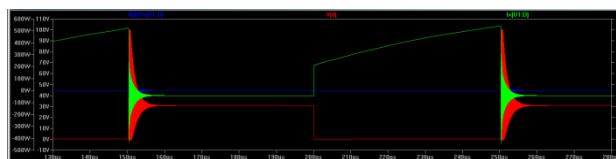
On tente de limiter ce phénomène en plaçant un condensateur en parallèle du MOS.

Inductances parasites du circuit



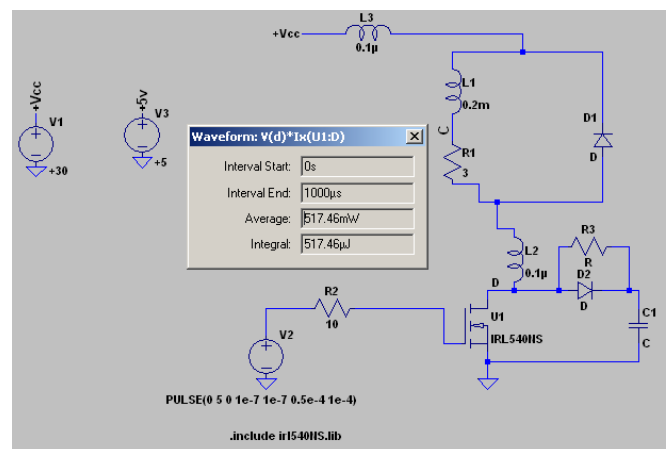
Plus on augmente le condensateur, plus on atténue les oscillations et le dépassement, cependant on n'élimine pas les pointes de courants, et on a plus de puissance à dissiper dans le MOS. Avec 2 µF, on limite la tension max à 33V, mais le courant oblige le MOS à dissiper 10W (au lieu de 1.5W précédemment)

Des inductances ont été ajoutées au schéma pour représenter l'inductance des pistes d'un circuit réel.



On constate des oscillations à chaque commutation, avec une tension Vds atteignant les 100V, avec Vcc = 30V.

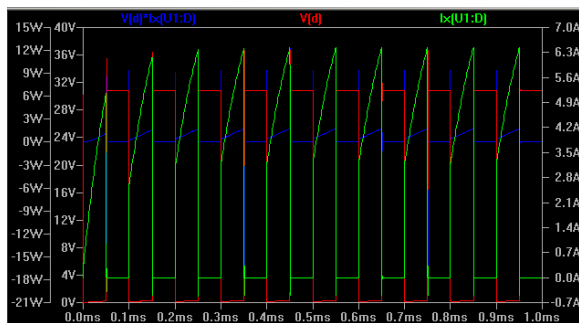
On met donc en place un circuit d'aide à la commutation plus évolué.



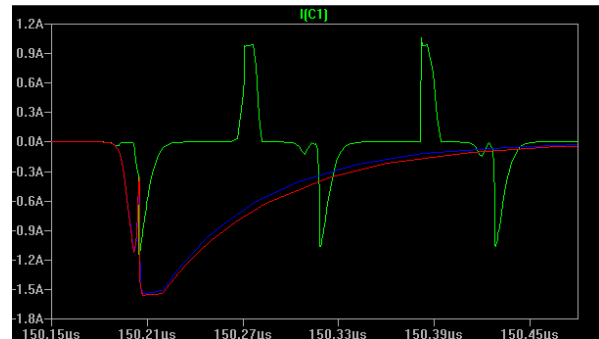
On limite à nouveau les sauts de tensions (la diode conduisant quand ils surviennent, permettant au condensateur de les lisser, et la résistance évite que le condensateur ne se décharge trop vite dans le MOS à la commutation suivante. La théorie demande de choisir des valeurs de R et C telles que

$$5RC < \alpha T$$

Cependant, à la simulation, des valeurs trop faibles ne semblent pas favorables à une bonne correction, et on a choisi $5RC = \alpha T$.



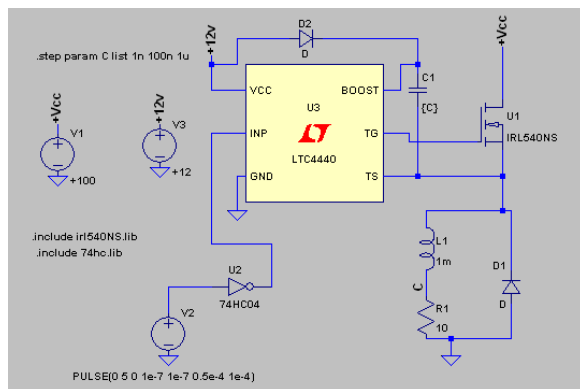
l'utilisation d'un condensateur céramique peu coûteux qui soit tout de même suffisant pour assurer un fonctionnement correct, on voit que 100n est donc correct.



La courbe verte correspond au condensateur de 1n qui n'emmagasine pas assez d'énergie. On voit au contraire que le condensateur de 1µ et de 100n emmagasine la même quantité donc on prend le plus petit des deux.

Montage BOOTSTRAP

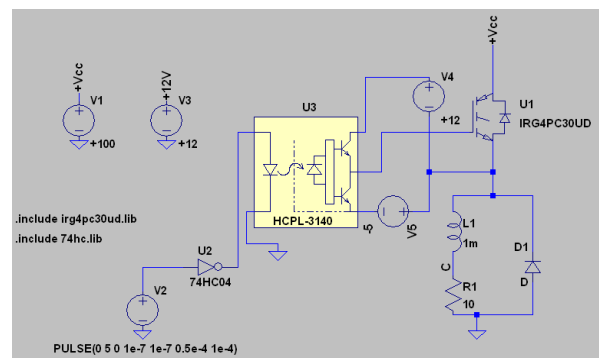
Le montage "Bootstrap" est très utilisé en industrie pour la commutation à de faibles et moyennes intensités.



Pour dimensionner le condensateur, on teste différentes valeurs : 1n, 100n et 1µ. On souhaite que le condensateur soit assez chargé pour permettre l'ouverture du MOS, et assez faible pour permettre

Opto-coupleur

Cette fois, nous utilisons à la place du "bootstrap", un montage à base d'opto-coupleur, qui permet une meilleure isolation électrique.



On souhaite avoir une alimentation flottante de 12V (flottante car l'on souhaite avoir 12V de plus qu'en sortie du MOSFET) et une alimentation négative de -5V afin d'assurer la stabilité lorsque le MOSFET est fermé.

Les alimentations V4 et V5 peuvent être recréées à partir d'alimentations à découpage comme on peut le voir sur le schéma suivant.

