

CHAPITRE I

FIL CONDUCTEUR

Avant d'entrer dans le vif du sujet, nous tenons à préciser la ligne directrice de cet ouvrage. Il est toujours bon de savoir par avance comment les idées vont s'enchaîner, en quoi elles consistent et ce qui en découle pour tirer le meilleur parti d'un document. Nous proposons les idées-forces sous la forme d'un résumé qui reprend l'ordre des chapitres :

Chapitre II : Cadre de la conversion continu / continu

Les convertisseurs continu / continu sont pratiquement les seuls à mettre en œuvre des transformateurs et autres coupleurs, jamais de manière évidente. C'est pourquoi nous limitons ce livre au cadre de la conversion continu / continu. Le *chapitre II* est consacré à la présentation des grands principes de conversion, depuis les bases jusqu'à la commutation douce. Il y est démontré que tous les convertisseurs reposent sur un principe unique basé sur l'utilisation d'une « cellule de commutation ». Cette cellule sert à construire les six structures fondamentales de la conversion continu / continu : l'abaisseur (buck), l'élévateur (boost), l'inverseur (buck-boost), les structures sepic, zeta et de Ćuk. Insérer un transformateur dans chacune de ces structures est souvent indispensable et toujours possible d'une manière ou d'une autre. Cela mène à six familles de conversion dont chaque membre présente des caractéristiques qui lui sont propres. Par ailleurs, la tendance étant d'augmenter la fréquence de découpage afin d'alléger les convertisseurs, il est nécessaire de limiter les pertes par commutation dans les semiconducteurs. Pour cela, tous les convertisseurs peuvent être aménagés pour assurer des « commutations » douces. La commutation douce « à zéro de tension » apparaît comme la plus performante et se décline en de nombreuses variantes.

Chapitre III : Magnétisme et électronique de puissance

Nous avons volontairement retenu peu de lois et de définitions de l'électromagnétisme pour décrire les composants magnétiques ; suffisamment toutefois pour analyser le fonctionnement et le rôle des inductances et des transformateurs dans le cadre de l'électronique de puissance ainsi que pour dimensionner tel ou tel convertisseur. Il est souvent difficile de faire cohabiter un transformateur et des semiconducteurs au sein d'un convertisseur : par nature un transformateur fonctionne en régime alternatif alors que le convertisseur considéré est de type continu / continu (deux fois le mot « continu ») ! Des solutions électroniques existent mais il reste des précautions à prendre. De plus, un matériau magnétique présente de nombreuses imperfections : non-linéarités, hystérésis, saturation et pertes. Ces imperfections se traduisent toujours par un surdimensionnement des convertisseurs et une limitation de leurs performances. Différents procédés sont mis à profit par les fabricants pour limiter les pertes autant que possible dans les divers matériaux. La méthode de caractérisation des imperfections gênantes pour l'électronique de puissance est cependant unique.

Chapitre IV : Matériaux magnétiques dédiés à l'électronique de puissance

Nous proposons une méthode de classification des matériaux magnétiques. Elle est basée sur un paramètre défini comme le produit de la fréquence d'utilisation et de l'amplitude d'induction admissible à cette fréquence. Ce « facteur de mérite » tient compte des limites de tout matériau en regard du risque de saturation et des pertes. Le matériau dont le facteur de mérite est le plus élevé à une certaine fréquence permet une réalisation la plus compacte à

cette fréquence. Évalué en fonction de la fréquence pour chaque matériau commercialisé, ce facteur permet donc de sélectionner le plus à même de remplir une fonction donnée. Les matériaux dédiés à l'électronique de puissance couvrent une gamme de fréquence allant de quelques kilohertz à quelques mégahertz : fer-silicium, fer-nickel, amorphes à base de fer ou de cobalt, nanocristallins, ferrites manganèse-zinc ou nickel-zinc, fer-carbonyle... Outre la plage optimale de fréquence pour un matériau donné, d'autres caractéristiques font la différence et sont exploitées : la forte perméabilité pour les filtres de mode commun, la faible perméabilité pour les filtres de mode différentiel ou les circuits résonnants, la non-linéarité pour les inductances réglables ou saturables...

Chapitre V : Dimensionnement des transformateurs

Nous proposons d'abord une vingtaine de fiches de calcul relatives à autant de convertisseurs classiques. Ces fiches permettent de calculer les contraintes imposées aux principaux composants d'un convertisseur donné dans le cadre de l'application typique suivante : régulation de tension et limitation de courant en sortie, tension variable en entrée. Les valeurs efficaces des courants et l'amplitude de l'induction dans le transformateur comptent parmi ces contraintes et nous permettent de définir un « facteur de dimensionnement » propre à un convertisseur donné. Les dimensions et la masse du transformateur sont directement liées à ce facteur de dimensionnement, au facteur de mérite du matériau magnétique, à un facteur de mérite du bobinage, et évidemment à la puissance du convertisseur. La même relation entre ces grandeurs s'applique à tout convertisseur qui ne fait pas l'objet d'une fiche mais relève toujours d'une démarche analogue. Tous les convertisseurs peuvent donc être comparés suivant leur facteur de dimensionnement. Pour finaliser la conception du transformateur, il est nécessaire de fixer l'amplitude de l'induction et la densité de courant. Ces deux paramètres déterminent avec la fréquence les pertes dans le circuit magnétique et le bobinage. Leur calcul dépendant de l'échauffement admissible pour ces deux parties, un modèle thermique simple est proposé afin de rendre compte des échauffements en fonction des pertes.

Chapitre VI : Bobinage des inductances et transformateurs

La méthode de dimensionnement proposée précédemment suppose une répartition uniforme du courant dans la section des conducteurs formant les enroulements. Or cette hypothèse est loin d'être évidente à la fréquence de découpage. « L'effet de peau » repousse les courants du centre vers la périphérie des conducteurs ; « l'effet de proximité » provoque des courants induits et des pertes supplémentaires dans tous les conducteurs électriques. Les principes physiques entrant en jeu sont analysés de manière qualitative car il est toujours important de cerner l'origine des problèmes pour être en mesure de proposer des améliorations. Partant de là, les fondements d'un modèle mathématique, son exploitation et ses implications sont proposés. Le modèle permet de calculer la répartition de courant et les pertes dans des conducteurs minces tels que des feuillards de cuivre. Le fil de Litz est un autre type de conducteur envisageable et fait l'objet d'un autre chapitre. L'exploitation du modèle permet d'énoncer certaines règles de bobinage et aboutit logiquement au transformateur « planar » qui utilise souvent, mais pas seulement, des pistes de PCB comme enroulements.

Chapitre VII : Enroulements de type planar ou feuillard

Différents modes de bobinage impliquent des connexions de bobines en parallèle et/ou en série dans un transformateur. Ainsi, avant même de déterminer la répartition du courant dans la section d'un conducteur et ses conséquences sur les pertes, il est nécessaire de déterminer le courant dans chaque spire et, pour cela, la tension aux bornes de chacune. Dans certaines

configurations, la méthode de calcul des pertes exposée au chapitre précédent est facilement exploitable. Il faut pour cela que tous les courants puissent facilement être évalués en exploitant certaines symétries ou approximations. Dans d'autres cas, l'évaluation des courants n'est pas évidente. Tout dépend si les enroulements sont imbriqués et comment ils le sont, si un entrefer existe, si un troisième enroulement peut être parcouru par un courant quelconque... Un complément d'analyse mathématique est proposé pour couvrir ces différentes situations mais les résultats ne sont pas exploitables simplement. C'est pourquoi un programme de calcul s'impose. Nous proposons un programme qui pourra être envoyé gratuitement sur demande : daniel.sadarnac@orange.fr

Chapitre VIII : Enroulements en fil de Litz

Dans certaines réalisations, un flux magnétique mal canalisé tend à traverser les conducteurs en feuillard ou les pistes d'un PCB sans rester confiné dans leur épaisseur. C'est notamment le cas à proximité d'un entrefer, dans les systèmes sans circuit magnétique ou avec très large entrefer comme les inductances et transformateurs à air ainsi que les coupleurs magnétiques. Le fil de Litz semble alors plus approprié. Il ne résout pourtant pas tous les problèmes de pertes. Chaque brin d'un fil de Litz est soumis à l'influence des autres brins, des autres spires et des autres enroulements par l'effet de proximité. Par rapport au feuillard dans lequel la densité de courant n'est pas uniforme, l'avantage d'un fil de Litz correctement réalisé se situe dans une répartition équitable du courant entre brins ; mais pas forcément dans la section d'un brin. Une modélisation mathématique simple des pertes est proposée. Nous retrouvons ainsi certaines règles de bobinage énoncées à propos des feuillards de cuivre ou des PCB.

Chapitre IX : Concept d'inductance de fuite

Un circuit magnétique sert à canaliser un flux magnétique. Toutefois, une partie du flux s'échappe toujours. D'autres flux n'empruntent même pas le circuit. Ces fuites se situent autour et à l'intérieur des conducteurs car elles sont provoquées par les courants électriques. Elles sont modélisables par des inductances dans divers schémas équivalents. Les inductances de fuite conduisent notamment à des surtensions locales, une chute de tension en sortie et des pertes dans la plupart des convertisseurs. Il est important de les prévoir. Nous proposons une méthode d'évaluation et la comparaison des inductances de fuite pour différentes structures de transformateurs, essentiellement à partir de données géométriques. Le modèle proposé s'avère particulièrement précis. Une conclusion s'impose : tout moyen qui vise à réduire les pertes dans le bobinage permet aussi de réduire les fuites magnétiques. Plutôt que de minimiser une inductance de fuite, il est parfois préférable de la mettre à profit. C'est une autre logique ! Une inductance de fuite peut notamment être associée à un condensateur pour constituer un circuit résonnant dans certains convertisseurs à commutation douce.

Chapitre X : Schéma équivalent généralisé

Le chapitre précédent traite des transformateurs à deux enroulements. Dans bien des cas, le transformateur doit posséder davantage d'enroulements. En outre, nous avons supposé une densité de courant homogène dans les conducteurs et nous n'avons pas pu tenir compte de la répartition réelle du courant entre bobines en parallèle. Nous n'avons pas envisagé d'entrefer non plus. Le schéma équivalent obtenu précédemment ne peut donc pas toujours refléter la réalité. Pour le rendre d'usage plus général, deux difficultés sont à surmonter : déterminer la forme générique du schéma et la méthode de calcul des paramètres de ce schéma. Nous avons donc d'abord démontré que le schéma équivalent classiquement utilisé à propos des transformateurs à deux enroulements n'est pas extrapolable à davantage d'enroulements puis

nous avons proposé un nouveau schéma. La détermination des valeurs à porter sur ce schéma peut se faire grâce à des mesures à l'aide d'un analyseur d'impédances (si le transformateur est déjà réalisé). Elle peut aussi se faire par le calcul à partir de simples données géométriques ; le programme de calcul développé au *chapitre VII* a été complété pour cela.

Chapitre XI : Dimensionnement des inductances

Les inductances ciblées sont celles qui participent aux fonctions de filtrage et aux circuits résonnants. Dans les filtres, certaines inductances sont en « première ligne », face au découpage ; d'autres font partie des « lignes arrière ». Il va sans dire que les inductances en première ligne, plus sollicitées que les autres, sont les plus volumineuses, les plus lourdes, les plus coûteuses. Il existe une relation entre leur encombrement et la topologie du convertisseur comme il en existe une à propos des transformateurs (*chapitre V*). Nous proposons une comparaison des convertisseurs selon la masse des inductances en première ligne et une autre selon la masse totale comprenant celle du transformateur. Une inductance se réalise à partir d'un tore à faible perméabilité ou d'un circuit à entrefer. Dans le premier cas, le bobinage est difficile à effectuer mais le rayonnement magnétique est minimal. Dans le second cas, c'est l'inverse. La forme torique permet aussi la réalisation d'inductances « à air ».

Chapitre XII : Des perspectives pour le couplage magnétique

La montée en fréquence des convertisseurs se heurte à différentes limites technologiques. Les semiconducteurs progressent, notamment avec les transistors GaN et SiC, les techniques de bobinage planar s'améliorent et s'imposent souvent, les circuits magnétiques s'y sont adaptés mais leurs matériaux ont relativement peu évolué ; d'où l'idée qui se répand de supprimer les circuits magnétiques ! Dans les transformateurs tournants, la suppression partielle du circuit est déjà acquise puisqu'un entrefer est nécessaire entre la partie mobile et la partie fixe. Un coupleur magnétique à distance comporte un entrefer bien plus important encore. Dans tous ces cas, il s'agit d'éviter tout rayonnement magnétique prohibitif, de maintenir un couplage suffisant entre enroulements et de conserver une inductance de magnétisation acceptable par le convertisseur. À travers trois exemples d'actualité, ce chapitre développe différents concepts de notre cru pour respecter ces impératifs : un coupleur inductif destiné à transférer l'énergie nécessaire à un véhicule électrique en mouvement, un transformateur tournant sans rayonnement dans son axe et le transformateur à air d'un convertisseur à fréquence élevée.

Chapitre XIII : Des perspectives pour les convertisseurs

Nos travaux de recherche étant très orientés vers le transfert d'énergie sans contact, notamment vers les véhicules électriques, nous avons dû concevoir de nouveaux types de convertisseurs capables de délivrer une tension stable avec un bon rendement malgré un couplage magnétique très faible et même variable au cours du temps. C'est ainsi que nous avons mis en évidence et exploité certaines propriétés de symétrie : symétrie dans la structure des convertisseurs et symétrie temporelle dans la commande des transistors. Ces nouveaux concepts mènent à des convertisseurs réversibles dans les échanges d'énergie, capables de « recopier » automatiquement la tension d'entrée en sortie sans capteur ni échange d'information, dont les commutations sont douces et les pertes minimales. Il se trouve que ces concepts sont applicables aux convertisseurs traditionnels utilisant un véritable transformateur en lieu et place du coupleur. Adaptés au coupleur, ils sont bien sûr adaptés au transformateur à air et au transformateur tournant. En outre, le concept de recopie permet de minimiser la masse du transformateur, au prix toutefois d'une complexité accrue du convertisseur.

CHAPITRE II

CADRE DE LA CONVERSION CONTINU/CONTINU

La discipline « électronique de puissance » traite de la conversion de l'énergie électrique. Un « convertisseur » sert à alimenter en énergie un système électrique, généralement par une tension continue ou alternative, à partir d'une source d'énergie disponible. Le système alimenté, placé en « sortie » du convertisseur, constitue la « charge » ; il peut s'agir d'un moteur, d'une carte électronique, d'une batterie à recharger... La « source », connectée en « entrée », peut être le réseau alternatif public, une batterie... Selon la nature, continue ou alternative, de la source et de la charge, quatre types de conversion se justifient : continu / continu, continu / alternatif, alternatif / continu, alternatif / alternatif. La terminologie, variée, dépend des fonctions spécifiques : alimentations à découpage, onduleurs, variateurs, redresseurs, correcteurs de facteur de puissance, filtres actifs, cycloconvertisseurs, amplificateurs à découpage... Ce livre est orienté vers la conversion continu/continu qui peut être considérée comme brique élémentaire des fonctions réalisables. C'est dans ce cadre que le concepteur rencontre le plus d'obstacles, notamment à cause des composants magnétiques.

1. INTÉRÊT ET CONTRAINTES DU DÉCOUPAGE

Pour l'essentiel, l'électronique de puissance repose actuellement sur le découpage. Il n'en a pas toujours été ainsi. Il est intéressant de remonter aux sources pour mieux comprendre les différents organes d'un convertisseur actuel. Les schémas qui suivent vont ainsi être progressivement complétés pour aboutir à un convertisseur répondant à certaines exigences.

1.1 Point de départ : le « régulateur de tension »

La tension délivrée par un convertisseur à sa charge doit normalement être assez précise. Parfois, elle doit être réglable, par exemple pour ajuster la vitesse d'un moteur ou le courant de charge d'une batterie. Fixe ou réglable, elle doit être contrôlée en permanence car elle a tendance à varier avec la tension d'entrée qui est rarement stable et avec le courant de sortie qui se modifie avec la charge. Au moins pour cette raison, l'automatique est toujours associée à l'électronique de puissance. Un correcteur, au sens de l'automatique (PI, PID...), est ainsi amené à agir sur le convertisseur pour en modifier le débit. Pour cela, le convertisseur doit être réglable. La *figure 2.1* fournit un exemple classique. Tout y est : la source d'énergie sous la forme d'une source idéale de tension, la charge symbolisée par un rectangle, le convertisseur continu/continu réglable qui se résume ici à un transistor MOSFET ; ce pourrait être un IGBT ou tout autre composant capable de contrôler le débit de la source vers la charge. Dans les débuts de l'électronique, cette fonction était dévolue à des tubes à vide.

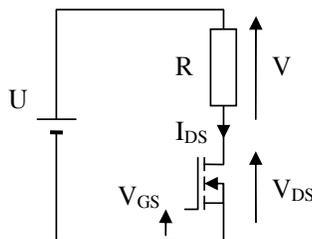


Figure 2.1 : Schéma de principe d'un « régulateur de tension »

Un état de l'art en matière de transistors et de diodes est proposé au *paragraphe 5* de ce chapitre. Les différentes courbes de la *figure 2.2* sont caractéristiques du MOSFET. Toute modification de la tension V_{GS} (entre grille et source) change la relation entre le courant I_{DS} et la tension V_{DS} (entre drain et source), ce qui constitue le moyen d'action sur le convertisseur. Des courbes de formes similaires sont observables dans le cas de l'IGBT (paramétrées par la tension entre grille et émetteur) et du transistor bipolaire (paramétrées par le courant dans la base). La droite « de charge », tracée sur la même figure, suppose une charge purement résistive R (pour simplifier) ; elle traduit la loi de fonctionnement du circuit électrique :

$$V_{DS} + R \cdot I_{DS} = U$$

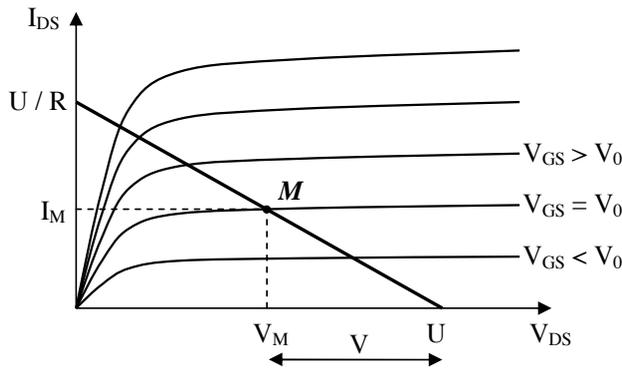


Figure 2.2 : Courbes caractéristiques du MOSFET et droite de charge

Le point de fonctionnement M correspond à l'intersection de la droite de charge et de la courbe caractéristique du transistor pour une tension V_{GS} donnée (V_0). La tension V_{DS} est ainsi fixée (V_M) ; la tension de sortie V l'est également ($U - V_M$). Toute modification de V_{GS} entraîne une variation de V , dans un sens comme dans l'autre. C'est ainsi que la tension peut aisément être réglée aux bornes de la charge avec d'excellentes performances, tant au niveau de la précision qu'à celui de la rapidité de réponse à des perturbations (à-coups de charge...).

Le convertisseur ainsi constitué est pourtant peu utilisé parce qu'il présente un inconvénient majeur : les pertes énergétiques peuvent être élevées (le rendement est donc limité) car la tension V_{DS} aux bornes du transistor correspond toujours à la différence entre la tension U imposée en entrée et la tension V souhaitée en sortie et parce que le transistor est parcouru par le même courant I_{DS} que la source et la charge. Les pertes et le rendement s'expriment par :

$$\text{Pertes} = V_{DS} \cdot I_{DS} = (U - V) \cdot I_{DS} \quad \text{Rendement} = \frac{V \cdot I_{DS}}{U \cdot I_{DS}} = \frac{V}{U}$$

Le rendement est donc d'autant plus mauvais que la tension visée en sortie est faible par rapport à la tension d'entrée. De plus, un système de refroidissement éventuellement coûteux et encombrant s'avère ainsi nécessaire pour évacuer les pertes du transistor.

1.2 Le découpage

L'unique objectif du découpage est de réduire les pertes à évacuer, ce qui revient à améliorer le rendement de conversion. Le principe du découpage peut être exposé en conservant le schéma électrique de la *figure 2.1*. Il s'agit de ne pas imposer simultanément une tension et un

courant significatifs au transistor. L'idée repose sur la possibilité de faire fonctionner le transistor dans deux modes particuliers menant aux deux points M_1 et M_2 de la *figure 2.3* :

- Blocage : le courant est nul dans le drain du MOSFET (transistor pris à titre d'exemple) lorsque la tension V_{GS} devient inférieure à la tension V_P dite de « pincement » (par exemple pour $V_{GS} = 0$). Le point de fonctionnement est alors M_1 et le transistor se comporte comme un interrupteur ouvert, donc sans perte.

- Saturation : la tension V_{DS} chute jusqu'à presque s'annuler (V_{SAT} : de quelques dixièmes de volt à 1 ou 2 V) à condition d'augmenter suffisamment la tension V_{GS} par rapport à la tension de pincement (5 à 10 V suffisent généralement). Le point de fonctionnement est alors M_2 et le MOSFET saturé se comporte pratiquement comme une résistance de faible valeur, presque comme un interrupteur fermé, ce qui mène à de faibles pertes « par conduction ».

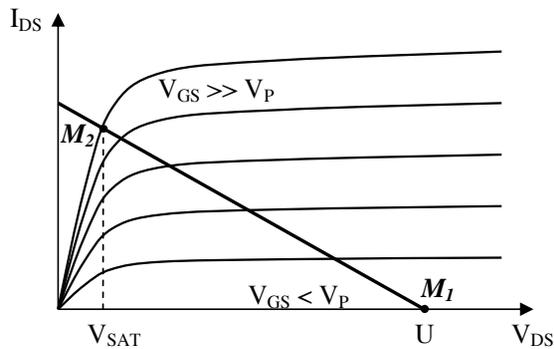


Figure 2.3 : Découpage obtenu par blocage (M_1) et saturation (M_2) du transistor

Il est donc possible de faire fonctionner un transistor comme un interrupteur en agissant sur son électrode de commande. Le découpage consiste à fermer et ouvrir périodiquement l'interrupteur. Cela mène (*figure 2.4*) à une forme rectangulaire de la tension V , de valeur moyenne $\langle V \rangle$, aux bornes de la résistance de charge. La *figure 2.4* permet de définir :

- Le « rapport cyclique » : τ
- La fréquence de découpage : $1/T$

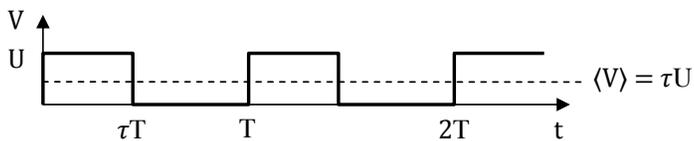


Figure 2.4 : Effet du découpage

1.3 Le filtre de sortie

Le découpage a été introduit pour minimiser les pertes énergétiques mais, en présence du découpage, aucune tension ni aucun courant ne peut plus être considéré comme continu. Cela se traduit notamment par des perturbations électromagnétiques et par une moindre qualité de la tension de sortie (*figure 2.4*). L'énergie fournie à la charge est réglable par le rapport

cyclique, ce qui laisse entrevoir des applications (chauffe-eau, variateur de lumière...). Par contre, le convertisseur ne peut évidemment pas être considéré comme de type continu / continu. Il est rarement exploitable sous cette forme.

La valeur moyenne $\langle V \rangle$ de la tension de sortie n'est pourtant pas nulle et peut être réglée par action sur le rapport cyclique. L'idéal serait d'éliminer toutes les composantes harmoniques de la tension V pour n'appliquer que sa valeur moyenne à la charge. D'où l'idée du filtre passe-bas. Le découpage implique donc l'emploi d'un « filtre de sortie ». Malheureusement, un filtre passe-bas ne fait qu'atténuer les composantes spectrales d'un signal sans les éliminer totalement. Sa fréquence de coupure doit être choisie suffisamment inférieure à la fréquence de découpage (première composante harmonique) pour que « l'ondulation résiduelle » de la tension de sortie soit acceptable ; acceptable mais jamais nulle.

En théorie, la réalisation d'un filtre passe-bas peut faire appel à des résistances, condensateurs et inductances. L'électronique de puissance rejette autant que possible l'usage de résistances à cause des pertes « par effet Joule » qui leur sont associées. Un filtre de type LC (le plus courant) est donc introduit dans le schéma (encore incomplet) de la *figure 2.5*, en amont de la charge. Le filtre de sortie est parfois plus complexe pour davantage d'efficacité, parfois plus simple se réduisant à une inductance en série avec la charge. Ce dernier cas correspond en particulier à l'alimentation de moteurs ou autres actionneurs électromécaniques qui peuvent fonctionner dans des conditions acceptables avec une moindre qualité de courant. L'inductance peut même être supprimée si la charge est elle-même suffisamment inductive.

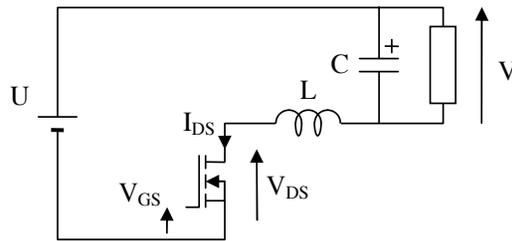


Figure 2.5 : Mise en place d'un filtre de sortie (schéma encore incomplet)

1.4 La diode de roue libre

Le filtre de sortie fait obligatoirement intervenir une inductance qui se retrouve en série avec le transistor. Or celui-ci agit comme un interrupteur : à la fermeture, un courant s'établit dans l'inductance ; à l'ouverture, le courant préexistant s'interrompt brutalement. L'inductance réagit au blocage du transistor par une surtension $L \, dI_{DS} / dt$ qui est appliquée aux autres composants. Le transistor est systématiquement détruit. Ce schéma n'est donc pas viable. Moyennant quelques aménagements, le principe peut être retenu pour l'allumage électronique ou l'alimentation des clôtures électriques... mais pas pour les convertisseurs !

Pour éviter toute surtension, il faut assurer la continuité du courant dans l'inductance. Le schéma de la *figure 2.6* fait appel pour cela à une « diode de roue libre ». Cette diode est bloquée lorsque le transistor est saturé, car soumise à une tension inverse. Durant ce temps, tout se passe comme précédemment, en l'absence de la diode, et un courant I s'établit dans l'inductance. Mais cette fois-ci, lors du blocage du transistor, le courant I peut se prolonger, l'inductance forçant la diode à conduire sans provoquer de surtension. Le courant se prolonge grâce à la diode comme le mouvement d'un vélo se prolonge grâce à la *roue libre*.