

Cadre de l'étude

1. Introduction

Le but de ce chapitre est double. Il permettra tout d'abord d'introduire les notions et généralités utiles à la compréhension du reste du mémoire. Il permettra également, dans un second temps, de définir de manière précise les contraintes imposées au système de variation de lumière. Ainsi, nous définirons les limites de puissance du variateur, le type de charge commandée et le type d'interrupteur de puissance utilisé.

Dans un premier temps, l'état de l'art des systèmes de variation de lumière sera exposé. Les contraintes imposées par les normes de compatibilité électromagnétique seront listées et les différentes alternatives techniques permettant de répondre à celles-ci seront présentées. Enfin, les différents types de lampes rencontrés dans le grand public seront répertoriés. Nous détaillerons leur principe de fonctionnement ainsi que les contraintes induites pour le variateur de lumière.

Dans un second temps, le principe de fonctionnement des interrupteurs statiques dont nous avons contrôlé les formes de commutation au cours de notre étude sera exposé. La structure interne des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et celle des MBS (Mos Bidirectional Switch) seront comparées et nous listerons les avantages offerts par ces derniers dans les applications secteur.

2. Le système 'Variateur de lumière'

2.1 Introduction

Les variateurs de lumière monophasés connectés au secteur ont connu un fort développement au cours des années quatre vingt grâce à la démocratisation des luminaires d'intérieur à lampe halogène. D'autre part, leur utilisation pour modifier l'ambiance lumineuse s'est également répandue et ils sont devenus une partie intégrante de la décoration intérieure. Si les variateurs de lumière sont des montages aujourd'hui éprouvés, les fabricants tentent toujours de les améliorer. Ces améliorations passent notamment par la miniaturisation du système afin de l'intégrer aux interrupteurs muraux (variateurs muraux). Le maintien de pertes faibles et la diminution des coûts sont alors des contraintes majeures pour le variateur. A ces contraintes s'ajoute la nécessité pour les variateurs de s'adapter au nombre grandissant de charges différentes utilisées dans le grand public. Notre étude s'inscrit directement dans ces préoccupations et porte plus principalement sur les deux premiers points soulevés. Nous allons présenter ici, le principe de fonctionnement des variateurs de lumière actuellement sur le marché.

2.2 Etat de l'art

Les variateurs de lumière généralement connectés au réseau sont basés sur le principe de la conversion alternatif/alternatif directe par gradateur [1]. L'énergie fournie à la charge est ainsi contrôlée en faisant varier la durée de conduction de l'interrupteur de puissance. L'interrupteur utilisé doit pour ce faire être bidirectionnel en tension et en courant (il doit être capable de bloquer des tensions positives et négatives et de conduire des courants positifs et négatifs).

Le TRIAC (TRIode for Alternating Current) est l'interrupteur statique le plus souvent utilisé dans les variateurs de lumière faible coût (Figure 1-1). Le TRIAC est un interrupteur de puissance bidirectionnel en tension et en courant, commandable à la fermeture et à ouverture spontanée. Il peut être commodément représenté par l'association en anti-parallèle de deux thyristors commandés par la même gâchette, bien que ce schéma soit légèrement éloigné de la réalité physique [2].

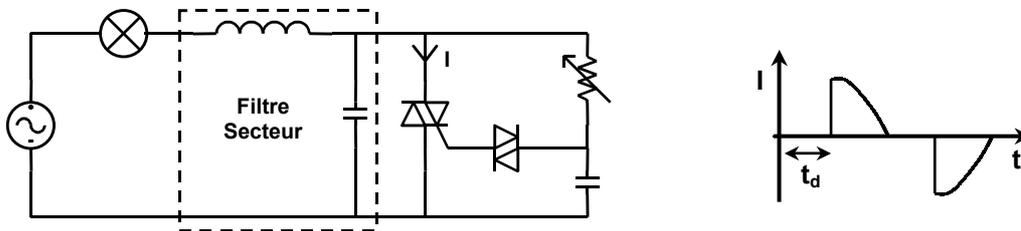


Figure 1-1 : variateur de lumière à TRIAC et forme du courant consommé

Dans ce type de variateur, le contrôle de la puissance fournie à la charge est réalisé par modification du retard à l'amorçage de l'interrupteur. La commande la plus simple est obtenue classiquement en utilisant une capacité, un DIAC (Diode for Alternating Current) et un potentiomètre. Le potentiomètre permet de faire varier la constante de temps de la charge du condensateur. Lorsque la tension aux bornes de celui-ci dépasse le seuil de déclenchement du DIAC, un courant I_G circule dans la gâchette du TRIAC et l'amorce. Le TRIAC s'ouvre spontanément à la fin de la demi-alternance lorsque le courant circulant dans la charge devient inférieur à son courant de maintien.

L'utilisation des TRIAC dans les variateurs de lumière impose l'utilisation d'une commande par retard à l'amorçage. Ce type de commande présente l'inconvénient, nous le verrons plus loin, de n'être utilisable que pour le contrôle des charges résistives ou inductives. En effet, l'amorçage du TRIAC sur une charge capacitive (lampe CFL, transformateur électronique) ne peut se faire qu'à une tension réseau faible ($t_d \approx 0$ ms), sous peine de voir circuler un courant élevé lié à la charge de la capacité lors de l'amorçage, rapide, du TRIAC.

D'autre part, la compatibilité électromagnétique du variateur de lumière à TRIAC ne peut être assurée que par l'utilisation d'un filtre secteur assez volumineux. Ce filtre a pour but de lisser les courants et tensions d'entrée du variateur.

Dans les variateurs de lumière plus évolués, les TRIAC sont très souvent remplacés par des composants à grille isolée (MOS, IGBT) associés deux par deux afin de réaliser l'interrupteur

bidirectionnel en tension et en courant (Figure 1-2). Cependant, la chute de tension à l'état passant de l'interrupteur est augmentée puisqu'elle résulte de la mise en série d'au moins deux composants de puissance. Ceci entraîne une augmentation des pertes. Celle-ci est bien souvent jugulée en utilisant des composants ayant un calibre en courant plus élevé que nécessaire (*i.e.* une surface active plus importante), ce qui entraîne une augmentation du prix de la solution.

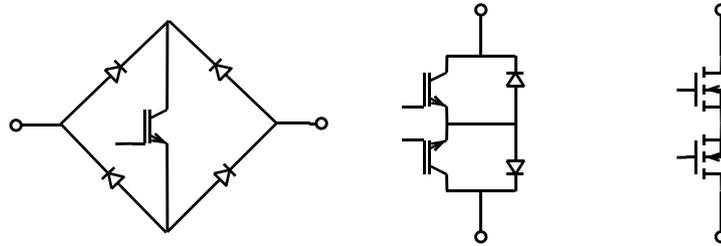


Figure 1-2 : associations de composants de puissance permettant de réaliser la fonction 'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant'

L'interrupteur réalisé étant commandable à l'ouverture et à la fermeture, de nouvelles possibilités de commande s'offrent aux concepteurs. Ainsi, la commande par retard à l'amorçage déjà utilisée par les variateurs à TRIAC peut être remplacée par une commande par retard à l'ouverture. Dans celle-ci, l'interrupteur statique est amorcé au zéro de tension secteur et l'instant d'ouverture de celui-ci est commandable (Figure 1-3-b). Cette méthode de commande a l'avantage d'élargir le champ d'application des variateurs de lumière aux charges à comportement capacitif (lampes à 'économie d'énergie' et 'transformateurs électroniques') puisque l'amorçage se produit pour une tension nulle.

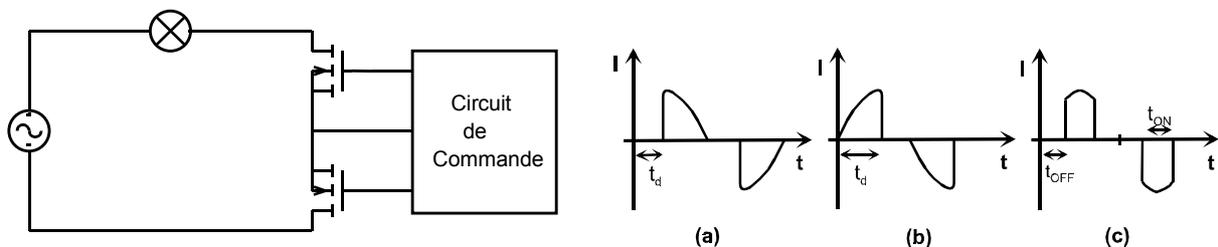


Figure 1-3 : variateur de lumière à transistor MOS et courant consommé en fonction du type de commande utilisé : retard à l'amorçage (a) ; retard à l'ouverture (b) ; recentrage de phase (c)

L'adaptation du mode de commande de l'interrupteur statique à grille isolée permet à celui-ci de contrôler la puissance fournie à des charges inductives, résistives et capacitives et de réaliser ainsi un variateur de lumière universel. Ce type de variateur est, malgré sa complexité et son coût, de plus en plus utilisé de par le nombre croissant de charges capacitives à commander. D'autre part, nous verrons que l'utilisation de MOS ou d'IGBT permet également de faciliter la gestion de la compatibilité électromagnétique du système. Le filtre secteur nécessaire au respect des normes CEM pour les variateurs de lumière à TRIAC peut être enlevé, ce qui facilite grandement la réalisation de variateurs de lumière muraux.

2.3 Les contraintes CEM des variateurs de lumière

Tout système électronique mis sur le marché doit satisfaire à une liste de contraintes normatives qui visent à assurer la compatibilité des systèmes avec leur environnement et la sécurité de l'utilisateur. Notre étude a porté principalement sur le respect des normes de compatibilité électromagnétique pour les variateurs de lumière. Nous allons lister ici ces normes, les contraintes qu'elles imposent, les moyens généralement employés pour les satisfaire et les méthodes de mesure utilisées.

2.3.1. Exigences de compatibilité électromagnétique relatives aux variateurs de lumière

Comme tout système électronique, les variateurs de lumière doivent respecter certaines normes de compatibilité électromagnétique afin d'être commercialisables sur le marché Européen (marquage 'CE'). Les normes de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) ont pour but de permettre aux appareils électroniques réunis au sein d'un même environnement électromagnétique de cohabiter de manière harmonieuse. A ce titre, les appareils mis sur le marché doivent être capables de supporter les perturbations électromagnétiques générées par leur entourage. Ils doivent également générer des niveaux de perturbations électromagnétiques limités afin de ne pas gêner le fonctionnement des autres appareils. Les normes CEM peuvent donc être décomposées en deux types :

- les normes d'immunité qui définissent les niveaux de perturbations radio-électriques que doivent être capables de supporter les systèmes durant leur fonctionnement ;
- les normes d'émission qui définissent les niveaux maximum de perturbations émises par les systèmes et acceptables pour leur environnement.

Ces normes définissent ces contraintes soit de manière générale pour un environnement donné (environnement résidentiel, commercial ou industriel), ce sont alors des normes 'génériques', soit pour un type d'appareil spécifique et ce sont alors des normes 'produit'. Dans ce cadre normatif, les variateurs de lumière doivent répondre aux exigences définies dans les normes produit relatives aux appareils d'éclairage.

La norme d'immunité relative aux variateurs de lumière est la norme NF EN61547 [3]. Celle-ci définit les niveaux d'immunité des équipements d'éclairage aux décharges électrostatiques (CEI 1000-4-2 [4]), aux champs électromagnétiques radio-fréquences (CEI 1000-4-3 [5]), aux transitoires rapides de tension sur le réseau et aux ondes de choc (CEI 1000-4-4 [6] et CEI 1000-4-5 [7]). Les niveaux d'immunité fixés par la norme NF EN61547 impliquent, dans le cas du variateur de lumière, des exigences de robustesse pour l'interrupteur de puissance et ses dispositifs de protection.

Les normes d'émission applicables aux variateurs de lumière sont au nombre de deux : la norme générique EN61000-3-2 et la norme produit EN55015.

La norme EN61000-3-2 définit les niveaux d'émission de courants harmoniques basse fréquence des systèmes sur la plage 50Hz-2kHz. Les systèmes de variation de lumière utilisés sur des lampes à incandescence d'une puissance totale inférieure à 1kW ne sont soumis à aucune limite d'émission de courant harmonique [8]. Les variateurs de lumière étudiés ici étant limités à des lampes à incandescence d'une puissance maximale de 500W, les niveaux d'harmoniques basse fréquence n'ont pas été considérés dans notre étude.

La norme EN 55015 concerne, quant à elle, les perturbations radioélectriques produites par les appareils électriques d'éclairage. Cette norme définit les maxima de perturbations conduites et rayonnées émises par le montage. Les niveaux de perturbations sont définis pour la plage de fréquence 9kHz-30MHz. Dans le cadre des variateurs de lumière, les mesures de perturbations sont limitées aux seules perturbations conduites puisque la fréquence des commutations des variateurs de lumière est inférieure à 100Hz [9]. D'autre part, ces dispositifs bénéficiaient, jusqu'à la modification de la norme en mai 2001, d'un régime de faveur qui réduisait la plage de mesure des perturbations conduites à 150kHz-30MHz. Notre étude, qui a débuté en janvier 2000, est basée sur cette plage de fréquence. La modification ultérieure de la norme n'a pas modifié fondamentalement les résultats obtenus puisque les limites normatives de 9kHz à 150kHz sont relativement élevées (Figure 1-6.a).

2.3.2. Mesures de perturbations selon la norme NF-EN 55015

Les appareils et les méthodes de mesure de perturbations conduites utilisées dans la norme EN 55015 sont définis dans la publication CISPR 16-1 de la commission électrotechnique internationale. Le banc normatif de mesure des perturbations électromagnétiques conduites est constitué de deux réseaux stabilisateurs d'impédance de ligne (un RSIL par connexion secteur), d'un récepteur de mesure et, dans le cas où l'équipement sous test n'est pas relié à la terre, d'un plan de masse conducteur (Figure 1-4).

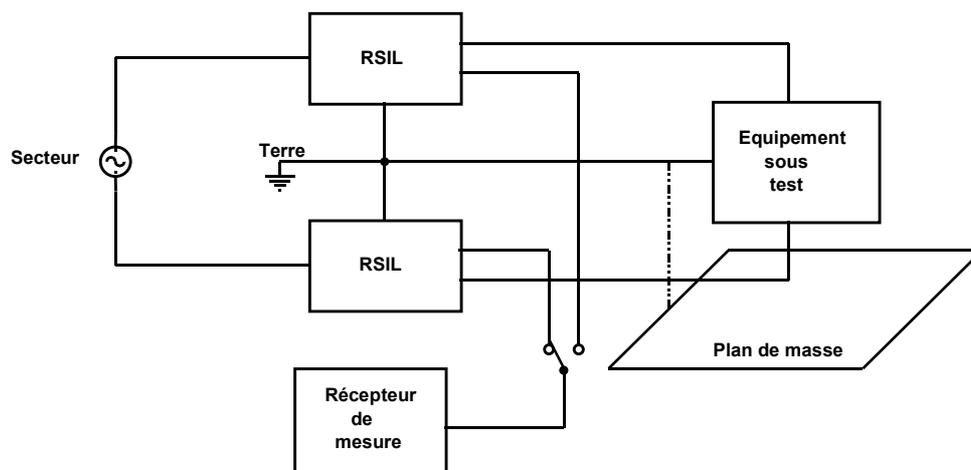


Figure 1-4 : banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduites

Les RSIL sont des filtres passifs qui ont pour but de fixer l'impédance du réseau vis à vis de l'équipement sous test. Ils ont également pour intérêt de filtrer les perturbations présentes sur le réseau afin de limiter leur impact sur les mesures. Ils filtrent également les perturbations générées par le système sous test afin de ne pas perturber le réseau. Enfin, ils fournissent au récepteur de mesure une tension image des perturbations conduites générées par le montage sous test. La norme spécifie principalement l'impédance du RSIL vis à vis de l'équipement sous test pour les différentes bandes de fréquences.

Les caractéristiques du récepteur de mesure spécifiées par la norme CISPR 16-1 sont au nombre de trois : le gabarit des filtres de résolution fréquentielle utilisés, les caractéristiques des détecteurs utilisés (crête, quasi-crête ou valeur moyenne) et enfin le niveau de bruit de l'ensemble de mesure (Figure 1-5).

Dans le cadre de la norme EN55015, les mesures doivent être effectuées avec deux filtres de résolution fréquentielle différents. Ainsi, lorsque les mesures sont effectuées sur la gamme de fréquences 9kHz-150kHz (bande A) le récepteur doit utiliser un filtre ayant une bande passante à -6dB de 200Hz tandis que lorsque les mesures sont effectuées sur la gamme 150kHz-30MHz (bande B) cette bande passante doit être portée à 9kHz.

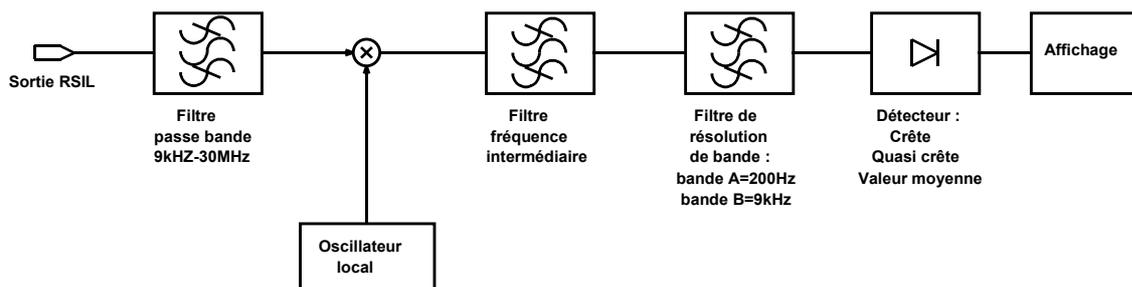


Figure 1-5 : schéma type d'un récepteur de mesure super-hétérodyne

La norme spécifie les limites de perturbations conduites pour les mesures effectuées avec le détecteur quasi-crête et le détecteur valeur moyenne (Figure 1-6-a). La limite des perturbations avec le détecteur quasi-crête est définie pour la totalité de la plage de fréquences de mesure (bande A et B), tandis que la mesure avec le détecteur valeur moyenne est limitée à la seule bande B.

Pour être reconnu conforme, le système sous test doit respecter ces deux limites de perturbations. Cependant, dans le cas du variateur de lumière que nous étudions, les perturbations électromagnétiques générées ont une fréquence de répétition de 100Hz. Si on compare, dans la bande B, les courbes de réponse des détecteurs quasi-crête et valeur moyenne en fonction de la fréquence de répétition des perturbations, on s'aperçoit que pour 100Hz l'écart entre les deux réponses est de 32dB (Figure 1-6-b) [10]. Or il s'avère que l'écart entre les limites de la norme en quasi-crête et en valeur moyenne est de seulement 10dB. Par conséquent un système variateur de lumière respectant la norme pour les niveaux quasi-crête est assuré de respecter celle-ci lors des

mesures avec le détecteur valeur moyenne. Les mesures avec le détecteur quasi-crête sont donc dans notre cas suffisantes pour déterminer , au premier ordre, la conformité du produit.

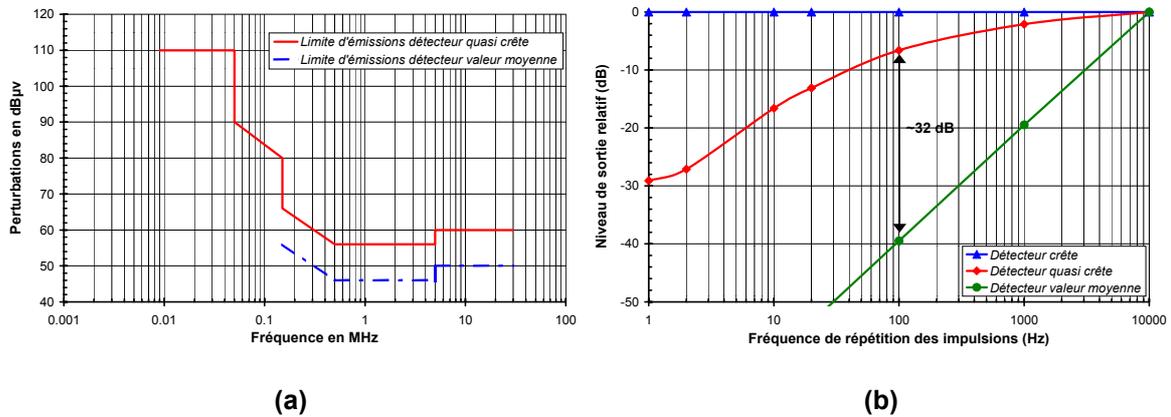


Figure 1-6 : limites d'émission telles que définies dans la norme EN55015 (a) et réponse relative des détecteurs valeur moyenne et quasi-crête par rapport à la réponse du détecteur crête en bande B (b)

Les perturbations conduites générées sont la combinaison de deux types de perturbations (Figure 1-7). Il y a tout d'abord les perturbations de mode différentiel qui sont dues aux formes de courant absorbé par le système. Il existe également des perturbations de mode commun. Elles sont générées par les discontinuités de tension aux bornes des capacités parasites entre le système et le conducteur de terre. Les valeurs de ces perturbations sont négligeables dans le cadre des variateurs de lumière car ceux-ci sont, généralement, non connectés à la terre. Ainsi, on pourra considérer par la suite que ceux-ci sont principalement générateurs de perturbations de mode différentiel [11].

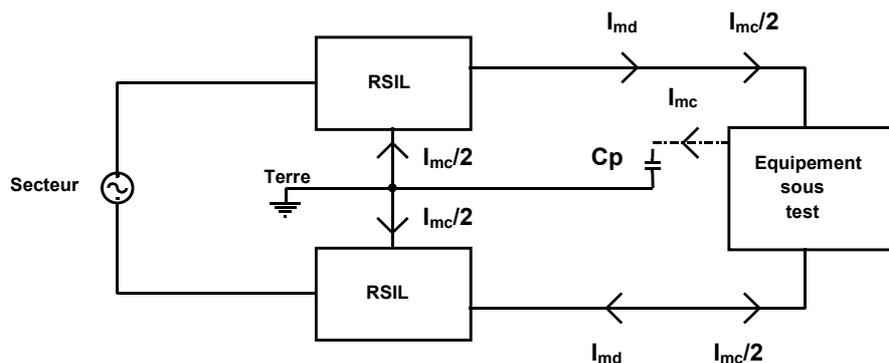


Figure 1-7 : propagation des courants perturbateurs de mode différentiel (I_{md}) et de mode commun (I_{mc})

2.3.3. Méthodes de diminution des perturbations conduites

Les perturbations électromagnétiques générées par les systèmes électroniques sont dues aux discontinuités des courants et des tensions aux bornes des interrupteurs. Dans le cas du

variateur de lumière, les perturbations sont dues aux commutations de l'interrupteur de puissance utilisé.

La méthode de diminution des perturbations conduites employée de manière classique dans les variateurs de lumière est palliative. Elle est basée sur l'ajout d'un filtre passif entre le réseau et le système (c.f. Figure 1-1). Cette méthode a l'avantage de pouvoir être utilisée quel que soit le type de variateur de lumière. D'autre part les résultats obtenus en terme de conformité du système sont aisément reproductibles. Cependant, cette solution a de nombreux inconvénients. Ainsi, l'utilisation d'un filtre passif augmente la taille du système de manière importante. Son volume est en effet bien souvent plus important que celui des composants à semi-conducteurs utilisés pour réaliser la fonction gradateur. D'autre part, le coût des éléments passifs utilisés dans le filtre entre pour une grande partie dans le coût global du système [12]. Enfin, les commutations de l'interrupteur statique ont tendance à générer un bruit acoustique dû aux mouvements des spires du bobinage de l'inductance de filtrage.

Une autre méthode de diminution des perturbations consiste à modifier les formes des commutations des interrupteurs utilisés. Cette méthode n'est envisageable que dans le cas des variateurs de lumière à transistors puisque la commutation des interrupteurs statiques de type TRIAC est non contrôlable (l'effet 'thyristor' est par nature instable et automatique).

Cette méthode s'appuie sur les résultats d'études, menées entre autre au LMP et au L2EP, qui ont démontré que les niveaux des harmoniques haute fréquence sont liés à l'ordre de dérivabilité des gradients de courant dans le composant [13]. Ainsi, si l'on considère un courant absorbé présentant une période de commutation $1/F$, le niveau des perturbations à la fréquence 'fondamentale' F est fixé par le niveau de courant commuté. Puis l'enveloppe des perturbations décroît de -20dB/décade de la fréquence fondamentale F à la fréquence $F_c=1/\pi.t_c$ où t_c est le temps de commutation de la discontinuité du courant réseau (c.f. Figure 1-8.a). Elle tend ensuite vers une pente de décroissance de $(n+1).20\text{dB}$ par décade où n est l'ordre de dérivabilité de la forme d'onde du courant durant les commutations.

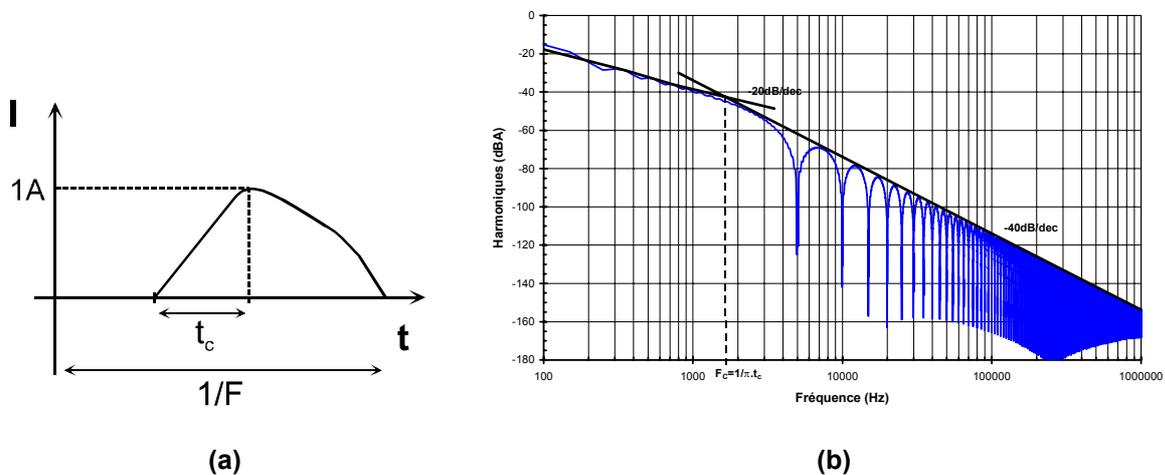


Figure 1-8 : influence d'une croissance linéaire du courant (a) sur la forme des harmoniques de courant (b)

Un exemple de commutation et de spectre de perturbations est donné en Figure 1-8 pour un cas proche de celui rencontré dans les variateurs de lumière. La fréquence de commutation est le double de la fréquence secteur ($F=100\text{Hz}$) et la commutation est linéaire et dure $200\mu\text{s}$ ce qui induit une décroissance des harmoniques de -40dB/décade à partir de la fréquence $F_C=1,59\text{kHz}$ (une fonction linéaire n'est dérivable qu'une fois).

La réduction des perturbations électromagnétiques haute fréquence peut donc être réalisée en suivant deux voies. La méthode la plus simple pour diminuer les niveaux de perturbations consiste à augmenter la durée des commutations, cependant celle-ci s'accompagne de pertes dans le composant souvent inacceptables. L'augmentation de l'ordre de dérivabilité des commutations est plus intéressante puisqu'elle permet d'augmenter la vitesse de décroissance des harmoniques en haute fréquence. Le respect des normes CEM peut ainsi être assuré sans augmenter exagérément les durées de commutation et par là même les pertes dans le composant.

Des études basées sur ces résultats ont ainsi montré tout l'intérêt d'un front de commutation sinusoïdal pour la réduction des perturbations générées par les systèmes connectés au secteur [11]. L'utilisation d'une forme de commutation sinusoïdale (ou proche d'une sinusoïde) permet d'obtenir les pertes minimales pour un niveau de perturbation donné.

Outre l'ordre de dérivabilité des commutations, nous avons vu que le niveau des harmoniques de courant est également imposé par la valeur du courant commuté. Ainsi, toutes choses égales par ailleurs, plus le courant commuté est élevé plus le niveau des perturbations électromagnétiques générées est élevé. Le courant maximum commuté étant fixé par la charge et la forme de la commutation optimale étant fixée sur un sinus, nous pouvons seulement jouer sur la durée de commutation pour diminuer les perturbations électromagnétiques haute fréquence générées par le système. Il est donc intéressant de calculer, pour chaque niveau de courant commuté, la durée minimale de la commutation sinusoïdale permettant de respecter les normes CEM (Figure 1-9).

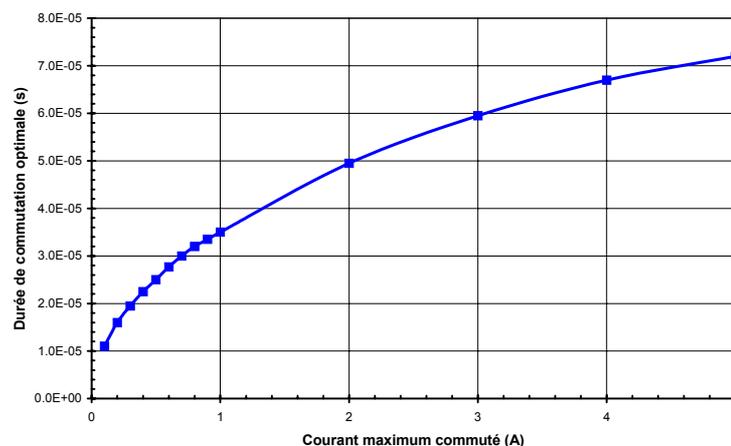


Figure 1-9 : durées de commutation optimales pour une forme d'onde sinusoïdale, en fonction du courant coupé et pour une fréquence de hachage de la sinusoïde secteur de 100Hz [11]

Ces durées de commutation définissent les durées minimales et constituent donc un but à atteindre pour notre étude de l'optimisation des commutations des MBS utilisés dans les variateurs de lumière.

2.4 Charges commandées par les variateurs de lumière

Les lampes généralement employées dans le grand public sont de trois types : lampes à incandescence (classiques ou halogènes), lampes halogènes basse-tension et lampes à économie d'énergie. Elles offrent un panel de charges allant de la charge inductive à la charge capacitive en passant par la charge purement résistive. Chacune d'entre elles induit donc des contraintes différentes sur le variateur de lumière en termes de type de contrôle utilisable, de pertes dans l'interrupteur et de mode de réduction des perturbations électromagnétiques envisageable. Nous allons ici lister ces contraintes et les analyser.

2.4.1. Charges résistives

Les principales charges résistives rencontrées par les variateurs de lumière sont les lampes à incandescence. Ces lampes sont historiquement les plus anciennes et restent les plus répandues dans le grand public. Les lampes à incandescence couramment connectées au secteur ont des puissances pouvant varier de 40W à 500W. Leur principe de fonctionnement est basé sur un filament conducteur porté à incandescence dans le vide où une atmosphère neutre [14]. Les ampoules standard comportent généralement un filament au tungstène et sont remplies d'un gaz neutre. Dans les lampes 'halogènes' ce gaz neutre est remplacé par un mélange de gaz inerte et de composé halogéné (Iode, Brome, Fluor). Ce composé halogéné permet de régénérer le filament et d'éviter le noircissement de la lampe. Il permet également d'augmenter la température de fonctionnement du filament et, par là même, la luminosité de la lampe à volume constant.

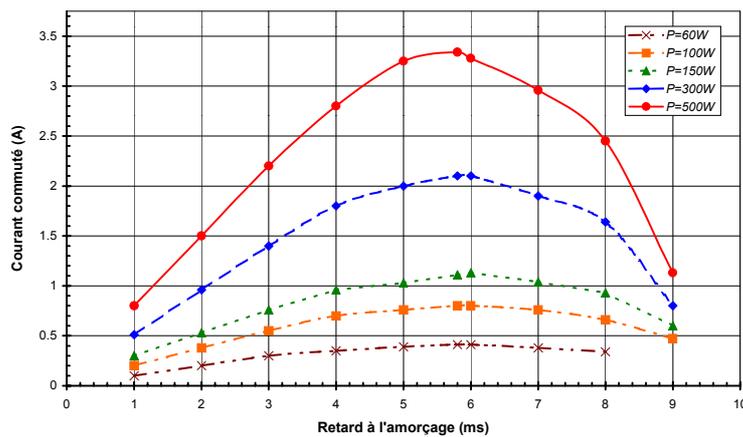


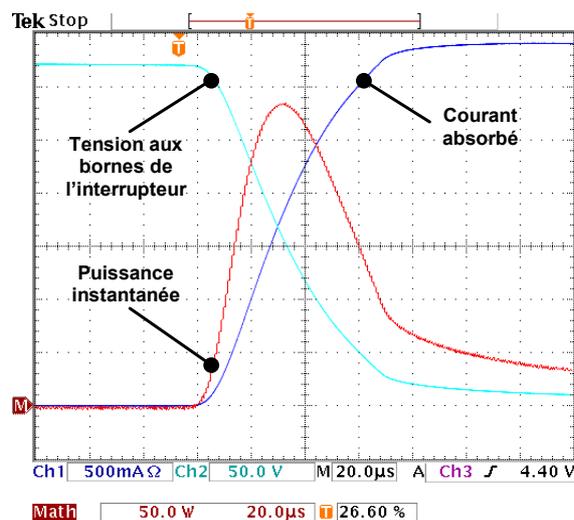
Figure 1-10 : mesures du courant maximum commuté en fonction du retard à l'amorçage du variateur de lumière dans le cas d'une lampe à incandescence (secteur 230V)

La résistivité du filament de la lampe augmentant avec la température de celui-ci, la résistance de la lampe est amenée à varier en fonction de la puissance dissipée dans celle-ci.

Ainsi, lorsque le variateur de lumière est commandé par retard à l'amorçage, le courant maximum commuté par l'interrupteur n'intervient pas pour un retard à l'amorçage de 5ms mais pour un retard d'environ 6ms (Figure 1-10). Celui-ci correspond donc au retard à l'amorçage le plus perturbateur pour un variateur de lumière commandant une lampe à incandescence.

Le comportement résistif de ces lampes permet d'utiliser sans distinction tous les modes de commande envisageables pour un variateur de lumière (retard à l'amorçage, retard au blocage, recentrage de phase) avec un comportement satisfaisant de l'ensemble lampe-variateur. En effet, à la fermeture de l'interrupteur le courant est limité par le caractère résistif de la charge et on ne rencontre pas de pic de courant comme ce peut être le cas lors de la fermeture sur charge capacitive. De la même manière, l'ouverture du composant se produit sans surtension à l'inverse de ce qui se produit sur des charges inductives.

Les formes d'onde des courants et tensions obtenues lors des commutations sont totalement symétriques et contrôlées par l'interrupteur de puissance. Il y a ainsi cohabitation d'un courant relativement important et d'une tension élevée aux bornes de l'interrupteur durant la totalité de la commutation ce qui engendre des pertes importantes. Ces pertes atteignent ainsi les 20mJ dans le cas représenté en Figure 1-11 ($t_c=65\mu s$), ce qui représente 2W à 100Hz. L'optimisation des commutations est donc ici un enjeu majeur qui conditionne directement les pertes dans le composant et le dimensionnement de son refroidisseur.



**Figure 1-11 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant une lampe halogène
($P=500W$, $t_d=6ms$, secteur 230V/50Hz)**

2.4.2. Charges inductives

Les charges inductives pouvant être rencontrées par les variateurs de lumière sont principalement les transformateurs abaisseurs destinés à raccorder les lampes halogènes très basse tension (12V) au secteur (Figure 1-12) [15].

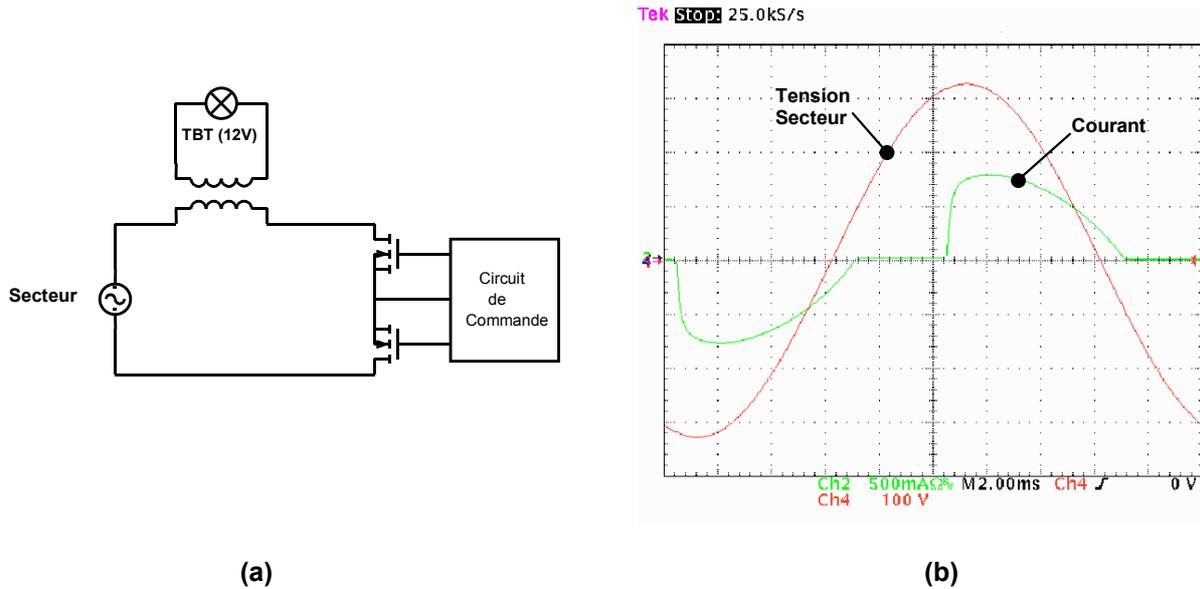


Figure 1-12 : variateur de lumière commandant une lampe halogène très basse tension et courant dans la charge

De par son caractère fortement inductif, la variation de puissance de l'ensemble lampe-transformateur implique une commande par retard à l'amorçage du variateur de lumière. En effet, les autres types de commande utilisés pour la variation de lumière induiraient des blocages du courant dans le transformateur ce qui entraînerait des surtensions importantes aux bornes de l'interrupteur [16].

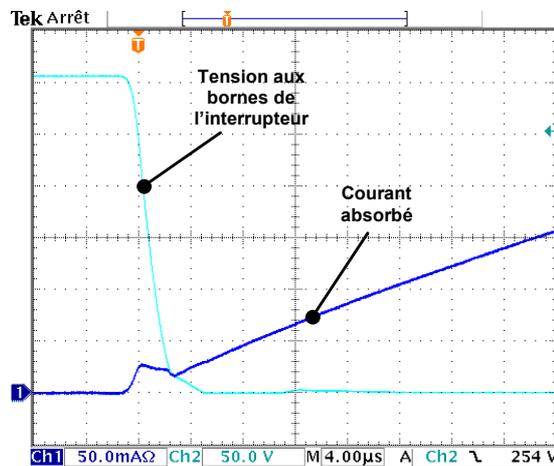


Figure 1-13 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur abaisseur pour lampes halogènes basse tension ($P=105W$, $t_d=5ms$, secteur 230V/50Hz)

La variation de lumière sur charge inductive est, de par la nature même de la charge, assez peu génératrice de perturbations électromagnétiques conduites. En effet, les gradients de courant dans le circuit sont limités par le caractère inductif de la charge (0,5H typique pour un transformateur de 100VA), qui limite les perturbations conduites de mode différentiel. D'autre part, la limitation des perturbations conduites de mode commun peut être réalisée, si nécessaire, par une simple augmentation de la durée de commutation de l'interrupteur de puissance.

L'accroissement des pertes de commutation dues à cette augmentation reste limitée par le faible niveau de courant circulant dans le composant durant la chute de la tension aux bornes de l'interrupteur (Figure 1-13).

2.4.3. Charges capacitives

Les charges capacitives généralement rencontrées dans les dispositifs d'éclairage sont de deux types. Il y a tout d'abord les lampes fluo-compactes qui, de par leur faible consommation et leur grande durée de vie, remplacent de plus en plus souvent les lampes à incandescence dans le grand public. Il y a également les transformateurs électroniques destinés à remplacer les transformateurs magnétiques utilisés avec les lampes halogènes très basse tension. Une particularité de ces charges est leur puissance absorbée relativement faible, puisque les lampes CFL (Compact Fluorescent Lamp) absorbent actuellement une puissance maximale d'environ 26W (équivalent à une lampe à incandescence de 130W) tandis que les transformateurs électroniques sont fournis pour des puissances maximales avoisinant les 100W.

Les lampes CFL sont constituées d'un tube fluorescent et son ballast associé. Le ballast de ce type de lampe est un onduleur générant une tension alternative haute fréquence (20kHz à 60kHz) qui est utilisée pour générer l'arc électrique dans le tube fluorescent. L'ensemble est alimenté par une tension continue obtenue par redressement double alternance et filtrage du réseau par une capacité de valeur conséquente (de l'ordre de 10 μ F, Figure 1-14) [17].

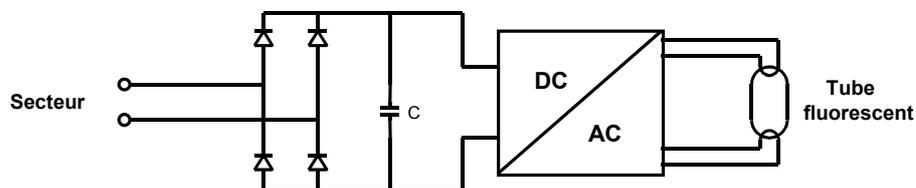


Figure 1-14 : schéma bloc d'une lampe fluorescente compacte (CFL)

La variation de lumière sur lampe CFL est réputée impossible et les lampes CFL classiques sont généralement commercialisées avec une mention spécifiant cette particularité. Cependant, les essais que nous avons effectués ont montré que la variation de luminosité était possible à condition que la phase de préchauffage des électrodes du tube fluorescent ait eu lieu et que la tension aux bornes de la lampe permette de maintenir l'amorçage de l'arc électrique dans le tube fluorescent. La première condition impose que la lampe ait fonctionné un minimum de temps à pleine puissance avant toute variation de luminosité. La seconde condition limite le retard à l'ouverture minimum à environ 1ms afin que la tension d'entrée de l'onduleur de la lampe soit suffisante pour maintenir l'amorçage du tube fluorescent. D'autre part, le courant absorbé sur le réseau est de type capacitif et s'annule au maximum de la tension du secteur (Figure 1-15). La variation de luminosité est donc obtenue pour des retards à l'ouverture inférieurs à 5ms. Pour des retards à l'ouverture supérieurs la lampe fonctionne à pleine puissance puisque la capacité de filtrage du pont redresseur a pu se charger totalement.

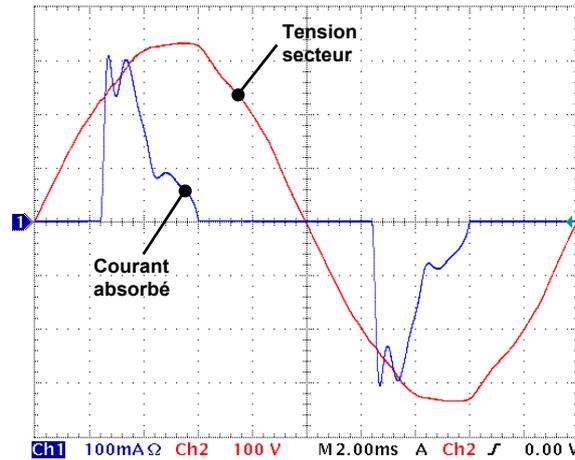


Figure 1-15 : forme du courant absorbé par les lampes fluorescentes compactes (P=15W)

Les transformateurs électroniques sont eux aussi constitués d'un onduleur haute fréquence alimenté par la tension réseau redressée double alternance filtrée par une capacité qui est ici de faible valeur (quelques 10nF, Figure 1-16) [18]. Le comportement de ces dispositifs vis à vis du réseau est capacitif. Cependant, la valeur de la capacité de filtrage étant très faible, le courant absorbé est en phase avec le réseau. Le fonctionnement de ces transformateurs et la variation de luminosité sont assurés pour des retards à l'ouverture variant de 2ms à 9ms.

De par leur caractère capacitif, ces charges imposent l'utilisation d'un variateur de lumière fonctionnant en retard à l'ouverture. En effet, la commande par retard à la fermeture induirait des pics de courant importants lors des commutations, suite à la connexion des deux sources de tension que sont le réseau et la charge capacitive.

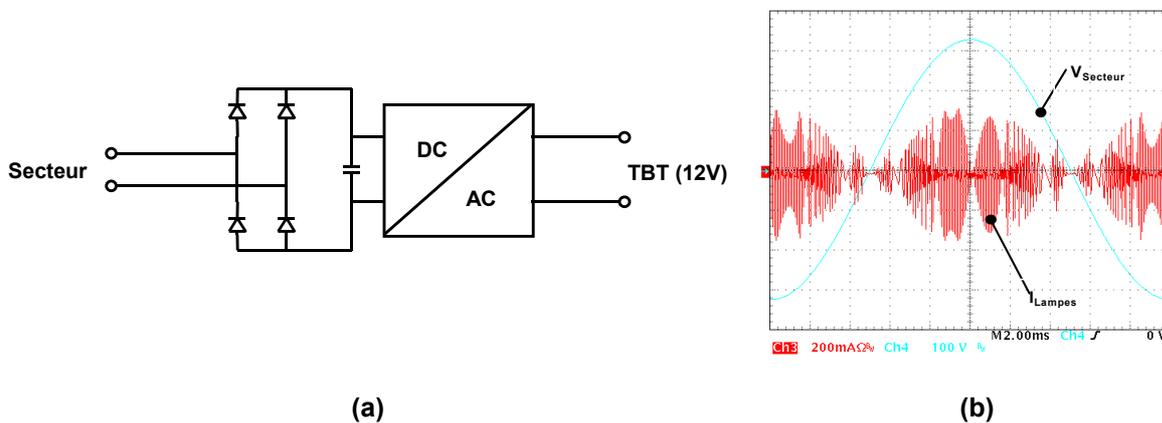


Figure 1-16 : schéma bloc d'un transformateur électronique (a), tension d'entrée et courant absorbé une lampe halogène basse tension (b)

D'un point de vue CEM conduite, la variation de lumière sur charge capacitive ne pose pas de problème particulier. Lors de l'ouverture de l'interrupteur sur ce type de charge, la variation de tension est lente et contrôlée par la charge, ce qui limite les émissions en mode commun. Les variations de courant, génératrices de perturbations de mode différentiel, sont contrôlées par

l'interrupteur. La limitation des perturbations conduites de mode différentiel peut être réalisée en diminuant la vitesse de commutation de l'interrupteur. En effet, de par le caractère capacitif de la charge, la vitesse de croissance de la tension aux bornes de l'interrupteur est faible. L'augmentation de la durée de commutation de l'interrupteur n'engendre donc pas d'augmentation importante des pertes puisque la tension reste faible durant la commutation (Figure 1-17).

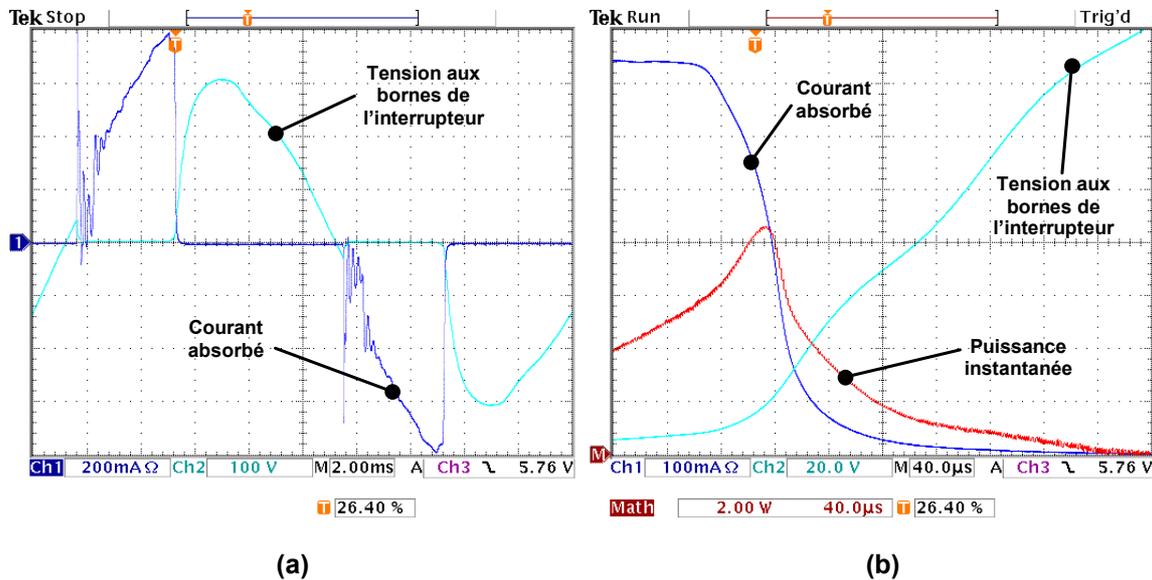


Figure 1-17 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur électronique ($P=105W$, $t_d=4ms$, secteur 230V/50Hz) ; vue générale (a), zoom sur la commutation (b)

2.5 Conclusion

L'utilisation de composants à grille isolée permet de réaliser des variateurs de lumière respectant les normes CEM sans filtre secteur. Ceci permet de diminuer de manière importante le volume de tels variateurs. D'autre part, les possibilités de contrôle à l'ouverture et à la fermeture offertes par les composants à grille isolée permettent aux variateurs de contrôler la puissance fournie à des charges autant résistives qu'inductives ou capacitives. Ceci permet d'élargir l'utilisation des variateurs de lumière à des types de lampes de plus en plus prisées des utilisateurs : les lampes fluo-compactes et les lampes halogènes très basse tension.

Cependant, l'élimination du filtre secteur impose un contrôle des commutations des interrupteurs statiques de manière à diminuer les perturbations électromagnétiques conduites générées par les fronts de courant et, dans une moindre mesure, les fronts de tension. Cette diminution des perturbations électromagnétiques nécessite de modifier les formes des commutations de manière à optimiser le rapport pertes de commutation/perturbations générées. Les pertes de commutation supplémentaires engendrées par la diminution des perturbations électromagnétiques doivent être suffisamment faibles pour éviter l'augmentation de la taille des radiateurs utilisés pour le refroidissement des interrupteurs.

De toutes les charges commandables par les variateurs de lumière, ce sont les lampes à incandescence qui posent le plus de problème pour optimiser ce rapport. En effet, les commutations douces obtenues à l'amorçage sur charge inductive ou au blocage sur charge capacitive diminuent les pertes dans l'interrupteur. Ceci permet de diminuer les perturbations électromagnétiques générées par le système en augmentant simplement la durée de commutation sans augmenter les pertes de manière drastique. A contrario, courant et tension ont des gradients simultanés lors des commutations sur charge résistive : toute augmentation de durée de commutation se traduit alors par une augmentation importante des pertes dans le composant. C'est pourquoi l'étude que nous présentons dans les chapitres suivants est focalisée sur l'optimisation des formes d'ondes de commutation obtenues lors de l'amorçage des MBS sur charges résistives.

3. De l'IGBT au MBS

3.1 Introduction

Les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont nés de la recherche d'amélioration de l'efficacité à haute tension des composants MOS. La solution est venue de l'ajout à la conduction par porteurs majoritaires, d'une conduction par porteurs minoritaires et de la modulation de la résistivité de la zone de tenue en tension du composant. Le composant obtenu, l'IGBT, présente une chute de tension plus faible que celle d'un MOS pour les moyennes et hautes tensions. Il a cependant l'inconvénient d'être plus lent que le MOSFET.

Lors de leur apparition dans les années 80, les IGBT ont rapidement pris la place des transistors bipolaires. Ils sont en effet plus faciles à commander et plus rapides que les transistors bipolaires équivalents. Leur domaine d'application privilégié s'étend de quelques centaines de volts à quelques kilovolts pour des courants de quelques ampères à quelques centaines d'ampères [19]. Les composants actuels sont ainsi bien adaptés au contrôle de moteurs, à l'automatisation et aux produits grand public utilisant des tensions continues.

Nous avons vu précédemment que leur utilisation dans les variateurs de lumière était également intéressante. Cependant l'utilisation des IGBT dans les applications secteur se heurtait à leur faible tenue en tension inverse et nécessitait la réalisation de montages hybrides diode-IGBT. Ce constat a poussé la société STMicroelectronics à développer un nouveau type d'IGBT ayant une tenue en tension symétrique : le MBS (MOS Bidirectional Switch). Nous décrirons ici dans un premier temps la structure des IGBT et leur fonctionnement puis nous nous intéresserons à ce nouveau composant que nous avons utilisé au cours de notre étude.

3.2 Description des IGBT

L'IGBT est issu d'une hybridation réussie entre les transistors bipolaires de puissance et les transistors MOS. Ce composant permet d'obtenir les faibles chutes de tension à l'état passant liées

à la conduction bipolaire. Il permet également de bénéficier de la facilité de commande liée au contrôle du composant au travers d'une grille MOS. Nous allons ici présenter la structure interne du composant et son fonctionnement. Nous examinerons également les limites de fonctionnement ainsi que les améliorations technologiques apportées au fil du temps par les fabricants.

3.2.1. Structure de l'IGBT

La cellule d'IGBT est très proche de la structure des MOS de puissance verticaux à laquelle on ajoute une couche P+ au niveau du drain afin d'assurer une injection de porteurs minoritaires dans la zone N⁻ de la structure.

La structure IGBT (Figure 1-18) comporte de haut en bas : une cathode (appelée généralement 'émetteur') formée par une large zone P assez fortement dopée. Cette zone comporte de part et d'autre du contact de cathode deux diffusions N⁺ fines et fortement dopées qui constituent les 'sources' d'un MOS à canal horizontal. La zone du canal est de type P faiblement dopée afin d'assurer une tension de seuil raisonnable à la structure. En dessous de ces îlots de cathode s'étend une épaisse zone N⁻. Elle a pour but d'assurer la tenue en tension du composant en permettant aux zones de charges d'espace des jonctions J1 et J2 de s'étendre. L'anode du composant (appelée généralement 'collecteur') est formée par une zone P fortement dopée dont le but est d'injecter des porteurs minoritaires dans la zone N⁻ afin de diminuer sa résistivité lors de la conduction et de diminuer ainsi la chute de tension à l'état passant de la structure [20].

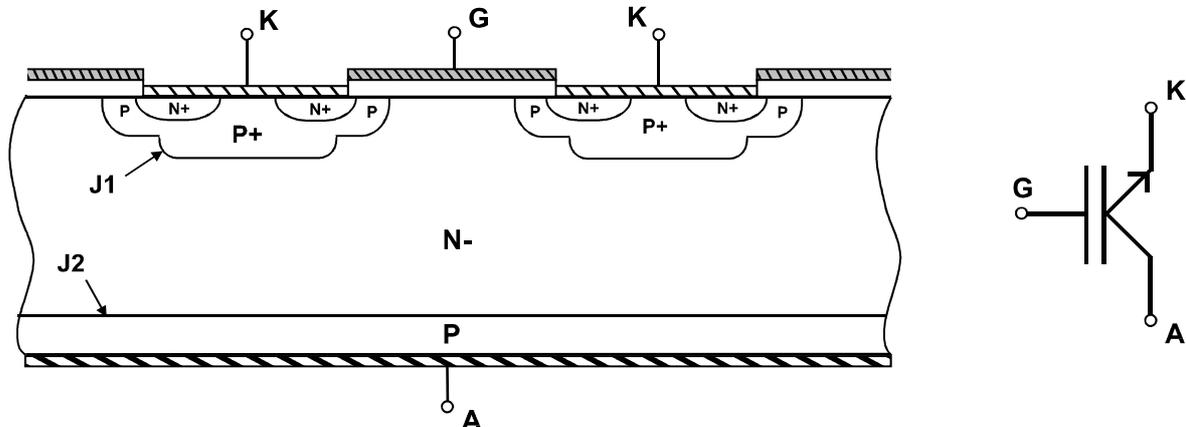


Figure 1-18 : coupe de la structure d'un IGBT et symbole électrique du composant

Comme pour le MOS de puissance, la structure de l'IGBT est multicellulaire. Les îlots de la structure sont répétés un certain nombre de fois afin d'obtenir le calibre en courant requis par l'application.

En fonctionnement normal, la structure de l'IGBT peut être schématisée par un transistor PNP commandé par un transistor MOS à canal N. Ce schéma permet d'avoir une idée simplifiée du comportement électrique de l'IGBT.

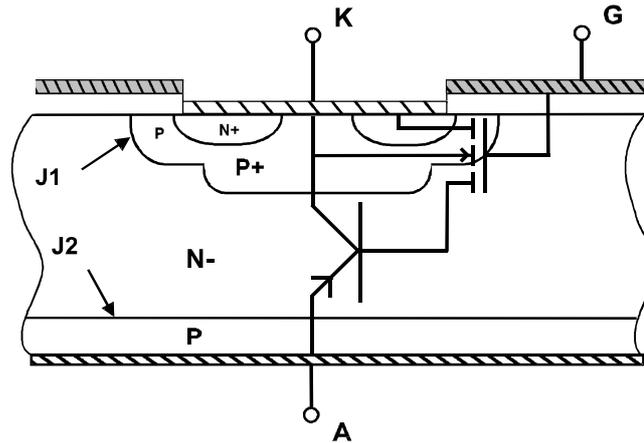


Figure 1-19 : schéma équivalent de l'IGBT

Les capacités parasites inter-électrodes de l'IGBT sont dues aux jonctions et capacités MOS présentes dans la structure. Ainsi, la capacité entre grille et cathode du composant est due à la mise en parallèle de deux capacités : la capacité de chevauchement entre la grille et la zone N^+ et la capacité MOS présente dans le canal de l'IGBT (Figure 1-20). La capacité grille-anode est la mise en série de deux capacités variables : la capacité MOS inter-cellulaire et la capacité de la jonction d'anode J2. Enfin, la capacité anode-cathode est la mise en série des deux capacités de jonction J1 et J2 (Figure 1-20). Toutes ces capacités sont amenées à varier en fonction des conditions de polarisation dans le composant.

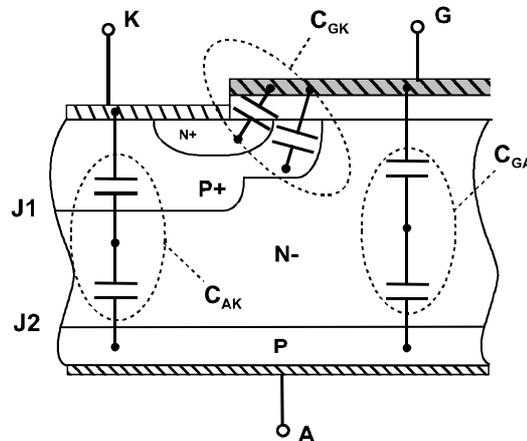


Figure 1-20 : capacités parasites de la structure des IGBT

3.2.2. Principe de fonctionnement

Si on applique à la structure une tension V_{AK} positive et une tension V_{GK} nulle, une zone de charge d'espace va s'étendre du côté le moins dopé de la jonction J2 (zone N^- Figure 1-21). La tension maximale admissible en direct par le composant est obtenue lorsque la zone de charge d'espace atteint la jonction J2. La tension maximale admissible est donc liée à l'épaisseur de la zone N^- et à son dopage.

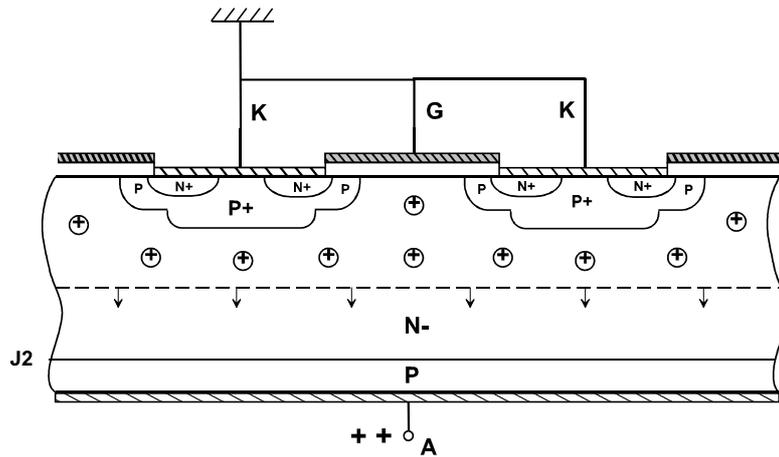


Figure 1-21 : extension de la zone de charge d'espace dans la structure suite à une tension V_{AK} positive

En appliquant une tension V_{AK} inférieure à la tension maximale admissible par le composant, aucun courant ne circule dans la structure. Cependant, si on applique une tension V_{GK} suffisante pour créer une zone d'inversion dans le canal MOS de la structure (Figure 1-22), un courant d'électrons va se déplacer de la cathode vers l'anode en empruntant le canal formé et venir alimenter la base N^- du transistor bipolaire. En retour, la jonction J2 va injecter des trous dans la base. Ces trous transitent dans la zone N^- jusqu'à la jonction J1, où ils sont captés par la zone de charge d'espace et atteignent la cathode du composant (Figure 1-22). Un courant circule dans la structure et le composant entre en conduction. Au fur et à mesure que le courant d'électrons dans la structure augmente, la zone faiblement dopée stocke des porteurs et entre dans un état de forte injection : sa résistivité se trouve modulée et devient plus faible que sa résistivité initiale. La chute de tension aux bornes du composant est en conséquence plus faible que celle d'un transistor MOS de tenue en tension équivalente. Cependant le transistor PNP de la structure ne se sature jamais complètement puisque sa jonction base-collecteur est, en fonctionnement normal, constamment polarisée en inverse.

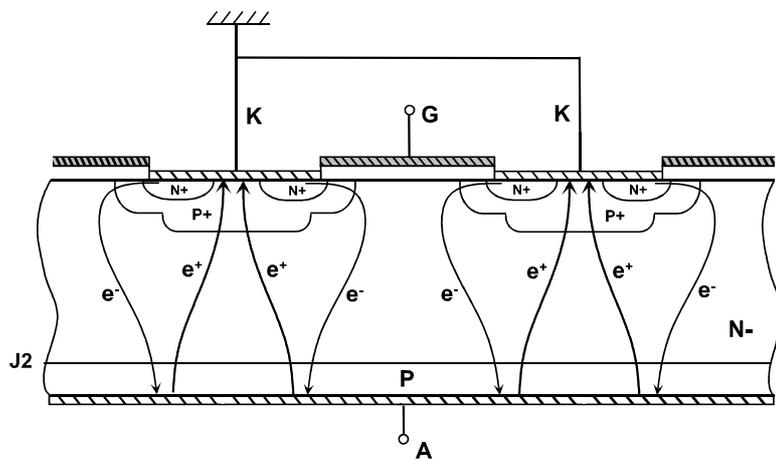


Figure 1-22 : déplacement des électrons et des trous lors de la mise en conduction de l'IGBT

L'ouverture du composant est obtenue en appliquant à nouveau une tension nulle ou négative sur la grille MOS de la structure. Dans un premier temps, la suppression du canal coupe le courant d'électrons, ce qui réduit brutalement le courant circulant dans le composant puisque le courant d'électrons, provenant du canal MOS du composant, entre pour une bonne part dans le courant total du composant. Cependant, la zone N⁻ a stocké durant la conduction de nombreux porteurs minoritaires qui se trouvent piégés dans la base du transistor PN⁻P. L'IGBT se comporte alors comme un transistor bipolaire se bloquant 'base en l'air'. Le courant de trous continue de circuler dans la structure tant que les porteurs en excès ne se sont pas recombinés. Ce courant décroît en fonction de la durée de vie des porteurs et génère donc une décroissance exponentielle du courant appelée 'courant de queue' (Figure 1-23. b). Lorsque tous les porteurs en excès ont été éliminés, le courant dans la structure s'annule et la zone de charge d'espace s'établit au niveau de la jonction J1. Le composant est alors de nouveau dans son état bloqué.

Le courant de queue limite la vitesse de travail maximale des IGBT puisqu'il entraîne d'importantes pertes de commutation. La diminution du courant de queue est obtenue soit en diminuant la quantité de porteurs injectés par la jonction d'anode soit en diminuant la durée de vie de ceux ci dans la base large N⁻. Malheureusement ces solutions entraînent une augmentation de la chute de tension à l'état passant du composant (diminution de la modulation de résistivité de la zone N⁻). Il y a donc un compromis à trouver entre la tension de déchet et la vitesse de commutation du composant.

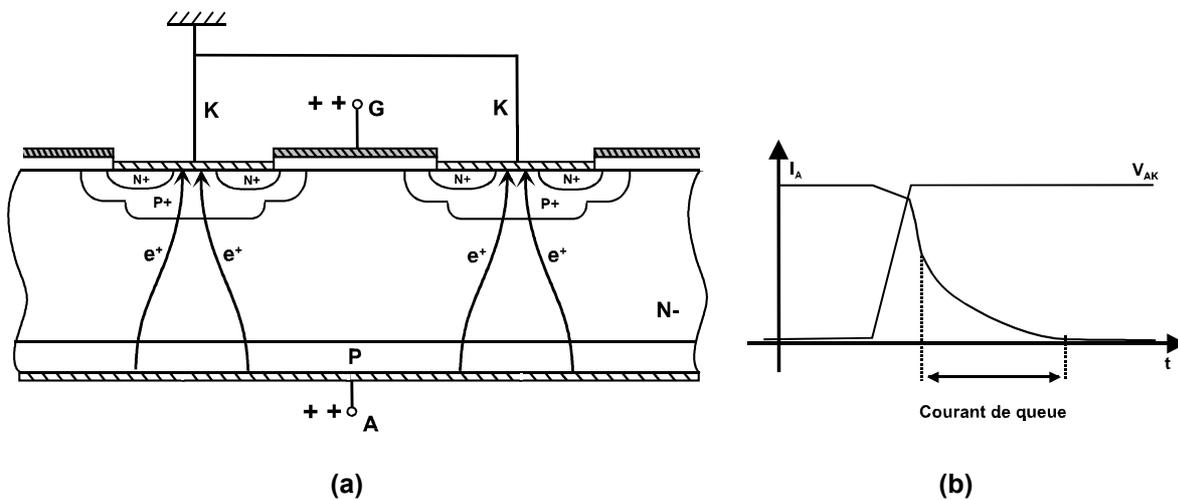


Figure 1-23 : déplacement des trous dans la structure (a) et forme du courant (b) lors de l'ouverture du composant

3.2.3. Limites de fonctionnement des IGBT

Le comportement de l'IGBT en fonctionnement normal est régi par la structure Darlington formée par le canal MOS et le PN⁻P à base large. Cependant, lorsque l'IGBT travaille aux limites de fonctionnement, les composants parasites de la structure peuvent entrer en action et modifier le comportement de l'ensemble du composant.

En observant la structure de l'IGBT, on s'aperçoit que celle-ci comporte non seulement un transistor PNP à base large et un MOS mais également un thyristor parasite [21]. Ce thyristor est formé par le transistor PNP, un transistor NPN ayant pour base la zone P⁺ de cathode et la résistance de la zone P intercalée entre la zone N⁺ de cathode et la zone N⁻ (Figure 1-24).

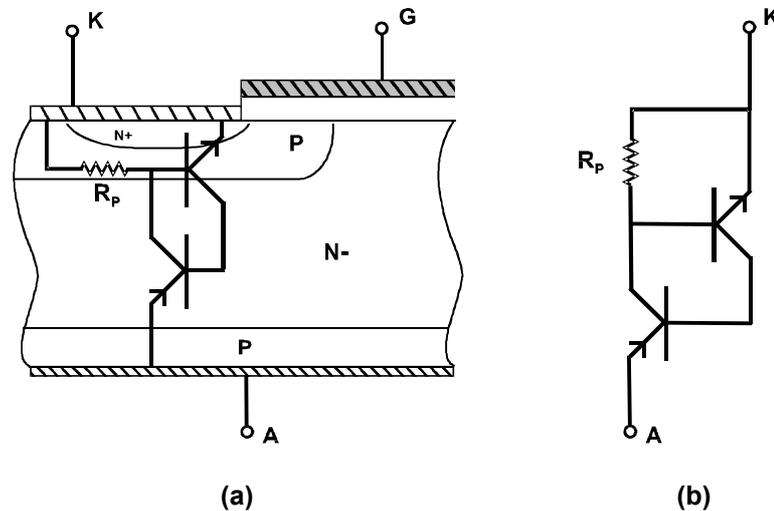


Figure 1-24 : thyristor parasite de la structure IGBT

Ce thyristor parasite peut être amené à conduire si, durant la circulation du courant dans le composant, la jonction P⁺N⁺ se trouve polarisée en direct. Lors de la conduction du composant, la jonction d'anode de l'IGBT injecte des trous dans la zone N⁻. La plupart de ces trous transitent jusqu'à la zone P⁺ de cathode par le chemin le moins résistif (*i.e.* le plus court). Cependant, une partie de ces trous est captée par la jonction J1 sous la zone N⁺ de cathode. Ceux-ci se trouvent alors dans l'obligation de circuler sous la zone N⁺ jusqu'à la cathode. Or, cette zone a une résistivité qui peut, suivant le dopage, l'épaisseur de la zone P⁺ et la longueur de la zone N⁺, être non négligeable. Ainsi, au fur et à mesure que le courant total circulant dans le composant augmente, la chute de tension aux bornes de la zone R_p augmente et devient suffisante pour polariser la jonction P⁺N⁺ en direct. Le thyristor parasite de la structure s'amorce alors (Figure 1-25). Ce phénomène appelé 'latch-up' est un des inconvénients de la structure de l'IGBT puisqu'une fois verrouillé le thyristor parasite conduit jusqu'à ce que le courant dans le composant s'annule. Ce phénomène de 'latch-up' est généralement synonyme de destruction du composant par effet thermique.

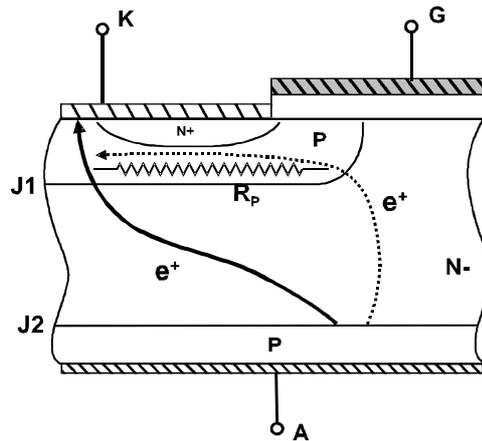


Figure 1-25 : courant de trous dans la structure et fraction de ce courant circulant dans la résistance R_p

Le courant minimum d'amorçage du thyristor définit une des limites en courant du composant. Celle-ci varie avec la température de fonctionnement. Ainsi, dans les premières générations d'IGBT la différence entre le courant nominal spécifié et le courant de 'latch-up' de la structure était faible. Les composants avaient des problèmes de fonctionnement à haute température et ne supportaient en aucun cas les court-circuits. Aujourd'hui, les astuces de conception et les progrès technologiques ont permis de repousser ce phénomène nettement au-delà du courant maximum admissible par la structure et on voit apparaître des IGBT certifiés pour supporter des court-circuits de quelques microsecondes.

Pour obtenir ce résultat, la première solution utilisable consiste à diminuer l'épaisseur de la zone N^+ de cathode ainsi que sa longueur afin de diminuer la résistance R_p (Figure 1-26. b). Cependant, cette méthode atteint rapidement ses limites. On procède alors à un surdopage de la zone P^+ afin de diminuer la résistivité de celle-ci (Figure 1-26. c). Finalement, on peut procéder à des modifications du dessin des cellules afin de générer des portions sans zone N^+ (donc sans canal MOS) qui génèrent des zones à faible résistivité pour les trous et ont pour effet de désensibiliser la structure (Figure 1-26. d).

Ces trois méthodes ont pour but de diminuer la valeur de la résistance traversée par les trous. Une autre méthode consiste à diminuer le courant de trous circulant dans la résistance R_p . Pour ce faire, on diminue l'injection de trous de la jonction J2. Cette solution a l'inconvénient d'augmenter la chute de tension à l'état passant de la structure.

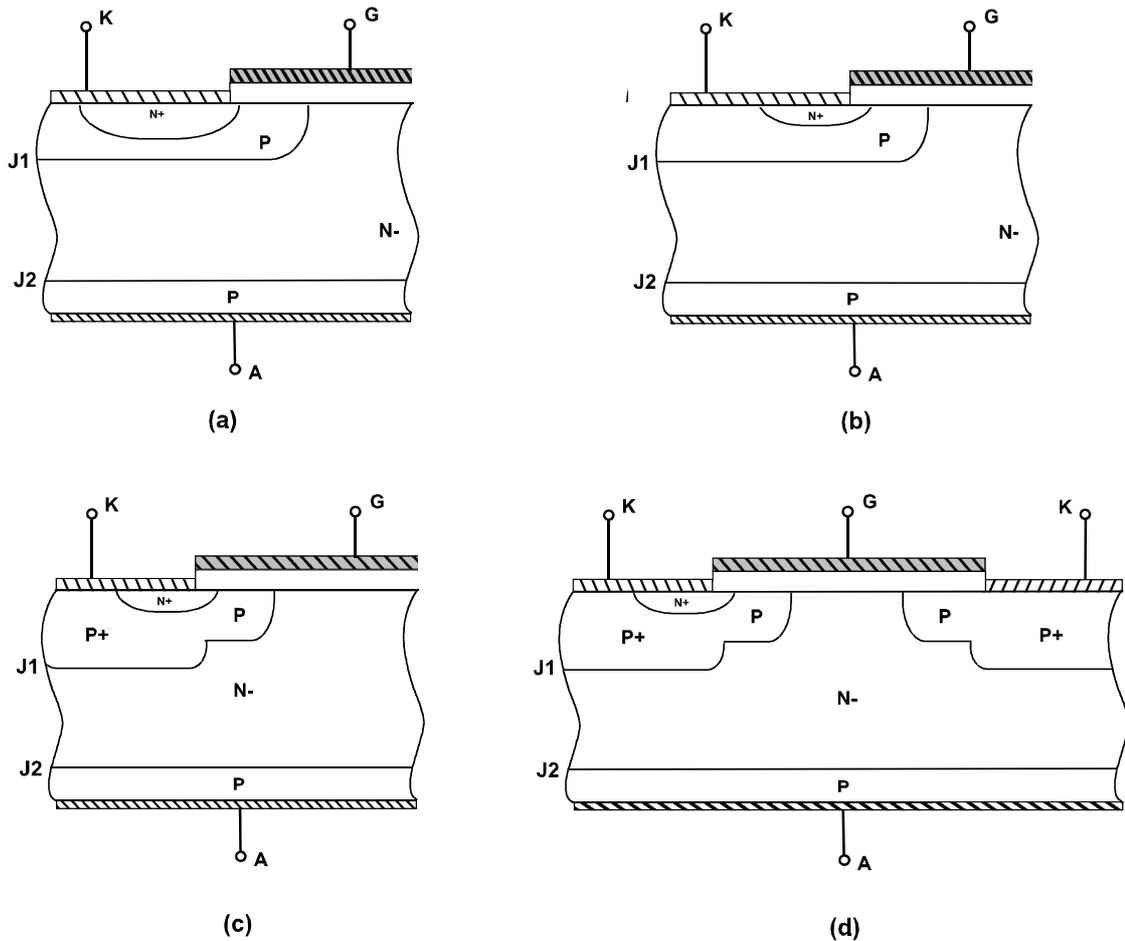


Figure 1-26 : méthode de diminution de sensibilité de la structure au 'latch-up' : structure initiale (a) ; diminution de l'épaisseur de la zone N⁻ (b) ; surdopage P⁺ (c) ; utilisation de zones de diversion (d)

3.2.4. Les différentes technologies utilisées pour la réalisation d'IGBT

Les technologies utilisées pour la fabrication des IGBT sont toutes des compromis permettant de remplir quatre objectifs : diminuer le rapport chute de tension à l'état passant-tenu en tension, augmenter la rapidité des composants, diminuer comme nous l'avons vu la susceptibilité au phénomène de 'latch-up' et faciliter la fabrication des composants.

Les technologies utilisées classiquement peuvent se décomposer en deux grandes catégories : les technologies à non-limitation de la zone de charge d'espace (technologies à base homogène) et les technologies utilisant une zone tampon limitant l'extension de la zone de charge d'espace (technologies épitaxiées).

La structure des IGBT à base homogène reprend les schémas décrits précédemment. La zone faiblement dopée de l'IGBT a ses caractéristiques liées à celles de la plaquette utilisée (dopage, épaisseur). On utilise donc une plaquette fine qui permet d'atteindre la caractéristique de tenue en tension demandée avec une chute de tension à l'état passant optimale. On diffuse de part et d'autre de cette plaquette les différentes jonctions nécessaires à la réalisation du dispositif.

L'utilisation de jonctions réalisées par diffusion permet de contrôler précisément le dopage de la zone P de la jonction d'anode et par conséquent le niveau d'injection de cette dernière. Le contrôle du rapport chute de tension à l'état passant/vitesse de commutation est par conséquent aisé. D'autre part, les dispositifs obtenus ont un courant de queue stable en fonction de la température [22]. Enfin, le coefficient de température de la tension de déchet étant positif, la mise en parallèle de plusieurs composants est facilitée [23].

Cependant, l'utilisation de l'épaisseur de la plaquette pour assurer la tenue en tension a limité jusqu'à récemment l'utilisation de cette technologie aux IGBT ayant une tenue en tension élevée (1200V et plus). En effet, pour les tenues en tension inférieures (e.g. 600V), l'épaisseur de la plaquette utilisée (quelques 100 μ m) nécessite des précautions particulières qui augmentent de manière importante les coûts de fabrication.

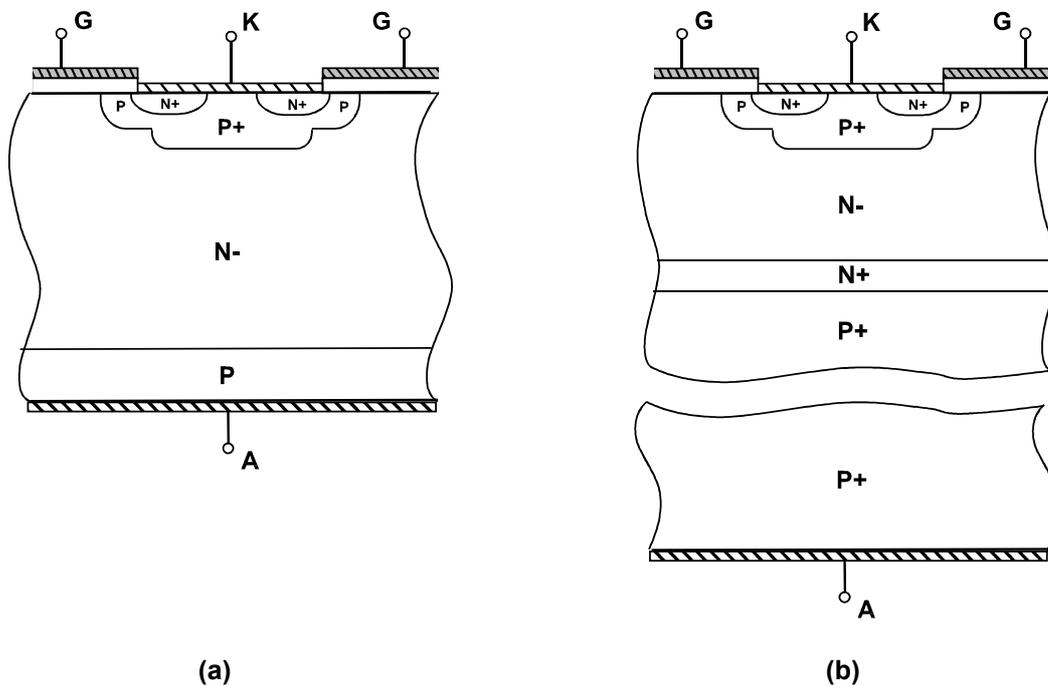


Figure 1-27 : comparaison entre un IGBT à base homogène (a) et un IGBT à limitation de zone de charge d'espace (b)

Les IGBT basse tension utilisent généralement des technologies à limitation de zone de charge d'espace. Ces technologies sont basées sur l'utilisation de plaquettes relativement épaisses et fortement dopées qui jouent le rôle de la zone P⁺ d'anode de l'IGBT. L'ensemble du dispositif est ensuite réalisé en dopant successivement les couches épitaxiées réalisées sur cette plaquette. La structure de l'IGBT obtenu présente une zone N⁺ au contact de la jonction d'anode du composant. La base obtenue est inhomogène. Cette zone N⁺ permet, à l'état bloqué, d'obtenir une répartition trapézoïdale du champ électrique dans la base large du composant et augmente ainsi la tenue en tension pour une épaisseur plus fine. Elle a également pour conséquence de limiter en partie l'efficacité d'injection de la jonction d'anode, ce qui permet de diminuer légèrement les charges stockées dans la base.

Cette technologie est particulièrement bien adaptée à la réalisation de composants ayant une tenue en tension peu élevée. En effet, elle élimine les problèmes liés à l'utilisation de plaquettes extrêmement minces. D'autre part, de par les forts niveaux d'injections obtenus dans la zone N^- grâce à la zone P^+ fortement dopée de la jonction d'anode et la diminution de l'épaisseur de la zone N^- obtenue grâce à la zone tampon N^+ , la chute de tension à l'état passant de ces dispositifs est intrinsèquement faible.

Cependant, les forts niveaux d'injection obtenus ont pour corollaire une certaine lenteur de commutation (*i.e.* courant de queue important) et une sensibilité supérieure au phénomène de 'latch-up'. L'utilisation de procédés de diminution de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base large est en conséquence obligatoire (irradiation par électrons) pour contrôler le rapport chute de tension à l'état passant-rapidité de commutation. Un autre inconvénient de ces composants est leur tension de déchet à coefficient de température négatif. Celui-ci rend la mise en parallèle de composants plus délicate que pour les IGBT à base homogène.

Si l'utilisation d'une zone tampon N^+ est un attribut lié aux technologies à plaquette épaisse, elle est parfois utilisée dans les technologies à base homogène. Elle permet de diminuer l'épaisseur de la base nécessaire à la tenue en tension du dispositif. La chute de tension à l'état passant s'en trouve diminuée, tout en permettant de conserver les avantages des IGBT à base homogène [24].

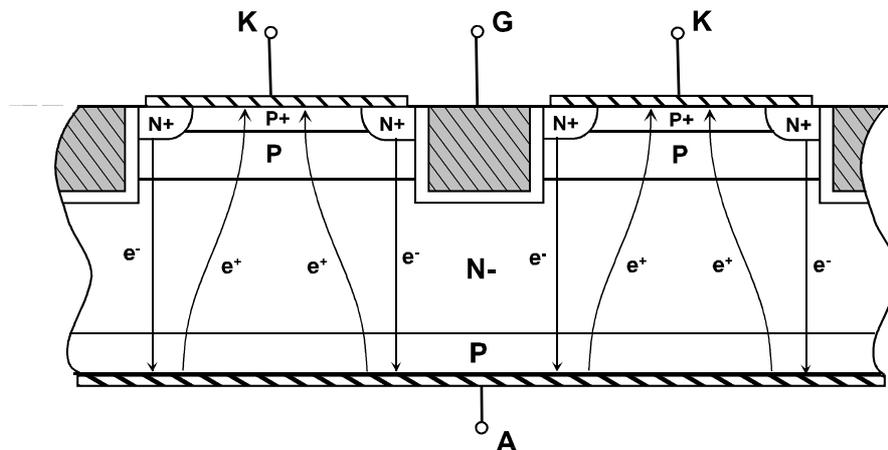


Figure 1-28 : structure d'un IGBT à grille en 'tranchée'

D'autres voies ont été empruntées en vue d'améliorer les caractéristiques des IGBT. L'augmentation de la densité de cellules fait partie de celles-ci. Ainsi, les grilles en tranchées utilisées dans les composants MOS de puissance ont été importées dans les technologies IGBT. Leur utilisation dans ceux-ci permet de diminuer la chute de tension du composant en diminuant la taille des cellules élémentaires utilisées, d'où une plus grande densité de courant [25]. De plus, la tenue au latch-up du dispositif est améliorée de par la faible résistance rencontrée par les trous lors de leur trajet vers la cathode. Cependant, les capacités parasites de la structure sont augmentées, ce qui nécessite en conséquence plus d'énergie pour commuter le composant [26].

3.3 Adaptation de la structure des IGBT aux applications secteur

Les convertisseurs alternatif/alternatif directs raccordés au secteur nécessitent l'utilisation d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en tension et en courant. Les différents types de charges contrôlées et les contraintes CEM nécessitent de plus en plus souvent l'utilisation d'interrupteurs bicommandables. Le TRIAC est ainsi remplacé par des composants MOS ou IGBT. Ces composants n'ayant pas une tenue en tension inverse suffisante pour être connectés tels quels sur le secteur, il s'en suit la nécessité de les utiliser en série avec une diode afin d'obtenir un interrupteur statique bidirectionnel en tension. Cette solution présente l'inconvénient d'engendrer d'importantes pertes de conduction. Ceci a poussé la société STMicroelectronics à développer un composant bicommandable à tenue en tension symétrique, dédié aux applications secteur : le Mos Bidirectional Switch ou MBS.

La structure du MBS est basée sur celle des IGBT à base homogène. Celle-ci a en effet l'avantage de pouvoir supporter des tensions relativement élevées tout en ayant une faible chute de tension à l'état passant. Elle est de ce fait bien adaptée au contrôle de charges sur le secteur puisque les tenues en tension demandées sont de l'ordre de 600V. D'autre part, la structure IGBT à base homogène a, si l'on suppose que ses jonctions sont planes et infinies, une tenue en tension symétrique. Cependant, la tenue en tension d'une jonction dépend fortement de la manière dont se raccordent les lignes de champ à sa terminaison. Si les méthodes classiques de terminaison (anneau de garde, plaque de champ...) sont aisément utilisables pour assurer la tenue en tension directe du dispositif (jonction J1), leur utilisation au niveau de la jonction J2 est impossible. En effet, de par sa position au niveau de la face arrière du dispositif, celle-ci est en contact direct avec le support conducteur du boîtier. En conséquence, les IGBT à base homogène sont généralement incapables de bloquer une tension V_{AK} fortement négative.

Ce problème est écarté dans le cas du MBS en utilisant la technologie des caissons d'isolation qui permet déjà d'assurer la tenue en tension inverse des thyristors. Ainsi, la zone active du MBS est entourée d'une zone de diffusion P traversant la plaquette. En conséquence, la jonction d'anode n'est plus plane comme dans les IGBT classiques mais remonte le long du bord de la puce et finit sur la face supérieure de la plaquette sous une couche d'oxyde d'isolation. La terminaison de la jonction se trouve sous un oxyde épais et la jonction d'anode du MBS est ainsi capable de bloquer une tension négative élevée. La zone de charge d'espace de la jonction d'anode s'étend dans la base N⁻ du composant en lieu et place de la zone de charge d'espace de la jonction de cathode. Il en résulte une symétrie des tenues en tension directe et inverse du composant.

Mis à part le caisson d'isolation diffusé autour de la puce, la structure du MBS est identique à celle des IGBT à base homogène. Le comportement et le principe de fonctionnement du MBS sont en conséquence identiques à ceux des IGBT. Le symbole électrique du composant reflète cette parenté puisqu'il s'agit d'un symbole d'IGBT auquel est ajoutée une barre sur l'anode afin de symboliser la capacité de tenue en tension inverse du composant. Le terminal de contrôle du

composant porte la dénomination de grille (G) tandis que les terminaux de puissance prennent respectivement les dénominations d'anode (A) et de source (S).

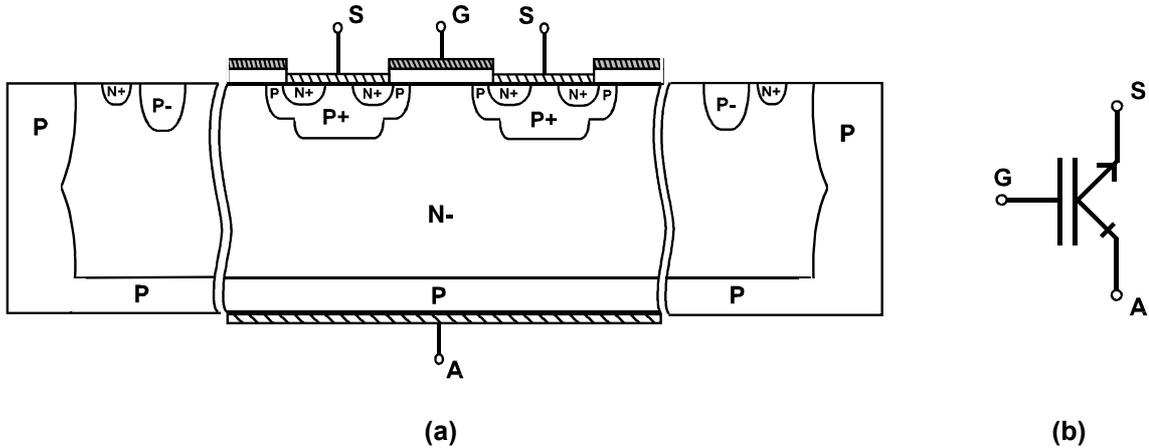


Figure 1-29 : coupe de la structure du MBS et symbole électrique du composant

Les prototypes actuels de MBS ont été optimisés pour les applications basse fréquence sur les réseaux 110V / 60Hz et 230V / 50Hz. La structure a été dimensionnée pour une tenue en tension de 600V et un courant maximal de 8A. La chute de tension du composant est inférieure à celle du couple IGBT-Diode (environ 2V) puisqu'elle atteint 1,5V à 8A pour une tension de grille de 15V. La solution est également intéressante d'un point de vue économique puisque la densité de courant maximale à 125°C du MBS est d'environ 0,6A/mm² à comparer aux 0,3A/mm² du couple IGBT-Diode [27].

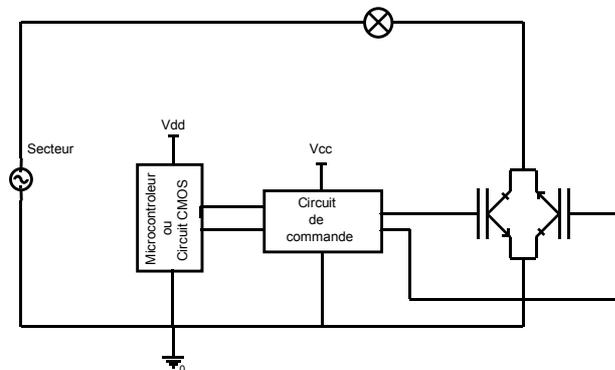


Figure 1-30 : schéma électrique d'un variateur de lumière à MBS

Le MBS est ainsi particulièrement bien adapté au remplacement des TRIAC dans les variateurs de lumière et de manière plus générale dans les gradateurs. Pour ce faire les MBS sont placés en anti-parallèle afin de réaliser un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant (Figure 1-30). Ils permettent de bénéficier des avantages des interrupteurs bicommandables (fermeture et ouverture contrôlée) tout en limitant les inconvénients (chute de tension importante en conduction) et remplacent donc de manière avantageuse les structures IGBT-diode généralement utilisées.

3.4 Conclusion

Les IGBT ont été conçus au début des années quatre-vingt dans l'optique d'adapter les composants MOS aux applications nécessitant des tensions relativement élevées. Ceux-ci sont dédiés aux tensions continues. Cependant, leur utilisation sur des tensions alternatives nécessite l'utilisation de diodes en série et génère de ce fait des pertes supplémentaires. Le MBS est une évolution de l'IGBT qui permet l'extension du domaine d'utilisation de celui-ci aux applications secteur, par exemple dans les applications de type variateur de lumière. Son principe de fonctionnement est identique à celui des IGBT dont il découle. Nous avons présenté ici la structure et le principe de fonctionnement macroscopique des IGBT et MBS. La compréhension des phénomènes à l'œuvre dans la structure nous sera utile lors de la définition de la représentation électrique des MBS afin de représenter, notamment, les capacités parasites de la structure. L'analyse des commutations des MBS d'un point de vue 'circuit' sera réalisée à ce moment là.

4. Conclusion

Les variateurs de lumière sont aujourd'hui des dispositifs éprouvés et largement répandus dans le grand public. Cependant, les concepteurs de ces systèmes font face à des besoins de diminution de taille (variateurs muraux) et de coût de ces dispositifs. Les préoccupations de respect des normes CEM font notamment partie de ces contraintes. D'autre part, l'apparition de type de lampes différentes R, L, ou C a poussé les concepteurs à trouver d'autres solutions de contrôle et à remplacer le TRIAC robuste et peu coûteux par des composants bicommandables. Ceux-ci sont souvent réalisés par l'association de MOS ou d'IGBT et de diodes. En effet, les composants bicommandables habituels n'ont pas une tenue en tension inverse suffisante. Les composants bidirectionnels bicommandables obtenus permettent de modifier les modes de commande des variateurs de lumière afin de s'accommoder des charges capacitives. D'autre part, le contrôle des formes d'onde de commutation permet d'assurer la CEM sans l'utilisation du filtre secteur. Ceci permet de diminuer de manière importante la taille et le prix du système. Dans cette optique d'amélioration de la flexibilité des variateurs de lumière, la société STMicroelectronics a développé le MBS, un IGBT à tenue en tension inverse. Celui-ci est particulièrement bien adapté à la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels bicommandables puisque la simple mise en antiparallèle de deux de ces composants suffit. Le principal avantage de cette solution est la diminution des pertes en conduction qu'elle permet par rapport aux solutions classiques à MOS ou IGBT.

Nous nous intéresserons dans la suite de ce mémoire aux variateurs de lumière utilisant ce nouveau composant. Nous étudierons les commutations des MBS de manière à les optimiser en vue d'obtenir un variateur de lumière respectant les normes CEM et des pertes de commutation minimale. Nous tenterons pour ce faire d'approcher une forme de commutation optimale en terme de rapport pertes de commutation-perturbations générées : la commutation sinusoïdale. Le montage qui nous intéressera tout le long de cette étude sera un variateur de lumière à MBS

commandant des lampes à incandescence de 40W à 500W par retard à l'amorçage. En effet, comme nous l'avons vu, de par les forts courants qu'elles mettent en jeu et leur caractère résistif, les commutations sur lampes à incandescence sont celles qui présentent les problèmes les plus importants en vue d'assurer la compatibilité électromagnétique du système sans augmenter de manière drastique les pertes de commutation. C'est pourquoi nous allons nous intéresser dans le chapitre qui suit à l'obtention d'une représentation électrique de l'amorçage sur charge résistive. Le but sera d'obtenir une bonne compréhension de l'influence des paramètres électriques du composant sur les formes d'ondes de commutation.