



HAL
open science

Interaction puissance-commande au sein des convertisseurs statiques

F. Merienne, J. Roudet

► **To cite this version:**

F. Merienne, J. Roudet. Interaction puissance-commande au sein des convertisseurs statiques. Journal de Physique III, 1996, 6 (6), pp.735-755. 10.1051/jp3:1996152 . jpa-00249488

HAL Id: jpa-00249488

<https://hal.science/jpa-00249488v1>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Interaction puissance-commande au sein des convertisseurs statiques

F. Merienne (*) et J. Roudet

Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble, INPG/UJF (**) ENSIEG, BP 46,
38402 Saint-Martin-d'Hères Cedex, France

(Reçu le 26 octobre 1995, révisé le 27 février 1996, accepté le 15 mars 1996)

PACS.12.10.-g – Unified field theories and models

PACS.52.30.-q – Plasma flow; magnetohydrodynamics

Résumé. — Dans les systèmes électriques actuels, l'électronique de puissance est de plus en plus utilisée pour conditionner l'énergie électrique. Les convertisseurs statiques ont subi une évolution technologique importante notamment pour augmenter leur rendement et leur compacité. Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des interrupteurs électroniques qui permet une réduction des pertes par commutation (absence de circuit d'aide à la commutation) et l'apparition de techniques de câblage nouvelles (hybrides, SMI...). Cependant, l'implantation technologique de ces composants modernes n'est pas sans poser quelques problèmes de compatibilité électromagnétique (perturbations de l'environnement, autoperturbation). La conception moderne de convertisseurs statiques ne permet plus d'ignorer les principes et les règles élémentaires de compatibilité électromagnétique (CEM) que ce soit dans la phase d'élaboration de prototype ou de préindustrialisation. C'est pourquoi les concepteurs de convertisseurs statiques s'intéressent à la Compatibilité Électromagnétique de leurs systèmes. De façon plus concrète, l'objectif de cet article est d'étudier les risques de dysfonctionnement des convertisseurs statiques dus à leur conception technologique. Les liaisons entre les sources d'énergie *via* les interrupteurs électroniques (de puissance et de commande) constituent ce que nous appelons la connectique. Le plus souvent, cette connectique est constituée de pistes de circuit imprimé, de fils ou encore de barres massives en cuivre ou aluminium. Cette connectique ne peut plus être considérée comme idéale étant donné les fréquences ou les grandeurs (fréquence, dI/dt , dV/dt) qui y transitent. Ses éléments parasites peuvent provoquer des troubles graves au sein du convertisseur statique allant même parfois jusqu'à son dysfonctionnement. L'étude proposée se déroule en deux temps. Dans un premier temps, les causes de dysfonctionnement sont mises en évidence et ordonnées en fonction de la technologie. Pour chaque cas, les risques sont évalués et des règles de conception ébauchées. Dans un deuxième temps, les règles proposées sont appliquées à un hacheur et sa commande et permettent de faire évoluer la conception du système vers une meilleure sûreté de fonctionnement.

Abstract. — The electrical energy conversion is increasingly used in actual electrical systems. Also, the reduction of energetic losses during the energy conversion has become an important objective. Thus, the electronic switch speed has been increased and allowed to reduce losses, but the technological implantation of components induces some electromagnetic compatibility problems. This is the reason of the interest of static converter designers in the Electromagnetic Compatibility. So, the study concerns the different risks of static converter malfunctioning

(*) Auteur auquel doit être adressée la correspondance (Fax : (33) 76 82 63 00)
(**) CNRS UMR 5529

due to its technology. Connections between energical sources (receiver and transmitter) and electronic switches (power unit and control unit) are often constituted of printed circuit traces, wires and copper bars. This connection is not perfect and its parasitic elements can disturb the static converter, even sometimes until its malfunctioning. The proposed study remains qualitative and unfolds in two times. In a first time, malfunctioning causes are shown according to the technology. For each case, risks are evaluated and design rules outlined. In a second time, proposed rules are applied on a power static DC/DC converter, allowing to improve layout forward a better operating safety.

Nomenclature

I_d	courant de drain du transistor MOSFET de puissance,
i_g	courant de grille du transistor MOSFET de puissance,
i_p	courant de perturbation capacitive d'un transistor bipolaire du circuit de commande,
L_g	inductance du circuit de grille du transistor MOSFET de puissance,
L_m	inductance de maille de la cellule de commutation,
L_s	inductance de source de la cellule de commutation,
M	mutuelle entre deux boucles de circuit imprimé,
r_g	résistance de grille du transistor MOSFET de puissance,
Tc	transistor bipolaire du circuit de commande du transistor MOSFET de puissance,
V_{be}	tension base-émetteur aux bornes d'un transistor bipolaire du circuit de commande,
V_{ds}	tension drain-source aux bornes du transistor MOSFET de puissance,
V_g	tension grille-source aux bornes du transistor MOSFET de puissance,
V_{gs}	tension grille-source mesurée aux bornes du transistor MOSFET de puissance.

1. Introduction

Les convertisseurs d'Électronique de Puissance sont composés du circuit de puissance et de circuits auxiliaires qui assurent la commande. Les niveaux d'énergie entre ces deux types de circuits sont très différents et font craindre une interaction néfaste de la puissance sur la commande [1, 2]. Les commutations brutales, tant en di/dt qu'en dV/dt des semiconducteurs de puissance, sont des sources de perturbation très efficaces pour les circuits bas niveaux environnants [3, 4]. Pour qu'il y ait interaction, il faut qu'il y ait aussi canal de propagation. Ici, les canaux de propagation sont bien identifiés et on peut les énumérer ci-dessous :

- Le couplage peut être d'origine galvanique ; dans le jargon généraliste de la CEM, on parle alors de couplage par impédance commune. Dans notre cas, il s'agit de l'inductance de source du composant de puissance, commune au circuit de puissance et au circuit de commande. Ce mode de couplage, qui se traduit par l'apparition d'une tension Ldi/dt , ne se manifeste que pour les convertisseurs mettant en œuvre des interrupteurs commandés en tension (MOSFET, IGBT, MCT...).

- Le couplage peut se faire de façon immatérielle, c'est-à-dire par rayonnement de la partie puissance sur la partie commande. L'image qui peut être donnée de ce couplage est différente selon la gamme de fréquence dans laquelle émettent les sources. Dans la mesure où les longueurs d'onde des perturbateurs sont grandes devant les dimensions des circuits victimes, le couplage peut être représenté par des constantes localisées qui vont exprimer les liens entre les deux entités. Dans ce cas également, on peut distinguer la prédominance des agressions, celles qui sont proportionnelles à dI/dt et celles qui sont proportionnelles à dV/dt et ce quasiment indépendamment les unes des autres [5]. On parle alors de mutuelle inductance entre boucles

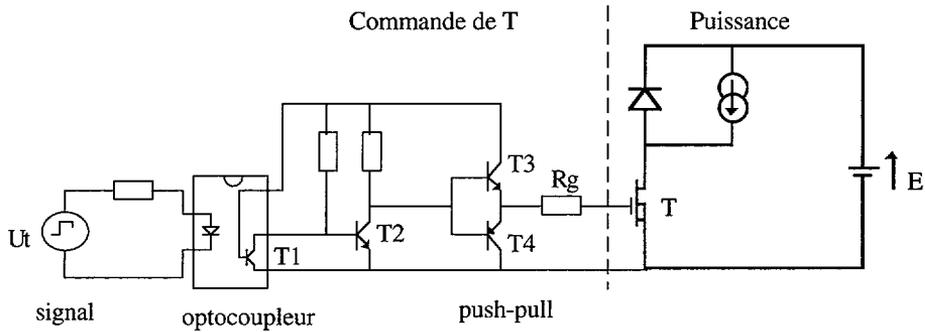


Fig. 1. — Cellule hacheur avec sa commande.

[Switching cell with its drive circuit.]

de puissance et de commande ($M \, dI/dt$) et de couplage capacitif ($C \, dV/dt$) origine des courants de mode commun.

Selon la réalisation technologique du convertisseur de puissance et de sa commande, l'un ou l'autre des types de couplage se voit favorisé. Des réalisations de grandes puissances où les câblages sont effectués par conducteurs massifs, aux petites alimentations réalisées sur circuit imprimé, on trouve aujourd'hui des solutions originales qui ont bien souvent permis la miniaturisation grâce à la possibilité d'évacuer facilement les calories, mais qui ont aussi amené leurs lots de problèmes de compatibilité électromagnétique. On peut citer pour les puissances intermédiaires (de 10 kW à 500 kW environ) les hybrides de puissance réalisés sur support d'alumine ou plus récemment pour des puissances inférieures à la dizaine de kW les réalisations sur Substrat Métallique Isolé (SMI). Le SMI est une sorte de circuit imprimé déposé sur un radiateur de 1 à 2 mm d'épaisseur en aluminium. Le diélectrique est un capton dont l'épaisseur varie avec la tension d'isolement à tenir (100 μm est une épaisseur courante). Il s'agit d'un substrat permettant le montage en surface et dont les propriétés thermiques, moins bonnes que celles de l'hybride, restent toutefois intéressantes.

Indépendamment, ces diverses technologies de réalisations se traduisent par des géométries de convertisseurs différentes et donc des coefficients de couplage eux aussi très dissemblables.

Dans une première partie de cet article, nous allons mettre en évidence les risques que font courir à la sûreté de fonctionnement du convertisseur chacun des couplages évoqués ci-dessus et dans une deuxième partie, nous quantifierons la prédominance de ceux-ci en fonction des technologies de réalisation choisies. Le concepteur pourra ainsi savoir s'il peut d'emblée écarter les risques de perturbation inhérents à un type de couplage, eu égard à la solution technologique retenue pour la réalisation du convertisseur, ou si au contraire, il doit prendre toutes les précautions qui s'imposent.

2. Les effets des couplages

Dans ce paragraphe, nous allons mettre en évidence sur une structure typique de commande d'interrupteur de puissance T commandé en tension MOSFET, IGBT ou même MCT les effets induits sur le bon fonctionnement de la commande par le couplage éventuel de la puissance.

La structure de commande typique des interrupteurs commandés en tension est présentée figure 1 (les transistor T1 à T4 sont bipolaires). Sur cette figure, le convertisseur de puissance est un hacheur.

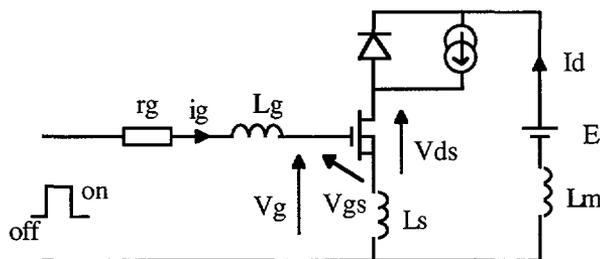


Fig. 2. — Modèle inductif du câblage de la cellule hacheur.

[Inductive model of the switching cell.]

2.1. COUPLAGE PAR INDUCTANCE COMMUNE. — Le schéma de la figure 2 montre les principaux paramètres intervenant dans cette phase. L_s , L_m , L_g sont des inductances parasites de câblage. La commande est modélisée par un générateur de créneau.

L_s est le seul lien galvanique entre les deux circuits autres que ceux réalisés éventuellement par les alimentations auxiliaires (autoalimentation...). Le terme résistif de la liaison est toujours négligeable devant le terme inductif, quel que soit le mode de câblage et même en prenant en compte les effets de la fréquence (peau et effets de proximité).

- V_g est la tension grille-source que l'on peut mesurer facilement à l'aide d'un oscilloscope.
- V_{gs} est la tension appliquée entre grille et source et qui commande véritablement l'état du transistor de puissance.
- L_s représente l'inductance commune entre le circuit de puissance et le circuit de commande ; elle est traversée par le courant de drain I_d et le courant de grille i_g simultanément lors des commutations. Une partie de cette inductance est d'ailleurs interne au boîtier, l'autre est constitué par la patte du composant.

Lors de la fermeture du transistor de puissance, le courant de puissance drain-source I_d croît avec une pente $\frac{dI_d}{dt}$ provoquant une tension $L_s \frac{dI_d}{dt}$ qui vient s'opposer à celle du générateur de commande, et par là-même diminuer le courant i_g , et donc ralentir la commutation du composant. Au même moment, la diode de roue libre est en pleine phase de recouvrement et, si ce phénomène n'est pas progressif, des oscillations importantes peuvent être observées sur la grille du composant [6, 7]. Les oscillations du courant de puissance sont engendrées par l'inductance de maille de la cellule de commutation associée au caractère capacitif de la diode dans la dernière phase de son recouvrement. On observe des phénomènes équivalents lors de l'ouverture.

Les formes d'ondes expérimentales de la figure 3 montrent que des remises en conduction du transistor de puissance sont possibles avec une inductance L_s relativement élevée lors d'une commande de T à l'ouverture. Ces remises en conduction sont préjudiciables au bon fonctionnement du convertisseur statique (tant en terme de pertes que de perturbations conduites ou rayonnées) et doivent être évitées surtout si le convertisseur est un bras d'onduleur.

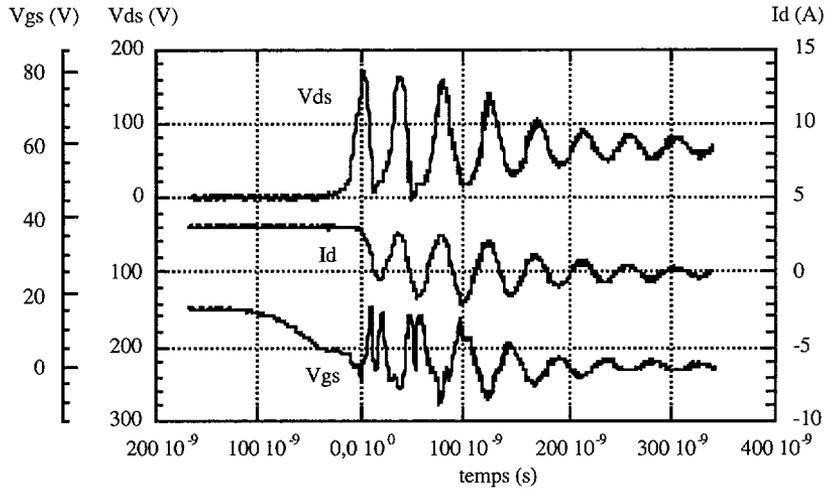


Fig. 3. — Autoperturbation du convertisseur statique par impédance commune (formes d'ondes expérimentales).

[Self-disturbance of the power static converter by common impedance (experimental waveforms).]

L'augmentation de l'inductance commune L_s a deux actions antagonistes vues de l'interaction puissance commande. D'une part, elle a tendance à augmenter le couplage entre le circuit de puissance et le circuit de commande. D'autre part, elle diminue le front de courant de puissance dI/dt . La tension induite à ses bornes peut s'écrire :

$$V_i = L_s \frac{dI}{dt} \text{ avec } \frac{dI}{dt} \text{ dépendant de } L_s \quad (1)$$

La tension induite aux bornes de l'impédance commune n'est donc pas maximale pour une inductance commune L_s de grande valeur.

Une simulation sur SPICE a été effectuée en faisant varier l'inductance commune L_s entre 5 nH et 15 nH. Le circuit simulé est le hacheur de la figure 2. Les paramètres de la simulation sont les suivants :

MUR 840
 IRF 740
 $E = 100 \text{ V}$
 $I_{\text{charge}} = 5 \text{ A}$
 $U_t = 0 \text{ à } 15 \text{ V}$
 $R_g = 10 \text{ } \Omega$
 $L_a = 20 \text{ nH}$
 $L_b = 20 \text{ nH}$

La figure 4 montre les résultats de cette simulation pour trois valeurs distinctes de l'inductance commune L_s . On observe qu'un dysfonctionnement de la commutation se produit pour une inductance commune L_s de 10 nH alors que le fonctionnement est correct pour $L_s = 5 \text{ nH}$ et 15 nH . SPICE permet de visualiser les pertes énergétiques par commutation en intégrant au cours du temps le produit de la tension V_{ds} aux bornes du transistor de puissance avec le courant I_d le parcourant. La confiance que l'on peut avoir sur la prédiction des pertes a tendance à être supérieure à celle que l'on peut attendre concernant la prédiction des formes

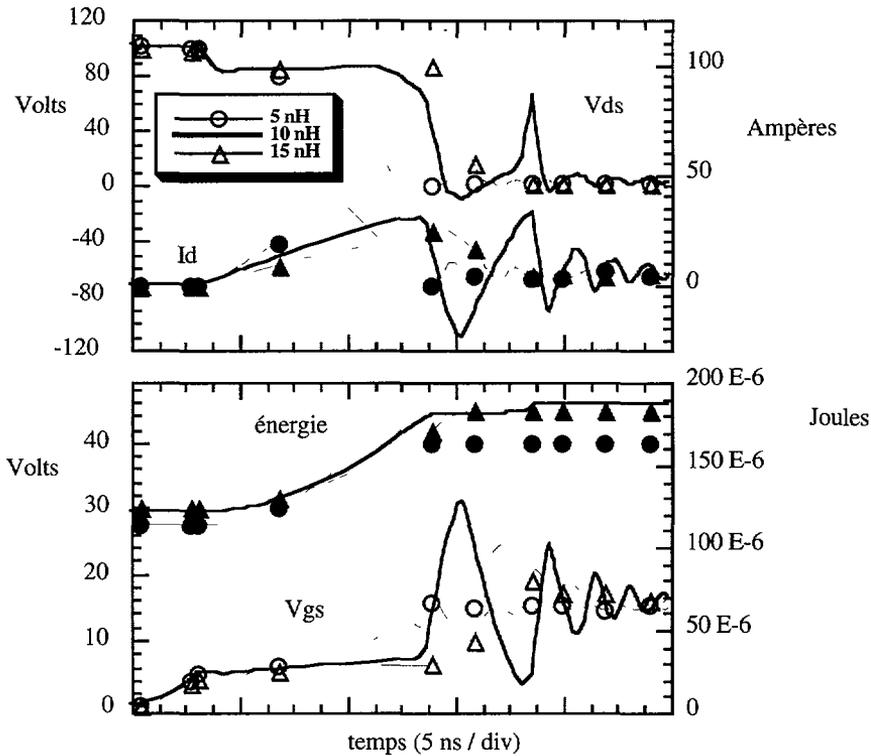


Fig. 4. — Influence de l'inductance de source L_s sur la commutation du MOSFET (formes d'ondes simulées sur SPICE).

[Influence of the source inductance L_s on the MOSFET switching (SPICE waveforms).]

d'ondes dans la mesure où l'énergie de commutation apparaît comme une intégrale d'un produit alors que les di/dt et dV/dt instantanés sont nécessaires à une bonne prédiction CEM. On observe ainsi que lorsque l'on continue à augmenter L_s , les pertes finissent par décroître mais la commutation est ralentie.

2.2. COUPLAGE PAR MUTUELLE-INDUCTANCE. — Nous allons d'abord montrer qualitativement quel peut être le problème d'un couplage trop fort entre la boucle de puissance ou cellule de commutation et une boucle du circuit de commande.

Au moment de la commutation de l'interrupteur T sur la diode ou réciproquement, la cellule de commutation constitue une boucle parcourue par un courant à fort dI/dt (négatif au blocage de l'interrupteur commandé et positif à son amorçage). Dans ce type d'étude, on considère, de façon légitime, que les transistors de commande Tc sont dans un état stable alors que la commutation du courant de puissance commence à peine. Sur la figure 5, Tc représente un des transistors T1, T2, T3 ou T4 de la figure 1.

L'effet du couplage entre les deux boucles peut être représenté par l'existence de 2 inductances couplées caractérisées par L_m , L_2 et M . On peut écrire :

$$V = L_2 \frac{di}{dt} + M \frac{dI}{dt} \quad (2)$$

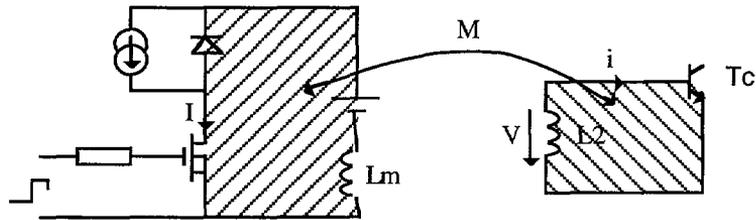


Fig. 5. — Couplage par effet mutuelle entre la boucle de la cellule hacheur et une boucle de sa commande.

[Inductive coupling between the cell loop and a drive circuit loop.]

La cellule de commutation constitue une boucle de puissance de faible impédance interne qui émet donc un champ magnétique lors de la commutation. Plusieurs cas sont donc à considérer suivant :

- Le signe du front de courant dI/dt .
- L'état de l'interrupteur victime situé dans la boucle de commande dont on étudie le couplage (ouvert ou fermé).
- Le signe et la valeur de la mutuelle entre les deux boucles.

2.2.1. Étude de la valeur de la mutuelle. — Lors de l'implantation d'un circuit de commande au-dessus du circuit de puissance, le cas de figure de deux boucles superposées apparaît. L'effet induit d'une boucle sur l'autre, représenté par la mutuelle les reliant, dépend de leur géométrie et de leur position relative. Deux boucles réalisées en circuit imprimé sur deux plans parallèles sont choisies. La mutuelle entre deux boucles de circuit imprimé est calculée à l'aide de formulations que l'on trouve dans la littérature [8,9]. Le logiciel InCa, développé au Laboratoire d'Électrotechnique de Grenoble, permet de calculer les inductances et mutuelles parasites introduites par la connectique d'un convertisseur d'électronique de puissance. Le logiciel InCa utilise des expressions analytiques provenant d'intégrations successives et développées par Hoer et Love.

Lorsque ces deux boucles sont centrées, et lorsque l'on fait varier la hauteur les séparant, l'influence de cette hauteur sur la mutuelle entre ces deux boucles peut être définie. La figure 6 montre ces variations, ainsi que les dimensions de chacune des boucles. Les deux boucles sont orientées dans le même sens, la mutuelle est alors positive.

Au-dessous de 5 cm de hauteur, la valeur de la mutuelle peut devenir importante.

Un autre cas de figure fréquent dans un convertisseur statique est celui où les boucles appartiennent au même plan. L'influence du décalage entre ces boucles, comme le montre la figure 7 peut être étudiée. Pour deux boucles orientées dans le même sens, la mutuelle est négative.

La valeur absolue de la mutuelle est plus importante lorsque les deux boucles sont superposées plutôt que sur le même plan. En effet, la boucle de commande embrassera alors une partie beaucoup plus importante du champ magnétique créé par la boucle de puissance. Le signe de la mutuelle, quant à lui, dépend du sens de l'orientation choisi.

D'autre part, lors de l'utilisation d'un plan de masse, les inductances et mutuelles des boucles du circuit sont fortement réduites car le champ magnétique est alors diminué. La figure 8 montre l'influence de la hauteur entre une boucle et son plan de masse sur l'inductance de cette boucle.

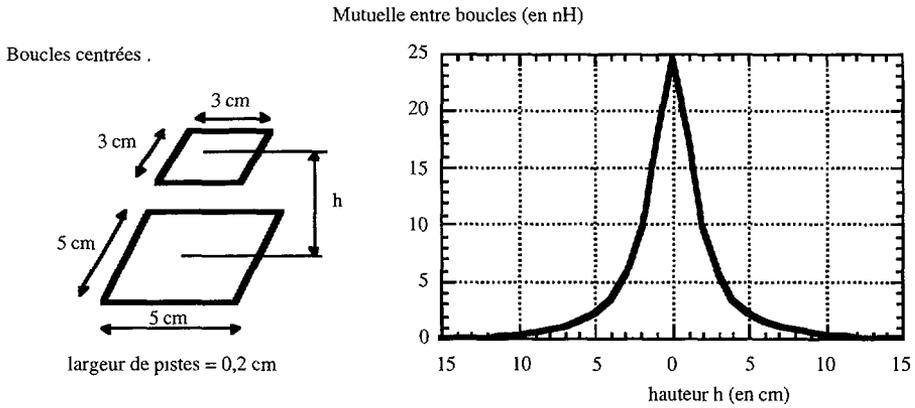


Fig. 6. — Influence de la hauteur séparant deux boucles superposées sur leur mutuelle.

[Mutual between two loops as a function of the distance h .]

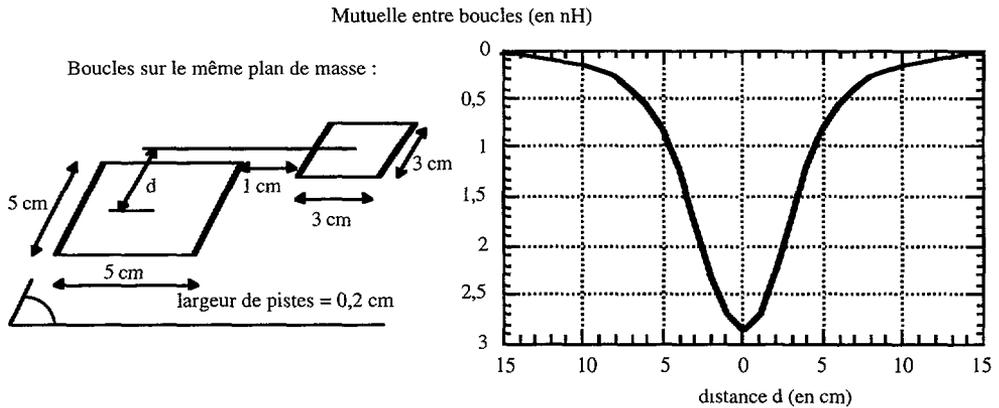


Fig. 7. — Influence du décalage entre deux boucles appartenant au même plan sur leur mutuelle.

[Mutual between two loops on the same plan as a function of the distance d .]

Les cas particuliers du circuit imprimé sur plan de masse et du SMI sont mis en évidence. L'utilisation du SMI comme substrat à la fois de puissance et de commande permet de réduire les phénomènes d'interaction mutuelle d'un facteur important allant de 10 par rapport au cas du circuit imprimé sur plan de masse jusqu'à 100 par rapport au cas du circuit imprimé sans plan de masse.

2.2.2. *Étude du couplage lorsque le transistor T_c est initialement ouvert.* — Le processus de perturbation du transistor bipolaire T_c peut alors être modélisé par le schéma de la figure 9 où M représente la mutuelle inductance entre les boucles de puissance et de commande.

La tension V aux bornes de l'inductance est :

$$V = M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt}. \quad (3)$$

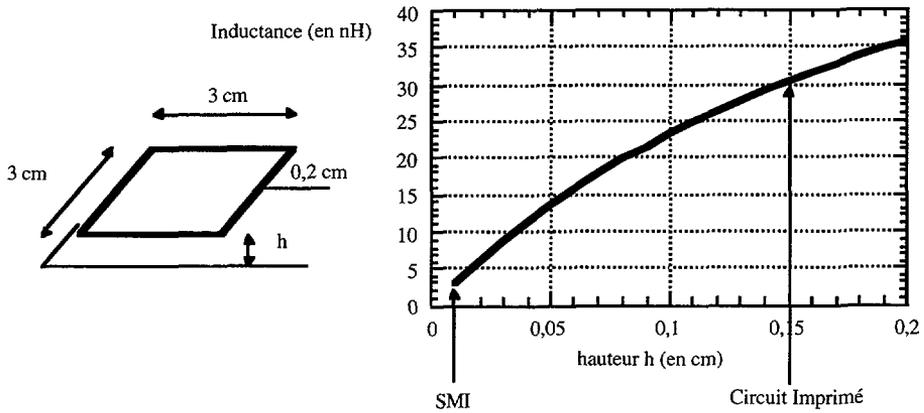


Fig. 8. — Influence de la hauteur au plan de masse sur l'inductance d'une boucle.
 [Inductance as a function of the distance h from the ground-plane.]

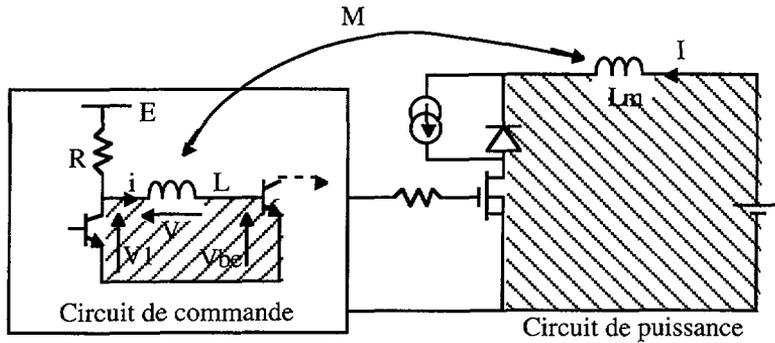


Fig. 9. — Perturbation inductive du transistor bipolaire initialement ouvert.
 [Inductive disturbance of a bipolar transistor initially off.]

La maille du circuit de commande s'écrit :

$$V_{be} = V_1 - V \tag{4}$$

avec : V_1 : tension aux bornes du transistor bipolaire amont qui est supposée constante.

Le transistor bipolaire sera perturbé lorsque la tension V_{be} aux bornes de sa jonction base-émetteur aura franchi un seuil V_{th} [10,11]. Ce seuil a pour valeur 0,7 volts pour un transistor bipolaire 2N2222. L'inductance de boucle L est source d'une tension induite s'opposant au courant qui l'a créée, cette tension est faible et une marge de sécurité est prise en compte si son effet est négligé. La tension collecteur-émetteur V_1 est pratiquement nulle si le transistor amont est saturé. Avec ces hypothèses simplificatrices, la condition de non-perturbation s'écrit alors :

$$- M \frac{dI}{dt} < V_{th}. \tag{5}$$

Si cette condition est respectée, le transistor bipolaire sera considéré non perturbé. Deux cas se présentent selon le signe du terme MdI/dt .

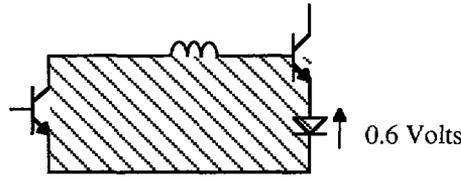


Fig. 10. — Amélioration de l'immunité du transistor de commande.
 [Best protection of the bipolar transistor from inductive coupling.]

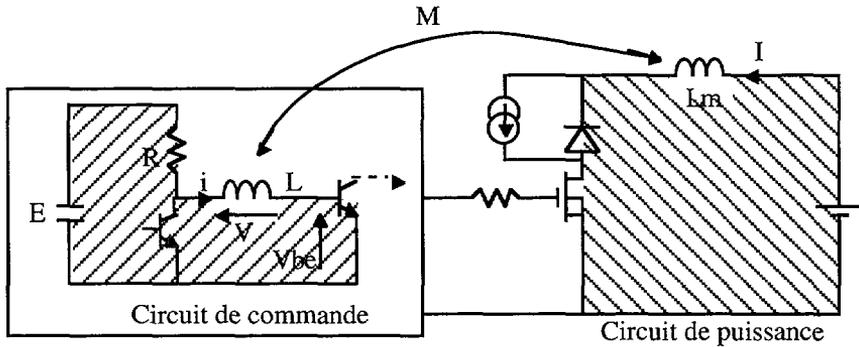


Fig. 11. — Perturbation par couplage inductif d'un transistor initialement fermé.
 [Inductive disturbance of a bipolar transistor initially on.]

Si $M \frac{dI}{dt}$ est négatif, alors la condition (5) peut ne pas être respectée et il existera un risque de perturbation du transistor bipolaire. Par contre, si $M \frac{dI}{dt}$ est positif, la condition (5) sera toujours respectée. Dans ce cas, la tension induite V est source d'une tension qui confirme l'état bloqué du transistor victime.

Remarque : le montage simple de la figure 10 permet d'augmenter de 0,6 volts l'immunité du transistor de commande par l'ajout d'une diode en série avec la base du transistor bipolaire.

2.2.3. *Étude du couplage lorsque le transistor T est initialement fermé.* — Lorsque le transistor victime est initialement fermé, le transistor amont est ouvert. La boucle victime à considérer n'est donc plus la même que dans le cas précédent. Le processus de perturbation est celui de la figure 11.

La boucle de commande est alors souvent plus importante que lorsque le transistor victime est initialement ouvert. La tension induite dans la boucle victime s'écrit encore :

$$V = M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt}. \tag{6}$$

L'équation de maille s'écrit:

$$E = Ri + V + V_{be}. \tag{7}$$

Tableau I. — *Évaluation des risques d'autoperturbation par effet de mutuelle-inductance.*
 [Evaluation of self-disturbance risks by mutual effect.]

	$M \frac{dI}{dt} > 0$	$M \frac{dI}{dt} < 0$
Tc fermé	un faible risque existe	0
Tc ouvert	0	le RISQUE existe

L'effet de l'inductance de boucle peut être négligé. La tension base-émetteur V_{be} est égale à la tension de seuil V_{th} du transistor bipolaire. On suppose que le transistor bipolaire est perturbé lorsque son courant de base i devient négatif ou nul. Ce critère amène la condition de bon fonctionnement suivante :

$$M \frac{dI}{dt} \leq E - V_{th}. \quad (8)$$

Le terme $E - V_{th}$ est nécessairement positif. Deux cas se présentent alors selon le signe de $M \frac{dI}{dt}$.

Si $M \frac{dI}{dt}$ est négatif, la condition (8) sera toujours respectée. La tension induite ne fera que confirmer l'état du transistor bipolaire victime.

Si $M \frac{dI}{dt}$ est positif, il existe un risque que la condition (8) ne soit pas respectée. Cependant, le terme $E - V_{th}$ est largement supérieur au terme V_{th} en général. Les valeurs courantes sont 15 volts pour E et 0,7 volts pour V_{th} . Ainsi, le risque est faible comparativement au cas où le transistor bipolaire était initialement ouvert.

2.2.4. Récapitulatif. — Les points précédents conduisent à des conclusions intermédiaires relatives au risque de perturbation que le concepteur peut s'attendre à trouver. Le tableau I dresse un constat de l'évaluation du risque.

L'interrupteur de commande choisi pour développer le raisonnement est le transistor bipolaire 2N2222A. Bien entendu, les portes TTL issues de cette même technologie réagissent de la même manière. Pour la logique CMOS, il existe aussi des seuils de fonctionnement comparable à la tension de seuil. Le raisonnement effectué avec le transistor bipolaire peut s'appliquer aux portes TTL et CMOS.

2.3. COUPLAGE PAR CAPACITÉ PARASITE. — Les couplages capacitifs en électronique de puissance peuvent intervenir par le biais de différents chemins. Ainsi, les transformateurs d'alimentation possèdent des capacités parasites entre primaire et secondaire qui peuvent être le siège de courants capacitifs sources de perturbation. Les isolations galvaniques, qu'elles soient assurées par un optocoupleur ou par un transformateur de signaux, peuvent aussi servir de chemin de propagation à des courants perturbateurs. En effet, la partie en aval de ces isolations subit les variations d'un potentiel flottant du circuit de puissance alors que la partie amont conserve un potentiel fixe. Le front de tension aux bornes des capacités parasites est alors la source d'un courant capacitif susceptible de perturber gravement un élément de la commande. Ces cas sont particulièrement à redouter dans un bras d'onduleur (volontairement non traité dans cet article).

Un autre chemin privilégié de ces courants capacitifs est fourni par le plan de masse supportant les pistes de circuit imprimé. La configuration usuellement rencontrée en électronique de puissance est celle de la figure 12.

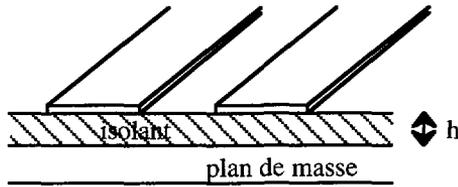


Fig.12



Fig.13

Fig. 12. — Les pistes de circuit imprimé.

[Printed circuit board.]

Fig. 13. — Modèle capacitif de pistes de circuit imprimé.

[Capacitive model of the printed circuit board.]

L'épaisseur h de l'isolant entre les pistes de cuivre et le plan de masse dépend de la technologie utilisée. Ainsi, dans le cas du circuit imprimé sur époxy, le plan de masse est constitué par un éventuel boîtier, un capot de voiture, une armoire électrique ou la terre. La hauteur h est alors très importante par rapport aux dimensions des pistes et les capacités parasites sont normalement faibles.

Dans le cas du circuit imprimé en époxy sur plan de masse, la hauteur de l'isolant est de l'ordre de 1,5 mm et les capacités parasites entre les pistes et le plan de masse ne sont donc plus négligeables. Si l'on choisit le Substrat Métallique Isolé (SMI), la hauteur de l'isolant est très faible, de l'ordre de 100 μm . Les capacités parasites entre pistes et plan de masse seront alors beaucoup plus élevées.

Le modèle de la configuration de la figure 12 est représenté par la figure 13.

La détermination des valeurs des capacités discrètes du modèle est possible à l'aide de formulations empiriques que l'on peut trouver dans la littérature [12]. On peut retenir deux formulations parmi celles-ci : la formulation entre plans parallèles et la formulation de Wheeler/Schneider, plus précise car elle prend en compte les effets de bords de pistes. Dans le cas du SMI, cependant, les effets de bords sont négligeables, grâce à la très faible épaisseur du diélectrique et la formulation entre plans parallèles convient parfaitement.

Les capacités parasites qui existent entre un conducteur de puissance et une piste de la carte de circuit imprimé de commande sont extrêmement faibles comme le montre le tableau II.

Par ailleurs, le transistor de puissance présente, par le biais de sa propre embase, une surface importante en regard avec le radiateur chargé de dissiper les calories avec l'environnement ambiant. Cette surface est nécessairement grande de façon à présenter une résistance thermique la plus faible possible. Cela entraîne alors des capacités parasites avec le plan de masse non négligeables [13].

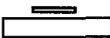
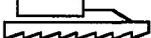
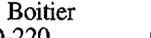
Le tableau II donne des ordres de grandeurs des capacités parasites que l'on peut trouver.

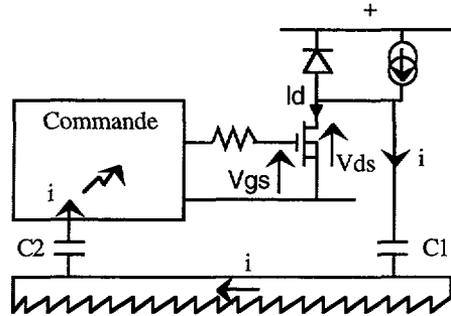
On voit rapidement que l'effet du plan de masse supprime les effets entre deux éléments de connectique. Le plan de masse est donc le chemin de propagation principal aux courants de mode commun. Lors d'un dV/dt aux bornes du transistor de puissance, un courant de mode commun est engendré dans les capacités parasites entre les pistes et le plan de masse représenté figure 14.

Suivant son trajet, ce courant peut aisément venir confirmer ou infirmer l'état d'un transistor faible niveau de l'étage de commande.

Tableau II. — *Ordre de grandeurs de capacités parasites.*

[Parasitic capacitances magnitude.]

					
		Circuit imprimé	SMI	Boitier TO-220	Boitier CMS
0,1 pF/m	0,1 pF/m	5 pF/cm ²	50 pF/cm ²	50 pF	40 pF

Fig. 14. — *Modèle de la perturbation capacitive.*

[Model of the capacitive disturbance.]

La capacité équivalente du schéma est :

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (9)$$

2.3.1. *Étude de la perturbation lorsque le transistor Tc est initialement fermé.* — La jonction base-émetteur présente une chute de tension de diode, dont la valeur est faible devant l'amplitude de la source perturbatrice. On peut donc écrire :

$$i_p = C_{eq} \frac{dV}{dt} \quad (10)$$

La figure 15 représente le modèle de cette étude.

- Si $\frac{dV}{dt} > 0$ (on est dans le cas de l'ouverture de l'interrupteur de puissance), le courant i_p de mode commun vient s'ajouter au courant de base du transistor et de ce fait il n'y a pas de risque de perturbation.
- Si $\frac{dV}{dt} < 0$ (fermeture de l'interrupteur de puissance), le courant i_p se retranche au courant de base et il existe un risque de perturbation.

Lors de l'utilisation d'un plan de masse commun à la partie puissance et la partie commande, le risque de perturbation est important. Les formes d'ondes expérimentales de la figure 16 montrent un reblocage du transistor de puissance dû à ce phénomène après une commande de mise en conduction.

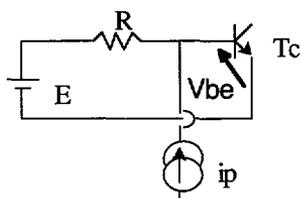


Fig. 15. — Perturbation de Tc initialement fermé.

[Capacitive disturbance of the bipolar transistor Tc initially on.]

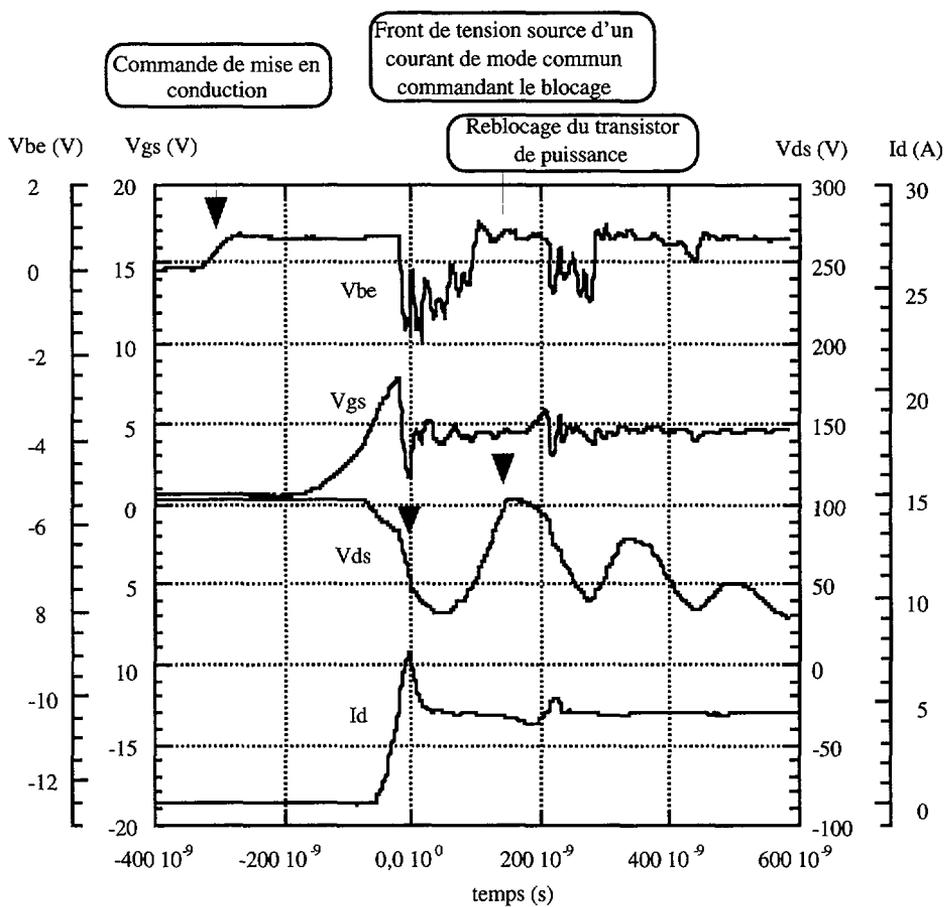


Fig. 16. — Autoperturbation d'un convertisseur statique par courant de mode commun (formes d'ondes expérimentales).

[Self-disturbance of a power static converter by common mode current (experimental waveforms).]

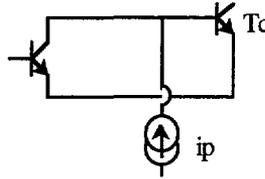


Fig. 17. — Perturbation de Tc initialement ouvert.

[Capacitive disturbance of Tc initially off.]

Tableau III. — Évaluation des risques d'autoperturbation par effet capacitif.

[Evaluation of self-disturbance risks by capacitive effect.]

	Fermeture du transistor de puissance $\frac{dV}{dt} < 0$	Ouverture du transistor de puissance $\frac{dV}{dt} > 0$
Tc fermé	le RISQUE existe	0
Tc ouvert	0	un faible risque existe

2.3.2. *Étude du couplage lorsque le transistor Tc est initialement ouvert.* — La figure 17 représente le modèle de cette étude.

- $\frac{dV}{dt} < 0$ le courant i_p est négatif, il confirme donc l'état bloqué de Tc.
- $\frac{dV}{dt} > 0$ le courant i_p est susceptible d'entraîner la fermeture du transistor Tc si la quantité de charges apportée à la jonction base-émetteur est suffisante ; cependant l'interrupteur de commande placé en amont est alors fermé et présente une impédance assez faible qui peut écouler directement le courant à la masse. Le risque est alors fortement réduit.

2.3.3. *Récapitulatif.* — Les points soulevés dans les parties 2.3.1. et 2.3.2. peuvent conduire à des conclusions préliminaires présentées dans le tableau III.

2.4. *MODÈLE AFFINE DE LA COMMUTATION DE L'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE.* — Lors de l'étude des couplages faite précédemment, la source de perturbation provenait du transistor de puissance de la cellule de commutation ; la commutation de ce dernier était représentée par de simples fronts en tension et en courant avec :

- fermeture : $dV/dt < 0$ et $dI/dt > 0$.

- ouverture : $dV/dt > 0$ et $dI/dt < 0$.

Malheureusement, cette configuration idéalisée de la commutation de la cellule hacheur est rarement vérifiée dans la pratique. En effet, la diode et le transistor constituant la cellule hacheur ne sont pas idéaux d'une part et d'autre part, la connectique possède des éléments parasites inductifs et résistifs. Ainsi, on a l'habitude d'être confronté à des formes d'ondes de la commutation du hacheur présentant quelques différences avec ce que le concepteur pourrait souhaiter. À la fermeture du transistor de puissance, on peut ainsi observer une surintensité due au courant de recouvrement de la diode, suivie d'oscillations dues aux éléments parasites inductifs de la connectique et capacitifs des composants. À l'ouverture du

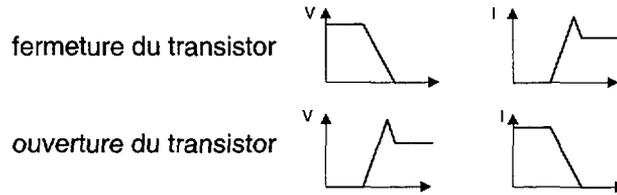


Fig. 18. — Modèle affiné de la commutation du transistor de puissance.

[Fine model of the MOSFET switching.]

transistor, une surtension à ses bornes apparaît ; elle est due à la tension $L_m dI/dt$ aux bornes de la connectique qui se rajoute à la tension d'alimentation. Cette surtension est suivie d'oscillations.

Dans un premier temps, nous pouvons modéliser la commutation du transistor de puissance (qui est la source de perturbation) par les formes d'ondes de la figure 18.

Approximer la commutation à une simple forme linéaire dV/dt et dI/dt unique est commode pour en faire une étude qualitative mais reste toutefois un peu réducteur quand on observe une commutation réelle (courant de recouvrement se manifestant à la fermeture du transistor MOS et oscillations de tensions à l'ouverture du transistor MOS).

Globalement, on peut dire que l'étude précédente n'est pas remise en question car les dI/dt et dV/dt "secondaires" sont plus petits. Néanmoins, dans le cas d'oscillations importantes, une simulation temporelle faite avec des modèles traduisant ces phénomènes peut être rendue nécessaire. Une analyse fréquentielle peut aussi être utile pour analyser le phénomène puisque les couplages s'expriment également facilement dans ce domaine.

Les oscillations sont ici négligées. Avec ce modèle plus fin, des risques viennent se rajouter dans nos deux tableaux d'évaluation.

En conclusion, on peut schématiser les risques :

- Perturbation capacitive : risque si Tc est fermé et le transistor de puissance se ferme, risque faible si Tc est ouvert et le transistor de puissance s'ouvre.
- Perturbation inductive : la combinaison ouvert/fermeture ou ouvert/ouverture entre la victime et la source dépend du signe de la mutuelle et donc de la position relative des boucles.

3. Application à la commande d'un transistor à grille isolée

Au cours du paragraphe précédent, nous avons mis en évidence les différents modes de perturbation (impédance commune, couplage capacitif, couplage inductif) et nous avons pu dresser une cartographie des risques éventuels de perturbation d'un transistor bipolaire de commande dans un état fermé ou ouvert suivant que la commutation a lieu à la fermeture ou à l'ouverture.

Dans ce paragraphe, nous allons appliquer ces règles de base pour évaluer la sûreté de fonctionnement d'une carte de commande typique d'un composant à grille isolée. La carte utilisée est celle de la figure 1 que nous reproduisons figure 19.

Dans cet exemple, nous étudierons le cas d'un hacheur réalisé en technologie SMI. Nous avons vu dans la partie précédente que cette structure présentait des capacités parasites importantes mais avait des inductances et mutuelles parasites très faibles.

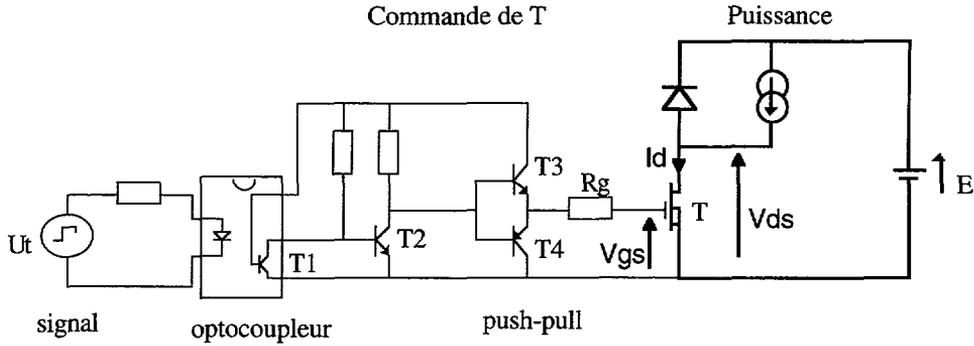


Fig. 19. — Cellule hacheur avec sa commande.

[Switching cell with its drive circuit.]

3.1. ÉVALUATION DES RISQUES DE PERTURBATION DE LA COMMANDE. — Nous avons vu précédemment que le risque dépendait du couple (état de la victime/commutation de la source). Cette commande présente 4 étages de commutation :

- le transistor de sortie de l'optocoupleur T1,
- le transistor T2,
- le push-pull T3 et T4,
- le transistor de puissance.

On peut aisément trouver l'état d'un composant amont lors de la commutation du transistor de puissance. Schématiquement, pour une commande à plusieurs étages, on peut écrire :

$$E_b = (-1)^t E_a \quad (11)$$

avec :

- E_a : état de l'étage a (fermé \rightarrow 1 ou ouvert \rightarrow -1),
- E_b : état de l'étage b,
- t : nombre de transitions entre étages inversant l'état d'un étage à l'autre.

Par exemple, dans notre cas, nous avons :

$$E_{mos} = (-1)^2 E_1 = E_1 \quad (12)$$

C'est-à-dire qu'il y a 3 transitions entre le transistor de sortie de l'optocoupleur T1 et le MOSFET mais seulement 2 d'entre elles changent l'état de l'étage suivant (en effet, lorsque le push-pull se ferme, le MOSFET se ferme également). Donc, on voit que le transistor de sortie de l'optocoupleur est fermé lorsque le MOSFET commute à la fermeture.

3.2. PERTURBATION PAR COUPLAGE CAPACITIF. — Le risque existe lorsque l'on a le couple (victime fermée/fermeture de la source). On peut donc schématiser les risques à prévoir de la façon représentée par la figure 20.

Cependant, le risque de perturber l'optocoupleur est beaucoup plus important que celui de perturber un transistor bipolaire car l'optocoupleur est beaucoup plus sensible qu'un transistor bipolaire aux courants de mode commun. En effet, le transistor de sortie d'un optocoupleur

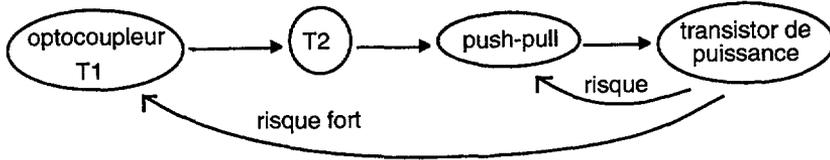


Fig. 20. — Diagramme de risques de perturbation.

[Disturbance risk diagram.]

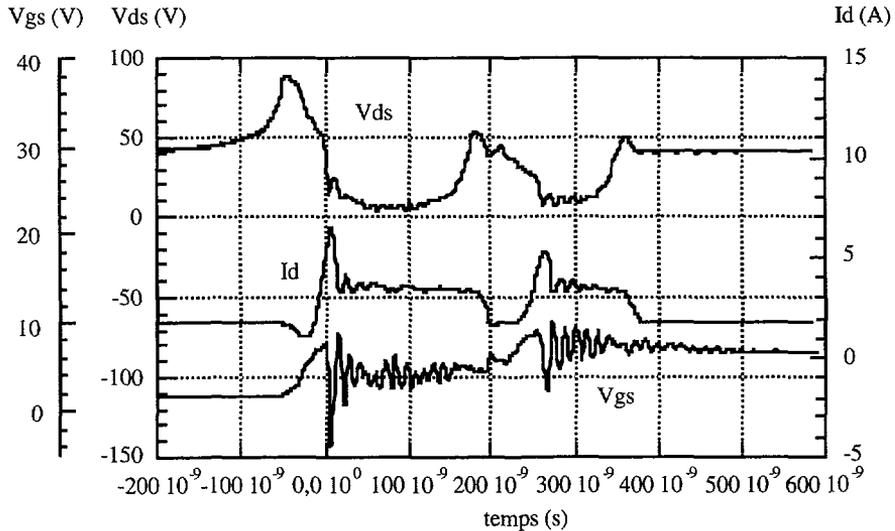


Fig. 21. — Autoperturbation du convertisseur statique par courant de mode commun (formes d'ondes expérimentales).

[Self-disturbance of the power static converter by common mode current (experimental waveforms).]

commute sur des courants de l'ordre de $50 \mu\text{A}$ alors que le transistor bipolaire commute sur des courants de l'ordre de 1 mA soit un rapport de 20. Les formes d'ondes expérimentales de la figure 21 montre une perturbation relevée expérimentalement lors de la fermeture du transistor de puissance et lorsque la configuration de la commande est celle de la figure 20.

De façon à réduire les risques de perturbation, un étage de commande peut être rajouté pour décaler l'état de l'information. Ainsi, l'optocoupleur aura moins de risque d'être perturbé. Le schéma de perturbation sera alors celui de la figure 22.

Le risque se reporte sur l'étage rajouté mais sera moindre car il s'agit d'un transistor bipolaire. Si l'on rajoute un étage de commande suivant la configuration de la figure 22, on assure un fonctionnement correct du convertisseur statique dans les mêmes conditions que précédemment : le courant de mode commun créé ne va plus perturber l'optocoupleur. La figure 23 montre que la perturbation a disparu.

La même maquette a été utilisée afin d'obtenir les formes d'ondes expérimentales de la figure 21 et de la figure 23. Un étage a simplement été rajouté (transistor bipolaire $T2'$) entre l'optocoupleur et le transistor bipolaire $T2$ afin d'assurer le fonctionnement correct du convertisseur statique.

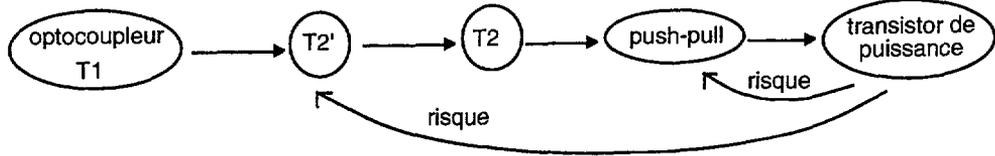


Fig. 22. — Modification du diagramme de risques de perturbation.
 [Modification of the disturbance risk diagram.]

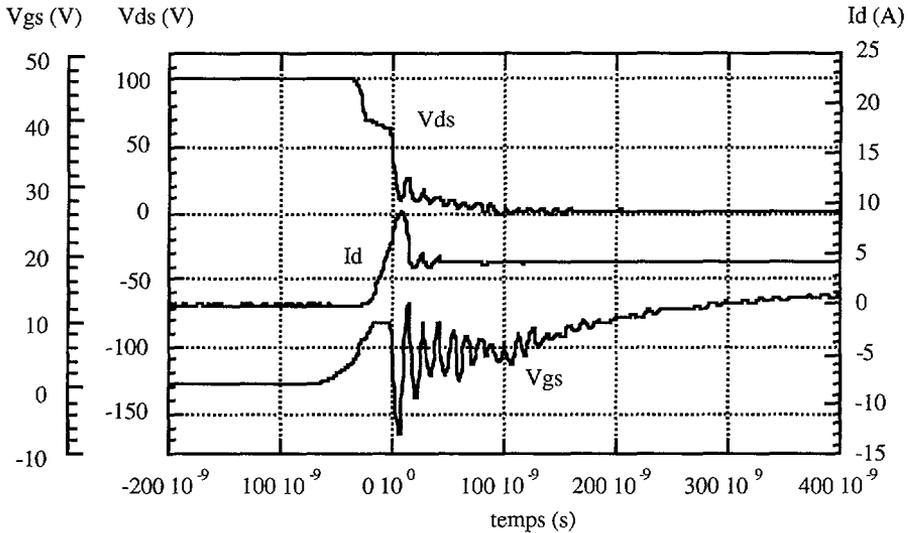


Fig. 23. — Fonctionnement correct du convertisseur statique malgré un courant de mode commun (formes d'ondes expérimentales).
 [Correct functioning of the power static converter because of an added stage (experimental waveforms).]

Une autre solution consiste à relier par un court-circuit le radiateur et la masse de l'optocoupleur. On détourne ainsi les courants de mode commun par un chemin de plus faible impédance comme le montre la figure 24. Cette solution assure ainsi un fonctionnement correct de la commande. Mais cette solution n'est pas toujours réalisable du fait de la compatibilité des masses et cette solution n'est pas possible dans le cas de l'onduleur où une des deux commandes est flottante.

3.3. PERTURBATION PAR COUPLAGE INDUCTIF. — L'utilisation du SMI annule quasiment tout risque de perturbation par mutuelle-inductances. En effet, le plan de masse, alors très proche des pistes, diminue les valeurs des inductances et des mutuelles dans un rapport allant de 10 à 100. Ainsi, les couplages suite à des dI/dt sont presque nuls. La surtension à l'ouverture aux bornes de l'interrupteur de puissance et les oscillations qui suivent chaque commutation sont aussi plus faibles. De plus, les commutations sont plus rapides, ce qui abaisse les pertes engendrées mais augmente les fronts de tension et de courant et engendre des risques plus grands de perturbation par couplage capacitif.

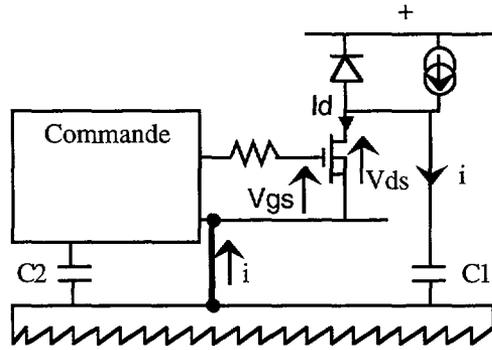


Fig. 24. — Protection de la commande des courants de mode commun.

[Protection of the drive circuit from common mode current.]

Tableau IV. — Évaluation des risques d'autoperturbation en fonction de la configuration technologique.

[Evaluation of self-disturbance risk in function of technological configuration.]

Configuration							
	Type de couplage	Capacitif	Inductif	Capacitif	Inductif	Capacitif	Inductif
Circuit imprimé	0	risque faible	0	RISQUE	0	risque faible	
CI / plan de masse	RISQUE	risque faible	0	risque faible	0	risque faible	
SMI	RISQUE FORT	0	0	0	0	0	0

4. Conclusion

En rationalisant les causes de dysfonctionnement d'un convertisseur statique par une décomposition simple, des règles de conception de la technologie ont pu être dégagées. Ces règles sont applicables, et l'étude d'un cas le montre. Ainsi, plusieurs configurations peuvent être utilisées lors de l'élaboration technologique d'un convertisseur statique. Suivant le placement de la carte de commande par rapport à la carte de puissance et selon la substrat choisi pour chacune de ces cartes, une évaluation des risques d'autoperturbation du convertisseur statique a été dégagée. Le tableau IV résume les risques encourus suivant la technologie choisie.

Cette étude reste toutefois qualitative et générale. Aussi, une quantification des risques de dysfonctionnement est nécessaire afin d'ordonner les risques entre eux suivant la structure choisie, le substrat, les composants...

Cette quantification est extrêmement délicate car les modèles de composants actifs restent approximatifs et les mesures expérimentales aussi. Cependant, un espace de conception reste possible à définir même si ses limites peuvent être affinées ultérieurement par une meilleure connaissance. En effet, nous avons précédemment vu que la présence du plan de masse réduit de façon considérable les termes inductifs. En outre, l'isolation des plans de masse des circuits de puissance et de commande permet de garantir aucun échange de courant parasite par les plans de masse. La meilleure configuration possible vue des risques d'autoperturbation par les couplages étudiés est donc celle où les circuits sont sur plan de masse avec des plans de masse isolés l'un de l'autre.

Bibliographie

- [1] Sellami F., Méthodes d'études des régimes perturbés dans les systèmes électroniques de puissance-conception de procédure de test, Thèse de Doctorat de l'INPT (1986).
- [2] Batard C., Interactions composants-circuits dans les onduleurs de tension - caractérisation, modélisation, simulation, Thèse de Doctorat de l'INPT (1992).
- [3] Gravelle L.B. et Wilson P.F., EMI/EMC in Printed Circuit Boards. A Literature Review, *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility* **34** (1992).
- [4] Paul C.R., Modeling Electromagnetic Interference Properties of Printed Circuits Boards, *IBM J. Res. Develop.* **33** (1989).
- [5] Puzo A., Rojat G., Costa F. et Forest F., Analyse de la génération des perturbations dans les convertisseurs statiques, 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM (1992).
- [6] Sarrus F., Étude de l'influence des éléments de la cellule de commutation sur le comportement dynamique de l'IGBT, Thèse de Doctorat INSA (1995).
- [7] Farjah E., Schanen J.-L., Roudet J. et Ferrieux J.-P., Power MOSFET Modeling Based on its Behavior, IMACS'93, pp. 461-466.
- [8] Hoer C. et Love C., Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors with Applications to More Complicated Geometries, *J. of Res. of the NBS* **69.C** (1965).
- [9] Schanen J.-L., Intégration de la Compatibilité Électromagnétique dans la Conception de Convertisseurs en Électronique de Puissance, Thèse de Doctorat INPG (1994).
- [10] Baudet J., Heddebaut B., Coudoro B., Demoulin B. et Degauque P., Caractérisation de la sensibilité aux IEM des circuits intégrés CMOS et HCMos lors de leur transit logique, 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM (1992).
- [11] Heddebaut B., Étude phénoménologique et modélisation de comportement de fonctions logiques élémentaires TTL et CMOS soumises à des perturbations induites par couplages électromagnétiques, Thèse de Doctorat USTL (1992).
- [12] Bogatin E., Design Rules for Microstrip Capacitance, *IEEE Trans. on Components Hybrids and Manufacturing Technology* **11** (1988).
- [13] Costa F., Labouré E. et Forest F., Perturbations conduites dans les commandes des convertisseurs statiques, approche de leur susceptibilité électromagnétique, PRCR'95.