



Note d'application

Montage didactique à IGBT pour l'enseignement de l'électronique de puissance

Mise en route

Principe de dimensionnement des montages de puissance

I. PRÉSENTATION DU MONTAGE.....	4
II. RECOMMANDATIONS IMPORTANTES !!!.....	4
III. LES CONNECTEURS	5
A. REMARQUE PRÉLIMINAIRE	5
B. LES CONNECTEURS DE PUISSANCE.....	5
C. LES CONNECTEURS DE COMMANDE	6
D. L'INTÉGRATION DE VOTRE MONTAGE DANS L' APPLICATION	6
IV. LES DIFFÉRENTS COMPOSANTS DE VOTRE MONTAGE.....	6
A. LE VENTILATEUR ET LE DISSIPATEUR (OU RADIATEUR)	6
B. LES DRIVERS.....	6
C. LES MODULES DE PUISSANCE SKM 50 GB 123 D	7
D. LES CONDENSATEURS DE FILTRAGE	7
E. LES CONDENSATEURS DE DÉCOUPLAGE	8
F. LE BUS BARRE.....	8
G. LE THERMOCONTACT À OUVERTURE.....	8
H. LE THERMOMÈTRE.....	8
V. LES IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR).....	8
A. LA COMMANDE D'UN IGBT	9
B. LES PROTECTIONS DES IGBT.....	9
C. L'IGBT EN COMMUTATION.....	9
D. L'IGBT EN COURT-CIRCUIT	11
VI. LES CALCULS DE PERTES.....	11
A. D'OÙ VIENNENT LES PERTES ?	11
B. LES PERTES EN CONDUCTION.....	12
C. LES PERTES AUX COMMUTATIONS	13
VII. LES ÉCHAUFFEMENTS.....	14
A. LES NIVEAUX THERMIQUES	14
B. MODÉLISATION - EQUIVALENCE THERMIQUE -ÉLECTRIQUE.....	15
VIII. EXEMPLES D'APPLICATIONS.....	16

A.	ONDULEUR TRIPHASÉ À MLI (MODULATION EN LARGEUR D'IMPULSIONS)	16
1.	PERTES EN CONDUCTION	16
2.	PERTES AUX COMMUTATIONS	17
3.	ECHAUFFEMENTS.....	17
B.	HACHEUR DÉVOLTEUR	18
C.	HACHEUR SURVOLTEUR	18
D.	HACHEUR RÉSONNANT	18
<u>IX. APPROFONDIR LES INVESTIGATIONS</u>		18
<u>X. LES TESTS RÉALISÉS PAR SEMIKRON</u>		19

Vous venez d'acquérir un montage didactique de SEMIKRON pour l'enseignement de l'électronique de puissance, permettez nous de vous en féliciter.

Le montage a été conçu avec l'obsession de la sécurité et de l'efficacité pédagogique, aussi nous espérons que vous en aurez pleine satisfaction.

Nous avons inclus à l'envoi un catalogue SEMIKRON, contenant la liste et le descriptif de tous les produits SEMIKRON, ainsi que des explications détaillées du fonctionnement de chacun et des conseils de mise en oeuvre.

Le présent manuel est une présentation du montage, un guide d'installation, et introduit également quelques exemples d'applications typiques parmi les plus répandues dans le monde industriel.

Avant toute manipulation, nous vous invitons à vous reporter à la partie II. RECOMMANDATIONS IMPORTANTES, dernière vérification avant le lancement de la manipulation.

I. Présentation du montage

Le montage didactique SEMIKRON vous a été livré emballé dans son carton d'origine.

Avant de l'ouvrir, veuillez vérifier les quelques points suivants.

A l'intérieur de l'emballage, les éléments suivants doivent être présents:

1. Le montage à proprement parler
2. Un certificat de test, vous garantissant le bon fonctionnement du montage
3. Un catalogue, dans lequel vous trouverez la description des différentes composantes de votre montage, les données sur la plupart des articles de SEMIKRON, ainsi que des éléments de calcul très utiles en première partie.
4. Ce mode d'emploi.

Le montage didactique se présente sous la forme d'un ensemble de puissance, protégé par un capot protecteur en PVC transparent.

Sur ce capot ont été disposés les connecteurs de puissance (jusqu'à 30 A) type « banane », et les connecteurs BNC pour les commandes et le retour des messages d'erreur.

II. RECOMMANDATIONS IMPORTANTES !!!

Pour la sécurité du manipulateur, il est très fortement recommandé de suivre les instructions suivantes:

1. **Toujours surveiller la tension aux bornes des condensateurs.** Elle ne doit en aucun cas dépasser la valeur maximale de 750 Vdc. De plus, après un essai, ils peuvent rester chargés. Il faut enfin prévoir que, dans un fonctionnement en récupération d'énergie par exemple, cette tension puisse remonter.
2. Lors de la mise sous tension, disposer un système de précharge des condensateurs.
3. Ne pas déplacer l'appareil alors qu'il est branché de quelque manière que ce soit.
4. Ne pas brancher ou débrancher un fil alors que l'appareil est sous tension ou que les condensateurs sont encore chargés.
5. Le signal d'erreur, signe d'un dysfonctionnement d'un des éléments ne doit pas se déclencher intempestivement, et doit obligatoirement être repris sur la commande.

6. Lors de la connexion des signaux de commande, il est préférable d'utiliser des protections antistatiques (bracelets reliés à la terre par exemple) pour ne pas risquer d'endommager les drivers par une décharge électrostatique.
7. Ne pas dépasser les courants maximaux autorisés (30 A).
8. Limiter les courants dans le cas où le ventilateur ne serait pas utilisé.
- 9. Disposer un disjoncteur en amont du montage.**
10. En cas de doute, n'hésitez pas à demander conseil à SEMIKRON.
11. Un thermocontact à ouverture a été disposé afin de pouvoir débrancher le montage en cas de surchauffe anormale. Il est souhaitable qu'il soit branché en série avec l'alimentation des drivers.

III. Les connecteurs

A. Remarque préliminaire

Vous constaterez que le montage ne propose pas d'accéder aux tensions grille – émetteur. L'observation de celles-ci eût été certes intéressante, mais en raison du danger qu'elle présente, nous n'avons pas désiré la rendre accessible.

En effet, l'étudiant voulant mesurer à la fois l'ordre donné au driver et la résultante de commande au niveau de la grille de l'IGBT aurait supprimé l'isolement galvanique du driver, et aurait donc ramené au niveau de la commande des niveaux de tension dangereux.

Aussi, si une des manipulations prévoit d'observer cette tension, il est préférable de retirer les façades latérales et de ramener la sonde d'oscilloscope au niveau du module IGBT, mais cela **hors tension**. Le fait de retirer les façades latérales matérialise l'absence de danger et l'interdiction de branchement au réseau.

B. Les connecteurs de puissance

Il y en a 3 de couleur noire pour le branchement au réseau du pont redresseur. Le redresseur triphasé peut être utilisé indifféremment en monophasé ou en triphasé.

En sortie de redresseur, un connecteur rouge indique la borne positive, un bleu la négative.

Ces connecteurs ne sont pas reliés d'origine aux bornes du pont de condensateurs de filtrage, et il est très fortement déconseillé de les relier directement.

Il est impératif de disposer une résistance de pré charge (que l'on shuntera éventuellement après la charge initiale des condensateurs) **ou une inductance de lissage entre le pont redresseur et le pont capacitif**. En effet, si le saut de tension aux bornes des condensateurs est trop important, il peut résulter un très fort appel de courant ($i = C \cdot dV/dt$, le dt n'étant dû qu'à l'inductance interne et de câblage) et il y a risque de disjonction côté réseau voire d'explosion des condensateurs si le filtre LC ainsi créé a un dépassement.

Les bornes + et - du pont capacitif de filtrage sont repérées respectivement par les connecteurs rouge et bleu.

Les trois alternances, points milieu des 3 bras de pont, ainsi que le point de connexion de la résistance de freinage, sont des connecteurs noirs.

Pour l'alimentation des drivers, le connecteur rouge doit être relié au +15V, et le bleu au 0V.

Deux connecteurs noirs, pour une alimentation monophasée 230 V, sont prévus pour le ventilateur.

Un connecteur noir a été placé pour la lecture (positive) de la température, la référence étant à prendre sur le 0 V de l'alimentation des drivers.

Deux autres enfin ont été placés aux bornes du thermocontact.

C. Les connecteurs de commande

Pour la partie commande, les signaux d'ordre doivent être en logique C-MOS, 0/+15V.

Un signal 0V correspond à un interrupteur ouvert, 15V à un interrupteur fermé.

Ces signaux sont à ramener sur le montage par des connexions BNC.

Tous les blindages des connecteurs BNC sont connectés au 0V électrique, provenant de l'alimentation des drivers.

D. L'intégration de votre montage dans l' application

En premier lieu, alimenter les drivers en 0V et +15V. Le retour d'erreur doit être négatif, c'est à dire que le signal d'erreur doit être à + 15 V pour dire que tout est normal. Si ce n'est pas le cas, il y a un défaut. Il se peut que la tension d'alimentation soit inférieure à 15V, ou qu'il y ait émission d'ordres de commande avant l'initialisation des drivers.

Vous pouvez tester le fonctionnement de l'indicateur d'erreur en abaissant cette tension d'alimentation. En deçà de 13V, il y a émission d'un message d'erreur.

Ensuite, il faut alimenter le montage de puissance. Si cela vous est possible, le mieux est d'augmenter progressivement la tension au moyen d'un autotransformateur. Sinon, il est impératif de disposer entre redresseur et pont capacitif de l'onduleur un élément passif de pré charge pour supporter le saut de tension. Celui-ci peut être une résistance, éventuellement shuntée après quelques secondes, ou bien une inductance.

IV. Les différents composants de votre montage

A. Le ventilateur et le dissipateur (ou radiateur)

Le ventilateur est de type axial aspirant. Il est défini par la courbe donnée dans le catalogue p.B14-102. Il peut être alimenté en 50 ou 60 Hz, mais ses performances en sont modifiées.

Le dissipateur est un P3/300, c'est à dire de profil P3 et de longueur 300 mm.

On peut déterminer le point de fonctionnement du ventilateur en rapprochant sa courbe « chute de pression en fonction du débit » de celle du radiateur (Fig 8, p.B13-15). L'intersection donne le débit d'air dans les ailettes.

La Fig 7 p.B13-15 permet de déduire la résistance thermique en fonction du nombre de modules chauffants (un plus grand nombre d'éléments chauffants augmente la surface de conduction de la chaleur et donc facilite la dissipation, mais il faut tenir compte des couplages thermiques entre composants).

B. Les drivers

Les drivers sont du type SKHI 22 et commandent chacun un bras de pont (les 2 IGBT d'un module). Il est possible toutefois de commander avec un seul driver plusieurs bras de pont en parallèle pour augmenter le courant commuté, mais ce n'est pas le cas dans cette application.

Les SKHI 22 sont décrits en détail dans le catalogue p.B14-21. Nous vous invitons à vous y reporter.

Ils doivent être alimentés en 0V/+15V, et l'alimentation doit être capable de délivrer un courant supérieur à celui que consomment les drivers (160 mA / driver en max).

Le signal d'erreur est en logique négative, c'est à dire qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur (logique sécuritaire). Vous devrez donc intégrer à votre commande ce retour d'erreur.

En cas d'erreur, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont alors inefficaces. La remise à zéro de la mémoire d'erreur se fait en forçant les 2 entrées (haut et bas) à zéro, et en supprimant la cause de l'erreur. Cependant, les autres drivers sont indépendants de celui-ci, vous devrez donc

prendre les précautions nécessaires afin de stopper la manipulation en cas d'erreur de fonctionnement sur un des bras.

C. Les modules de puissance SKM 50 GB 123 D

Chacun de ces modules est un bras de pont, il est constitué de 2 IGBT en antiparallèle avec une diode, connectés en série et dont le point milieu est sur la borne 1. Le collecteur de l'IGBT du haut est sur la borne 3, l'émetteur de celui du bas est sur la borne 2.

Les IGBT sont commandés à la fermeture par un ordre de grille $V_{ge}=15V$, et à l'ouverture par $V_{ge}=-15 V$. Ces deux commandes sont délivrées par le SKHI 22, au travers d'une résistance additionnelle de grille $R_g=30 \Omega$. Ces résistances sont soudées sur le circuit imprimé du driver.

Le rôle de la résistance de grille est de limiter la vitesse d'établissement du courant, et par suite les surtensions induites par les inductances parasites (celles de câblage notamment). En effet, on peut en première approximation faire correspondre la mise en conduction d'un IGBT à une charge d'un réseau RC. Le choix d'une valeur importante de R_g a pour effet de protéger l'IGBT contre les surtensions destructives à l'ouverture en cas de court-circuit. mais a pour contrepartie d'augmenter les pertes aux commutations.

Le choix proposé permet un bon compromis entre pertes et protection de l'ensemble, et permet d'avoir un résultat acceptable en termes d'émission CEM.

D. Les condensateurs de filtrage

Ce sont des condensateurs électrolytiques de valeur $2200 \mu F/400 V$. Les 2 sont branchés en série, soit une capacité équivalente de $1100 \mu F/800 V$.

Leur valeur est à déterminer en fonction de la qualité de filtrage désirée (capacité) et du courant efficace admissible dans les condensateurs. Le courant dans les condensateurs dépend de l'application, mais la valeur admissible de $19,1 A$ à $40^\circ C$ ou $8,2 A$ à $85^\circ C$ d'ambiante. L'expérience montre que la plupart des applications du montage didactique permettent de rester dans ces limites.

Pourquoi limite t'on ce courant ? La température du cœur doit être maintenue la plus basse possible pour augmenter la durée de vie. qui est du type $K \cdot 2^{\frac{(T_{max}-T_{hs})}{10}}$, où T_{max} est une valeur maximale de température admissible, T_{hs} est la température maximale atteinte effectivement par le condensateur (*hot spot temperature*). Le modèle simplifié équivalent du condensateur étant une capacité en série avec une résistance (notée R_s ou ESR), la puissance dissipée est celle dissipée dans cette résistance série.

Il existe différentes technologies de condensateurs, mais à l'heure actuelle, les condensateurs électrochimiques paraissent être les plus adaptés aux montages d'électronique de puissance dans les gammes de puissance et de tension de l'IGBT, du fait de leur valeur capacitive et de leur tension élevées. Certains fabricants proposent d'augmenter le courant admissible par condensateur en dissipant la chaleur par le fond. fixé sur un radiateur, ou bien en faisant circuler un flux d'air autour des condensateurs.

On ajoute en parallèle aux condensateurs de filtrage des résistances d'équilibrage, dont le but est d'assurer une bonne répartition des tensions lors de la mise en série de condensateurs. En effet, l'impédance interne des condensateurs est définie avec une marge d'erreur parfois importante (30%), celle des résistances est en revanche bien définie. Si l'on choisit des résistances de valeur très inférieure à la résistance de fuite des condensateurs, elles vont imposer la répartition de tension dans le pont diviseur ainsi formé. On évite ainsi qu'un condensateur voit une tension dangereuse à ses bornes en cas de mauvais équilibrage.

Ces résistances permettent également de décharger les condensateurs lorsque aucune énergie n'est consommée et que l'application a été stoppée. Toutefois, nous conseillons de mettre un dispositif de décharge annexe, car la décharge prend alors beaucoup de temps (la constante de temps RC vaut $22 k\Omega * 1100 \mu F = 24,2$ secondes)

E. Les condensateurs de découplage

Placés au plus près du composant, ils permettent de compenser l'inductance parasite de câblage et d'absorber le courant harmonique HF. Ils limitent ainsi les surtensions aux commutations, et donc les pertes. Ils sont également une protection lors des courts-circuits.

F. Le bus barre

Le bus barre est un principe de câblage du filtre capacitif qui impose aux bornes des composants une très faible inductance (parasite). Constitué de 2 plaques d'aluminium séparées par un film isolant extrêmement fin, l'inductance parasite ainsi réalisée est très faible par rapport à une liaison par câbles. Les surtensions aux commutations n'en seront que plus faibles, et par suite les pertes aussi.

G. Le thermocontact à ouverture

Il se schématise comme un interrupteur fermé lorsque la température est inférieure à la température seuil de déclenchement, ici 71°C. Il est recommandé de le brancher en série avec l'alimentation des drivers de manière à stopper la manipulation en cas de surchauffe anormale. Il sert généralement à détecter de manière indirecte les pannes de ventilateur.

Après refroidissement, le thermocontact se refermera à peu près à 20°C en dessous de cette température seuil.

H. Le thermomètre

Il s'agit d'un circuit intégré, le LM 335Z, placé dans le radiateur au plus près des composants, donc au point le plus chaud du radiateur. Cette température est celle que l'on appelle T_h , et vous permet de vérifier vos calculs de pertes, ou même d'estimer les pertes, indirectement.

L'élévation de la tension de sortie est proportionnelle à l'élévation de la température en degrés Celsius, à raison de 10mV par degré Celsius d'élévation ($25^\circ\text{C} \leftrightarrow 250\text{mV}$). La connaissance de la température au repos et de la tension de sortie associée permet de déterminer aisément la température à chaque instant.

V. Les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

On assiste depuis quelques années à l'avènement de l'IGBT en tant que composant « à tout faire ». Ses possibilités en tension, courant et fréquence le prédisposent tout particulièrement à la commande de moteur ou toutes applications dans les moyennes tensions, moyennes fréquences, mais l'amélioration de ses performances lui autorisent de nouvelles applications jusqu'alors réservées aux GTO (traction), aux MOS (résonance, alimentation ininterrompibles (UPS), ...), voire même aux diodes ou thyristors (redressement non « polluant »).

Les clefs de ce succès tiennent à la structure même de l'IGBT.

Sans rentrer dans le détail de son architecture électronique, nous dirons que, comme le MOS, grâce à son entrée de commande capacitive, l'IGBT est commandé en tension. Sa consommation en courant de commande est donc très faible, et les conceptions de drivers en sont grandement simplifiées. Le rendement en est également amélioré.

De plus, c'est un interrupteur commandable à l'amorçage et à la fermeture.

A. La commande d'un IGBT

Un IGBT est commandé en imposant une tension entre grille et émetteur.

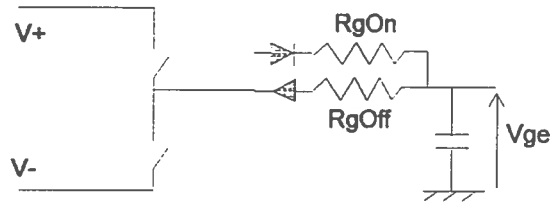


fig 1.: Circuit de charge de la grille d'un IGBT

Au premier ordre, la charge d'un IGBT ressemble à la charge d'un RC. La résistance est fixée par l'opérateur, c'est la résistance de grille, tandis que la capacité est déterminée par le composant lui-même.

L'IGBT est passant lorsque la tension de grille dépasse un certain seuil ($V_{GE(th)} = 5.5 \text{ V}$ typiquement pour le SKM 50 GB 123 D), mais l'augmentation de la tension de grille diminue la tension $V_{ce_{sat}}$ pour un courant donné, et donc les pertes. Ainsi, ces modules ont une commande de grille optimisée à 15V.

La dynamique de l'IGBT est ainsi déterminée par le choix de la résistance de grille, et le choix des tensions de commande.

Le driver SKHI 22 délivre une tension +15V/-15V. ce qui confère à l'IGBT une bonne dynamique à la fermeture et à l'ouverture, et réduit les pertes aux commutations.

B. Les protections des IGBT

Comme le montre la figure 2, l'aire de sécurité d'un IGBT est carrée, ce qui revient à dire que l'on peut commuter le plein courant sous pleine tension. Ainsi, il n'est donc pas besoin de circuits d'aide à la commutation, sauf cas rares d'applications particulières (résonance,...) où l'on cherche à diminuer les pertes aux commutations.

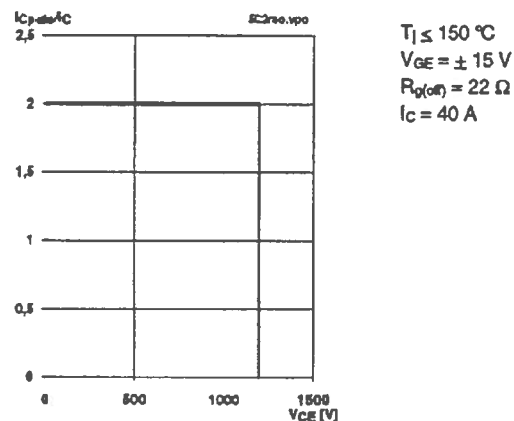


fig 2. Aire de sécurité des IGBT en commutation

Cependant, le point (V_{max} , I_{max}) ne doit pas être atteint, ou alors pendant une durée très courte, car alors la puissance à dissiper est énorme ($100 \text{ A} \times 1200 \text{ V} = 120 \text{ kW}$!), et il y a claquage thermique. Le driver de protection rapprochée doit ouvrir l'IGBT en cas de court-circuit (dans le cas d'un onduleur de tension).

C. L'IGBT en commutation

En puissance, l'IGBT trouve son utilisation en commutation et non en amplification.

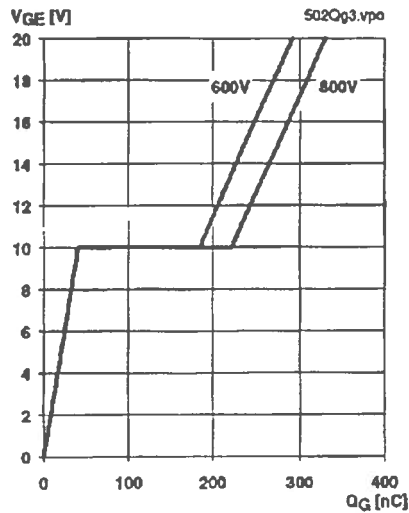


fig 3.L'IGBT en mise en conduction

La figure 3 montre comment s'effectue la charge d'un IGBT. La première phase, jusqu'à 10 V est une charge linéaire, correspondant à une charge de RC. On est encore dans la zone linéaire de la charge de l'IGBT.

Puis apparaît ce que l'on appelle l'effet MILLER, où la charge se fait à tension quasi constante, comme si l'on avait une capacité infinie à charger.

Enfin, une dernière charge amène la tension grille-émetteur à la tension voulue de 15 V, l'IGBT est saturé.

A priori, il paraît difficile de comparer cette charge à la charge d'un RC. Toutefois, pour des calculs de dimensionnement, il est souvent inutile de rentrer dans le détail et on peut comparer cette charge à celle d'un RC équivalent, ce que justifie l'allure de la courbe $V_{ce}(t)$.

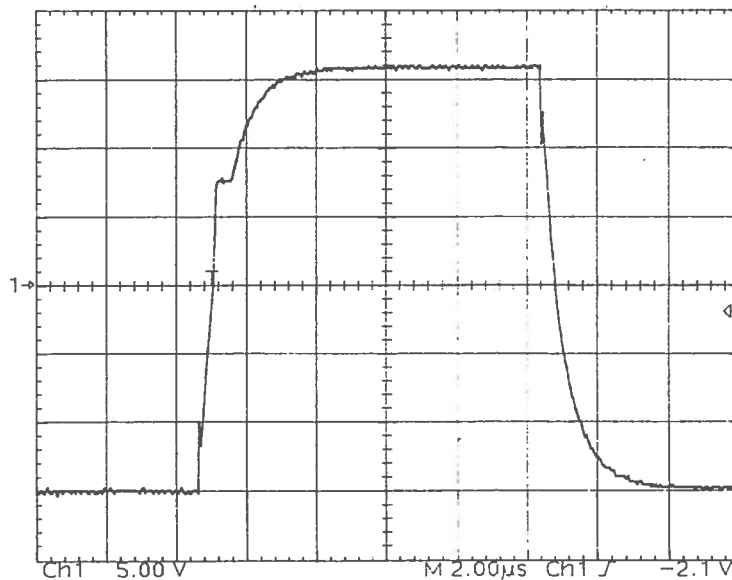


fig 4.tension grille - émetteur à la charge et la décharge

D. L'IGBT en court-circuit

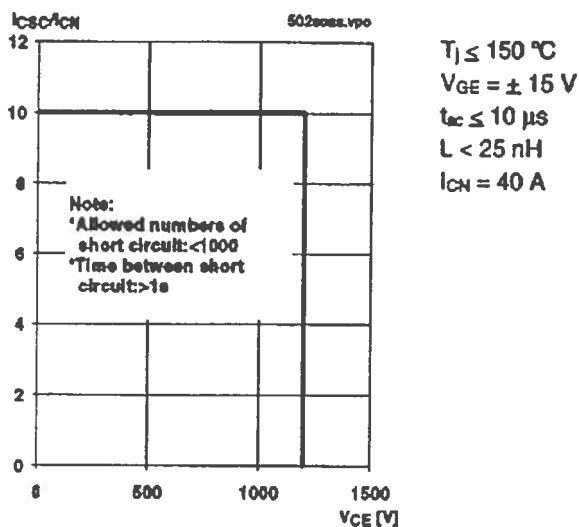


fig 5. Aire de sécurité du court-circuit

Sa très bonne tenue au court-circuit lui permet d'assurer une bonne protection d'ensembles très onéreux, dans lequel le montage de puissance ne représente qu'un coût minime. Avec un driver du type de ceux proposés par SEMIKRON, le court-circuit peut être détecté et l'intervention adéquate réalisée en guère plus de 4 ou 5 μs , alors que les fusibles ont un temps de réaction beaucoup plus long. De nombreux défauts peuvent ainsi être évités.

La figure 5 ci-dessus nous montre que le composant est capable de supporter un court-circuit jusqu'à 10 fois le courant nominal ($10 \times 50\text{ A}$ pour nos modules SKM 50 GB 123D), et sous pleine tension (1200 V). Au delà de cette durée, il y a risque d'emballement thermique.

Le courant de court-circuit est de plus automatiquement limité par sa structure interne à 10 fois sa valeur nominale pour une durée d'au plus 10 μs . Pendant cette désaturation de l'IGBT, vous pouvez voir la tension aux bornes de l'IGBT remonter.

VI. Les calculs de pertes

A. D'où viennent les pertes ?

Un des aspects les plus contraignants des semi-conducteurs en commutation est l'aspect thermique. En effet, en raison pour des raisons technologiques, la température du silicium, que l'on appelle température de jonction T_J , ne doit en aucun cas dépasser une température limite au delà de laquelle on s'expose à des défauts dans les soudures, d'où des risques de casses et de destruction du composant.

Cette température maximale est classiquement 150°C. Compte tenu des risques de déséquilibre entre les différentes puces en parallèle (l'une peut conduire davantage de courant que l'autre, et chauffer davantage), et de la dispersion des valeurs données par les catalogues de constructeurs, il y a lieu de respecter une marge de sécurité. Pour les IGBT, on peut raisonnablement se fixer 125°C comme température de jonction maximale.

Cet échauffement est dû aux imperfections du semi-conducteur, qui comme son nom l'indique n'est jamais parfait. En effet, à l'état passant l'interrupteur voit une différence de potentiel à ses bornes s'installer, alors même qu'un courant le traverse. Cela induit des pertes en conduction.

Il existe aussi des pertes en commutation, que nous expliquerons plus loin.

Quelles que soient ces pertes, la puissance à dissiper s'exprime toujours par:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_{CE}(t) \cdot i(t) dt, \text{ où } T \text{ est la période du signal}$$

B. Les pertes en conduction

Comme nous l'avons déjà évoqué, les pertes en conduction sont égales au produit du courant par la tension aux bornes du composant, comme pour tout récepteur électrique, pendant la phase de conduction.

Les caractéristiques des composants sont de la forme de la figure 6.

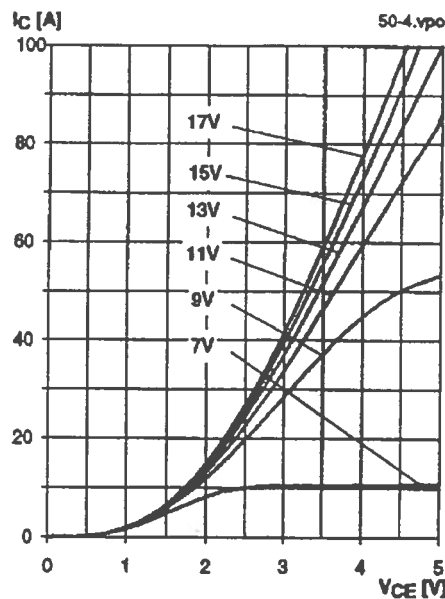


fig 6.: Caractéristiques Vce-Ic

Ces courbes sont le faisceau de courbes obtenues en fonction de la tension de commande de grille Vge. Dans notre cas, la tension Vge vaut 15 V.

La courbe correspondante peut s'approcher par 2 morceaux de droites, l'une passant par l'origine pour les très faibles courants, et l'autre d'équation:

$$V_{CE} = V_{CE0} + r \cdot I_C$$

Autrement dit, on retrouve l'approximation du dipôle composé d'une source de tension et d'une résistance en série.

L'expression de la puissance devient alors:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE0} \cdot i(t) + r \cdot i^2(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \left[V_{CE0} \int_0^T i(t) dt + r \int_0^T i^2(t) dt \right] \\ &= V_{CE0} \cdot I_{moy} + r \cdot I_{eff}^2 \end{aligned}$$

Vce0 et r se déterminent graphiquement à partir des courbes, et les courants se calculent souvent simplement.

C. Les pertes aux commutations

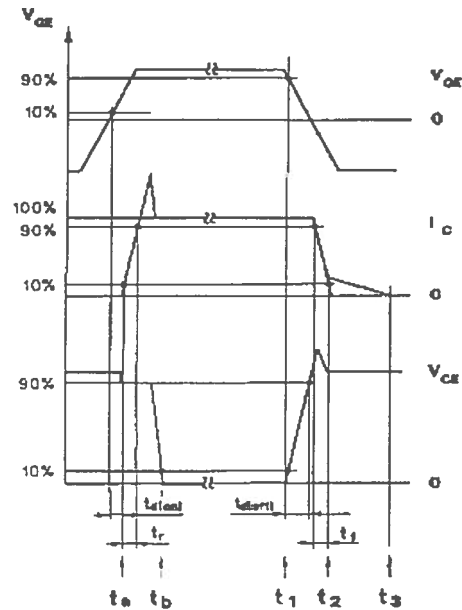


fig 7.: Les commutations

Lors des commutations, il apparaît des pertes d'autant plus importantes que la fréquence de commutation f est plus grande.

Les courbes obtenues figure 7 sont l'illustration de l'établissement et la coupure d'un courant dans le semi-conducteur. On voit qu'entre t_a et t_b , puis entre t_1 et t_3 , le composant voit une tension à ses bornes alors qu'un courant le parcourt encore. Qui plus est, la valeur maximale de cette tension est égale à la tension d'alimentation, soit typiquement 540 V ou 600V.

Des mesures ont été effectuées dans les laboratoires de SEMIKRON afin d'évaluer ces pertes, en fonction des courants et des tensions.

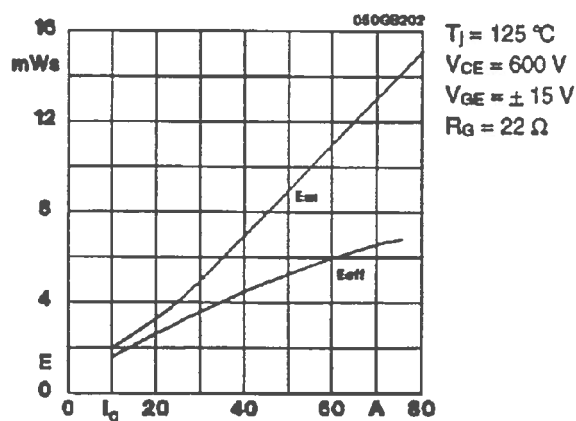


fig 8. Pertes aux commutations

La figure 8 indique l'énergie dissipée au blocage (E_{off}) et à l'amorçage (E_{on}) pour une tension d'entrée de 600V.

Les courbes peuvent assez bien être assimilées à des droites, et on obtient une relation linéaire

$$E_{on} + E_{off} = k \cdot I_C$$

De plus, les mesures montrent que l'on peut estimer que ces pertes sont elles aussi proportionnelles à la tension.

$$E_{on} + E_{off} = k' \cdot U$$

En définitive, on peut considérer que l'on a:

$$P_{commutation} = f \cdot I_C \cdot U \cdot K$$

où K est par exemple donné par:

$$K = \frac{(E_{on}(50A,600V) + E_{off}(50A,600V))}{50A \cdot 600V}$$

VII. Les échauffements

Ces pertes doivent être dissipées de manière que le composant puisse être maintenu à une température admissible. On définit la résistance à conduire de la chaleur d'un matériau par sa résistance thermique, pour faire un équivalent électrique. En équivalence thermique / électrique, la température ($^{\circ}C$) sera un potentiel (V), la puissance thermique (W) un courant (A) et la résistance thermique ($^{\circ}C/W$) une résistance (Ω).

Comme les potentiels électriques, on exprimera des différences de températures (ambient - radiateur, radiateur - boîtier, boîtier - jonction).

A. Les niveaux thermiques

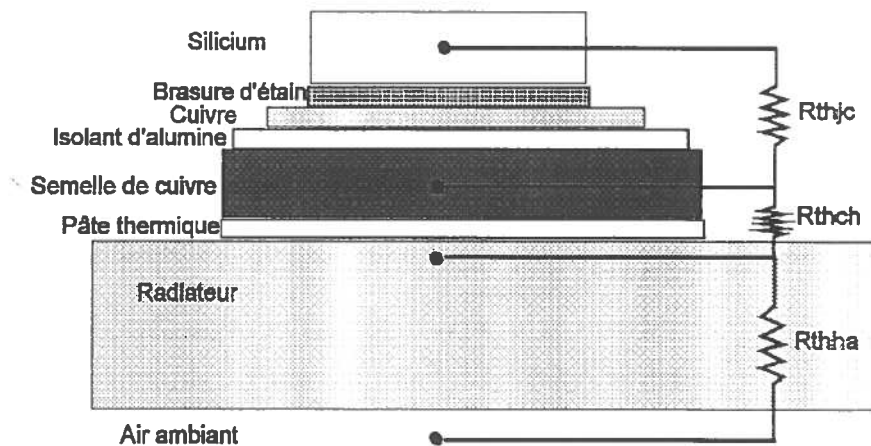


fig 9. les différentes couches thermiques, du Silicium à l'air ambiant

La puce conductrice de Silicium est brasée (soudée) sur un substrat de cuivre, lui-même collé sur une semelle isolante de céramique, elle-même posée sur une semelle de cuivre.

Ces matériaux ont une certaine résistance thermique, et les interfaces entre ces matériaux rajoutent encore une résistance thermique.

Afin de réduire celle-ci, et donc d'accroître le transfert de chaleur de la puce vers le dissipateur puis vers l'air ambiant, on dispose de plusieurs éléments.

D'un point de vue thermique, la semelle doit être la plus fine possible, les nouveaux SKiiPs et MiniSKiiPs de SEMIKRON ont résolu ce problème en supprimant la semelle de cuivre, et en disposant directement la céramique sur le dissipateur.

Une graisse thermique améliore l'échange entre le module et le dissipateur, en comblant les irrégularités de surface des deux.

Le radiateur doit être dimensionné au mieux: une grande surface de contact avec l'air ambiant augmentera le coefficient d'échange thermique avec l'air, une plus grande masse de matière permet d'avoir une grande capacité de stockage de chaleur, et par conséquent un plus grand gradient de température.

B. Modélisation - Equivalence thermique -électrique

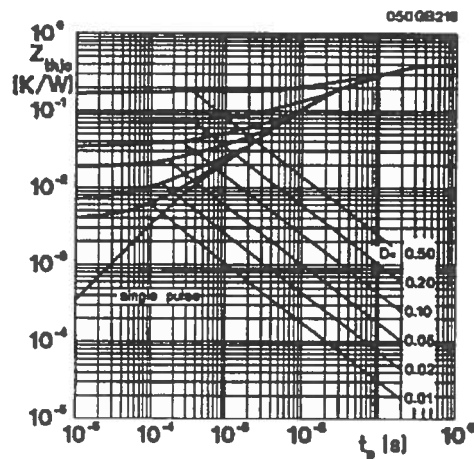


fig 10. Impédance thermique de l'IGBT

Le composant peut-être modélisé par une succession de 3 résistances thermiques, comme indiqué figure 9, R_{thjc} , résistance thermique jonction-boîtier (*junction-case* en anglais), R_{thch} entre boîtier et radiateur (*case-heat sink*) et R_{tha} entre radiateur et ambiant.

Cependant, cette modélisation n'est qu'une approximation. En effet, si l'on regarde la figure 10, on s'aperçoit que l'impédance thermique jonction-boîtier est dépendante du temps.

En réalité, cette impédance thermique transitoire est à peu près assimilable à un réseau composé de 4 RC, du type de celui de la figure 11.

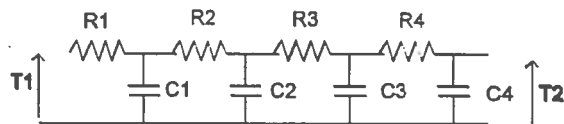


fig 11. Equivalent électrique du modèle physique de l'impédance thermique

Avec les valeurs données dans le « Data-book », p.A-18, il est possible de calculer en résolvant assez finement, des températures pour des transitoires très courts.

Naturellement, pour des régimes stationnaires, et au niveau de la puce le stationnaire démarre à 0,5 s, il est inutile de s'encombrer de telles considérations.

En revanche, pour le radiateur, cette approche peut s'avérer très utile. En effet, il est fortement fréquent que l'on doive opérer avec des fonctionnements intermittents, ou des surcharges cycliques. La modélisation devient dès lors indispensable.

Le data book donne les méthodes de calcul, pA-9, lorsque l'on fonctionne à des régimes transitoires.

Il faut cependant disposer des valeurs d'impédances thermiques et des constantes de temps.

Pour votre montage, celles-ci sont:

τ_i	0,5	70	180	2000
R_i	$3,44 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$7,08 \cdot 10^{-2}$	$5,95 \cdot 10^{-3}$

(Remarque: la valeur négative de la dernière impédance n'a aucune réalité physique, c'est simplement un résultat numérique issu d'un algorithme de calcul)

On peut ainsi déterminer l'impédance thermique à chaque instant, par la formule:

$$Z_{th}(t) = \sum_i R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right)$$

L'élévation de température sera donnée par les formules incluses dans le data-book SEMIKRON, pA-9,

VIII. Exemples d'applications

A. Onduleur triphasé à MLI (Modulation en Largeur d'Impulsions)

La MLI est un type de commande très utilisé de nos jours pour des applications de type variation de vitesse. En effet, cette commande permet de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental du courant, et par suite la vitesse de rotation d'une machine tournante.

Pour les démonstrations de calcul, nous vous invitons à vous reporter en annexe au chapitre « Calcul des pertes en MLI » .

Soit un moteur synchrone triphasé, dont les caractéristiques sont les suivantes:

$$U = 230 \text{ V}$$

$$I_{\text{moteur}} = 14,5 \text{ A}$$

$$\cos \varphi = 0,85$$

$$\Omega = 1500 \text{ tr/min}$$

On dispose d'un réseau triphasé 380 V.

On désire, pour des raisons de confort auditif et de réduction des harmoniques de bas niveau sur la machine, atteindre une fréquence de découpage de 10 kHz.

Pouvons-nous atteindre cette fréquence sans risquer d'endommager les IGBT?

1. Pertes en conduction

D'après la Fig.10, en conduction, pour l'IGBT, $V_{ce0} \approx 1,7 \text{ V}$, et $r \approx (4,7 - 1,7)/100 = 0,03 \Omega$

Le courant crête vaut $I = 20,5 \text{ A}$.

Le coefficient m vaut $m = 0,86$.

La formule donnée en annexe nous permet de déterminer les pertes en conduction:

$$P_{cond}(IGBT) = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \cdot \frac{I}{\pi} + r \cdot \frac{I^2}{4} \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(V_{ce0} \cdot \frac{I}{8} + \frac{rI^2}{3\pi} \right)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \left(17 \cdot \frac{20,5}{3,14} + 0,03 \cdot \frac{20,5^2}{4} \right) - 0,86 \cdot 0,85 \cdot \left(17 \cdot \frac{20,5}{8} + \frac{0,03 \cdot 20,5^2}{3 \cdot 3,14} \right) = 11,3W$$

Pour la diode, si on regarde la fig.17, $V_{d0} \approx 1,3V$. et $r \approx (2,3-1,3)/100=0,01 \Omega$

$$P_{cond}(Diode) = \frac{1}{2} \left(V_{d0} \cdot \frac{I}{\pi} + r \cdot \frac{I^2}{4} \right) - m \cdot \cos \varphi \cdot \left(V_{d0} \cdot \frac{I}{8} + \frac{rI^2}{3\pi} \right)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \left(1,3 \cdot \frac{20,5}{3,14} + 0,01 \cdot \frac{20,5^2}{4} \right) - 0,86 \cdot 0,85 \cdot \left(1,3 \cdot \frac{20,5}{8} + \frac{0,01 \cdot 20,5^2}{3 \cdot 3,14} \right) = 2W$$

2. Pertes aux commutations

La tension aux bornes des bras de pont est le 380 V redressé, soit au maximum $1,414 \times 380 = 540V$. En réalité, quand le montage est en charge, les condensateurs ne restent pas chargés à pleine tension, et on considère plutôt une tension redressée égale à $1,35 \times 380 = 510V$ (CF p. A-98 data-book SEMIKRON).

D'après les formules données ci-dessus, les pertes sont données en fonction d'un courant commuté. On peut estimer que les pertes moyennes sont égales aux pertes dues à la commutation

d'un courant moyen, soit sur une arche de sinusoïde $\frac{I}{\pi}$:

$$P_{sw}(IGBT) = f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off})_{(40A,600V)} \cdot \frac{I}{40} \cdot \frac{U_{dc}}{600}$$

$$= 10000 \cdot (4,5 \cdot 10^{-3} + 7,5 \cdot 10^{-3}) \cdot \frac{20,5}{40} \cdot \frac{510}{600} = 16,6W$$

Et pour la diode, la fig.18 nous donne l'énergie dissipée selon le courant commuté. Pour les faibles courants, les courbes ne se prolongent malheureusement pas. On peut considérer au premier ordre que les pertes sont proportionnelles au courant, et les surestimer en prenant celles à 24 A, au lieu de

30. A 40 A, l'énergie dissipée est de 2 mJ, donc à $\frac{I}{\pi} = 6,5$, elles seront à peu près de 0,33 mJ.

$$P_{sw}(Diode) = 10000 \cdot 0,33 \cdot 10^{-3} = 3,3W$$

Les pertes totales par diode et par IGBT sont donc:

$$P_{tot}(IGBT) = 28W$$

$$P_{tot}(Diode) = 5,3W$$

3. Echauffements

Les pertes calculées, il reste à déterminer les températures de jonction et vérifier qu'elles sont inférieures à 125°C.

Comme on l'a vu, l'élévation de température jonction boîtier est donnée par:

$$\Delta T_{jc} = R_{thjc} \cdot P$$

D'où une élévation de 11 °C entre jonction et radiateur, et de 4 °C pour la diode.

De même, entre boîtier et radiateur, en considérant que chaque boîtier comprend 2 IGBT et 2 diodes, l'élévation est de $2 \times (28 + 5,3) \times 0,05 = 3,3$ °C

Enfin, en se rappelant que 3 modules dissipent la même quantité de chaleur, l'élévation de température radiateur-ambiant est de (voir fig.10c, p B13-16)

$$\Delta T_{ha} = R_{thha} \cdot P = 0,085 \times (3 \times 2 \times (28 + 5,3)) = 17^\circ \text{C}$$

D'où une température de radiateur de 17 degrés au dessus de la température ambiante, soit 42°C si on a 25°C d'ambiante, un boîtier à 45°C, une diode à 50°C et un IGBT à 56°C. On a une très bonne marge de sécurité

B. Hacheur dévolteur

C. Hacheur survolteur

D. Hacheur résonnant

La résonance est un mode de fonctionnement intéressant car elle permet d'atteindre des fréquences de commutation beaucoup plus élevées qu'en découpage. En effet, les commutations se font généralement à courant nul, ce qui limite à une valeur très basse les pertes aux commutations.

Cependant, ce mode est bien sûr réservé pour des charges de type LC, ou RLC.

La limitation peut venir du driver, pour lequel la fréquence maximale de charge et décharge du condensateur d'entrée des IGBT est donnée par la puissance moyenne maximale de sortie du driver. Le SKHI 22 autorise un courant de sortie moyen maximal de 20 mA. La fréquence maximale est donc donnée par:

$$f_{swMax} = \frac{I_{OutAvMax}}{2 \cdot Q_{ge}}, \text{ où la division par 2 se justifie par le fait que la charge se fait à +15V, et la}$$

décharge à -15V.

IX. Approfondir les investigations

Avant toute intervention sur le montage, veuillez noter que SEMIKRON ne saurait être rendu responsable d'un quelconque dysfonctionnement résultant d'une intervention sur le montage.

L'enceinte close du montage peut être ouverte au moyen d'une clé adéquate. Il peut en effet être intéressant de modifier ou supprimer par exemple les condensateurs de découplage pour observer l'effet obtenu. **Avant remise sous tension, il est impératif de remettre en place l'enceinte et de la refermer.**

Si vous voulez observer les signaux de grille (tension grille - émetteur), veuillez prendre note que le driver comprend un isolement galvanique entre commande et puissance, ce qui veut dire que les signaux de grille sont isolés électriquement des signaux de commande. Aussi, ne relevez jamais ce signal alors que le montage est sous tension.

Il n'est pas recommandé de modifier les valeurs de résistances sur le circuit imprimé du driver. Toutefois, dans certaines applications, il peut être intéressant de visualiser l'effet de la variation de la résistance de grille sur les surtensions en court-circuit, ou bien de modifier le seuil de détection de court-circuit en intervenant sur les valeurs de Rce et Cce. Enfin, le temps mort entre l'ouverture d'un IGBT et l'ouverture de l'IGBT opposé peut être réglé par la résistance Rtd.

Pour toute modification, nous vous recommandons la plus extrême vigilance, car le matériel est sensible. Nous vous conseillons avant toute intervention de demander conseil auprès de SEMIKRON.

X. Les tests réalisés par SEMIKRON

Votre montage vous a été livré accompagné d'un certificat de test individuel. Les tests sont:

- un test en court-circuit de chaque IGBT. Pour cela, l'IGBT opposé est shunté au moyen d'un câble du type de ceux utilisés en salle de travaux pratiques, et dont l'inductance a été choisie de manière à imposer la surtension la plus forte sur l'IGBT, c'est à dire le court-circuit le plus dangereux pour le composant. Un ordre de fermeture (d'une durée fixe) est alors envoyé à l'IGBT en test sous tension maximale. La surtension ainsi que le courant maximal atteint lors du court-circuit, donc à l'ouverture, sont notifiés sur le certificat de test. Le test est jugé bon si le court-circuit a été détecté par le SKHI 22, qui a renvoyé un message d'erreur et commandé l'ouverture de l'IGBT court-circuité, et si le test n'a pas eu de conséquence sur le montage.

Sur les relevés que nous vous envoyons, il peut arriver que le courant soit limité à une valeur, égale à environ 10 fois le courant nominal du module, ceci grâce à une désaturation progressive de l'IGBT.

- un test en puissance. où le montage est testé jusqu'à échauffement maximal sur une charge, délivrant le courant et à la fréquence indiquées sur le certificat de test.