HAL
open science

Interrupteurs rapide haute tension réalisés par mise en série de composants semi-conducteurs pour convertisseurs de forte énergie

Rodolphe Guidini

To cite this version:

Rodolphe Guidini. Interrupteurs rapide haute tension réalisés par mise en série de composants semi-conducteurs pour convertisseurs de forte énergie. Electronique. Université Montpellier II, 1995. Français. NNT : . tel-03339161

HAL Id: tel-03339161

https://cea.hal.science/tel-03339161

Submitted on 9 Sep 2021

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.

CEA

ACADEMIE DE MONTPELLIER

UNIVERSITE MONTPELLIER II
- SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC -

THESE

présentée à l'Université de Montpellier II Sciences et Techniques du Languedoc
pour obtenir le diplôme de DOCTORAT

SPECIALITE : ELECTRONIQUE, OPTRONIQUE ET SYSTEME
Formation Doctorale : ELECTRONIQUE
Ecole Doctorale : SCIENCES POUR L'INGENIEUR

INTERRUPTEURS RAPIDES HAUTE TENSION REALISES PAR MISE EN SERIE DE COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS POUR CONVERTISSEURS DE FORTE ENERGIE

par
Rodolphe GUIDINI

Soutenue le 13 janvier 1995, devant le Jury composé de :

MM.	D.	CHATROUX	Examinateur
	H.	FOCH	Rapporteur
	F.	FOREST	Rapporteur
	C.	GLAIZE	Directeur de thèse
	D.	LAFORE	Examinateur
	G.	LECOY	Examinateur

ACADEMIE DE MONTPELLIER

UNIVERSITE MONTPELLIER II
- SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC -

THESE

présentée à l'Université de Montpellier II Sciences et Techniques du Languedoc
pour obtenir le diplôme de DOCTORAT

SPECIALITE : ELECTRONIQUE, OPTRONIQUE ET SYSTEME
Formation Doctorale : ELECTRONIQUE
Ecole Doctorale : SCIENCES POUR L'INGENIEUR

INTERRUPTEURS RAPIDES HAUTE TENSION REALISES PAR MISE EN SERIE DE COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS POUR CONVERTISSEURS DE FORTE ENERGIE

par
Rodolphe GUIDINI

Soutenue le 13 janvier 1995, devant le Jury composé de :

MM.	D.	CHATROUX	Examinateur
	H.	FOCH	Rapporteur
	F.	FOREST	Rapporteur
	C.	GLAIZE	Directeur de thèse
	D.	LAFORE	Examinateur
	G.	LECOY	Examinateur

A Isabelle ...

AVANT PROPOS

Pour avoir prêté intérêt à cette étude je remercie :

Monsieur H. FOCH, Professeur à l'INPT, responsable du groupe de recherche « Convertisseurs Statiques » au L.E.E.I. de l'ENSEIHT de Toulouse, rapporteur de mes travaux.

Monsieur F. FOREST, Maître de Conférences du L.E.S.I.R. de L'Ecole Normale Supérieure de CACHAN, également rapporteur.

Monsieur C. Glaize, professeur et responsable du L.E.M. à l'Université des Sciences et Techniques du Languedoc, directeur de ma thèse.

Monsieur G. LECOY, Professeur et responsable de l'Ecole Doctorale « Sciences pour l'Ingénieur » de l'U.S.T.L. et examinateur de mes travaux. Je le remercie particulièrement pour être à l'origine du DEA d'Electronique proposé par l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille.

Monsieur B. Hennevin, ingénieur chargé d'affaires de GEC-ALSTHOM Villeurbanne, coparticipant financier de ma thèse.

Ma thèse s'est déroulée en étroite collaboration avec la section Electronique de Puissance de l'ESIM dont j'honnore la bonne humeur avec laquelle toute l'équipe à salué chacun de mes passages. Je remercie tout particulièrement Monsieur D. LAFORE, responsable de ladite section, pour son excellent encadrement et sa grande disponibilité.

Le travail exposé dans ce mémoire à été effectué essentiellement au laboratoire d'Electronique de Puissance dirigé par Monsieur D. Chatroux du Commissariat à l'Energie Atomique de Pierrelatte que je remercie très sincèrement pour ses précieux conseils techniques et pour m'avoir aidé à tenir le planning de mes travaux.

Que Monsieur J. Maury, Chef de Service du laboratoire d'accueil, trouve dans ces quelques lignes l'expression de toute ma reconnaissance pour les ficelles financières qu'il a tirées pour mener à bien ma thèse et pour avoir su me faire sourire avec son humour piquant.

Ma gratitude et mon amitié vont également à Monsieur Y. GUYON avec qui j'ai partagé les plaisirs de la découverte et les stress de l'imprévu pendant nos deux années d'expérience commune au C.E.A.

Je remercie également tous les joyeux drilles du couloir, de l'inénarrable Jean-Marc au déridé Bernard sans oublier tous ceux grâce à qui la convivialité a règné pendant ces trois années.

Avant de clore cet avant propos, il me semble important de dire que ma thèse a représenté trois années très riches sur le plan scientifique mais aussi un éloignement forcé du tissu familial et affectif qui m'a entouré auparavant. Mes remerciements iront donc enfin à mes parents ainsi qu'à ma soeur pour leur soutien et, pour avoir su les compléter durant mon séjour dans un petit village du Vaucluse, à Natalie et à Yves.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 10

CHAPITRE 1 :
MISE EN SERIE DE COMPOSANTS EN COMMUTATION DURE

INTRODUCTION SUR LA DEMARCHE 14

1. ELEMENTS D'ANALYSE 14
2. COMMUTATION DURE 16
   2.1. UN SEUL COMPOSANT 16
   2.2. MISE EN SERIE DE PLUSIEURS COMPOSANTS 19

CONCLUSION 27

CHAPITRE 2 :
ANALYSE ET EVALUATION DES DESEQUILIBRES DES MONTAGES SERIE

INTRODUCTION 31

1. PRESENTATION DE L'OUTIL DUALITE 31
2. ETAPE QUALITATIVE 32
   PRELIMINAIRES 32
   2.1. NATURE ET ORIGINE DES DISPERSIONS DANS LES MONTAGES PARALLELE 33
   2.2. ETUDE DUALE POUR LES MONTAGES SERIE 38
3. ETUDE QUANTITATIVE DES MONTAGES SERIE 39
   3.1. ETUDE SEPAREE 39
   3.2. EFFET CONJUGUE DES DIFFERENTES CAUSES DE DESEQUILIBRE 46
4. DES MONTAGES PARALLELE AUX MONTAGES SERIE EN PASSANT PAR LA DUALITE 48
   4.1. ETUDE RECIPROQUE 48
   4.2. CONCLUSION 51

CONCLUSION 51

CHAPITRE 3 :
INFLUENCE DES CAPACITES ET INDUCTANCES PARASITES POUR LES MISES EN SERIE

INTRODUCTION 54

I. CAPACITES PARASITES 54
CALCULS PRELIMINAIRES 54
1. CAPACITES PARASITES PAR RAPPORT A LA COMMANDE.. 56
2. CAPACITES PARASITES PAR RAPPORT A LA TERRE 63
3. EFFET DES CAPACITES PARASITES ENTRE LES ETAGES 68
4. INFLUENCE DE LA CAPACITE DES BOITIERS DES DEP * 69
EN RESUME 70

II. INDUCTANCES PARASITES 76

CONCLUSION 80

CHAPITRE 4 :
A LA RECHERCHE D'UNE GAMME DE SOLUTIONS

INTRODUCTION 82

I. PRINCIPES DE SOLUTIONS 82
1. DIFFERENTS PRINCIPES DE COMMANDE 82
2. PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS 83

II. MONTAGES DE TYPE MAITRE/ESCLAVE 87
1. SOLUTIONS TECHNIQUES 87
2. EXEMPLE DE REALISATION 89
3. APPLICATION DES MONTAGES MAITRE/ESCLAVE 99

III. MONTAGES DE TYPE SYNCHRONE 100
1. SOLUTIONS TECHNIQUES 100
2. AVANTAGES - INCONVENIENTS 101
3. APPLICATION DES MONTAGES DE TYPE SYNCHRONE 102

CONCLUSION : ANALYSE DE SEGMENTATION 103

---

* Les mots suivis d'une astérisque sont définis dans le glossaire.

CHAPITRE 5 :
REALISATIONS

INTRODUCTION..... 106

I. COMMUTATEUR MODULAIRE A MOSFETS..... 106
1. APPLICATION DE L'ANALYSE DE SEGMENTATION..... 106
2. EXEMPLES D'APPLICATIONS..... 114
2.1. TRACEUR DE CARACTERISTIQUES..... 114
2.2. ALIMENTATIONS IMPULSIONNELLES..... 116

II. COMMUTATEUR MODULAIRE A IGBTS..... 116
1. APPLICATION DE L'ANALYSE DE SEGMENTATION..... 116
2. CHOIX DU DISPOSITIF DE PROTECTION..... 119

CONCLUSION..... 120

CHAPITRE 6 :
DE LA THEORIE A L'EXPERIMENTATION

INTRODUCTION..... 122

I. SYNTHESE SUR LES METHODES DE MESURE..... 122

II. SYNTHESE SUR LES DECHARGES PARTIELLES..... 131

III. ENVIRONNEMENT DES COMMUTATEURS..... 135
1. CONDENSATEURS HAUTE TENSION..... 136
2. INDUCTANCES HAUTE TENSION..... 139
3. DIODES HAUTE TENSION 143

IV. EXPERIMENTATION DES COMMUTATEURS..... 146
1. COMMUTATEUR A MOS..... 146
2. COMMUTATEUR A IGBT..... 152

CONCLUSION..... 154

CONCLUSION GENERALE 155

GLOSSAIRE 158

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 159

BIBLIOGRAPHIE 163

ANNEXES 165

CAPACITES PARASITES DE DIODES 200V, 1000V ET DE TRANSIL 166
CALCULS RELATIFS AUX MONTAGES CASCODE 170

INTRODUCTION GENERALE

En électronique de puissance, les fonctions commutations jouent un rôle primordial car les transferts d'énergie à contrôler croissent sans cesse. Les tenues en tension et en courant des commutateurs sont donc par nécessité appelées à être de plus en plus importantes.

Par ailleurs, afin de réduire la taille des éléments inductifs et capacitifs des convertisseurs, leurs fréquences de fonctionnement sont de plus en plus élevées apportant une troisième contrainte aux interrupteurs. En effet, pour réduire leurs pertes et ne pas altérer le rendement, leurs commutations doivent être de plus en plus rapides et les temps de conduction de plus en plus brefs imposant le choix de commutateurs performants en impulsions courtes.

La durée de vie attendue de ces convertisseurs impose l'utilisation de composants statiques à semi-conducteurs. En effet, les performances de ces derniers (MTBF, tension d'utilisation, courant crête admissible...) sont devenues aujourd'hui remarquables. Toutefois, si leurs dissipations thermiques et leurs temps de commutation sont maîtrisables, en revanche, la génération d'impulsions de forte énergie nécessite soit leur mise en parallèle soit leur mise en série.

La connectique parallèle a fait l'objet de nombreuses études (chapitre 2 - références bibliographiques [2] à [8]*). Par contre, la mise en série est un sujet moins courant dans la littérature et une bonne synthèse est représentée par les travaux de l'équipe du professeur Henri FOCH du L.E.E.I. de Toulouse. Les commutateurs y sont considérés comme des imbrications de N cellules de commutation de tenue en tension individuelle V/N ou comme des mises en série de N composants élémentaires. C'est sur ce dernier aspect structurel qu'est axé ce mémoire de thèse. La mise en série de composants est étudiée dans le contexte sous-jacent de générateurs d'impulsions rapides de forte énergie et à fréquence de récurrence élevée. Des macro-interrupteurs testés en cellule de commutation dure ou en décharge de condensateurs illustrent les considérations théoriques.

---

* La numérotation des références bibliographiques et des figures est initialisée à 1 au début de chaque chapitre.

L'application la plus directement utilisable par le laboratoire d'accueil est la conception de nouvelles technologies d'alimentation pour lasers impulsionnels. Les solutions actuelles sont basées sur un stockage d'énergie dans des condensateurs puis de sa transmission au laser. Pour cela, il faut nécessairement un interrupteur de charge et un autre de décharge dont les caractéristiques doivent correspondre aux exigences des têtes lasers.

Une première solution consiste à effectuer une charge résonnante des condensateurs par un transformateur élévateur. La tension de fin de charge est régulée par des IGBTS. La décharge est réalisée par des thyratrons qui représentent le point faible de l'équipement.

Une deuxième solution permet de s'affranchir de la limitation de la durée de vie des thyratrons. Les condensateurs et l'interrupteur de décharge, constitué de 18 IGBTS en parallèle, sont placés au primaire d'un transformateur élévateur. Au secondaire du transformateur, une impulsion de courant de 400 A crête et de durée 2 µs est calibrée par un compresseur magnétique qui l'amène à 2000 A crête pendant 200 ns au niveau de la tête laser.

Parce que les technologies de réalisation des transformateurs ne permettent pas de diminuer la largeur de l'impulsion de courant pour diminuer les contraintes au niveau du compresseur magnétique, une troisième solution est envisagée. Celle-ci serait mise en oeuvre directement à partir du réseau Haute Tension. Elle permettrait de plus de simplifier la chaîne énergétique habituelle (H.T. alternative 50 Hz, Transformateur abaisseur 50 Hz, Distribution B.T., Transformateur élévateur haute fréquence avec électronique associée, Utilisation). Deux commutateurs seraient nécessaires et leur fonctionnement s'établirait à 20 kHz (T=50 µs).

Le premier concerne la charge régulée des condensateurs sous 15 kV. Celle-ci peut être lente car elle dispose de plus de 90 % de la période pour une impulsion d'utilisation de 2 µs. Elle peut donc se faire sous un faible courant commuté ce qui rend la régulation plus précise. Une mise en série de composants a été réalisée sous 15kV/2A à 20 kHz en commutation dure afin de pouvoir adapter par la suite le commutateur à n'importe quel type de convertisseur.

Le second commutateur est réalisé pour 30 kV et réalise une décharge résonnante des condensateurs. Pour être compatible avec le compresseur magnétique actuel, l'impulsion de courant transmise est de 2 µs et de 400 A.

Les composants choisis pour les deux fonctions commutations sont respectivement les MOSFETS et les IGBTS car ils peuvent être simplement commandés en tension. Les MOSFETS IRF840 500 V ont été retenus pour leur rapidité et leur faible résistance à l'état passant. Les IGBTS 200A MG200Q1US1 TOSHIBA ont été choisis pour leur excellente performance en impulsions courtes de forts courants (jusqu'à 2000 A pour une impulsion de 2 µs - chapitre 6, référence bibliographique [2]).

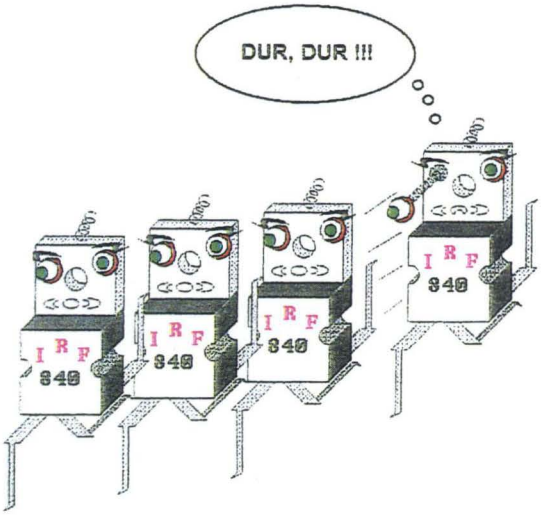
Ce mémoire rend compte de la démarche adoptée pour appréhender les véritables difficultés de la mise en série de Dispositifs d'Electronique de Puissance (D.E.P.*). Elles se résument essentiellement par la difficulté de générer et d'isoler les ordres de commande et par le pas qu'il faut franchir entre les électroniques basse tension et haute tension. Celui-ci est gêné principalement par les capacités parasites dont une étude de fond sera faite au chapitre 3. Avant cela, les mécanismes de commutation de composants en série en commutation dure sont expliqués dans l'inévitable structure hacheur au chapitre 1. Les déséquilibres en tension ou en courant des montages sont analysés et évalués au chapitre 2, notamment à partir d'une analyse duale des montages parallèle. Enfin, une analyse de segmentation des fonctions commutations (chapitre 4) complétée par une étude de l'environnement des commutateurs (synthèse sur les méthodes de mesure, sur les décharges partielles, réalisations de condensateurs, d'inductances et de diodes haute tension) aboutira à la réalisation (chapitre 5) et au test (chapitre 6) des commutateurs 15kV/2A et 30kV/400A.

---

* Les mots suivis d'une astérisque sont définis dans le glossaire.

CHAPITRE 1 :

mise en série de composants en commutation dure



INTRODUCTION SUR LA DEMARCHE

Il faut adapter les contraintes des composants (dispersion des puces, limites en tension et en courant) aux besoins des systèmes en Electronique de Puissance (tension, courant et vitesse) : les mises en parallèle permettent d'augmenter les capacités en courant et les mises en série celles en tension. Le cas de la mise en parallèle a fait l'objet de beaucoup de travaux et d'analyses sur les problèmes induits et les solutions (chapitre 2 - réf. [2] à [8]). C'est beaucoup moins le cas pour la mise en série.

Dans ce chapitre, nous proposons de faire le point sur la commutation dure appliquée à un composant seul puis à des mises en série. Comme pour toute étude d'interrupteur, il faudra prendre en considération un cycle complet de commutation (mise en conduction, conduction, ouverture, état bloqué).

Les études de fonctions interrupteurs avec une **approche seulement externe** ne s'appliquent pas aux systèmes de mise en parallèle ou de mise en série ; il faudra en avoir une **approche interne** menée de la même façon qu'une étude intrinsèque de composants isolés. Pour tous ces systèmes, le principe consiste à partager les contraintes extérieures globales © entre N composants. Le critère naturel d'évolution est le « déséquilibre » entre chaque élément par rapport au partage idéal des conditions ©.

1. ELEMENTS D'ANALYSE

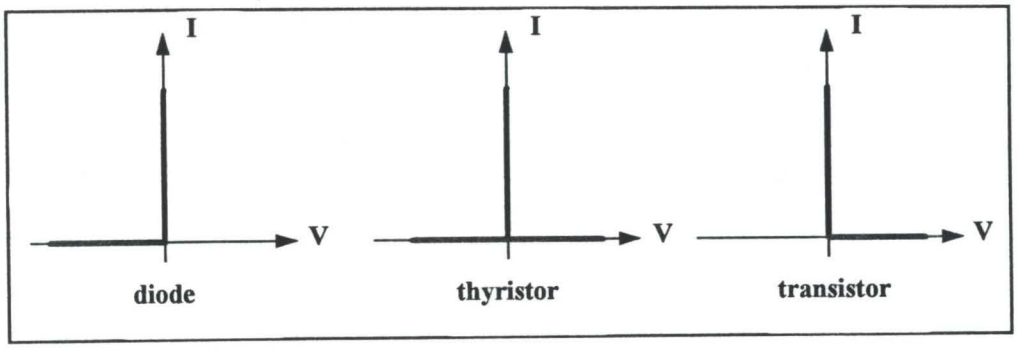


figure 1 : caractéristiques I(V) idéalisées de la diode, du thyristor et du transistor

Les interrupteurs sont des éléments susceptibles de présenter deux états : l'état statique et l'état dynamique. On utilise les plans d'état I(V) pour les caractériser (voir exemples, fig.1).

En statique, l'interrupteur est représenté à l'état passant par une « impédance » très faible et à l'état bloqué par une « impédance » très élevée. A l'état passant, le point de fonctionnement de l'interrupteur est sur l'axe des I et sur l'axe des V à l'état bloqué.
Les caractéristiques dynamiques sont liées au passage d'un état statique à l'autre correspondant à l'évolution du point de fonctionnement d'un demi-axe à l'autre. On appelle caractéristique dynamique d'un composant la trajectoire suivie lors d'un cycle complet de fonctionnement.

On distingue deux modes de fonctionnement des interrupteurs (figure 2).

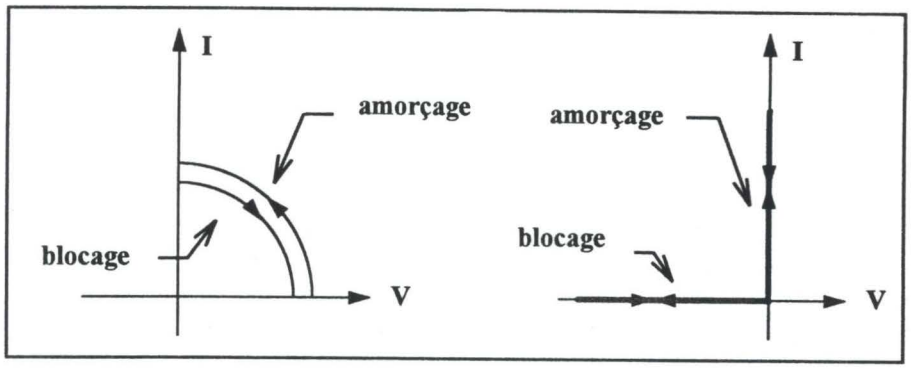


figure 2 : commutation commandée / commutation spontanée

- La commutation commandée où l'on peut provoquer un changement d'état par action sur une électrode de commande. Dans ce cas, la trajectoire ne peut se faire que dans les quadrants où l'on a V.I>0 (convention récepteur).
- La commutation spontanée où le point de fonctionnement de l'interrupteur se déplace le long des axes V et I. [1].

REMARQUE FONDAMENTALE : Pour des composants seuls, l'extérieur impose un paramètre : la tension ou le courant selon la phase de la commutation. Le composant impose alors l'autre paramètre ; respectivement le courant ou la tension [2] [3].
Dans le cas d'interrupteurs réalisés par mise en série de composants, les conditions externes sont imposées à la totalité de l'interrupteur (tension ou courant selon les phases du cycle). Par contre, celles subies ou imposées par chacun des composants ne sont pas connues a priori.

2. COMMUTATION DURE

Pour satisfaire à la majorité des cas, nous étudions le comportement d'un composant seul puis d'une fonction interrupteur quelconque réalisée par mise en série de composants du même type en commutation dure dans l'incontournable circuit hacheur. Nous considérons ici les éléments parasites du circuit (inductances de câblage, capacités parasites de la diode de roue-libre : « C_d » et de l'interrupteur : « C_k »).

2.1. UN SEUL COMPOSANT

Le mécanisme de commutation dure s'étudie classiquement dans une cellule de commutation liant une source de courant I_{ext} et une source de tension extérieure V_{ext}.

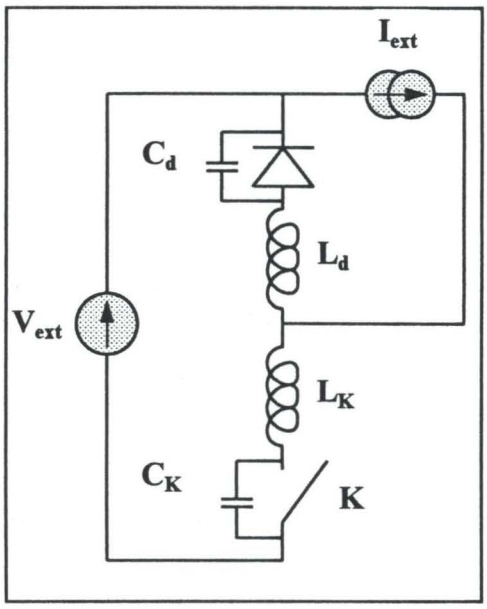


figure 3 : cellule de commutation

FERMETURE :

La caractéristique dynamique d'amorçage I(V) d'un composant de puissance quelconque testé en structure hacheur est représentée à la figure 4. Les grandeurs I et V sont représentées avec pour référence le composant de puissance.

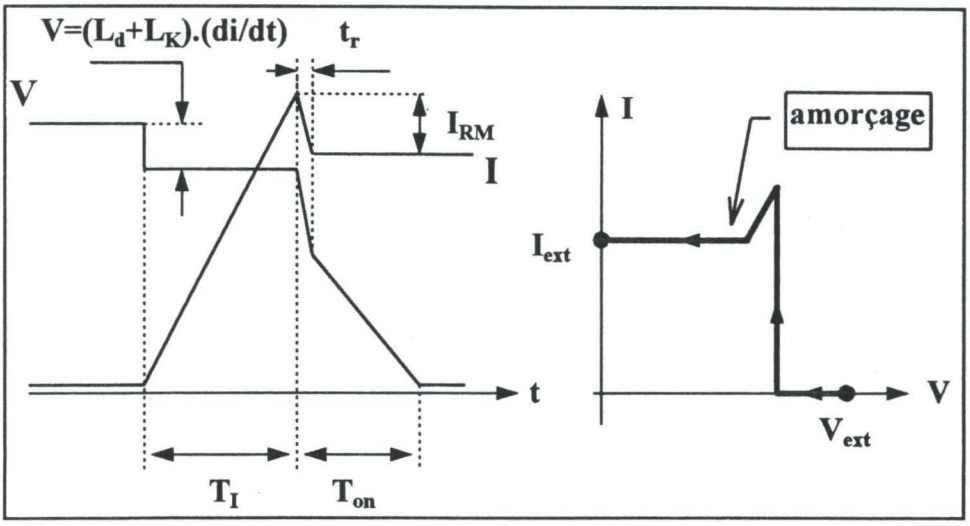


figure 4 : amorçage

Etat initial : la tension V est imposée aux bornes de l'interrupteur et est égale à la tension V_{ext}. Le courant I_{ext} est en roue-libre dans la diode.

Phase de dI/dt positif : le courant I apparaît dans l'interrupteur lorsque le niveau du signal appliqué sur l'électrode de commande du composant est suffisant. Le dI/dt peut être soit imposé par l'inductance de câblage, soit par le composant de puissance selon que l'un ou l'autre a davantage tendance à limiter le courant.

La montée du courant dans l'interrupteur se poursuit jusqu'à ce que la diode se bloque, soit pour $I=I_{ext}+I_{RM}$ (courant de recouvrement de la diode).

Phase de dI/dt<0 : Une fois la valeur crête de I atteinte, la première phase du recouvrement de la diode de roue-libre est terminée. Elle commence à accepter de la tension et impose un dI/dt négatif dans le composant de puissance (deuxième phase du recouvrement de la diode). La décroissance du courant se termine lorsque $I=I_{ext}$. Pendant cette phase, le composant de puissance impose l'autre paramètre, c'est-à-dire le dV/dt si l'on admet l'hypothèse simplificatrice assimilant le composant K à sa capacité parasite « $\mathbf{C_k}$ » (figure 3).

Phase $I=I_{ext}$: Il s'agit ici de la phase de conduction du composant de puissance. Le courant est imposé par la source de courant extérieure et la tension à ses bornes est imposée par le composant. Suivant le dispositif, on peut avoir une phase de saturation dynamique plus ou moins prononcée.

OUVERTURE :

La caractéristique dynamique de blocage I(V) d'un composant de puissance quelconque obtenue en structure hacheur en commutation dure a l'allure suivante.

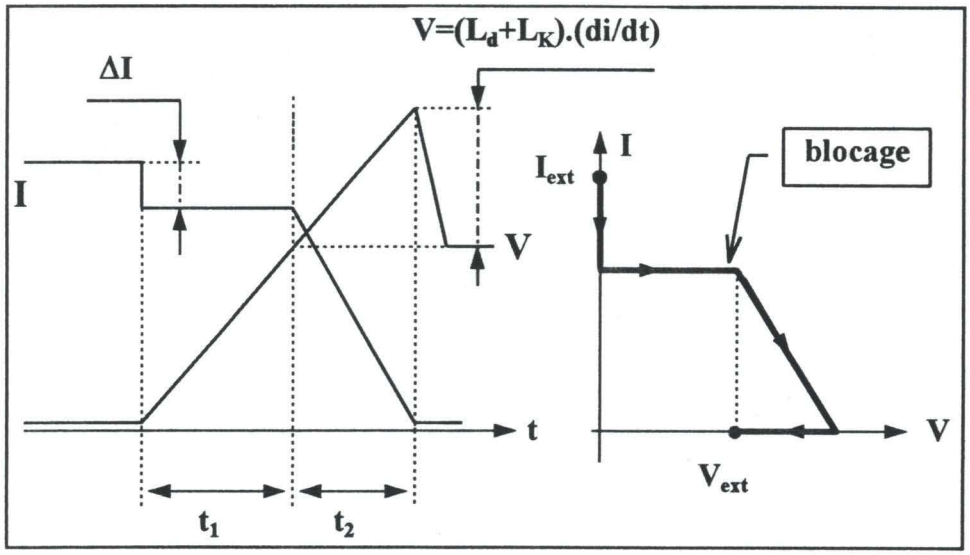


figure 5 : blocage

Etat initial : Le composant conduit, la tension à ses bornes est quasi nulle et le courant est fixé par la source de courant extérieure et vaut I_{ext}.

Phase t1 : Le composant commence à accepter de la tension. Ce phénomène a pour effet de faire chuter celle aux bornes de la diode. La capacité parasite de la diode doit donc être déchargée. Ceci est rendu possible par dérivation d'une partie ΔI du courant de puissance du composant, il s'agit ici de la création de la charge d'espace dans le composant et de son effondrement dans la diode. Si « C_d » est la capacité parasite de la diode et dV/dt la vitesse de bloquage en tension du composant de puissance, alors, ΔI est donné par $\Delta I = C_d.dV/dt$. Il garde une valeur constante car la capacité parasite de la diode de roue-libre varie très peu dès que la tension à ses bornes est supérieure à 10% de la tension de service de la diode (voir annexe 1 : C=f(V) pour diodes 200V et 1000V).

Dans cette phase, le composant de puissance est maître de son dV/dt. Le dV/dt de la diode est alors imposé et est égal à -dV/dt. Le courant dans l'interrupteur est constant, imposé par la capacité parasite de la diode, et est égal à I_{ext}-ΔI.

Phase t2 : Avant que la tension aux bornes du composant atteigne la valeur V_{ext} à la tension de seuil de diode près, le courant est constant dans les inductances de câblage ; la tension à leurs bornes est donc nulle. Celle aux bornes de la diode s'annule donc dès que $V_K=V_{ext}$. Le courant peut alors la traverser, il y a donc un dI/dt négatif sur le composant de puissance. Les inductances de câblage « $\mathbf{L_d}$ » et « $\mathbf{L_K}$ » (fig. 3) agissent toutes deux dans le même sens. Leur effet est d'entraîner une surtension sur le composant de puissance. Comme dans tout circuit résonnant, le courant I s'annule au maximum de la tension sur le composant de puissance. Là encore, le dI/dt est limité par le composant ou par les inductances de câblage.

ETATS STATIQUES :

On ne peut parler pour un composant tout seul de déséquilibre statique que ce soit à l'état bloqué ou à l'état passant. Par contre, ce phénomène doit être traité dans le cas d'une mise en série.

2.2. MISE EN SERIE DE PLUSIEURS COMPOSANTS

On étudie le comportement de N composants de puissance montés en série dans la même cellule de commutation que celle étudiée au §1.1.

FERMETURE :

Pour une mise en série de composants en structure hacheur (commutation dure), les instants de mise en conduction peuvent ne pas être synchrones. Les contraintes en tension et en courant sont donc différentes pour chacun des composants selon les phases de la commutation.

Le composant le plus rapide à la fermeture est capable d'accepter I_{ext} ; mais, celui-ci est limité par les composants encore ouverts représentant un équivalent capacitif : « $\mathbf{C_K}$ ». Le composant le plus rapide est « aidé » par les plus lents puisque la tension à ses bornes peut décroître avec un faible courant de puissance tant qu'au moins un autre composant est ouvert. On note cette décroissance $-|\Delta V|$.

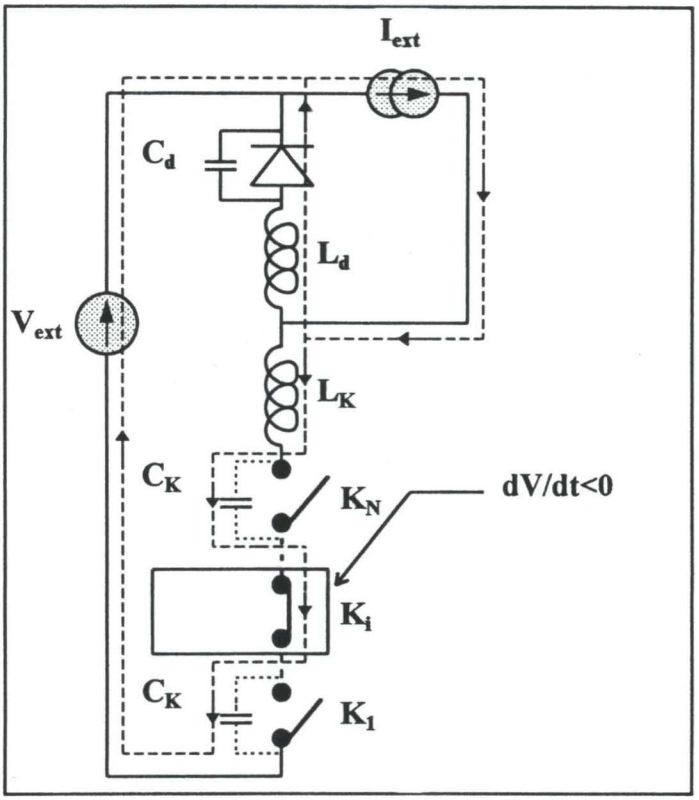


figure 6 : cellule de commutation

La vitesse de chute de tension du composant le plus rapide K_i est fixée par sa commande. Son courant de puissance apparent (c'est-à-dire s'ajoutant aux courants parasites internes), noté « **I** », est déterminé par les capacités équivalentes des composants encore bloqués qui se partagent la surtension $|\Delta V|$. En effet, dans cette phase la tension aux bornes de la diode est nulle ce qui implique que $VK_1+...+VK_N=V_{ext}$=constante avec $VK_i=V_{ext}/N-|\Delta V|$. I est dévié du courant de la diode de roue libre. Il dépend du nombre k de composants encore ouverts et de la vitesse de fermeture maximale dV/dt_{max} des (N-k) composants en avance. Il vaut :

$$I \leq -\frac{C_K}{k} \times (N-k) \times \left(\frac{dV}{dt}\right)_{max} \qquad (1)$$

Tant qu 'au moins un composant est ouvert, le courant est limité selon la relation (1) et reste dans tous les cas inférieur à la valeur $I_{ext}+I_{RM}$. Il y a donc une succession de paliers sur la partie du courant de puissance précédant cette valeur limite (oscillogramme 1, page 22).

Les paliers sont suivis d'un di/dt positif qui débute lorque le signal de commande est appliqué sur le dernier composant encore bloqué. Pendant cette phase, le courant traversant la mise en

série n'est limité que par les inductances de câblage ou par la capacité d'admission en dI/dt des composants en série utilisés. La montée du courant de puissance dans la mise en série s'effectue jusqu'à la valeur $I_{ext}+I_{RM}$. La tension totale aux bornes des composants n'évolue plus que très peu jusqu'à ce pic. Elle ne chute globalement que de la valeur LdI/dt, où L désigne les inductances de câblage L_d et L_K.

Lorque le pic du courant est atteint, la diode accepte de la tension et impose un di/dt négatif dans les composants en série. En réaction, la tension sur les composants chute. Ils adaptent leur dV/dt à l'évolution du courant de puissance commuté. Plus précisément, il y a ici ralentissement des dV/dt.

REMARQUE :

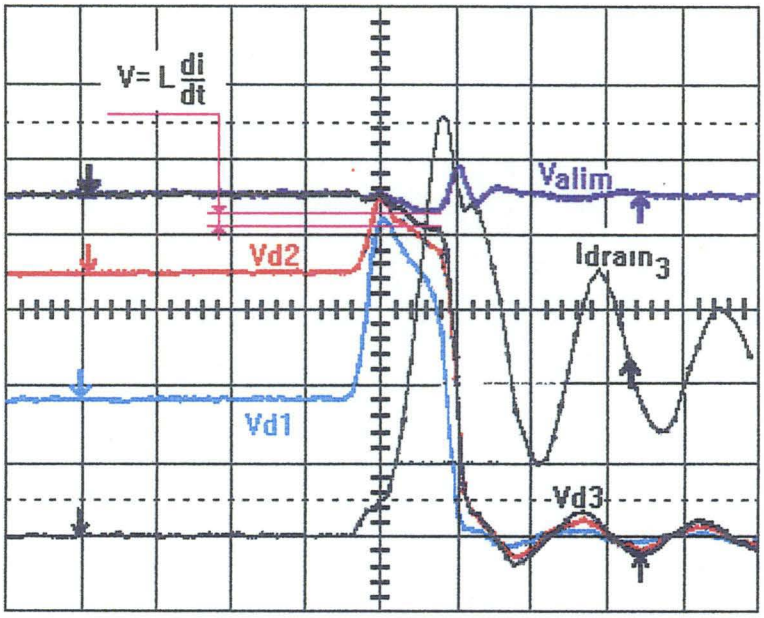
Le mauvais synchronisme des ordres de commande permet une aide à la commutation des composants de puissance les premiers à commuter puisque le courant est limité.

Les composants en retard commutent avec une tension et un courant plus élevés. Ils subissent des contraintes plus importantes et leurs pertes de commutation augmentent.

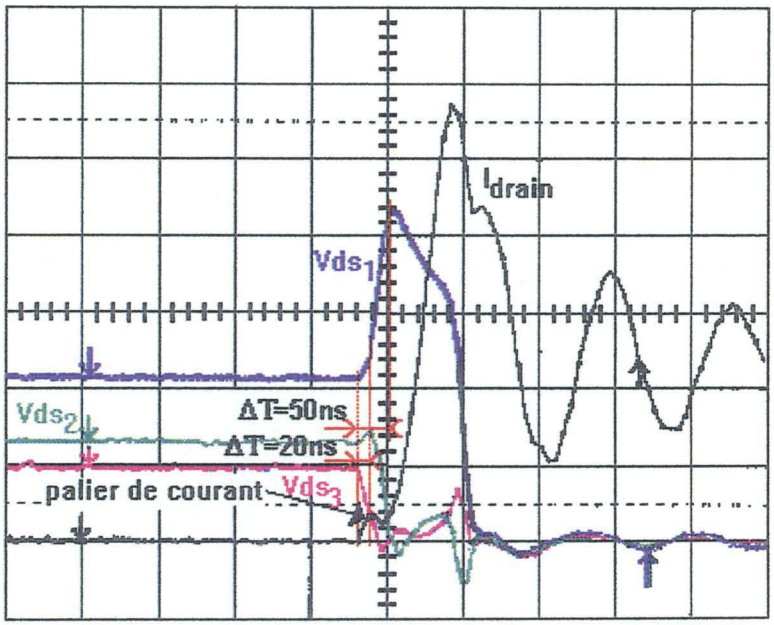
Le raisonnement suivi jusqu'à présent dans ce paragraphe est illustré par la mise en série de trois MOSFETS IRF840 en commutation dure avec Iext = 4.5A et Vext = 480V.

Des retards, volontairement exagérés, de 20 et 50 nanosecondes par rapport au composant le plus rapide sont appliqués sur les deux autres composants afin de bien appréhender le mécanisme de commutation (oscillogrammes 1 et 2, page suivante).

On peut vérifier l'existence de paliers de courant, mis en évidence par la relation (1), qui durent tant que les trois composants n'ont pas commuté. On peut noter aussi que la surtension obtenue sur le composant retardataire (oscillogramme 2) est d'autant plus importante que ΔT est grand ce qui induit aussi des pertes de commutation d'autant plus importantes. L'étage retardé de 20ns a ainsi une surtension de 20 Volts et l'étage retardé de 50ns a une surtension de 220V.



Oscillogramme 1 : mise en série de trois MOSFETs de puissance
Iext=4.5A Vext=480V
V_{d1}, V_{d2}, V_{d3}, V_{alim}=V_{ext} : 100V/div - 100ns/div
I_{d3} : 2A/div, 100ns/div



Oscillogramme 2 : mise en série de trois MOSFETs de puissance
I_{ext}=4.5A Vext=480V
V_{ds1}, V_{ds2}, V_{ds3} : 100V/div - 100ns/div
I_{d3} : 2A/div, 100ns/div

OUVERTURE :

Un composant s'ouvre en avance par rapport aux autres éléments en série dans la cellule de commutation.

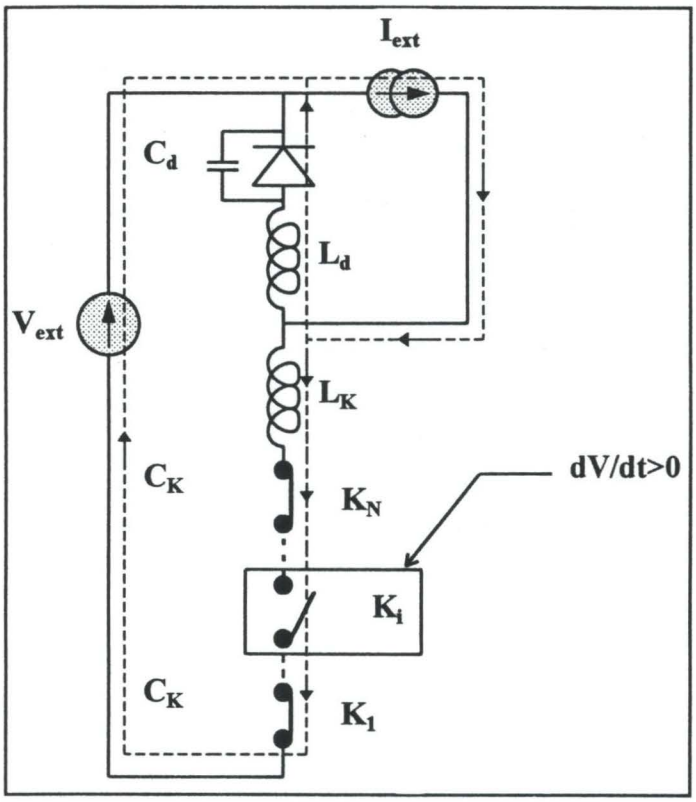


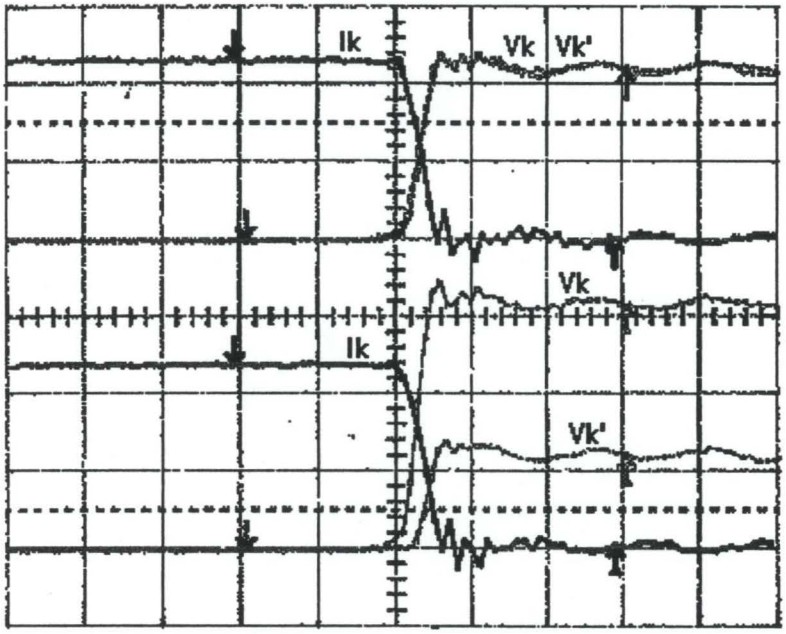
figure 7 : cellule de commutation

Initialement, la diode est bloquée, sous courant nul avec la pleine tension à ses bornes. La tension du composant K_i le plus rapide à l'ouverture augmente avec un courant maximal égal à I_{ext} diminué du courant de décharge I_d de la capacité parasite C_d de la diode de roue-libre. I_d est directement proportionnel à C_d (d'autant plus faible que le nombre d'étages est grand) et au dV/dt auquel elle est soumise (d'autant plus important que le nombre d'étages est élevé).
L'augmentation de la tension de K_i dure jusqu'à ce qu'un dispositif de protection entre en action ou que le seuil d'avalanche du composant soit atteint ou enfin jusqu'à ce que la somme de toutes les tensions V_K soit égale à la somme de V_{ext} et de la tension sur les inductances de câblage.

En général, les retards entre les différents instants de blocage sont de l'ordre de la nanoseconde si le montage est particulièrement soigné. Ils sont donc inférieurs au temps global de commutation et tous les composants ont le temps de commencer à accepter de la tension avant que la tension V_{ext} ne soit atteinte par le commutateur. Contrairement à la

fermeture, les composants acceptant le plus de tension sont ceux qui commutent les premiers. La surtension à leurs bornes dépend directement des retards ΔT des autres composants.

Si tous les ordres de blocage sont synchrones, les dV/dt des composants en série sont voisins, imposés par le courant de puissance, aux dispersions des valeurs de leurs capacités internes près, diminué du courant I_d (oscillogramme 3a). Il n'y a, dans ce cas, pas de surtension.



Mise en série de deux MOSFETs
Iext=4.5A Vext=480V
100V/div - 2A/div - 100ns/div

Oscillogramme 3a (haut) : ΔT=0
Oscillogramme 3b (bas) : ΔT=20ns

Dans le cas où les ΔT sont exagérés (oscillogramme 3b), le blocage des composants les plus retardés se fait avec un courant de puissance et des dV/dt plus faibles car le courant dans les composants en série diminue à cause de la décharge de la capacité parasite C_d. Les composants en avance présentent des surtensions.

Pour des montages avec de nombreux étages série (oscillogramme 7, page 29), une fois la tension d'alimentation atteinte sur le commutateur, la diode passe à l'état conducteur car la tension à ses bornes est nulle. Le courant de puissance dans le macro-interrupteur décroît avec une vitesse imposée par la commande des composants de puissance.

L'évolution du courant dans les composants en série et dans la diode de roue-libre, combinée avec les inductances de câblage entraîne une surtension aux bornes du macro-interrupteur maximale lors de l'annulation du courant de puissance dans la mise en série.

ETATS STATIQUES :

On considère ici l'état passant et l'état bloqué d'une mise en série de composants sans dispositif particulier d'équilibrage statique.

- En conduction, le courant est le même pour tous les composants de la mise en série. Le déséquilibre thermique est le reflet direct de la différence de la valeur des résistances des composants à l'état passant ou de la dispersion de leur tension de saturation.

- Les résultats suivants concernent l'état bloqué, ils sont valables quelque soit le type de commutation. On définit un coefficient β image de la différence entre les tensions des divers étages pour un courant de fuite égal dans tous les composants et pour une tension totale imposée.

On pose : $\langle V_k \rangle = \dfrac{Vk_1 + \ldots + Vk_N}{N}$ et $\beta = \left(\dfrac{Vk_{\max}}{\langle V_k \rangle} - 1 \right) \times 100(\%)$

On doit éviter d'atteindre la tension de service des composants notée Vs. Il faut donc :

$$Vk_{\max} = \left(\frac{\beta}{100} + 1 \right) \times \langle V_k \rangle \leq V_s$$

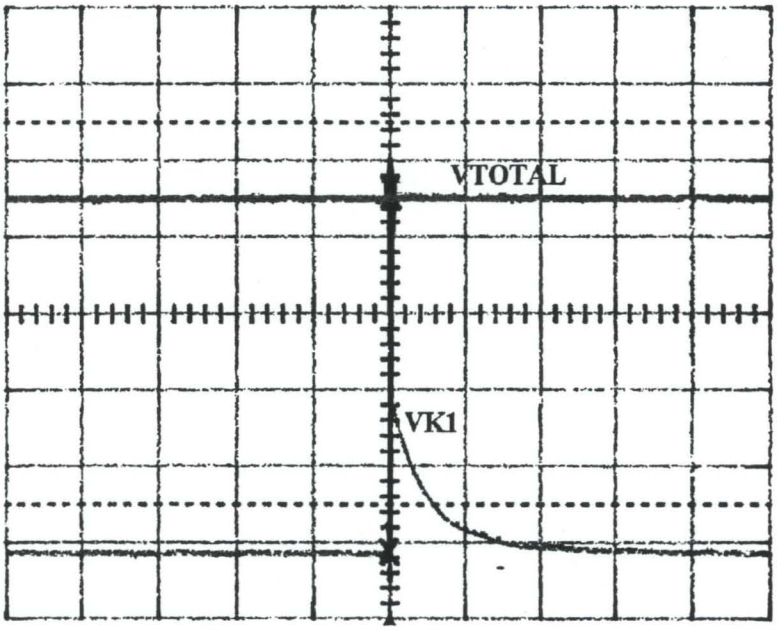
Ainsi, pour N composants en série de coefficient de déséquilibre statique β, la tension totale d'utilisation doit satisfaire à :

$$Vk_{(total)} \leq \frac{N \times V_s}{(1 + \frac{\beta}{100})}$$

La surtension maximale que l'on peut obtenir à l'état statique est donnée par :

$$\Delta V_{statique} = \frac{\beta}{100} \times \frac{V_{ext}}{N}$$

La différence des courants de fuite de composants identiques représente plusieurs ordres de grandeur. Il se peut donc, dans le cas d'une mise en série, puisque le courant est imposé par le composant le moins « fuyant », que les composants les plus « fuyants » aient une tension nulle à l'état bloqué (oscillogramme 4). Une surtension importante se manifeste alors sur les autres composants. Elle peut aller jusqu'à l'avalanche mais celle-ci est sans danger pour les composants pouvant avalancher sous un faible courant.



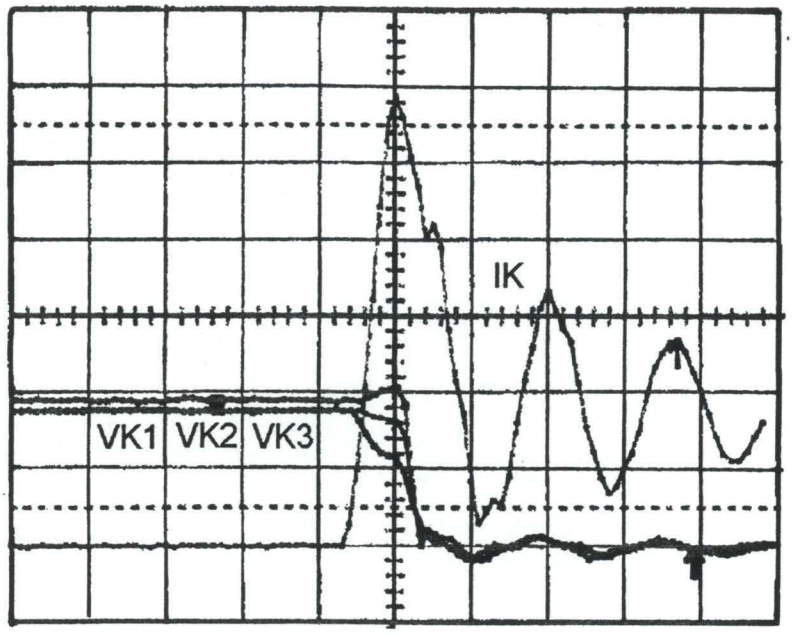
Oscillogramme 4 :
Constante de temps d'équilibrage statique du MOS
la tension à l'état bloqué sur un MOSFET (K1) ayant un grand courant de fuite est nulle
V : 100 V/div - t : 20 ms/div

De façon complémentaire, l'oscillogramme 4 montre que sans dispositif d'équilibrage statique des tensions le passage du dynamique au statique n'est pas immédiat. Par exemple, pour des MOSFETS, il s'effectue en quelques dizaines de millisecondes. On peut donc affirmer qu'on ne peut être gêné par la dispersion des valeurs des courants de fuite pour des fonctionnements à partir de quelques centaines de Hz.

NOTA :

L'utilisation d'un dispositif d'équilibrage résistif peut faire considérablement baisser le coefficient β apparent et donc contribuer à l'équilibrage des tensions (oscillogramme 5). Ce

dispositf doit être constitué de résistances dont le courant de conduction sous la pleine tension V_{ext} est d'un ordre de grandeur supérieur au courant de fuite maximum de ces mêmes composants.



Oscillogramme 5 : amélioration de l'équilibrage des tensions pour 3 MOSFETS en série par utilisation de résistances statiques d'équilibrage.
V : 100 V/div - I : 2 A/div - t : 100 ns/div

CONCLUSION

Dès quelques kilovolts, les représentations i(t) et v(t) des macro-interrupteurs diffèrent beaucoup de celles obtenues en électronique basse tension. En effet, en haute tension, prendre en compte les capacités parasites des divers composants des montages ne suffit plus. Celles introduites par les capteurs de mesure et par la géométrie du câblage deviennent très importantes et se manifestent par des courants parasites de l'ordre du mA par kV/µs et par picofarad. Des ampères de courant parasites sont alors très vite atteints et modifient considérablement les courbes de commutation que l'on a l'habitude de voir (oscillogrammes 6 et 7, pages 28 et 29).

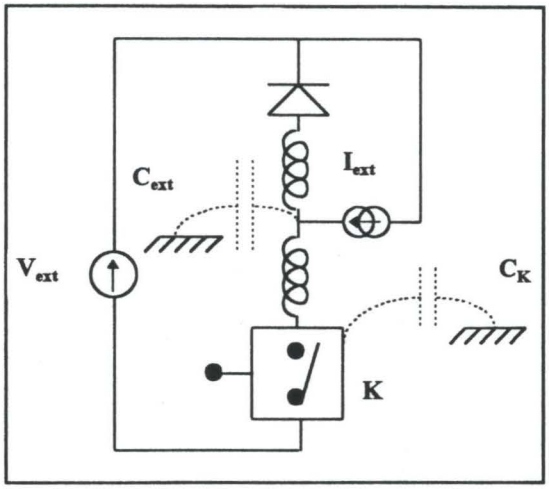
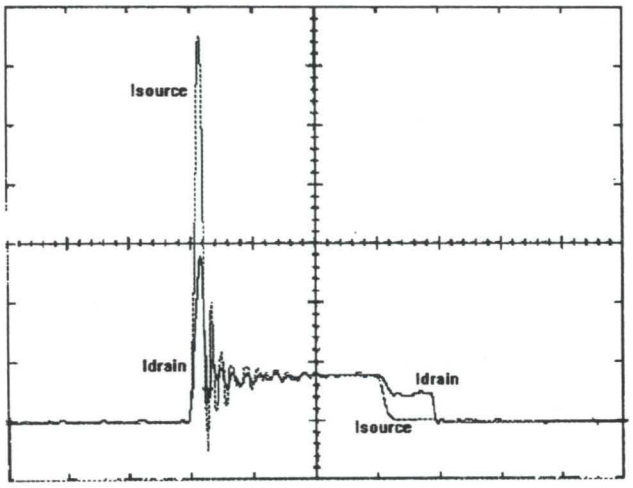


figure 8 : capacités parasites

La figure 8 représente les principales capacités parasites schématisées intervenant sur le fonctionnement du macro-interrupteur K. « $\mathbf{C_K}$» désigne sa capacité parasite par rapport à la terre et « $\mathbf{C_{ext}}$ » celle du câble et des composants extérieurs par rapport à la terre. Toutes deux modifient fortement l'allure de i(t) obtenue classiquement en basse tension pour des composants seuls (figures 4 et 5 pp.17-18).

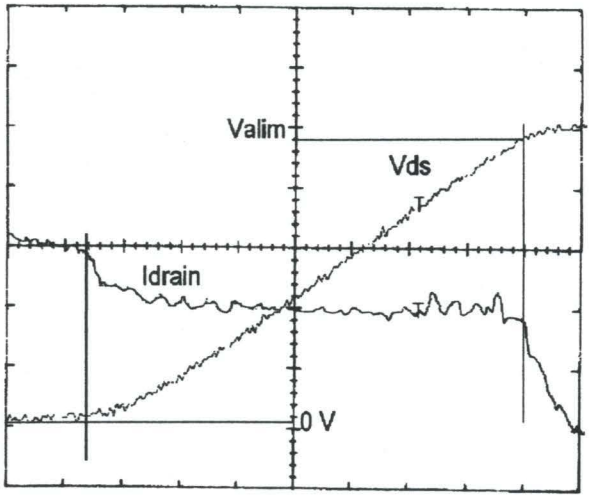
A la fermeture, la capacité C_K se décharge dans le macro-interrupteur. Le courant apparent au point froid est supérieur à celui mesuré au point chaud (oscillogramme 6). De plus, en réalité, la capacité C_K est répartie, les courants sont donc différents pour chacun des composants en série.



oscillogramme 6 : mise en série de 40 MOSFETs de puissance
Iext=1.6A Vext=10000V - Idrain- Isource : 2A/div - 500ns/div

Le pic de courant à la fermeture est dû d'une part au recouvrement de la diode du hacheur et d'autre part à la capacité parasite par rapport à la terre du câblage de la puissance. Le chapitre 3 fait la synthèse sur la question et détermine la part de chacun.

A l'ouverture, la capacité C_{ext} introduit une diminution du courant de drain largement supérieure à celle habituellement due à la capacité C_d de la diode (figure 8) dans les cellules de commutation basse tension (oscillogramme 7). Il s'agit là encore d'un phénomène capacitif que le chapitre 3 explicitera.



oscillogramme 7 : mise en série de 40 MOSFETs de puissance
Iext=0.6A Vext=4800V - Vds : 1000V/div - 50ns/div - Id3 : 2A/div - 50ns/div

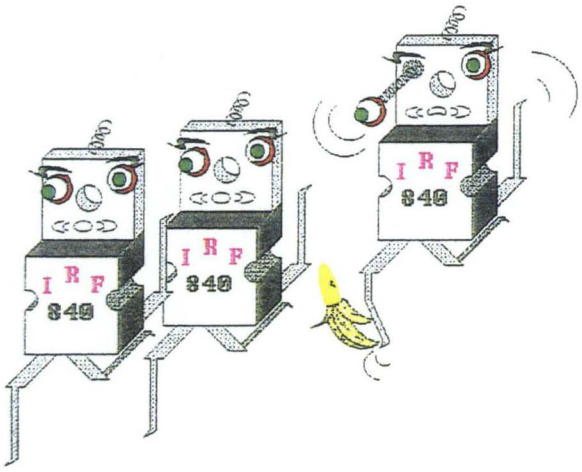
EN RESUME :

Lors des commutations, les composants commutent avec des tensions et des courants élémentaires déséquilibrés par rapport aux valeurs V_{ext}/N et I_{ext} attendues.

A la fermeture, les composants en retard subissent les plus fortes contraintes. De façon duale, à l'ouverture, ce sont ceux en avance qui sont les plus sollicités. Dans les deux cas, les déséquilibres des partages des tensions sont les retards ΔT, les différences de vitesses et, nous le verrons plus loin, les capacités parasites du macro-interrupteur par rapport à l'environnement. Ces dernières sont également la cause de la non uniformité des courants de puissance.

CHAPITRE 2 :

analyse et évaluation des déséquilibres des montages série



INTRODUCTION

Nous présentons ici l'outil dualité appliqué à l'étude corrélative des montages série et parallèle. La démarche suit deux étapes. La première explique et évalue les déséquilibres en tension des montages série par dualisation des causes de déséquilibres de répartition du courant pour les montages parallèle. La seconde étape est une étude duale structurelle des montages parallèle appliquée aux montages série et inversement.

1. PRESENTATION DE L'OUTIL DUALITE

La dualité est un outil méthodologique [1] dont la propriété est d'attribuer pour image aux mises en série d'éléments, des mises en parallèle des éléments duaux. Les montages avec mise en parallèle de composants étant bien connus, l'envie de les dualiser afin de mieux concevoir les montages série devient indiscutable.

Les convertisseurs haute tension de type hacheur sont classiquement constitués de fonctions commutation réalisées par mise en série de composants et d'éléments réactifs tels que les inductances et les condensateurs. Leur rôle est d'assurer les transferts d'énergie entre les diffférentes sources de tension ou de courant. Les couples suivants représentent les entités électriques duales les plus courantes :

Courant / Tension, Résistance / Conductance, Inductance / Capacité, Impédance / Admittance, Flux / Quantité d'électricité, Mise en série de composants / Mise en parallèle de composants duaux.

N.B. : La puissance et l'énergie sont des grandeurs corrélatives d'elles-mêmes.

La dualité peut être soit partielle, soit totale. Dans le premier cas, la difficulté d'appréhender le comportement dynamique des interrupteurs est contournée en ne les considérant qu'à l'état

fermé ou ouvert. Dans le deuxième cas, la notion de dualité est étendue aux interrupteurs avec l'utilisation des interrupteurs duaux.

Dans les deux cas, le dual d'un circuit donné s'obtient en marquant un point dans chacune des mailles du circuit et un point à l'extérieur du circuit qui correspond à la maille externe. Chacun de ces points représente un noeud du circuit dual. Entre chaque paire de points, pour chaque branche commune aux deux mailles qui entourent ces points, on insère une branche sur laquelle est placé l'élément corrélatif de l'élément placé sur la branche commune aux dites mailles.

La méthode est illustrée au §3 de ce chapitre et est expliquée plus en détail dans la bibliographie [1].

2. ETAPE QUALITATIVE

PRELIMINAIRES

Dans une association de composants en parallèle/série les déséquilibres de courant/tension sont induits par la dispersion des performances de chaque élément.

La nature de cette dispersion est triple et se manifeste par des :

- retards (*délais, temps de stockage,...*) : la résultante est un mauvais synchronisme des ordres de commande et des instants de commutation.
- déséquilibres dynamiques (*dispersions sur les variations de vitesse du courant/de la tension*) : la conséquence est une phase de surintensités/surtensions.
- déséquilibres statiques (*courant/tension individuel admissible sous tension de saturation/courant de fuite commun*).

Les origines de la dispersion se trouvent au niveau :

- du composant.
- de la commande.
- de la technologie de réalisation (*câblage/dispersions géométriques relatives*).

2.1. NATURE ET ORIGINE DES DISPERSIONS DANS LES MONTAGES PARALLELE

2.1.1. NATURE DES DISPERSIONS

A) RETARDS

Leur origine est intrinsèque au circuit de commande et aux composants. Des retards dus à une mauvaise simultanéité des ordres de commande ou bien à une différence des délais de mise en conduction de chaque module peuvent entraîner un mauvais synchronisme et donc une surcharge en courant pouvant aboutir à la destruction du montage. A la fermeture, le module le moins retardé et (ou) le plus rapide est le plus surchargé. A l'ouverture, c'est le plus lent et (ou) le plus retardé qui subit une surintensité. Afin de minimiser les retards, on a coutume de n'utiliser qu'un seul circuit de commande.

B) VITESSES

Une dispersion sur les vitesses d'apparition des courants de puissance $(dI_{ext}/dt)_i$ dans la composant K_i peut être à l'origine de surcharges transitoires. Cette différence sur les vitesses d'apparition ou de disparition des courants $(dI_{ext}/dt)_i$ provient des écarts entre vitesses en tension ou en courant de la commande et entraîne une mauvaise répartition du courant de puissance. On peut y remédier moyennant quelques astuces de câblage (cf. §2.2.1.).

C) DISPERSION DES TENSIONS DE SATURATION A L'ETAT PASSANT

Pour des composants en parallèle, les pertes sont différentes d'un module à l'autre car les Vsat sont évidemment constants et les courants de conduction différents d'un module à l'autre ; c'est alors les composants qui supportent le plus de courant qui ont les températures de jonction les plus élevées [2].

Notons qu'une augmentation de température peut accroître le déséquilibre en courant si le coefficient thermique est négatif. La stabilité thermique peut être assurée en utilisant des composants triés selon le critère Vsat [3], [4]. On peut également la réaliser en montant tous les modules sur un même radiateur [2]. En minimisant la résistance de jonction entre les modules parallèles les dispersions thermiques seront moindres aussi.

2.1.2. ORIGINE DES DISPERSIONS

A) TECHNOLOGIE DE REALISATION COUPLAGE D.E.P./COMMANDE/PUISSANCE

Le câblage est cause de déséquilibre en courant pour les montages parallèle. Les paragraphes qui suivent listent quelques conseils utiles pour les réalisations.

Au niveau de la commande :

Des inductances Lc_i de limitation en série avec la commande des composants K_i permettent d'harmoniser les vitesses de mise en conduction [5] car elles camouflent les dispersions sur les temps de réponse des composants. La valeur différentielle de ces inductances par rapport à la valeur moyenne $<Lc_i>$ doit être la plus faible possible. Le meilleur résultat est obtenu par un câblage au plus court, parfaitement symétrique. [6].

Au niveau de la puissance :

Il faut utiliser une inductance de limitation et d'homogénéisation des $(dI_{ext}/dt)_i$ [5]. Le câble d'arrivée à la barre bus de puissance doit être placé conformément à la position 1 indiquée à la figure 1 [3]. La disposition des entrées de puissance des composants sur cette barre doit être symétrique [4].

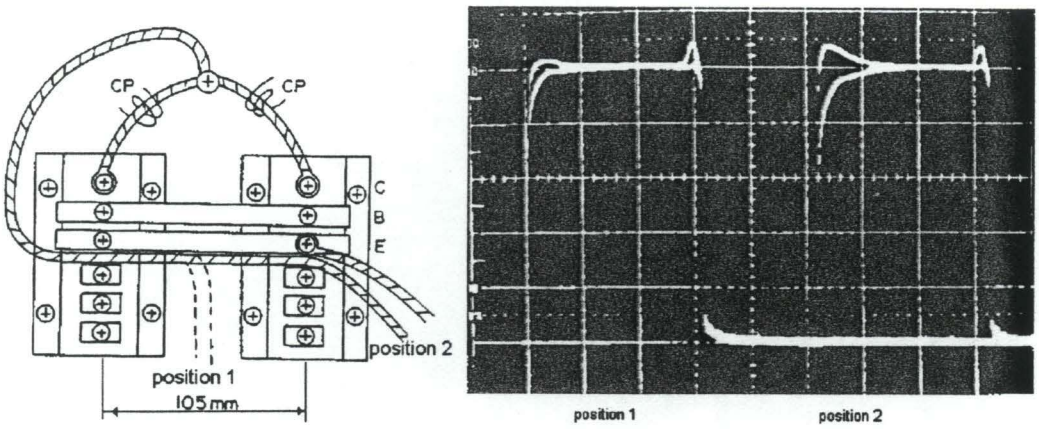


figure 1 : position 1 recommandée pour le câble de puissance

Il faut éviter un couplage de la puissance et de la commande par les câbles [7]. Les connexions entre les entrées de puissance des composants doivent être courtes ; des modules très rapprochés permettent un bon couplage thermique (bonne conduction électrique et diminution des écarts thermiques) [6].

Au niveau de la masse :

Une inductance d'homogénéisation réduit la dispersion sur le courant de commande et sur le courant $(I_{ext})_i$ de K_i [1]. Il faut minimiser la connexion de masse [7] sachant que le paramètre longueur de la barre bus est bien plus délicat que celui de sa section [3].

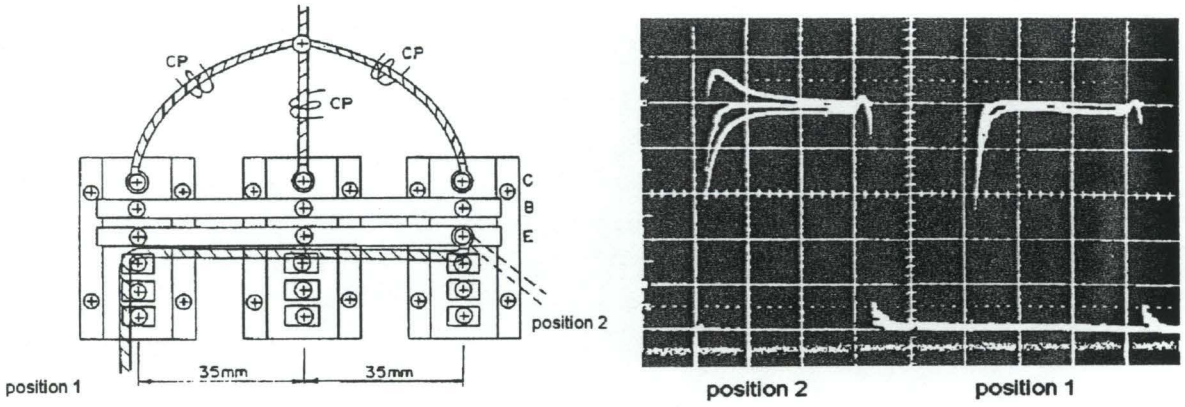


figure 2 : position 1 recommandée pour le câble de masse

Le câble de masse doit courir en parallèle sur la barre bus associée ; cela permet d'atténuer la dispersion sur le partage du courant par diminution de la boucle d'inductance de la barre bus [3]. Il doit être positionné comme dans le schéma ci-dessus et ne doit en aucun cas être parallèle à la barre bus de commande [7] afin d'éviter un couplage magnétique.

La disposition des points de masse des composants doit être symétrique avec des valeurs d'inductances différentielles minimisées au possible.

B) COMPOSANT

Les déséquilibres en courant sont dus généralement à la dispersion sur les caractéristiques statiques V_{BEsat}, V_{CEsat}, par exemple, pour l'état passant et aux caractéristiques de commutation (t_{on}, temps de stockage...) pour les phases dynamiques.

Pour la mise en parallèle, on définit un coefficient α, facteur de déséquilibre maximum du partage du courant [3]. Pour N composants de puissance en parallèle, on note ik1, ik2,..., ikN les courants individuels.

en posant :

$$\langle ik \rangle = \frac{ik_1 + ik_2 + \ldots + ik_N}{N} = \frac{Iext}{N}$$

on a :

$$\alpha = \left(\frac{ik_{\max}}{\langle ik \rangle} - 1 \right) \times 100(\%)$$

On doit avoir pour qu'il n'y ait pas de surintensité destructrice $ik_{\max} \leq ik_{utilisation}$.

Avec $ik_{\max} = \left(\frac{\alpha}{100} + 1 \right) \times \langle i_k \rangle$, on peut conclure.

Pour N échantillons, il suffit de mesurer α pour connaître le courant Iext sous lequel les N modules peuvent fonctionner :

$$I_{ext} \leq \frac{N \times ik_{utilisation}}{1+\frac{\alpha}{100}}$$

Dès lors, il est clair que pour obtenir une fonction interrupteur parallèle optimisée, il faut avoir recours à des tris. Pour les MOSFETs de puissance et les IGBTs, et à condition d'utiliser une commande assez performante (temps de montée et de descente rapides), les dispersions de tension de seuil (V_{th}) et de transconductance (g_{fs}), ne sont pas importantes. Le seul tri nécessaire est celui en V_{sat} au courant nominal. Le peu de variation de V_{sat} en fonction de la température et la tendance de ces composants à avoir une réponse thermique positive en font des dispositifs auto-stabilisés en répartition de courant [4].

C) COMMANDE

Des phénomènes oscillatoires peuvent apparaître au niveau des points de commande des composants dans le cas où ces derniers sont pilotés depuis un noeud commun. Il faut donc rejeter ce type de commande et utiliser plutôt un découplage des résistances, c'est-à-dire une résistance par composant [8].

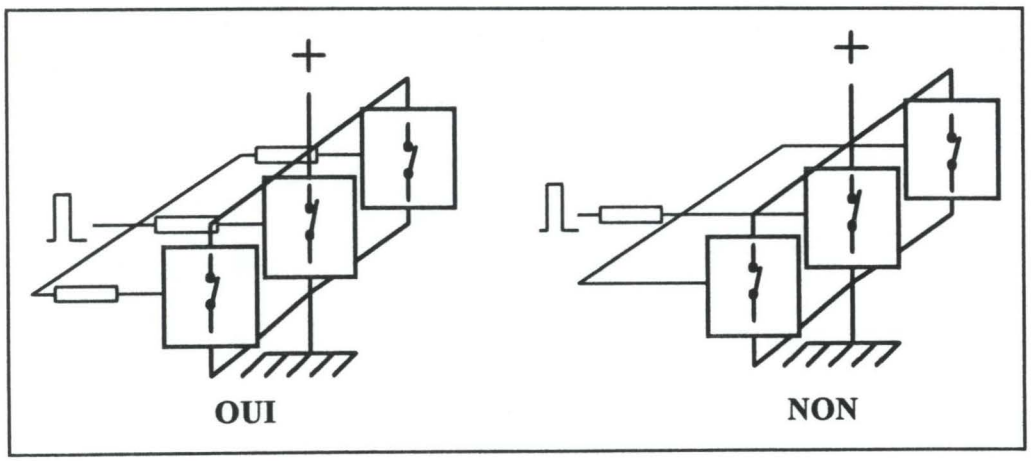


figure 3 : utilisation de résistances de commande découplées

Des diodes (ou zeners) entre les points de commande et les alimentations/les masses permettent de protéger les points de commande des composants contre des surtensions.

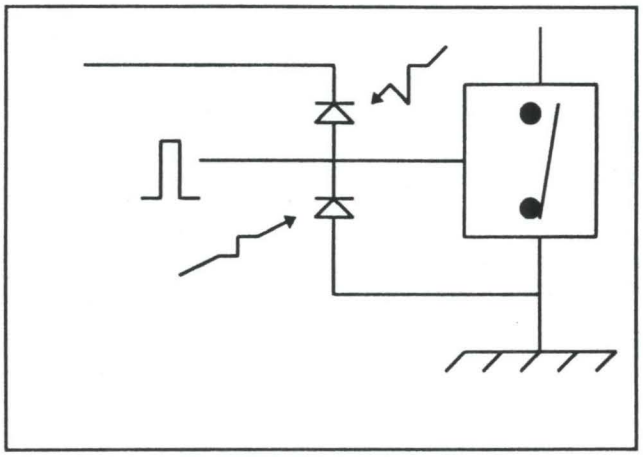
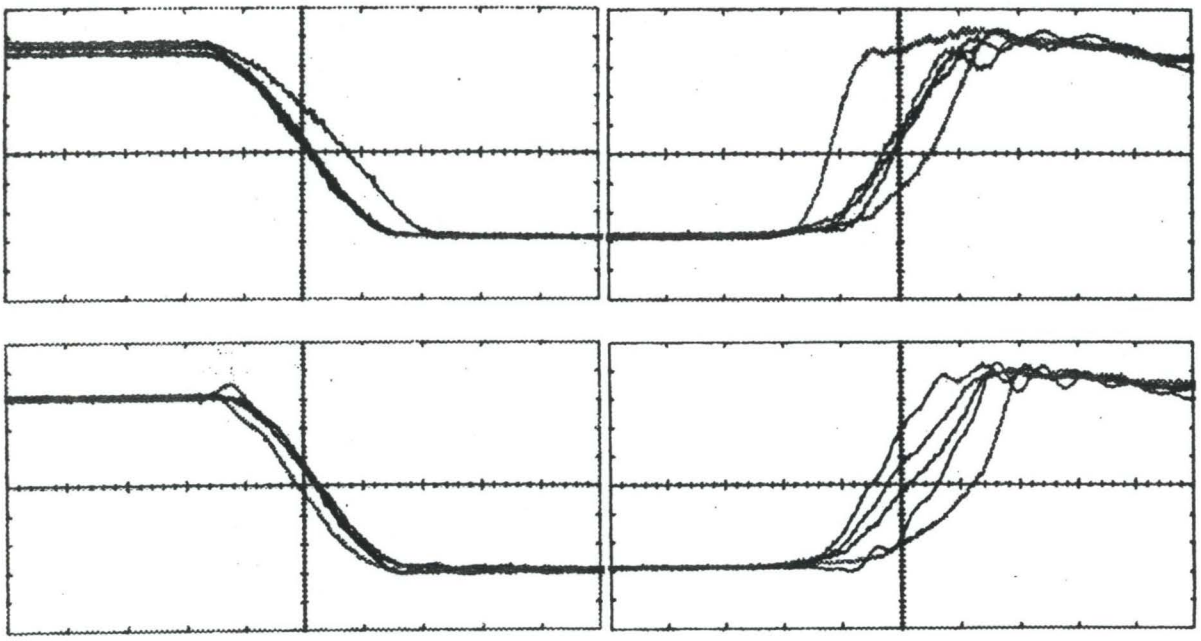


figure 4 : utilisation de diodes de protection contre les surtensions

De plus, les fronts de montée et de descente des signaux de commande doivent être les plus rapides possible et parfaitement symétriques afin de ne pas introduire de retard ou de les minimiser.

2.2. ETUDE DUALE POUR LES MONTAGES SERIE



Oscillogramme 1 : détail des surtensions à la fermeture et à l'ouverture

A la fermeture, les surtensions sont faibles. A l'ouverture les déséquilibres sont tels qu'un dispositif d'écrêtage doit être utilisé.

Pour la mise en parallèle, les composants sont indépendants à la fermeture. Il y a dispersion sur la répartition de I_{ext} car les di/dt sont élevés, le courant sera maximum pour les composants les plus rapides. A l'ouverture, sa coupure se fait avec des surintensités négligeables car les di/dt sont faibles à cause des inductances de limitation et des vitesses de blocage des composants. De façon duale, pour la mise en série, la fermeture se fait avec des surtensions négligeables car le circuit est aidé par les capacités parasites qui ralentissent les dV/dt (voir chapitre 3 et 5) et l'ouverture se fait avec des surtensions maximales pour les composants les plus rapides (oscillogramme 1 - mise en série de 10 MOSFETS) s'ils ne sont pas protégés.

3. ETUDE QUANTITATIVE DES MONTAGES SERIE

Nous étudions ici, de manière plus approfondie et quantitative, les différentes causes de déséquilibre des tensions d'abord séparément puis de manière conjuguée pour les montages série.

3.1. ETUDE SEPAREE

Les déséquilibres en tension des divers interrupteurs en série sont dus à des retards, aux différences de vitesses, aux dispersions sur les courants de fuite des composants et enfin à la géométrie du câblage (voir §4.). Nous menons ici une étude séparée de chacune de ces causes de déséquilibres pour deux composants K_1 et K_2 sous la tension U_{ext} et le courant I_{ext} dans le cas d'une commutation dure afin de dégager les résultats généraux pour N éléments en série.

A) RETARDS

Les divers retards sont cause de déséquilibre de la répartition des courants pour la mise en parallèle et, de façon duale, des tensions pour les montages série car ils perturbent le synchronisme des instants de commutation. On les étudie ici en supposant les courants de fuite et les dV/dt (imposés par la commande, le composant de puissance et la valeur du courant I_{ext}) égaux et en négligeant la géométrie du câblage.

RETARDS AU NIVEAU DE LA COMMANDE

On introduit ici le paramètre t_{1-2}, décalage entre les ordres de commande de fermeture ou d'ouverture de K_1 et K_2. t_{1-2} est fonction du système de commande (dans le cas d'une commande synchrone, $t_{1-2}=0$). Il est introduit par les circuits de mise en forme et induit alors obligatoirement des déséquilibres ponctuels de la tension ou du courant (ΔV ou ΔI) commandant les composants en série.

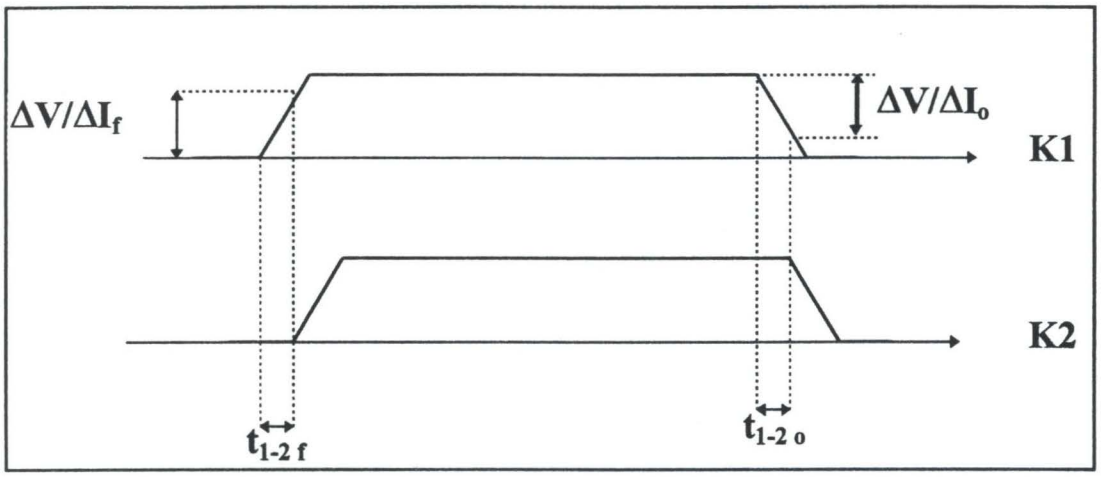


figure 5 : ordres de commande

t_{1-2} est responsable d'un écart des instants de commutation des deux composants de puissance. Pour une commutation dure, à la fermeture, le composant commandé le dernier subit une surtension égale à la tension dont peut chuter le composant le plus rapide pendant le temps t_{1-2} puisque la tension totale est imposée par l'extérieur et est égale à V_{ext}. A l'ouverture, le composant commandé le premier est celui qui possède la tension finale la plus élevée. La montée en tension des composants s'arrête lorsque $VK_1+VK_2=V_{ext}$. On obtient alors les surtensions suivantes par rapport à $V_{ext}/2$:

$$\Delta V_f = t_{1-2} \times (\frac{dV}{dt})_{K2} \qquad \text{pour } K_1.$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta V}{2} = \frac{1}{2} t_{1-2} \times (\frac{dV}{dt})_{K2} \qquad \text{pour } K_2.$$

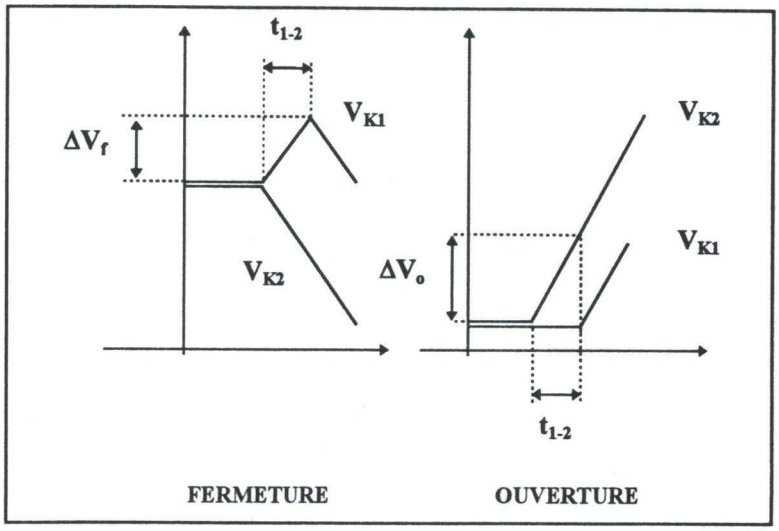


figure 6 : évolution des tensions de deux composants en série

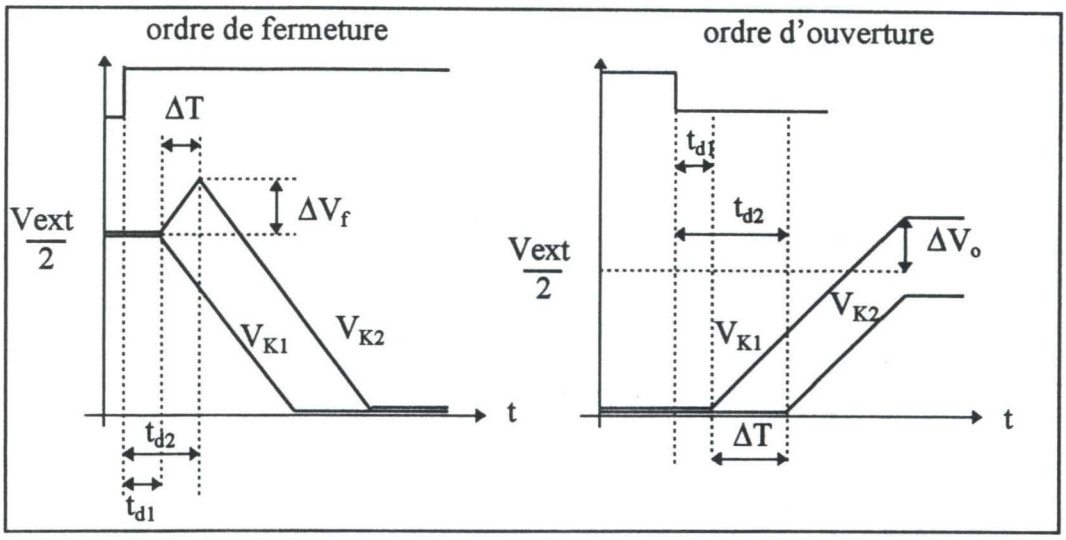
Dans le cas d'une mise en série de N composants, la surtension maximale à la fermeture est celle où tous les composants sont synchrones sauf un qui commute avec un retard égal à t_{1-2}. Celle à l'ouverture est obtenue dans le cas où tous les composants sont synchrones sauf un qui commute avant tous les autres avec une avance égale à t_{1-2}. Dans ce cas, les surtensions maximales par rapport à la valeur nominale V_{ext}/N sont :

$$\boxed{\Delta V_f = t_{1-2} \times (N-1) \times \frac{dV}{dt}}$$ pour le composant en retard.

$$\boxed{\Delta V_o = \frac{N-1}{N} \times t_{1-2} \times \frac{dV}{dt}}$$ pour le composant en avance.

RETARDS INTRINSEQUES AUX COMPOSANTS DE PUISSANCE

Ce qui détermine les retards dans les semi-conducteurs c'est la dispersion sur les temps d'injection et d'extraction des porteurs au niveau des points de commande. Sont donc mises en cause les diverses caractéristiques d'entrée des composants : capacités, seuil et gain. Dès lors, la dispersion sur ces dernières conditionne les décalages entre les ordres de commande et les instants effectifs de commutation des composants. On les note td1 et td2.



figures 7a et 7b : fermeture et ouverture pour deux composants en série

Dans le cas de N composants en série, les surtensions maximales induites par ce type de retard sont obtenues dans les mêmes conditions que pour les retards introduits par la commande. Si on note ΔT le temps maximum de décalage, on obtient :

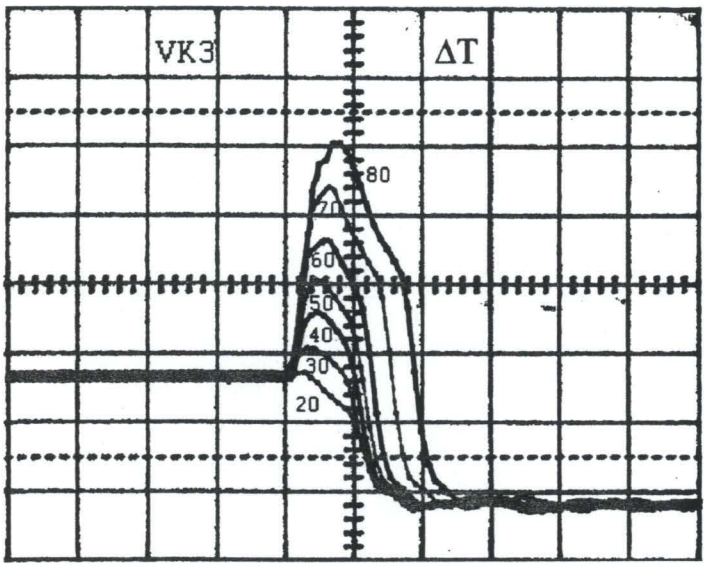
$$\boxed{\Delta V_f = \Delta T \times (N-1) \times \frac{dV}{dt}}$$ à la fermeture

$$\boxed{\Delta V_o = \frac{N-1}{N} \times \Delta T \times \frac{dV}{dt}}$$ à l'ouverture

CONCLUSION SUR LES RETARDS

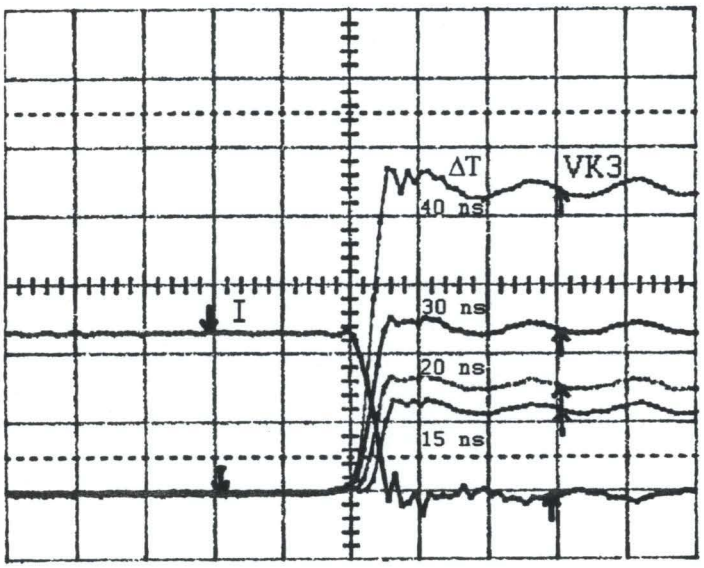
Pour la mise en parallèle, les composants les plus rapides à la fermeture et les plus retardés à l'ouverture sont les plus contraints en courant. De façon duale, nous avons vu que pour la mise en série, les composants les plus retardés à la fermeture et les plus rapides à l'ouverture sont les plus contraints en tension.

L'étude qui vient d'être menée, étayée par les oscillogrammes 2 et 3 éclaire ce principe de façon qualitative.



Oscillogramme 2 : MISE EN SERIE DE 3 MOSFETS - FERMETURE

Echelle : 100V/div et 100ns/div. Deux étages sont synchrones, un retard ΔT variable est appliqué sur le troisième étage : 20ns<ΔT<80ns.



Oscillogramme 3 : MISE EN SERIE DE 3 MOSFETS - OUVERTURE

Echelle : 100V/div - 2A/div - 100ns/div. Deux étages sont synchrones, le troisième étage est en avance de ΔT variable : 15ns<ΔT<40ns.

Les deux oscillogrammes ci-dessus montrent l'importance des surtensions pour un même composant en fonction de l'avance (ouverture) ou du retard (fermeture) du signal de commande qui lui est appliqué.

B) DIFFERENCES DE VITESSE

Nous étudions ici l'effet d'une dispersion des vitesses de commutation sur la répartition des tensions indépendemment des autres causes de déséquilibre.

On englobe dans le même calcul les différences de vitesse qu'elles soient induites par la commande, les composants eux-même ou enfin par le câblage. On les suppose linéaires et on étudie l'évolution des tensions de deux composants en série.

La fermeture, quel que soit le type de commutation, s'effectue sans surtension puisque les instants de commande sont tous synchrones.

A l'ouverture, pour une commutation dure, les lois d'évolution des tensions VK_1 et VK_2 sont $K_1 = \alpha_1' \times t$ et $K_2 = \alpha_2' \times t$

Dès lors, à la fin de l'ouverture, il apparaît une surtension sur le composant le plus rapide, en l'occurence K_1, par rapport à la tension nominale $V_{ext}/2$. Cette surtension est :

$$\Delta V_o = \left(\frac{\alpha'_1}{\alpha'_1 + \alpha'_2} - \frac{1}{2} \right) \times V_{ext}.$$

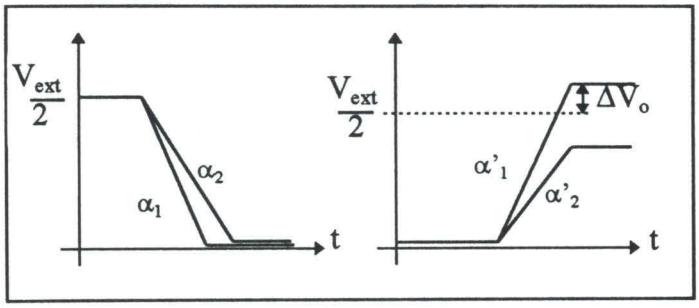


figure 8 : évolution des tensions de deux composants en série

On peut généraliser facilement le résultat à N composants mis en série.

$$\boxed{\Delta V_o \leq \max_{i \in [1,N]} \left\{ \left(\frac{\alpha'_i}{\sum \alpha'_i} - \frac{1}{N} \right) \times V_{ext} \right\}}$$

C) COURANTS DE FUITE

Pour la mise en parallèle, un déséquilibre statique peut survenir lors de la phase de conduction lequel entraîne un problème d'équilibrage thermique. De façon corrélative, pour la mise en série, le courant est le même pour tous les composants à l'état bloqué. Il y a par contre déséquilibre des tensions, le maximum est obtenu pour les composants les moins fuyards. La tension de ces derniers peut même être égale au seuil d'avalanche. Notons toutefois à notre avantage que les niveaux de courants sont trop faibles (<1mA pour les MOS IRF840 à 125°C) pour que le phénomène d'avalanche soit destructif. De même, le déséquilibre thermique dû à des produits U.I différents est faible car les courants de fuite sont souvent peu importants.

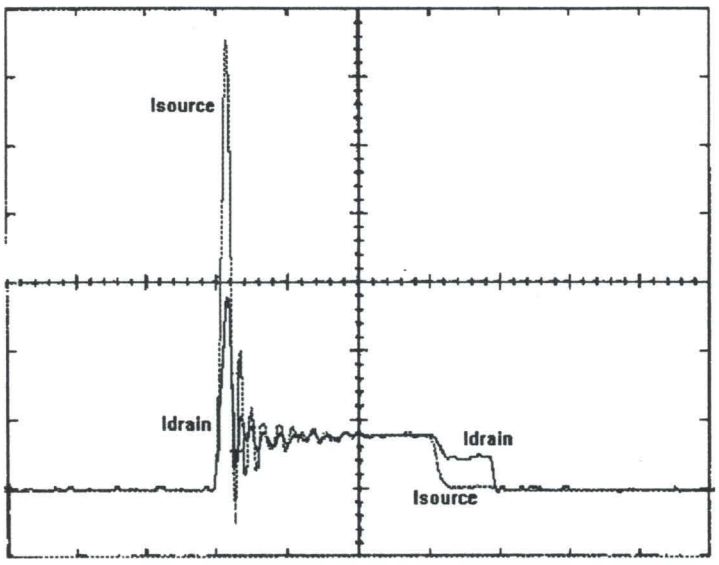
Lors de la phase de conduction le courant est le même pour tous les K_i ; le déséquilibre thermique pendant cette phase provient cette fois des dispersions sur les résistances à l'état passant.

N.B. : En impulsions courtes, les pertes de conduction sont négligeables devant les pertes de commutation. On ne se soucie donc pas, dans ces cas là, de leurs dispersions.

D) COUPLAGE DEP/COMMANDE/PUISSANCE

Pour les mises en parallèle, les inductances de câblage et la géométrie du montage constituent la principale difficulté du fait des forts di/dt générés. De façon duale pour les mises en série, à cause des forts dV/dt engendrés, le problème essentiel à maîtriser concerne les capacités parasites de la fonction commutation par rapport à l'environnement ; à savoir, la terre, la puissance et la commande. Il est donc évident que ces dernières doivent être minimisées.

Partant de là, on ne s'étonne pas en haute tension de clichés tels que ceux exposés à l'oscillogramme 4. Le courant n'est pas le même partout dans des composants en série, certains sont beaucoup plus sollicités que d'autres. Ce principe a priori révolutionnaire et anormal pour un électronicien basse tension est expliqué au chapitre suivant.



oscillogramme 4 : mise en série de 40 MOSFETS de puissance en commutation dure

Iext=1.6A Vext=10.000V

Idrain (MOS du haut)- Isource (MOS du bas) : 2A/div - 500ns/div

3.2. EFFET CONJUGUE DES DIFFERENTES CAUSES DE DESEQUILIBRE

On utilise ici les paramètres t_{1-2}, ΔT, α_i (voir § 3.) et β (chapitre1 - p.25).

A) FERMETURE

Les surtensions qui entrent en jeu dans cette phase sont celles existant lors de la phase statique auxqu'elles s'ajoutent celles de la phase dynamique de fermeture. La surtension maximale pouvant être obtenue est alors pour les commutations dures :

$$\boxed{\Delta V_f \leq (t_{1-2} + \Delta T) \times (N-1) \times \left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max} + \frac{\beta}{100} \times \frac{V_{ext}}{N}}$$

B) OUVERTURE

La surtension maximale à l'ouverture est pour les commutations dures :

$$\boxed{\Delta V_o \leq \frac{N-1}{N} \times (t_{1-2} + \Delta T) \times \left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max} + \max_{i \in [1,N]} \left\{ \left(\frac{\alpha'_i}{\sum \alpha_i} - \frac{1}{N} \right) \times V_{ext} \right\} + \frac{\beta}{100} \times \frac{V_{ext}}{N}}$$

C) CONCLUSION

Pour les montages de mise en série, les critères à considérer afin d'optimiser les conditions de partage des tensions et des courants imposés par l'extérieur sont :

- La maîtrise des retards au niveau de la commande et à celui des composants. Dans le premier cas, les meilleures conditions de synchronisme et le meilleur coût de réalisation sont satisfaits par les commandes à base de transformateurs d'impulsion (voir aussi chapitre 4). En ce qui concerne les retards imposés par les composants, ils sont essentiellement conditionnés par la dispersion des capacités parasites Ciss* d'entrée dans le cas des transistors à grille isolée.
- Le second critère concerne les différences de vitesse. Dans le cas de transistors MOSFETs et IGBTs, c'est la capacité parasite Crss* qui conditionne la dispersion des vitesses de commutation.
- Le dernier critère à satisfaire concerne les courants de fuite pour les montages à basse récurrence de fonctionnement. En effet, dès quelques centaines de Hz, le régime statique n'a pas le temps de s'établir (voir oscillogramme 4, page 26).

Par exemple, si on veut réaliser un interrupteur 4,4kV avec 10 MOSFETS de tension 500V,

il n'y a pas de déséquilibre en statique tel qu'une des tensions V_{Ki} dépasse 500V si on s'assure au préalable d'avoir (chapitre 1 - § 2.2.) :

$\beta \leq 100 \times \left(\frac{N \times V_s}{V_k total} - 1 \right)$, c'est-à-dire β<13%.

A température ambiante, pour les composants 500V traditionnels (IRF840 MOTOROLA/THOMSON/INTERNATIONAL RECTIFIER, MTP8N50E) les courants de fuite sous 500V sont spécifiés inférieurs à 250µA et les seuils d'avalanche sont inférieurs à 600V. La tension globale de l'interrupteur est de 4400V. Il y a donc forcément au moins un composant de tension inférieure ou égale à 440V ce qui permet d'affirmer que le courant de fuite parcourant la mise en série ne pourra pas dépasser 250µA.

Le courant étant fixé inférieur à cette valeur, les pertes maximales à l'état statique sont $P = 250 \times 10^{-6} \times 600 = 150mW$ pour les composants les plus sollicités. Cette énergie est faible et acceptable en dissipation par avalanche par tous les IRF840. Elle montre que le tri selon le critère β de même que l'utilisation d'un réseau résistif d'équilibrage sont inutiles.

A 125°C, pour les mêmes composants, le courant de fuite n'excède pas 1mA. La puissance dissipée est encore très raisonnable pour cette température puisqu'elle est inférieure à 0,6W.

4. DES MONTAGES PARALLELE AUX MONTAGES SERIE EN PASSANT PAR LA DUALITE

Ce paragraphe est une étude duale structurelle des montages parallèle afin d'en tirer des enseignements nécessaires à la réalisation de mises en série. Il utilise la méthode expliquée en introduction à ce chapitre.

4.1. ETUDE RECIPROQUE

Le shéma de gauche de la figure 9 représente une mise en série de composants en structure hacheur avec ses éléments parasites associés : inductances de câblage (L1,...,L4) et capacités parasites par rapport à la terre (Ca, Cb, Cc).

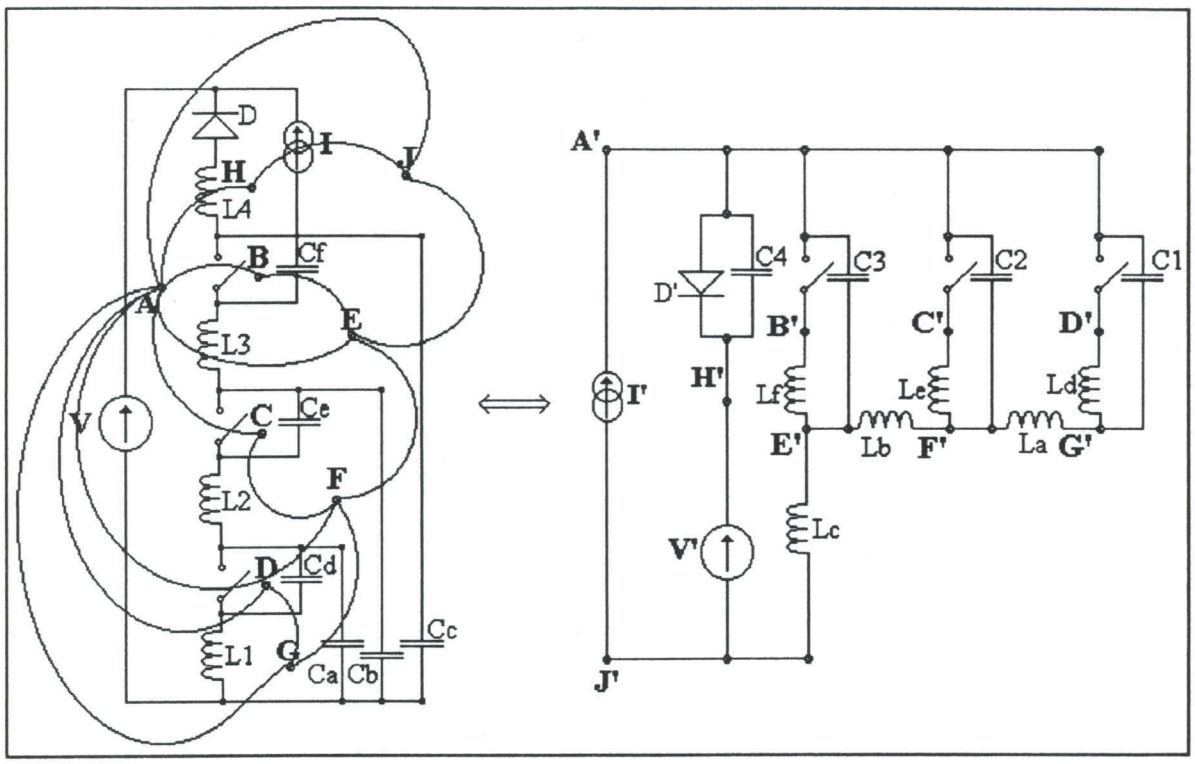


figure 9 : Schémas duaux des montages série et parallèle

Cd, Ce et Cf représentent des condensateurs d'aide à la commutation. Le macro-interrupteur est représenté a priori avec source à la masse et drain au potentiel positif. Le montage est dualisé à droite ; les composants sont alors en parallèle.

Le schéma de droite de la figure 9 est obtenu par application du principe de la dualité [2].

Cet exercice intellectuel permet d'adapter les règles de câblage connues pour les montages parallèle aux montages série.

Des inductances parasites de la barre bus de masse pour les montages en parallèle aux capacités parasites par rapport à la terre pour les montages en série en passant par la dualité...

Dans le montage série, les capacités Cc, Cb et Ca entre (E,J) (E,F) (F,G) représentent les capacités par rapport à la terre. Elles deviennent par dualité, dans le montage parallèle, les

inductances entre les masses des différents modules. On peut donc identifier l'image des capacités parasites par rapport à la terre à l'inductance de la barre bus de source.

Dans la technique parallèle, le câble de source est amené dans une position centrale par rapport à la barre bus de source (c'est-à-dire avec Lc entre J' et F') afin d'homogénéiser les boucles d'inductance et de symétriser par là-même le partage des courants. De façon duale, pour la mise en série il est conseillé d'implanter le fil de masse au milieu du macro-interrupteur afin que le partage des tensions ne soit que peu dissymétrisé par les capacités parasites par rapport à la terre. Le point froid et le point chaud du macro-interrupteur sont alors respectivement aux potentiels -V/2 et V/2.

Des condensateurs d'équilibrage des tensions pour la mise en série aux inductances d'homogénéisation des courants pour la mise en parallèle en passant par la dualité...

Dans le montage série, les condensateurs Cd, Ce et Cf permettent d'équilibrer les tensions lors de l'ouverture du macro-interrupteur. Ces éléments, une fois dualisés, deviennent Ld, Le, Lf, inductances d'homogénéisation des courants d'apparition dans les interrupteurs.

Dans les montages parallèle comme pour les montages série on doit veiller à avoir des valeurs de condensateurs et d'inductances toutes égales avec une valeur différentielle minime de façon à atténuer les surintensités et les surtensions.

Des inductances de câblage pour la mise en série aux condensateurs d'homogénéisation des dV/dt pour la mise en parallèle en passant par la dualité...

Dans le montage série, L1, L2 et L3 représentent les inductances de câblage. Elles peuvent être parasites ou volontaires. Dans tous les cas elles constituent une aide à la commutation à la fermeture et limitent la montée du courant de puissance. Ces composants dualisés deviennent les condensateurs d'aide à la commutation C1, C2 et C3 pour la mise en parallèle. Ces

condensateurs peuvent être soit des capacités parasites par rapport à la terre, soit des condensateurs d'aide à la commutation dimensionnés pour équilibrer les dV/dt à l'ouverture.

Pour la mise en parallèle, on a intérêt à utiliser un condensateur par composant afin d'homogénéiser les vitesses dV/dt d'ouverture et donc d'équilibrer les tensions lors de cette phase. De façon duale, il faut placer de l'inductance de câblage entre chaque transistor de la mise en série et non pas localement du côté du point chaud ou de celui du point froid. En effet, L1, L2 et L3 ainsi disposées limitent le courant d'apparition dans chacun des composants de la mise en. Les vitesses en dV/dt de mise en conduction sont alors homogènes et la dispersion sur les surtensions à la fermeture est moindre (voir aussi §2 - II - page 79).

4.2. CONCLUSION

La mise en évidence d'éléments parasites tant capacitifs qu'inductifs permet de savoir quelles seront les parties du câblage à soigner. La détermination des ordres de grandeur de ces éléments permettra en outre de déterminer comment et jusqu'où le nombre d'étages peut être optimisé.

CONCLUSION

Ce chapitre complète l'étude commencée au chapitre précédent. Les dispersions des performances des composants montés en série et de leur commande se manifestent par des retards et des déséquilibres à la fois statiques et dynamiques. Leurs origines ont été déterminées. Ellles se situent à trois niveaux : composant, commande et technologie de réalisation.

Les retards de toutes sortes deviennent des problèmes secondaires dès lors que les commandes sont soignées.

Les déséquilibres dynamiques en dV/dt ne sont pas gênants à la fermeture car les retards sont très petits. Par contre, ils trouvent toute leur importance à l'ouverture car leur effet, combiné de manière secondaire avec les retards, génère des surtensions. Les solutions sont nombreuses: condensateurs d'équilibrage, transils d'écrêtage ou composants tenant l'énergie d'avalanche ; elles sont passées en revue au chapitre 4 - §I.

Les déséquilibres statiques sont sans importance car les courants de fuite sont limités par les composants les moins « fuyants ».

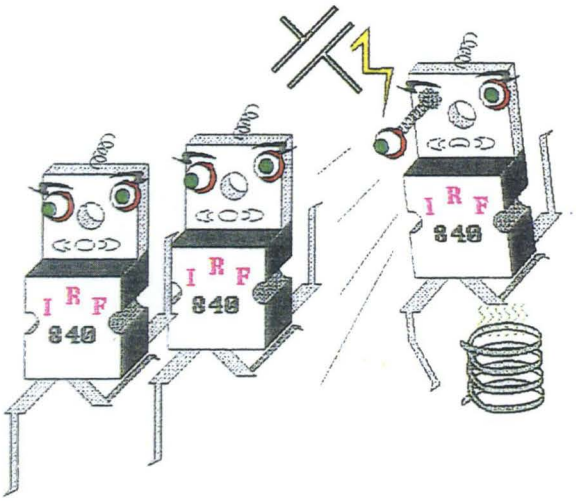
Une étude annexe concernant l'influence de la température sur l'évolution des déséquilibres pourrait être envisagée. Elle se résumerait essentiellement, pour le statique, à leur effet sur les courants de fuite des composants et sur l'évolution de leur résistance à l'état passant. Pour le dynamique, si la température ne prend aucun ascendant sur les quantités de charge à injecter dans les capacités parasites des composants, en revanche, elle agit sur les courants de puissance. Il en résulterait une influence certaine sur les dV/dt.

Enfin, l'étude duale menée à partir des connaissances acquises pour les montages parallèle a pu permettre de localiser les éléments essentiels du câblage des montages série. Il apparaît important de diminuer les capacités parasites par rapport à la terre soumises à de forts dV/dt.

Le chapitre qui suit complète l'étude en analysant les influences des éléments parasites capacitifs et inductifs intervenant dans les montages série.

CHAPITRE 3 :

influence des capacités et des inductances parasites pour les mises en série



INTRODUCTION

Ce chapitre met en évidence les différentes capacités et inductances parasites intervenant dans les cellules de commutation dure de structures hacheur pour les montages de mise en série.

I. CAPACITES PARASITES

On établit ici quelques ordres de grandeur sur les courants et quantités de charges parasites générés.

En haute tension, c'est-à-dire dès quelques kilovolts, les fonctions commutation des hacheurs sont presque toujours commandées par des transformateurs d'impulsion pour des raisons de coût et d'optimisation de l'équilibrage des diverses tensions individuelles des composants (voir chapitre 4). Nous nous restreindrons ici, en conséquence, à l'étude des capacités parasites de ce type de montage.

CALCULS PRELIMINAIRES

Pour un transformateur à noyau torique, les capacités parasites C_{ct} entre le câble primaire et le tore ferrite et C_{cs} entre le câble primaire et les N spires du câble secondaire sont déterminées par :

$$C_{ct} = \frac{55 \times \varepsilon_r}{\ln \frac{\beta}{D}} = 0.26 \text{ pF [1]}$$

$$C_{cs} = N \times \frac{27{,}5}{\ln \frac{2e}{\sqrt{Dd}}} = \text{N x } 0.13 \text{ pF [1]}$$

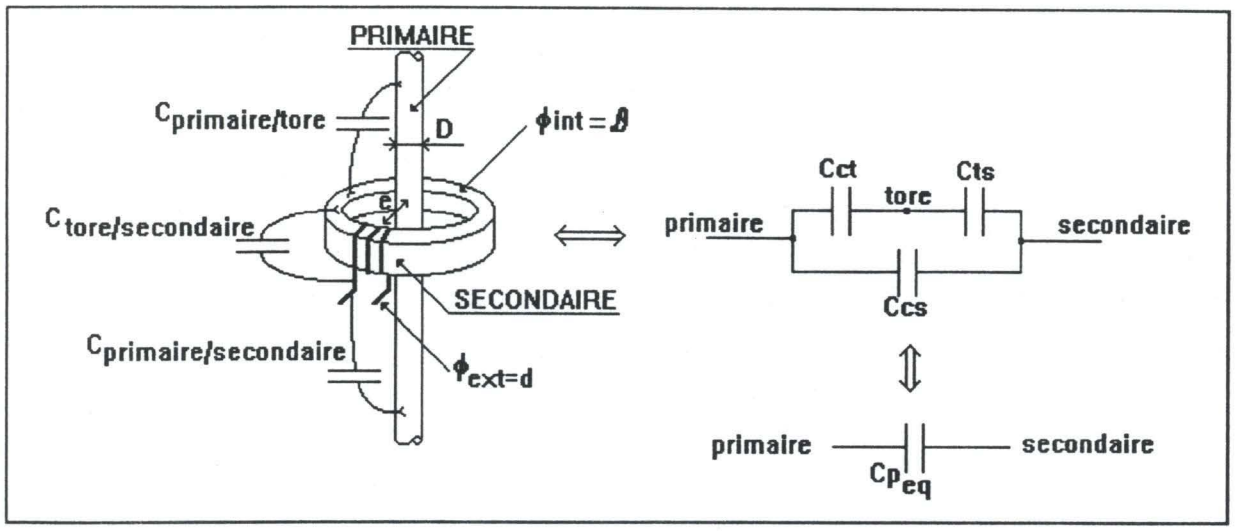


figure 1 : Capacité parasite équivalente du transformateur d'impulsion

Avec :

N : nombre de spires

e = 5 mm

D = 2 mm

d = 0,8 mm

D = 10 mm.

La hauteur des surfaces en regard est de 10 mm. Les tores ferrite ferinox choisis sont des FT25 en T22 (voir figure 1).

Le cable secondaire étant littéralement plaqué sur le tore, la capacité C_{ts} est prépondérante devant C_{ct} et C_{cs}. La capacité parasite équivalente du montage est donc :

$Cp_{eq} \cong C_{cs}+C_{ct} = 0.13$ (pF/spire) + 0.26 pF.

Remarque importante pour la suite...

D'une façon générale, puisque nous cherchons ici uniquement à déterminer les ordres de grandeur des courants parasites générés dans les mises en série de composants commandés par transformateurs d'impulsion, on peut considérer que les capacités parasites de ces derniers seront de l'ordre du picofarad. Nous estimerons donc les courants parasites en A/pF.

1. CAPACITES PARASITES PAR RAPPORT A LA COMMANDE

1.1. FERMETURE

La figure 2 est la représentation fonctionnelle d'un étage quelconque avec sa capacité parasite le reliant à la commande.

Le symbole ⟲ représente le dV/dt négatif appliqué au point froid dudit étage.

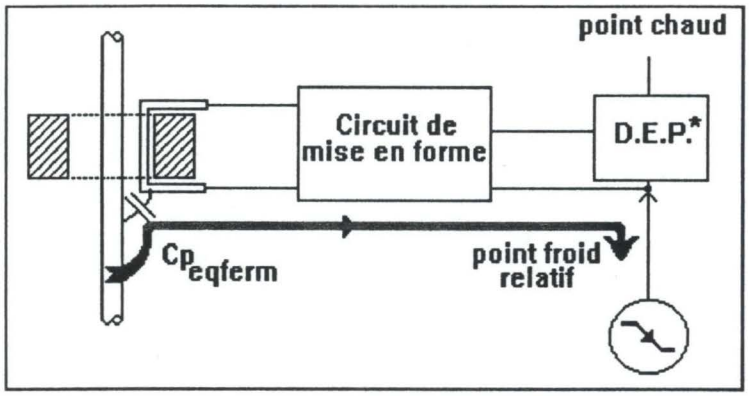


figure 2

Considérons une mise en série de N composants utilisés sous une tension de puissance V. Ici nous nous intéressons uniquement aux ordres de grandeurs, on peut donc supposer constant le temps t_f de fermeture de chacun des composants et égale à V/N la tension à leurs bornes sans que cela modifie notablement la validité globale des résultats.

Le câble de commande est soumis à un dV/dt inférieur au kilovolt par microseconde en valeur absolue. On peut donc considérer que c'est un potentiel fixe par rapport aux différents étages soumis à des dV/dt beaucoup plus importants. En effet, pour l'étage k, en numérotant de 1 à N du bas vers le haut, le point froid relatif est soumis à un dV/dt égal à :

$$|(dV/dt)_k| = \left|-(k-1)\times\frac{V}{tf\times N}\right| >> |-1kV/\mu s| \text{ dès que } k=2.$$

Lors de la fermeture du macro-interrupteur, le $(dV/dt)_k$ décharge la capacité parasite du transformateur d'impulsion de l'étage k. Un courant s'établit donc dans les pistes au potentiel du point froid du circuit de commande correspondant. Ce courant est rebouclé par les masses de la puissance et de la commande. Il est égal pour l'étage k à :

$$\boxed{ik = Cp_{eq} \times (k-1) \times \frac{V}{tf \times N}}$$

Le résultat obtenu est général et peut être adapté au cas par cas. Par exemple, dans le cas d'une mise en série de DEP réalisée avec séparation des ordres de commande et avec des alimentations basse tension flottantes, les courants parasites générés empruntent le chemin décrit à la figure 2'.

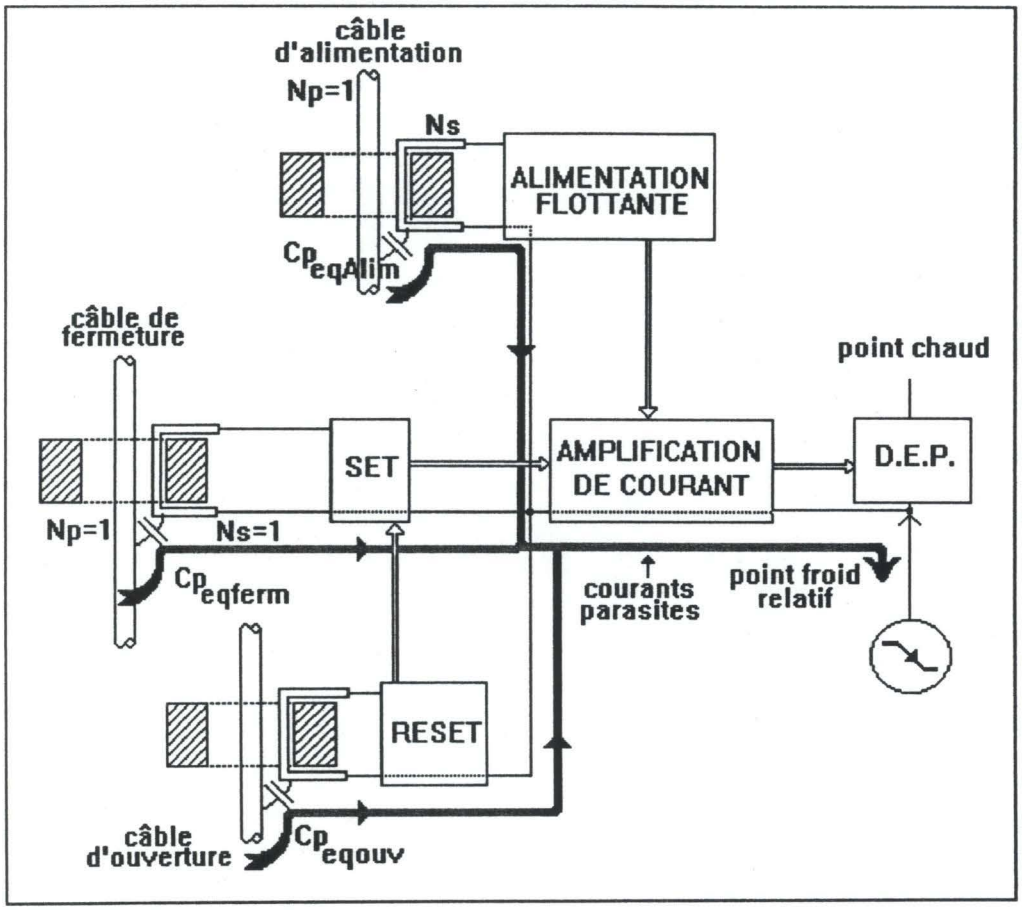


figure 2'

Les transformateurs d'impulsion de fermeture et d'ouverture ont une spire au primaire et au secondaire. Le transformateur d'alimentation attaquant la fonction alimentation flottante possède une spire au primaire et Ns spires au secondaire.

Un courant s'établit dans les pistes au potentiel du point froid relatif des fonctions alimentation flottante, set, reset et DEP. Ce courant est rebouclé par les DEP n° 1 à k-1, les masses et par les capacités parasites des câbles de commande. Il est égal pour l'étage k à :

$$\boxed{ik = (Cp_{eqferm}+Cp_{eqouv}+Cp_{eqalim})\times(k-1)\times\frac{V}{tf\times N}}$$

On obtient donc ici un courant globalement trois fois plus important que celui obtenu pour le montage de base. D'une façon générale, le courant parasite généré est d'autant plus important que le nombre de transformateurs utilisés par étage est grand.

On peut poser ici, et pour la suite de l'exposé, $Cp_{eqferm}=Cp_{eqouv}=Cp_{eqalim}=Cp_{eq}$ sans que cela nuise à la validité des résultats.

1.2. OUVERTURE

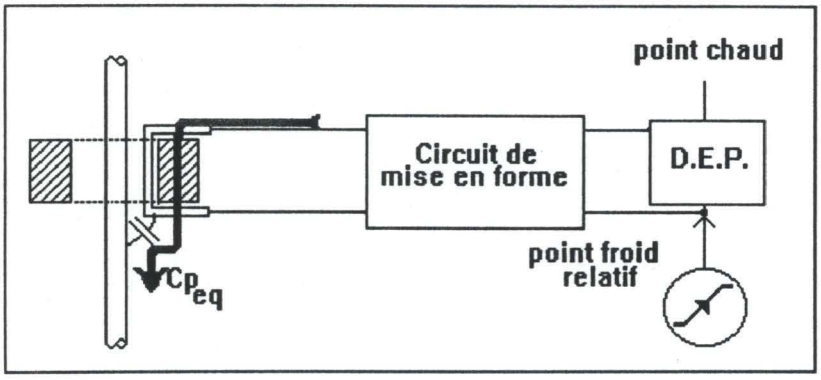


figure 3

Le symbole ⊘ représente le dV/dt positif appliqué au point froid relatif

Lors du blocage (figure 3), la tension aux bornes des N composants en série augmente. Le temps global de la commutation est supposé égal à t_o pour tous les composants. Le point froid relatif de l'étage k est alors soumis au dV/dt :

$$(dV/dt)_k = (k-1)\times\frac{V}{to\times N}$$

Il est suffisamment important pour que l'on néglige l'influence du dV/dt du câble de commande. Le $(dV/dt)_k$ charge la capacité parasite équivalente Cp_{eq} du transformateur d'impulsion correspondant.

Le courant parasite généré est dévié du courant de puissance. Il ne traverse donc pas les DEP 1 à K-1. Il vaut :

$$\boxed{ik = Cp_{eq} \times (k-1) \times \frac{V}{to \times N}}$$

Pour l'exemple à trois transformateurs précédemment présenté, lors du blocage (figure 3'), le point froid relatif de l'étage k est alors soumis au dV/dt :

$$(dV/dt)_k = (k-1) \times \frac{V}{to \times N}$$

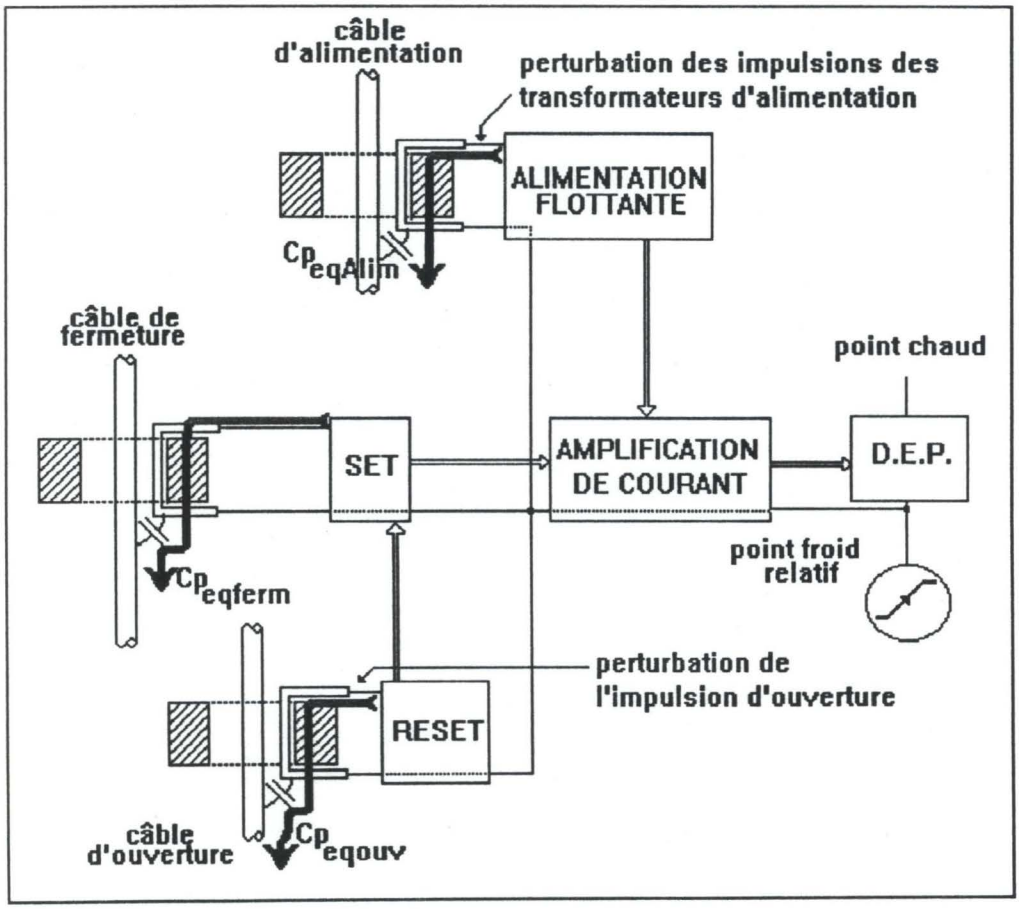


figure 3' : circulation des courants parasites à l'ouverture

Il est suffisamment important pour que l'on néglige l'influence du dV/dt des câbles d'ouverture et d'alimentation. Le $(dV/dt)_k$ charge les capacités parasites équivalentes des transformateurs de l'étage k. Le courant parasite généré n'est gênant ni au niveau des fonctions alimentation car elles n'interviennent pas lors de l'ouverture ni au niveau des fonctions set et reset si le reset est prioritaire. On a ici :

$$\boxed{ik = 3\ Cp_{eq} \times (k-1) \times \frac{V}{to \times N}}$$

1.3. CONCLUSION

Lors de la fermeture, le courant parasite de l'étage k est acheminé par le point froid relatif dudit étage. Ce courant circule dans les parties puissance des étages 1 à k-1. L'ordre de grandeur du courant parasite Ik total traversant le DEP de l'étage k est :

$Ik = n \sum_{p=k+1}^{p=N} i_p$ où n désigne le nombre de transformateurs utilisés par étage.

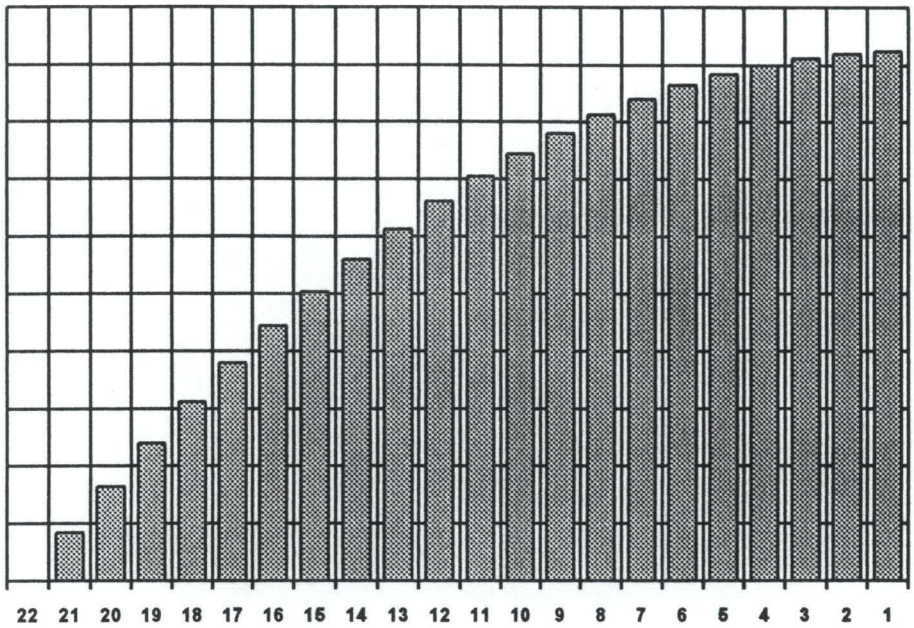
$$\boxed{Ik = n\ Cp_{eq} \times (N-k) \times (k+N-1) \times \frac{V}{2 \times tf \times N}}$$

Ce courant s'ajoute au courant de puissance provenant de la cellule hacheur (courant issu de la diode de roue-libre, de la capacité parasite du câblage, de la source de courant I_{ext}). Il est plus important pour les DEP du bas que pour ceux du haut (graphique 1).

Lors de l'ouverture, la charge des capacités parasites se fait par extraction d'une partie du courant de puissance traversant les DEP. Le courant parasite extrait dans le DEP de l'étage k a pour ordre de grandeur :

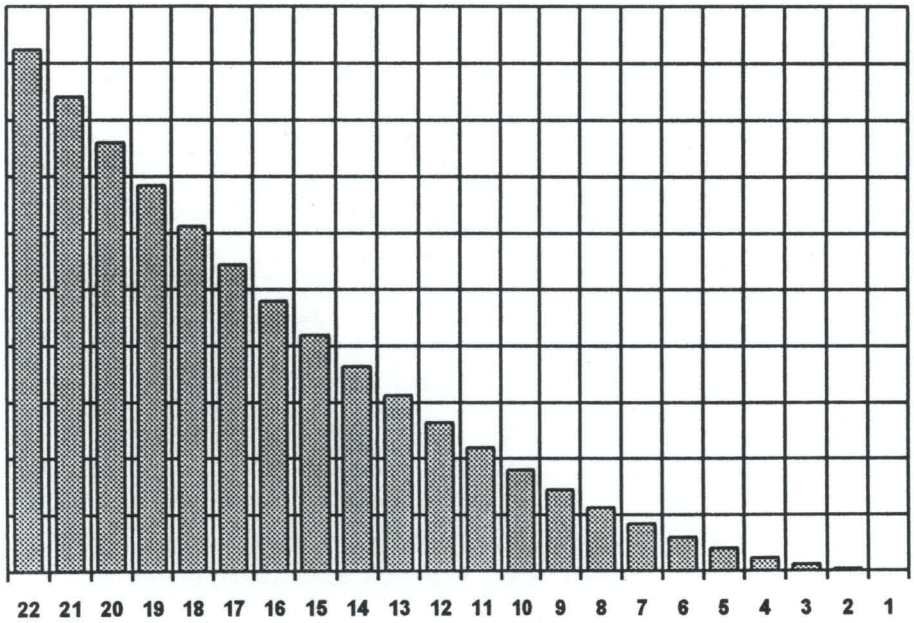
$$\boxed{Ik = n\ Cp_{eq} \times (N-k) \times (k+N-1) \times \frac{V}{2 \times to \times N}}$$

Ce courant se retranchant au DEP k ne sera pas « vu » par les DEP 1 à k-1. La répartition des courants à l'ouverture est représentée au graphique 2.



graphique 1 : Influence des capacités parasites des transformateurs sur la distribution des courants de puissance à la fermeture dans 22 DEP en série

A la fermeture, le courant Ik est strictement décroissant pour k variant de 1 à N. La décroissance s'effectue à la vitesse de la fonction $-k^2+k+N^2-N$. Ik est maximum pour les DEP du bas.



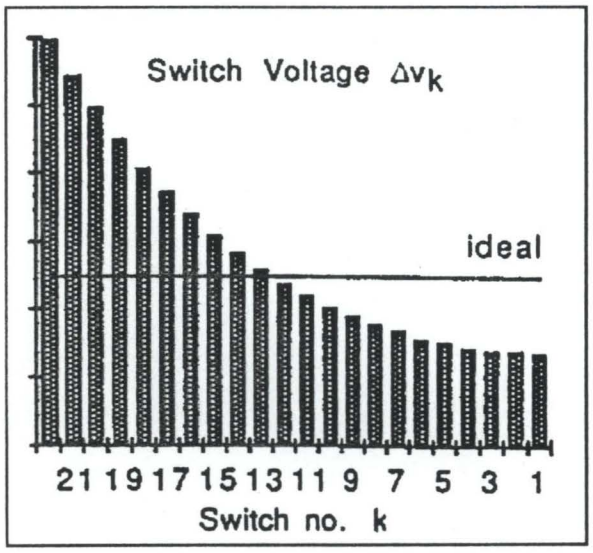
graphique 2 : Influence des capacités parasites des transformateurs sur la distribution des courants à l'ouverture dans 22 DEP en série

A l'ouverture, les capacités parasites doivent être chargées. Cette charge se fait par extraction d'une partie du courant de puissance traversant les DEP. Le courant de puissance est maximum pour l'étage N et nul pour le DEP du bas.

Le nombre de 22 DEP en série a été choisi pour les graphiques 1 et 2 car il permet de comparer notre résultat avec celui d'une équipe de recherche du SYSTEMS LABORATORY de la RAND AFRIKAANS UNIVERSITY (graphique 3) [2].

Nous notons au graphique 2 une distribution des courants plus importante pour le haut de la mise en série que pour le bas. En conséquence, les surtensions des DEP des étages supérieurs seront plus importantes que celles des autres puisqu'elles sont proportionnelles à la distribution de ces courants ik.

La distribution obtenue sur les courants est très fidèle à celle estimée sur les surtensions par les calculs (transformée en z) de l'équipe de SYSTEMS LABORATORY (graphique 3).



graphique 3 : déséquilibre des surtensions sur les DEP à l'ouverture

Si t désigne le temps de fermeture ou d'ouverture, le maximum du courant parasite est obtenu pour le DEP du bas à la fermeture et pour celui du haut à l'ouverture. Il vaut :

$$\boxed{I_{max} = n\, Cp_{eq}(N-1)\frac{V}{2\times t}}$$

EN RESUME :

V est égal à N fois la tension moyenne <e> par composant ; on a donc V=N<e>. **n** désigne le nombre de transformateurs utilisés par chaque étage. Si le nombre **N** de composants mis en série est très grand, on a, quel que soit le courant imposé par l'extérieur :

$$\mathbf{Imax = n\ Cp_{eq}(N-1)\frac{N<e>}{2\times t} \approx \frac{N^2<e>}{2t}\ n\ Cp_{eq}}$$

Le courant parasite engendré par les **capacités parasites par rapport à la commande** est donc directement proportionnel à N^2. Ainsi, limiter volontairement le courant parasite généré par les N.n transformateurs d'impulsions imposera une limite maximale quand au nombre d'étages à ne pas dépasser.

Une application numérique permet de fixer les idées : On a pour 40 étages en série commandés comme indiqué à la figure 3' et commutant 15 kilovolts en 100 nanosecondes :

$$\text{Ik (A/pF)} \approx 3\,10^{-12}(40-k)(39+k)\frac{15000}{2\times 100\times 10^{-9}\times 40}$$

Le courant maximal est celui traversant le DEP1 ou le DEP40 selon qu'il s'agit de la fermeture ou de l'ouverture, il vaut 8.5 A/pF.

2. CAPACITES PARASITES PAR RAPPORT A LA TERRE

La disposition géométrique des divers étages est très importante. En effet, il est bien évident que ceux situés aux potentiels élevés subissent les plus forts dV/dt. On a donc intérêt à diminuer la capacité parasite de ces derniers par rapport à la terre (figure 4).

N.B. : Une structure à plat avec équidistance entre chaque étage et le plan de masse est déconseillée car dans ce type de configuration, les capacités parasites par rapport à la terre des N étages sont alors toutes égales.

Il faut plutôt utiliser une structure verticale (figure 4). Ainsi, les étages aux forts potentiels sont éloignés du plan de masse et le courant parasite généré par ces derniers moins important.

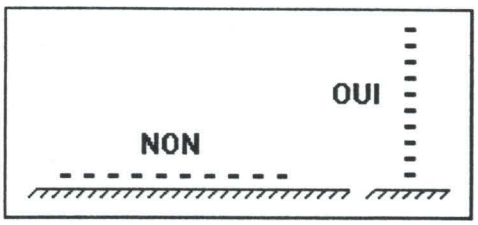


figure 4 : Position recommandée des transistors par rapport à la terre

2.1. STRUCTURE QUELCONQUE

Le courant i_k de la capacité parasite au niveau de l'étage k traverse les DEP 1 à k-1 à la fermeture (figure 5) et uniquement les DEP k à N à l'ouverture.

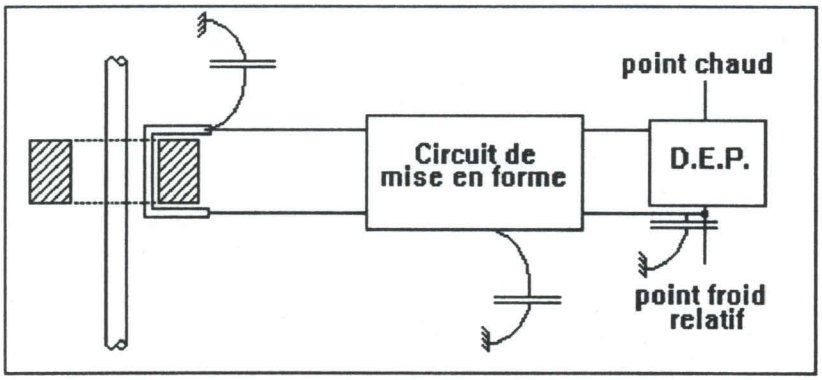


figure 5

Capacités parasites par rapport à la terre des pistes de circuit imprimé des différentes fonctions d'un étage k.

Ce courant est, quelle que soit la configuration et le nombre de transformateurs par étage :

$i_k = (C_{eqterre})_k.(dV/dt)s_k$ où $(dV/dt)s_k$ indique le dV/dt du point froid de l'étage k.

$$i_k = (C_{eqterre})_k \times (k-1) \times \frac{V}{tf \times N}$$ est le courant s'ajoutant aux DEP k à N à la fermeture.

$$i_k = (C_{eqterre})_k \times (k-1) \times \frac{V}{to \times N}$$ est le courant extrait du courant de puissance pour les DEP 1 à k-1 à l'ouverture.

Le courant total dû aux capacités parasites par rapport à la terre traversant l'étage k est défini pour k=1,...,N.

Pour la fermeture, le courant s'ajoutant au courant extérieur dans le DEP k est :

$$I_k = \sum_{p=k+1}^{N} (C_{eqterre})_p (p-1) \frac{V}{tf \times N} \leq (C_{eqterre})_{max} \times \frac{(N-k)\times(N+k-1)}{2} \times \frac{V}{tf \times N}$$

Pour l'ouverture, le courant traversant le DEP k est obtenu en retranchant au courant extérieur le courant :

$$I_k = \sum_{p=k+1}^{N} (C_{eqterre})_p \times (p-1) \times \frac{V}{to \times N} \leq (C_{eqterre})_{max} \times \frac{(N-k)\times(N+k-1)}{2} \times \frac{V}{to \times N}$$

EN RESUME :

Nous obtenons des relations montrant que l'influence des **capacités par rapport à la terre** sur la distribution des courants parasites est conforme aux résultats des graphiques 1 et 2.

On note $C_0=(C_{eqterre})_{max}$. C_0 est une constante égale à l'ordre de grandeur de la capacité parasite de l'étage 2 par rapport au plan de masse.

Le courant maximal est obtenu pour le DEP 1 à la fermeture et pour le DEP N à l'ouverture. Il vaut dès que N est grand et avec les mêmes notations qu'au § I.1. :

$$Imax = C_o \frac{N-1}{2 \times t} V \approx C_o \frac{<e>}{2 \times t} N^2$$

On obtient ici encore une relation liant le courant parasite Imax à N^2. Ne pas vouloir dépasser un certain courant impose une limitation sur le nombre d'étages N pour une catégorie de composants donnée.

Dans l'application numérique choisie au § I.1.3., les pistes de circuit imprimé de chacun des étages représentent une surface de l'ordre de 3 cm² et d est de l'ordre de trois centimètres.

La capacité parasite C_o est alors, avec l'approximation d'un condensateur plan :

$$C_o = \frac{\varepsilon_0 \times S}{d} \approx 0.27 pF.cm = 0.09\ pF.$$

Le courant maximal pouvant être obtenu est égal à 200 mA pour 40 étages commutant 15kV quel que soit le courant de puissance imposé.

2.2. MINIMISATION DE L'EFFET DES CAPACITES PARASITES

Une structure intéressante peut être obtenue en espaçant les N étages d'une distance d régulière et avec une direction verticale par rapport au plan de masse (figure 4). Ainsi, l'étage k est à la distance (k-1).d du plan de masse et $(C_{eqterre})_k$ étant régie par une loi en 1/(k-1)d, dans l'approximation d'un condensateur plan, i_k devient alors :

$$i_k = C_o \times \frac{V}{tf \times N} \qquad \text{pour la fermeture}$$

$$i_k = C_o \times \frac{V}{to \times N} \qquad \text{pour l'ouverture.}$$

Dès lors, le courant I_k total s'ajoutant au courant de puissance du DEP de l'étage k à la fermeture et qui en est extrait à l'ouverture est :

$$\boxed{I_k = C_o \times (N-k)\frac{V}{tf \times N} \text{ pour la fermeture et } I_k = C_o \times (N-k)\frac{V}{to \times N} \text{ pour l'ouverture.}}$$

Ce cas est certes intéressant puisque le courant maximal obtenu est, quel que soit le nombre de composants, inférieur à I_{max} = CoV/t ; mais, au vu de l'encombrement imposé par une structure verticale, il ne peut représenter qu'une fantaisie de laboratoire.

En pratique, nous avons réalisé des commutateurs haute tension à MOSFETS, présentés au chapitre 5, par mise en série de modules élémentaires constitués de 10 transistors en série. La disposition adoptée par rapport au plan de masse est indiquée figure 6.

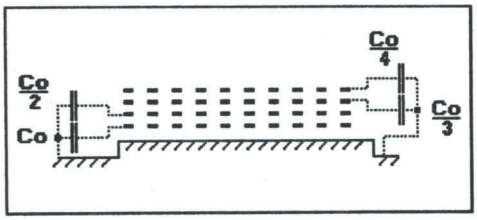


figure 6 : Disposition géométrique adoptée pour 40 composants en série

La capacité parasite équivalente d'un composant par rapport à la terre a une valeur commune pour tous les étages d'un même module élémentaire.

Pour n modules en série (n=N/10), si l'indice i les identifie et si t est le temps de fermeture ou d'ouverture des composants, le courant maximum induit dans chaque module (à ajouter ou à retrancher au courant extérieur), indépendamment des autres est :

$$\forall\, i \in \{1,\ldots,n\},\ I_{max\,i} = \sum_{\substack{p=10(i-1)+2 \\ \text{et } p\le 10n}}^{10\times i+1} \frac{C_o}{i}\times(p-1)\times\frac{V}{t\times N} = \frac{C_o}{i}\times\frac{V}{t\times N}\times\frac{10\times(20\times i-7)}{2} \text{ si } i<n$$

$$= \frac{C_o}{n}\frac{V}{t\times N}\left(\frac{10\times(20\times n-7)}{2}-10n\right) \text{ si } i=n$$

Le courant parasite est maximum dans le composant du bas de la mise en série pour la fermeture et maximum dans celui du haut pour l'ouverture. Il vaut :

$$I_{max} = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{C_o}{i}\times(100i-35)\times\frac{V}{t\times N} + \frac{C_o}{n}\frac{V}{t\times N}\left(\frac{10\times(20\times n-7)}{2}-10n\right)$$

$$I_{max} = C_o\times\frac{V}{t\times 10n}\times\left\{100(n-1)-35\sum_{i=1}^{i=n-1}\frac{1}{i}+100-\frac{35}{n}-10\right\}$$

EN RESUME :

La disposition géométrique choisie (figure 6) permet de limiter le courant induit par les **capacités parasites par rapport à la terre**. Avec V=N<e>, il est directement proportionnel au nombre N d'étages utilisés :

$$\mathbf{I_{max} = 10C_o \times \frac{N<e>}{t}}$$

Par exemple, pour 40 MOSFETS commutant 15000 Volts en 100 nanosecondes, le courant parasite généré est obtenu pour n=4 et N=40.

On adopte ici encore C_o=0.09 pF. Le courant maximum obtenu est alors inférieur à 150 mA.

3. EFFFET DES CAPACITES PARASITES ENTRE LES ETAGES

Notons Ck/k-i la capacité parasite entre l'étage k et k-i et Ck/k+i celle entre l'étage k et k+i. L'ensemble de ces capacités génère au niveau des DEP des courants indiqués à la figure 7.

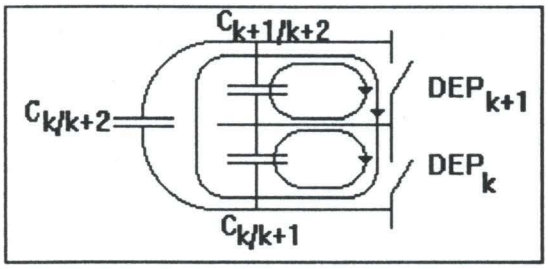


figure 7 : Courants générés par les capacités parasites entre les étages

*Le sens des courants est indiqué pour la **fermeture**. On se limite ici pour une bonne compréhension du schéma à la mise en série de deux composants.*

A la fermeture, le DEP k est traversé par tous les courants générés par ses capacités parasite par rapport aux points froids des DEP $p_{p>k}$ (figure 7). Il est également parcouru par les courants induits par les capacités entre les points froids des étages k-i et k+j (i,j>0). A l'ouverture, les courants dont on vient de parler sont extraits de son courant de puissance. Ils sont totalisés dans la valeur de Ik :

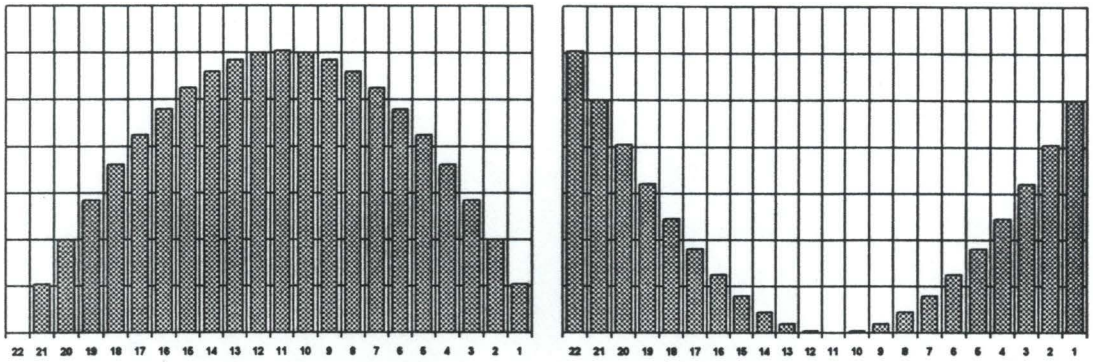
$$\mathbf{I_k = \sum_{p=1}^{N-k} C_{k/k+p} \times p \times \frac{V}{t \times N} + \sum_{i=1,\ldots,k-1} \left(\sum_{j=1,\ldots,N-k} C_{k-i/k+j} \times (i+j) \times \frac{V}{t \times N} \right)}$$

On suppose maximales les différentes capacités Ci/j ; c'est-à-dire égales à C_0. Cette hypothèse de départ n'est pas justifiée car la plupart des capacités Ci/j sont infimes mais elle est intéressante car le courant réel ne sera que de quelques pour cent du courant calculé.

$$I_k \leq C_0 \times \frac{V}{t \times N} \times \left(\sum_{p=1}^{N-k} p + \sum_{i=1,\ldots,k-1} \sum_{j=1,\ldots,N-k} (i+j) \right)$$

Enfin,

$$\boxed{I_k \leq C_0 \times \frac{V}{2 \times tf} \times k \times (N-k) \text{ à la fermeture, } I_k \leq C_0 \times \frac{V}{2 \times to} \times k \times (N-k) \text{ à l'ouverture}}$$



graphique 4 : influence des capacités parasites inter-étages sur la distribution des courants à la fermeture (à gauche) et à l'ouverture (à droite).

EN RESUME :

Les relations déterminées montrent que le courant parasite généré dans les DEP est maximal au point milieu du macro-interrupteur à la fermeture et à ses extrémités à l'ouverture. Il vaut quelques pour cent de :

$$I_{max} \leq C_0 \times \frac{V}{8 \times t} \times N^2 = \frac{C_0 \times < e >}{8 \times t} \times N^3$$

Pour l'application numérique choisie au § I.1.3., il est égal à quelques pour cent de 2.5A.

4. INFLUENCE DE LA CAPACITE DES BOITIERS DES DEP

La capacité parasite $Cp_{boitier}$ des composants en série par rapport à la terre est, dans le cas d'une approximation d'un condensateur plan, de l'ordre du picofarad.

Le courant parasite induit lors des commutations du macro-interrupteur par la capacité parasite $(Cp_{boitier})_k$ traversant le DEP k ou qui en est détournée est $i_k = (Cp_{boitier})_k(dV/dt)_k$.

Pour un étage k donné, le cumul de tous les courants parasites i_k est maximum pour le DEP du bas à la fermeture et pour celui du haut à l'ouverture. Il est obtenu par un raisonnement analogue à celui du § I.1.

En posant $(Cp_{boitier})_k$=cte=$(Cp_{boitier})$ on a :

$$I_{max} = I_1 = Cp_{boitier} \times \frac{N \times (N-1)}{2} \times \frac{V}{N \times t} = Cp_{boitier} \times \frac{(N-1)}{2} \times \frac{V}{t}$$

Ce courant peut être très important. Il peut être pire dans le cas de l'utilisation d'un radiateur commun référencé au point milieu de la mise en série ou au chassis et isolé des composants par de l'alumine. En effet, dans ce cas, il y a augmentation considérable de la capacité parasite des boitiers. Cette dernière solution est donc déconseillée. On préfèrera, dans le cas où des radiateurs sont obligatoires pour des raisons de thermique, utiliser N radiateurs différents référencés au point chaud de chacun des N composants. Dans cette configuration, le courant parasite global est plus faible que le courant Imax déterminé ci-dessus puisque les dV/dt qui sont appliqués aux radiateurs sont plus faibles.

EN RESUME :

On obtient ici des relations entre le courant généré et le nombre de composants semblables à celle du § I.1. La distribution des courants est identique à celle des graphiques 1 et 2.

Dans le cas d'une mise en série quelconque, sans souci d'un quelconque aspect géométrique, le courant introduit par la **capacité parasite des boîtiers** est :

$$I_{max} \approx Cp_{boîtier} \times \frac{<e>}{2 \times t} \times N^2$$

EN RESUME :

✹ D'une manière générale, dans le cas de mise en série de composants commandés par transformateurs d'impulsions, les courants parasites générés sont dus aux capacités parasites :

- par rapport à la commande

$$\text{Imax} \approx \frac{N^2 < e >}{2t} n \, Cp_{eq}$$

N désigne le nombre d'étages, <e> la tension moyenne par étage, t le temps de commutation (fermeture ou ouverture), Cpeq la capacité parasite des transformateurs par rapport à la commande (de l'ordre du picofarad) et n le nombre de transformateurs utilisés par étage.

- des étages et des boîtiers par rapport à la terre

$$I_{max} \approx (C_o + Cp_{boîtier}) \times \frac{<e>}{2t} \times N^2$$

C_o désigne la capacité maximale des pistes de circuit imprimé d'un étage par rapport à la terre. $Cp_{boîtier}$ désigne la capacité parasite maximale des boîtiers et des radiateurs des DEP en série.

Les courants introduits par les boîtiers des DEP sont d'autant plus importants que leur surface est grande et maximaux dès qu'on les relie à un radiateur commun ; on préfère donc, dans le cas où une étude thermique les rend indispensables, en utiliser un par composant en le référençant en potentiel à ce dernier.

- entre les différents étages

$$I_{max} \approx \frac{C_0 \times <e>}{8 \times t} \times N^3$$

De manière indépendante par rapport au commutateur, d'autres courants perturbateurs peuvent venir s'ajouter. Ces derniers sont de deux types et dépendent essentiellement du circuit de puissance ; nous limitons l'exposé à la structure hacheur (figure 8).

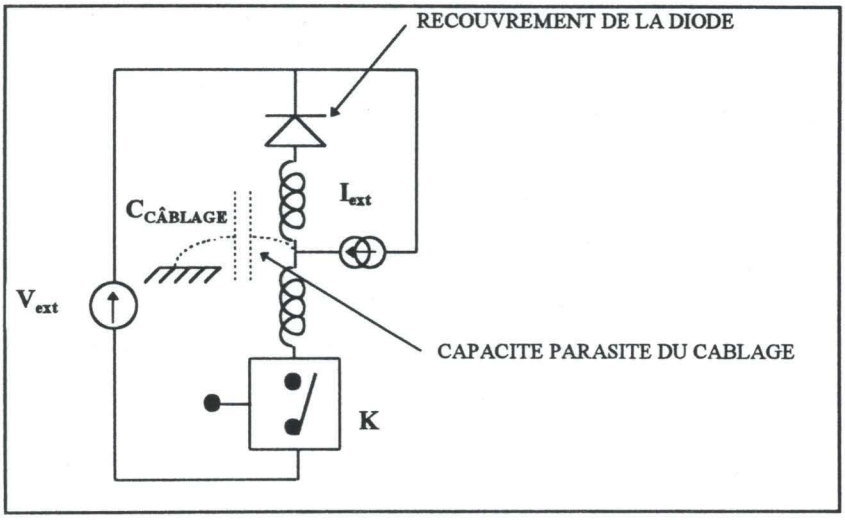


figure 8 : Cellule de commutation dure - Structure hacheur

A la fermeture, il faudra tenir compte du courant induit par le recouvrement des diodes dans le cadre d'une utilisation des commutateurs en commutation dure en structure hacheur.

Le deuxième phénomène perturbateur inducteur de courants parasites est la capacité par rapport à la terre du câblage reliant la diode au commutateur. Cette dernière peut rapidement

mesurer quelques dizaines de picofarads. Les courants correspondants sont alors de quelques fractions d'ampères par dizaine de picofarads et par dizaine de kV/µs.

Inversement, à l'ouverture, la diode et la capacité du câblage constituent une aide à la commutation car ils détournent une partie de la source de courant I_{ext}. En effet, à l'ouverture, la capacité parasite de la diode doit être déchargée et la capacité du câblage doit se charger.

Les oscillogrammes suivants illustrent le comportement d'un commutateur testé en cellule de commutation dure en structure hacheur sous 10 kV et 2A.

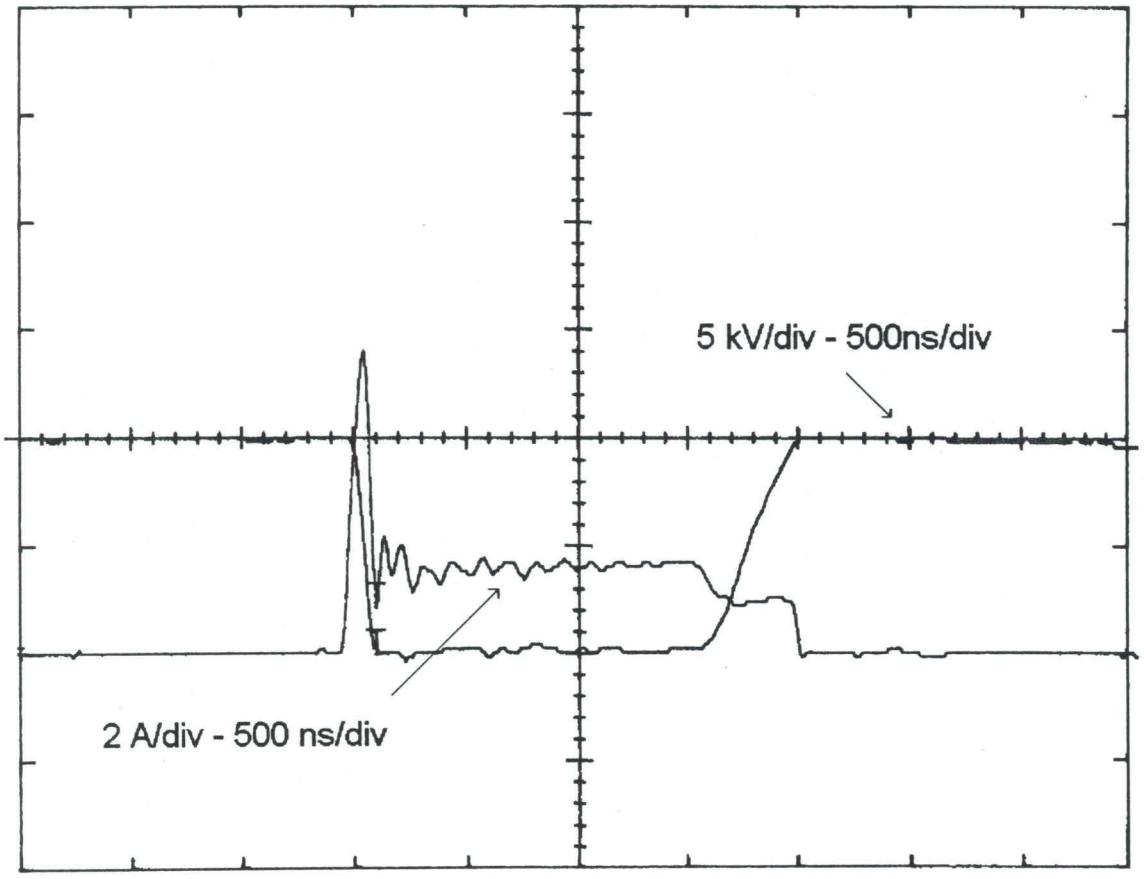


figure 9 : courant mesuré au point chaud et tension de drain dans un commutateur fait de 40 MOSFETs en série sous 10 kV/2A.

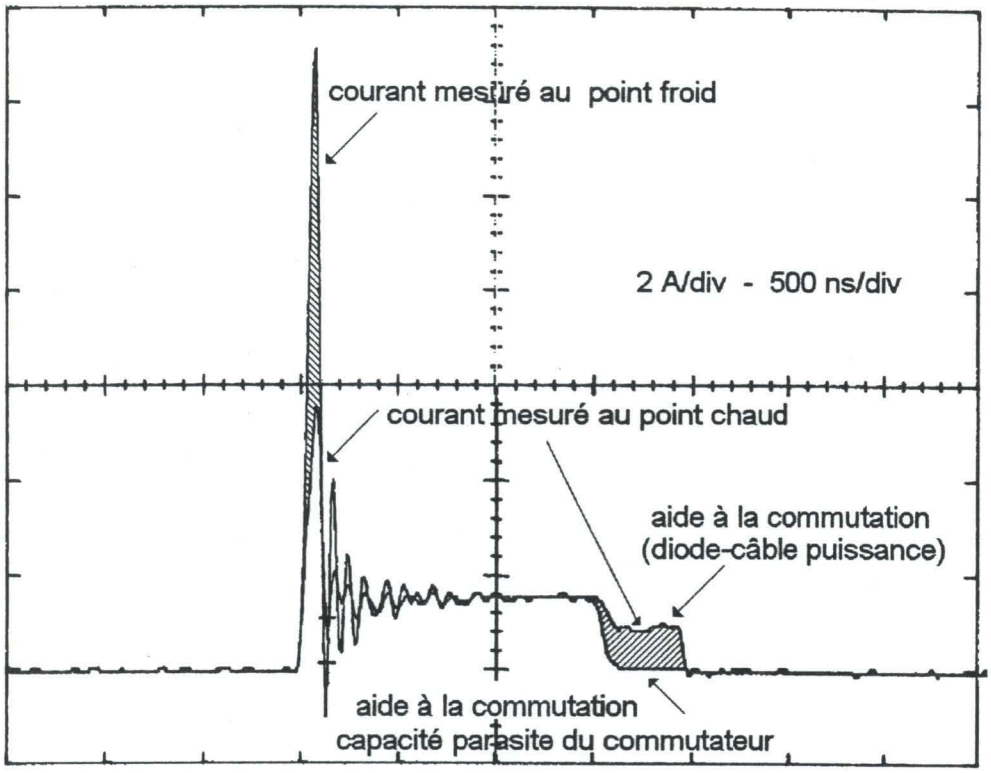


figure 10 : courant au point chaud et au point froid dans un commutateur fait de 40 MOSFETs en série sous 10 kV/2A.

Nous retrouvons expérimentalement les écarts de distributions sur les courants pressentis par les calculs. A la fermeture, le courant est plus important au point froid qu'au point chaud. A l'ouverture, c'est le contraire. La cause est, nous l'avons vu, les capacités parasites.

L'oscillogramme de la figure 10 permet de mesurer la capacité parasite équivalente du macro-interrupteur, toutes origines confondues (par rapport à la commande et à la terre). Elles est obtenue par identification de la quantité de charge contenue dans la zone « aide à la commutation - capacité parasite du commutateur ». Cette quantité de charge se retrouve également dans la zone hachurée correspondant à la fermeture. La valeur moyenne des deux capacités obtenues donne alors 47pF±4pF.

La quantité de charge contenue dans la zone « aide à la commutation (diode-câble puissance) » donne la valeur de la capacité parasite du câblage et de la diode de roue-libre. Elle vaut 27pF et équivaut à une charge de 270 nC. Celle-ci, une fois ôtée de la charge

correspondant au pic de courant de fermeture mesuré depuis le point chaud (378 nC), donne la quantité de charge à recouvrer dans la diode. Elle est égale à 108 nC.

✹ Vérifions les ordres de grandeur des résultats des relations exprimées en début de conclusion. On les utilise pour la fermeture.

Nous avons ici 40 composants en série commutant 10000 Volts en 100 nanosecondes. On utilise des triplets de transformateurs dont les caractéristiques sont les suivantes (cf. CALCULS PRELIMINAIRES, page 54) :

Transformateur	Nb spires primaire	Nb spires secondaire	**Capacité parasite**
FERMETURE	1	1	0.39 pF
OUVERTURE	1	1	0.39 pF
ALIMENTATION	1	8	1.30 pF

On considère que $C_o+Cp_{boîtier}\approx Cp_{boîtier}\approx 1pF$.

Le courant dû aux intéractions des capacités entre étages, présent au centre du commutateur, ne sera d'après le §3 que de quelques pour cent de :

$$I_{max} \approx \frac{C_0 \times <e>}{8 \times t} \times N^3 \approx 1.8A$$

Ce courant n'existe qu'au centre du commutateur, il n'est pas visible sur les mesures au point froid et au point chaud du courant. On n'en tient donc pas compte pour notre estimation.

Le courant maximum dû aux N lots de n transformateurs d'impulsions est :

$$I_{max} \approx \frac{N^2 <e>}{2t} \mathbf{n}\ Cp_{eq} \text{ avec : } \mathbf{n}\ Cp_{eq}=2.08\ pF$$

$$I_{max} \approx 4.6\ A$$

Le courant maximum dû aux capacités des étages et des boîtiers par rapport à la terre est :

$$I_{max} = (C_o + Cp_{boî\ tier}) \times \frac{<e>}{2t} \times N$$

$I_{max} \approx 2.2$ A

Ainsi, la capacité équivalente du commutateur haute tension réalisé par rapport à l'environnement (commande et terre) est responsable d'un courant, visible par soustraction du courant de source et de drain, de l'ordre de 6.8 ampères. L'oscillogramme 10 confirme bien l'ordre de grandeur du résultat et donne ΔI=7.5 A.

- Les relations, validées par l'exemple numérique précédent, permettent de tirer quelques conclusions quand aux limites du nombre d'étages pour un type donné de composants en série.

Par exemple, pour des MOSFETs limités à 30A crête en impulsionnel et se fermant en 100 nanosecondes, avec <e>=400 V ; on a à résoudre :

$$30 = \frac{<e>}{t} \times N \times \left(\frac{C_o}{8} \times N^2 + n\frac{Cp_{eq}}{2} \times N + 10 \times (C_o + Cp_{boî\ tier}) \right)$$

Soit avec les mêmes données numériques que précédemment : $30 = 4.10^{-3}.N.(0.01N^2+N+10)$

Le courant induit par les courants parasites est supérieur à 30 A à partir de 65 étages. Le commutateur réalisé ne peut donc fonctionner au dessus de 24kV avec des temps de commutation inférieurs à 100 ns ; pour ce faire, il faut utiliser des MOSFETS de plus gros calibre en courant.

- Un autre enseignement important de cette étude sur les capacités parasites est leur influence, tout comme les dispersions sur les dV/dt et les retards, sur le déséquilibre dynamique des tensions. Celle-ci est essentiellement visible à l'ouverture et modifie la distribution des surtensions en augmentant celle des composants du haut (graphique 3, p. 62). A la fermeture, les capacités parasites ralentissent les commutations car elles doivent être déchargées (figure 11 : formes arrondies du début des chutes de tension).

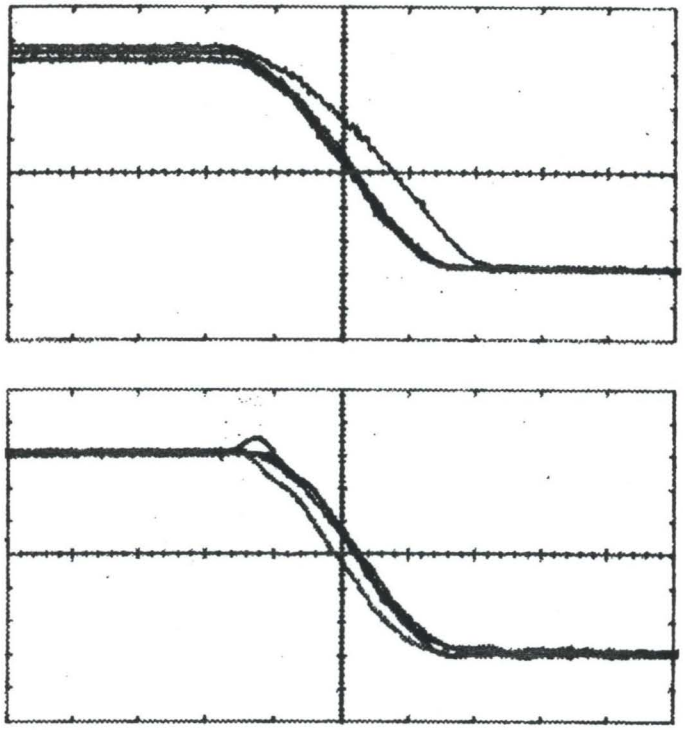


figure 11 : mise en série de 10 MOSFETS
Vds1, Vds2,...,Vds10 : 50 V/div, 50 ns/div
ralentissement des dV/dt à la fermeture

II. INDUCTANCES PARASITES

Nous considérons ici, de même que pour la figure 6, une mise en série de composants comme une mise en série d'unités modulaires. Ce choix sera justifié au chapitre 4.

Les principaux éléments inductifs parasites intrinsèques au macro-interrupteur sont les inductances ℓ entre composants et L entre unités modulaires (figure 12). L'influence de ces dernières sur chacun des composants en série dépend de l'évolution du courant « **I** » ; c'est-à-dire, de la nature de la cellule de commutation.

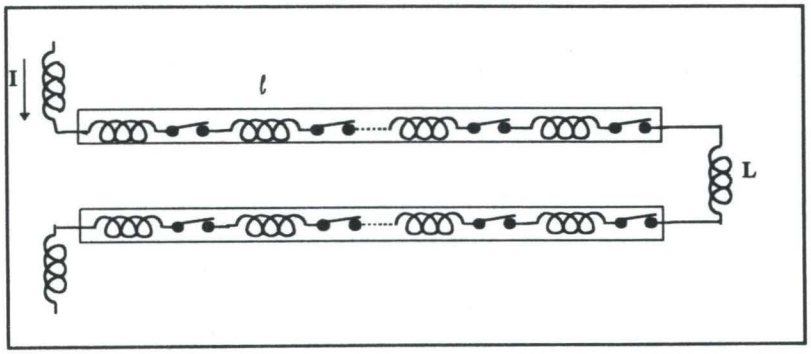


figure 12 : inductances de câblage

1. INFLUENCE DES ELEMENTS INDUCTIFS

L'étude est restreinte à la cellule de commutation dure. L'allure du courant **I** est :

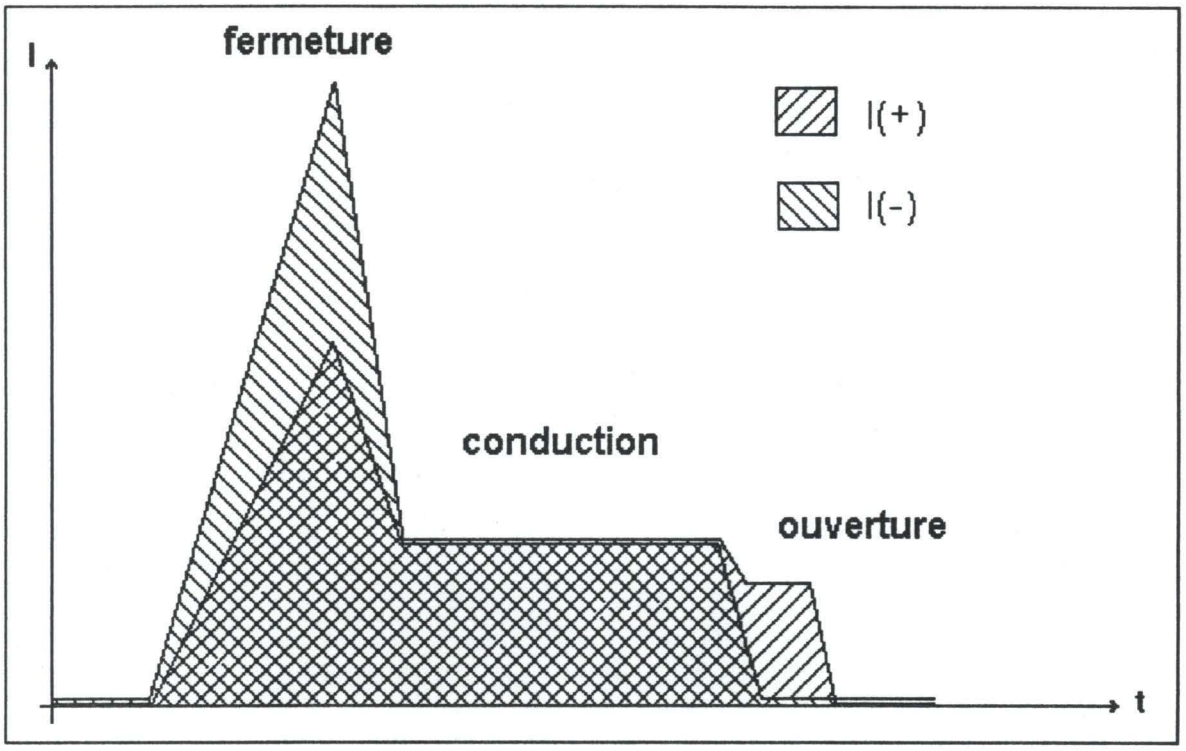


figure 13 : courants au point chaud «I(+)» et au point froid «I(-)»

1.1. FERMETURE

La phase de di/dt positif correspond à une aide à la commutation des composants en série par les éléments inductifs du câblage. En effet, pendant cette phase, les composants en retard ont tendance à présenter des surtensions mais celles-ci sont partagées par les inductances de câblage ℓ et L qui en acceptent aussi.

On peut exprimer les tensions dans les éléments inductifs, en fonction du di/dt, en estimant l'inductance de câblage à 1 µH/m. Le tableau ci-dessous fixe les ordres de grandeur pour des di/dt allant de valeurs faibles : 10 A/µs à des valeurs importantes : 1 kA/µs.

di/dt	10 A/µs	100 A/µs	1 kA/µs
V pour 1 cm	0.1 V	1 V	10 V

Les inductances internes du point froid des composants élémentaires introduisent des surtensions de l'ordre de 10V/cm pour des di/dt positifs importants, supérieurs à 1 kA/µs (figure 14). Ces surtensions sont de sens opposé à la tension de commande qui si elle n'a pas un niveau suffisant peut entraîner un blocage intempestif des composants.

Par exemple, pour des MOSFETS en boîtier TO-220, l'inductance interne de source est de l'ordre de 7.5 nH. Les courants pouvant classiquement être commutés par ces composants sont de l'ordre de 10 A en 100 ns. La surtension sur l'inductance interne de source n'est alors que de 0.75 V et n'influe pas sur la commande.

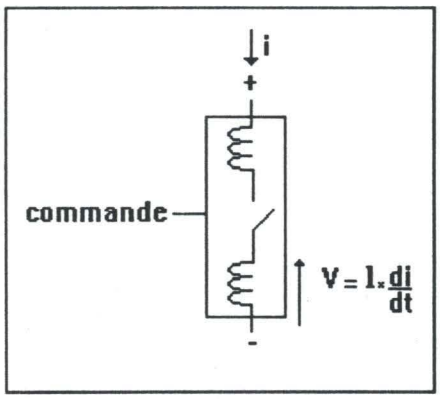


figure 14 : effet de l'inductance interne de source sur un composant élémentaire

Pour les IGBTS, les dI/dt sont très importants, de l'ordre de 1 kA/µs. Ils pourraient perturber considérablement le fonctionnement si l'inductance interne d'émetteur n'était pas minimisée. Une connection pour la commande est prévue au ras de la puce afin de limiter le l.di/dt (figure 14) à quelques fractions de volts.

La phase de di/dt négatif à la fermeture ralentit la chute de tension des composants car les tensions sur les éléments inductifs ℓ et L est négative. Ces dernières concourent donc à augmenter les pertes de commutation.

1.2. OUVERTURE

A l'ouverture, le di/dt est négatif. La tension sur les inductances parasites est donc négative tout comme celle sur l'inductance L_d de la diode du circuit hacheur. Les composants en série sont donc soumis à des surtensions.

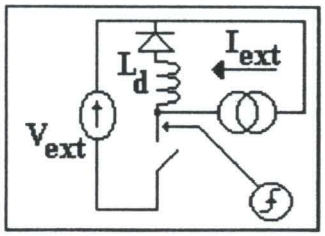


figure 15 : effet des inductances de câblage à l'ouverture

2. INTERÊT DES INDUCTANCES DE CÂBLAGE

Pour les commutations à fort courant, une aide à la commutation peut être envisagée à l'aide d'un effet combiné d'inductances de câblage et d'inductances saturables dont la spécificité est de retarder l'impulsion de courant (voir aussi page 139). Ces dernières permettent de plus faibles pertes de commutation pour les composants élémentaires. Une disposition avec inductance saturable répartie (figure 16) est meilleure car elle retarde la décharge des capacités parasites par rapport à la terre.

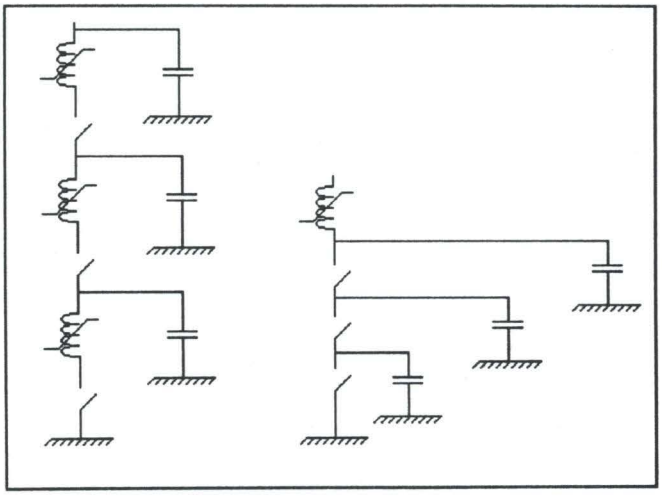


figure 16 : inductance répartie / inductance localisée

CONCLUSION

Ce chapitre définit les limites des montages série.

Le courant **I** induit dans les DEP ou qui en est détourné par les capacités parasites est maximal aux extrémités du commutateur. Les maxima sont obtenus au point froid pour la fermeture et au point chaud pour l'ouverture. **I** est proportionnel à N^2 (N désigne le nombre d'étages).

$$\mathbf{I} = \frac{<\mathbf{e}>}{\mathbf{2} \times \mathbf{t}} \left(n \times \mathbf{Cp_{eq}} + \mathbf{Cp_{boî\ tier}} + \mathbf{C_o} \right) \times \mathbf{N^2}$$

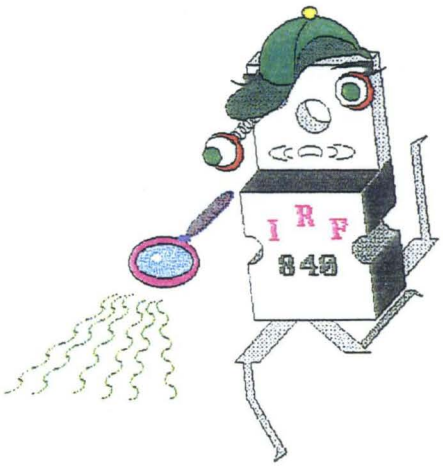
n désigne le nombre de transformateurs utilisés pour la commande. Les trois capacités représentent respectivement celles des transformateurs, celles des boîtiers des DEP et enfin celles des circuits imprimés des étages par rapport à la terre.
La relation ci-dessus détermine aussi le nombre maximal d'étages pour une catégorie de composants donnée, définie pour un courant crête à ne pas dépasser.

Les éléments capacitifs parasites modifient considérablement les courbes d'évolution de la tension. A la fermeture, les dV/dt sont ralentis et la phase initiale des chutes de tension inhabituellement arrondie (figure 11, page 76). A l'ouverture, les dV/dt sont plus importants pour les étages du haut. Ce sont donc ces derniers qui ont le plus de surtensions en l'absence d'un dispositif d'écrêtage. D'une façon générale, les composants du bas seront les plus sollicités à la fermeture et ceux du haut à l'ouverture car les courants de puissance sont également modifiés par la répartition des capacités.
L'effet de ces dernières sur les pertes de commutation des composants en série peut être atténué par des inductances saturables réparties entre les DEP (figure 16, page 79).

Ce chapitre clôt l'analyse des déséquilibres des montages série. La suite traite les aspects structurels et technologiques des mises en série imposés par la haute tension.

CHAPITRE 4 :

à la recherche d'une gamme de solutions



INTRODUCTION

Ce chapitre liste les différentes techniques de mise en série de composants et leurs limites ainsi que les diverses méthodes de protection employées pour palier aux déséquilibres.
Les généralités présentées dans ce chapitre permettront de tirer les enseignements nécessaires à l'élaboration d'une palette de réalisations de commutateurs haute tension.

I. PRINCIPES DE SOLUTIONS

Les deux principes de solutions sont le type maître/esclave et le type synchrone. Leurs différences se situent au niveau des dispositifs de commande et de protection.

1. DIFFERENTS PRINCIPES DE COMMANDE

Les principes de commande doivent être étudiés selon des critères de choix préventifs. Ceux-ci concernent une éventuelle sélection des composants et l'équilibrage des commandes. Si le premier point ne peut être envisagé à l'échelle industrielle, le second est en revanche à optimiser.

1.1. PRINCIPE MAITRE/ESCLAVE(S)

Pour ce type de montage, l'ordre de fermeture ou d'ouverture est appliqué sur le composant du bas qui le retransmet au(x) suivant(s) et ainsi de suite pour tous les autres éléments supérieurs de la mise en série.

Le tableau ci-dessous synthétise les différentes réalisations apparaissant dans la bibliographie satisfaisant le mieux un critère privilégié : tension d'utilisation U, fréquence, rapidité.

CRITERE	U/I	vitesse	Nb étages	réf. biblio.
Nb étages/V	2kV/10A	lent	3	[1] [2] [3]
Nb étages/V	2kV/3A	ton=200ns f<80kHz (rafale)	6	[4]
fréquence	2kV/10A	ton=230ns f<100kHz	5	[5]
rapidité	1400V	ton=2ns	3	[6]

La transmission des ordres de commande des étages inférieurs vers les étages supérieurs est réalisée pour tous les montages soit par liaisons capacitives soit par diodes.

1.2. PRINCIPE SYNCHRONE

Pour ce type de montage les ordres de commande apparaissent de manière simultanée sur chacune des électrodes de commande. Ils peuvent être transmis de deux façons : soit par fibre optique, soit par transformateurs d'impulsion.

Le tableau suivant synthétise l'état de l'art actuel en matière de mise en série. Il n'est représenté qu'au travers de commandes à base de transformateurs d'impulsion.
On peut noter une utilisation très répandue des MOSFETS.

COMPOSANT	U/I	Nb étages	vitesse	fréquence	rapport cycl.	type
MOSFET 1KV	8kV/3A	10	ton=230ns	100Hz	$<1.5\ 10^{-4}$	1 [7]
MOSFET 500V	3kV/10A	8	ton=75ns	250kHz		2 [8]
MOSFET 1kV	30kV/30A		ton=20ns	1MHz (rafale)	T>100ns	3 [9]

Les types 1, 2 et 3 sont définis au § III.1.

2. PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS

La tendance évidente des nouveaux composants semi-conducteurs est d'offrir la possibilité de fonctionner à une fréquence de récurrence élevée afin de réduire l'encombrement des éléments capacitifs et inductifs des systèmes. Dès lors, les temps de conduction sont courts et

les courants commutés importants. En conséquence, les inductances parasites induisent des surtensions Ldi/dt lors du blocage. Les composants peuvent alors atteindre des tensions voisines ou égales à leur seuil d'avalanche. Lorsque les fonctions commutation sont réalisées par mise en série, les surtensions sont encore plus gênantes car elles sont amplifiées d'une part par les retards au niveau de chacun des composants (voir chapitre 2) et d'autre part par la dispersion de leurs capacités parasites et par les capacités parasites par rapport à la terre.

Une action curative est alors inévitable. Elle peut se faire en utilisant un écrêtage ou alors en sélectionnant judicieusement les composants en fonction du critère de tenue à l'avalanche. On écarte ici volontairement les snubbers qui, s'ils aident à la commutation, sont gourmands en énergie et ralentissent les performances temporelles de la fonction commutation.

2.1. PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS PAR ECRETAGE

L'écrêtage des surtensions aux bornes des composants peut s'effectuer soit par un composant externe (figure 1) soit de façon interne par le DEP lui-même (figure 2). Il peut être réalisé dans les deux configurations de manière intéressante avec des diodes transil. Le seuil d'écrêtage doit être inférieur à la tension d'avalanche du composant. Nous rappelons que le dispositif de protection n'est important que pour l'ouverture (chapitre 2 - § 2.2.).

Dans le premier cas, le courant de puissance est en totalité absorbé par les diodes transil. Cette configuration est satisfaisante pour les applications à faible courant car elle est la plus économique en composants. Par contre, elle est difficile à mettre en oeuvre au delà de plusieurs ampères. En effet, dans ce cas, les transils peuvent :

- Soit être détruites. La destruction s'effectue le plus souvent en court-circuit, ce qui augmente la tension moyenne sur les autres interrupteurs en série et peut donc altérer la marge de sécurité sur la tension moyenne choisie.

- Soit s'échauffer de sorte que leur tension d'écrêtage augmente. Dans ce cas, cette dernière peut devenir très voisine du seuil d'avalanche des interrupteurs. Cette situation doit être évitée car la plupart des composants se retrouveraient alors hors spécification.

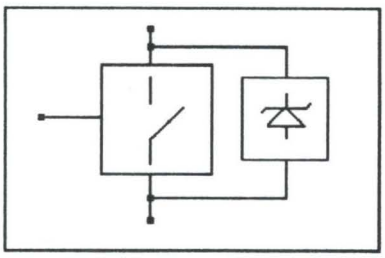


figure 1 : écrêtage en parallèle sur la puissance

Ecrêtage par mise en parallèle de diodes transil avec les composants. Cette configuration est adoptée pour les mises en série de composants MOSFETS ne nécessitant l'écrêtage que de quelques ampères.

Dans le deuxième cas, les diodes transils sont branchées entre l'électrode positive du composant et son électrode de commande. Quelques composants annexes sont nécessaires et permettent de limiter le courant traversant les diodes à la valeur spécifiée par les constructeurs. Cette valeur est choisie de façon à fixer avec précision la tension de leur seuil d'écrêtage. Le courant de puissance est alors en quasi totalité dissipé dans le composant principal. La tension aux bornes de ce dernier est rigoureusement inférieure à son seuil d'avalanche et le respect de sa tenue en puissance ne peut entraîner de défaillance.

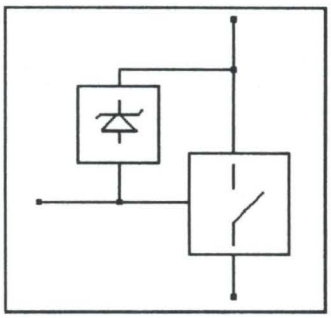


figure 2 : écrêtage en contre-réaction sur la commande

Ecrêtage par contre-réaction avec l'électrode de commande. Cette configuration convient pour les mises en série faisant intervenir des courants allant de quelques fractions à quelques centaines d'ampères. Elle peut être adoptée par exemple pour des IGBTS.

Dans cette configuration, lorsque le seuil d'écrêtage de la diode est atteint, un courant la traverse et la tension sur le DEP est limitée. La figure 3 donne un exemple de réalisation d'écrêtage selon la seconde configuration. Il a été adopté pour réaliser

une mise en série d'IGBTS, le câblage complet de la carte de commande est indiqué au chapitre 5. Bien évidemment ce type de montage convient aussi pour les DEP de puissance plus faible (MOSFETS).

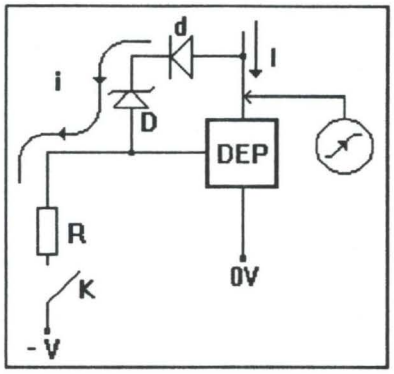


figure 3 : principe d'écrêtage pour le montage à IGBT

A l'ouverture, le commutateur K est fermé. Si le DEP a un dV/dt plus rapide que celui des autres, le seuil d'écrêtage de la diode de protection « **D** » peut être atteint. Le courant dans « **D** » est limité à la valeur « **i** » par la valeur de la résistance « **R** ». Sa valeur est choisie de façon à ce que ce courant ait une valeur suffisamment faible pour que la diode ne subisse pas d'échauffement thermique susceptible de pouvoir dégrader la précision de sa tension d'écrêtage. La diode « **d** » évite au DEP de se bloquer lors de la mise en conduction. Les critères de dimensionnement de la résistance sont explicités au chapitre 5 pour une mise en série d'IGBTs.

2.2. PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS PAR AVALANCHE

On utilise dans cette configuration la tenue à l'énergie d'avalanche des semi-conducteurs [10]. Leur choix doit se faire selon plusieurs critères : courant, temps, di/dt, et doit être fait conformément aux spécifications des constructeurs afin d'éviter le phénomène de pénétration (phénomène de perçage se produisant dans un transistor ou dans un condensateur semi-conducteur à variation de tension lorsque celle-ci devient trop forte).

Un composant trop sollicité peut manifester trois niveaux de détérioration en fonction de la pénétration de sa jonction PN (figure 4).

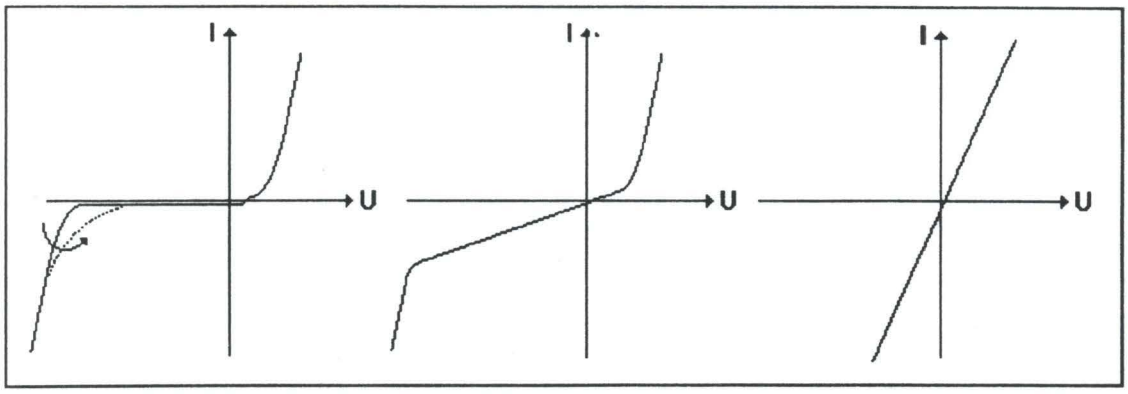


figure 4 a-b-c : évolution de la caractéristique d'une jonction PN en fonction de sa pénétration

- La caractéristique inverse de la jonction peut présenter un coude avec un niveau de courant inhabituel. ceci peut être symbolisé électriquement par la présence d'une résistance de forte valeur en parallèle sur le dispositif (figure 4a).
- Le phénomène de pénétration, s'il est plus important, peut être visualisé au niveau du coude dans la caractéristique directe. Ici, la valeur de cette pseudo-résistance décroît (figure 4b).
- Enfin, au dernier niveau de dégradation, le dispositif devient équivalent à une résistance de faible valeur (figure 4c).

Une mauvaise utilisation de l'avalanche doit être évitée. En effet, des composants montés en série présentant un phénomène de pénétration ont une tension très faible à l'état bloqué ; cette dernière est limitée car le courant les traversant est faible, égal au courant de fuite du composant le moins « fuyant ». La tension sur les autres éléments en série est donc plus élevée que celle initialement prévue ce qui altère la marge de sécurité en tension adoptée au départ.

II. MONTAGES DE TYPE MAITRE / ESCLAVE

1. SOLUTIONS TECHNIQUES

Nous adoptons ici une vision générale des montages de type maître/esclave afin de dégager leurs limites. La transmission des ordres de commande peut s'effectuer de deux manières ;

montage développé par SIEMENS (figure 5) est délicate car elle nécessite l'utilisation d'une tension de commande élevée, de l'ordre de plusieurs dizaines de volt, et un écrêtage de toutes les tensions de grille.

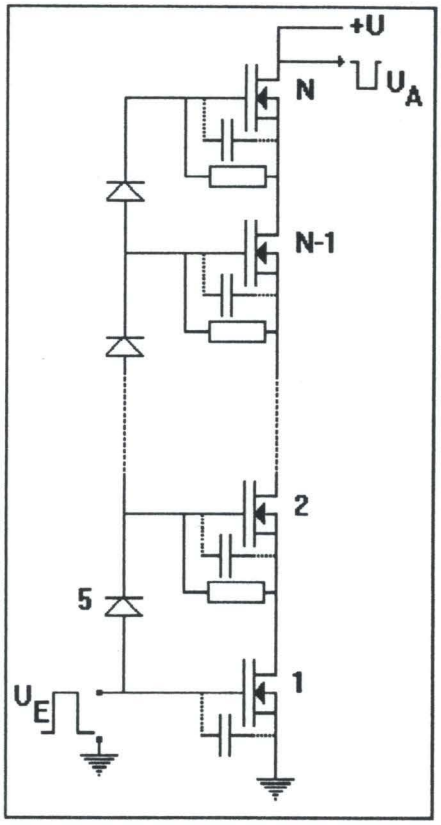


figure 5 : Montage SIEMENS

L'effondrement de la tension sur l'étage 1 entraîne la mise en conduction de la diode 5. La grille du composant de l'étage 2 se charge et le met en conduction, et ainsi de suite pour les étages supérieurs. La tension de commande du macro-interrupteur doit pour assurer un niveau de tension suffisant sur la dernière grille tenir compte des tensions de saturation des premiers étages ainsi que des tensions de seuil des diverses diodes au dessus de la diode 5.

Nous étudierons plutôt ici les montages à propagation capacitive des ordres de commande, beaucoup plus simples à mettre en oeuvre et moins gourmands en énergie au niveau de la commande.

Ils peuvent se faire soit par liaison $grille_N/source_{N-1}$ [11] (figure 6) soit par liaison $grille_N/grille_{N-1}$ [4] (figure 7). Nous les nommons par la suite, montages de type « cascode ».

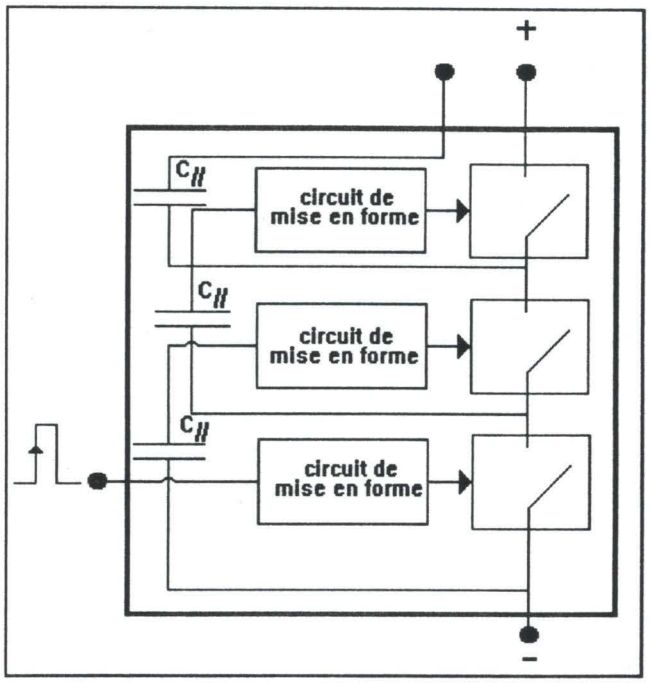


figure 6 : Mise en série de trois composants - Montage de type cascode 1

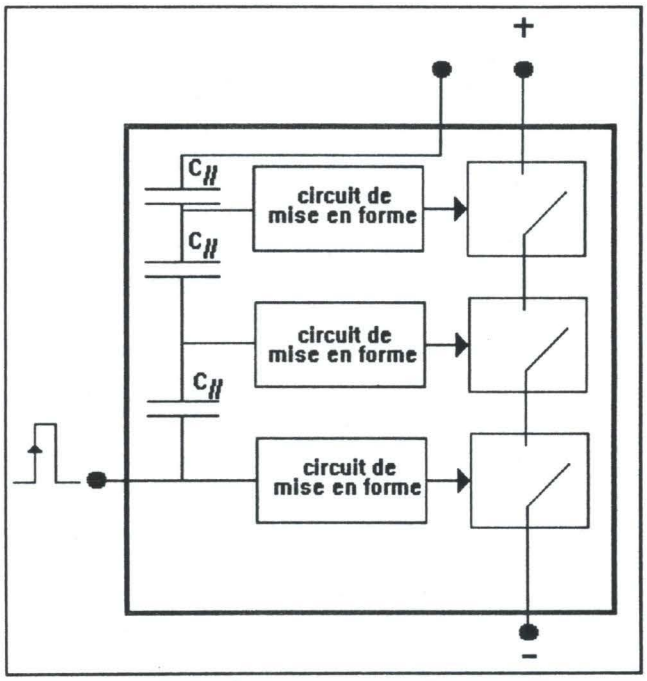


figure 7 : Mise en série de trois composants - Montage de type cascode 2

2. EXEMPLE DE REALISATION

Nous exposons ici le montage de type cascode 2 au travers du synoptique suivant :

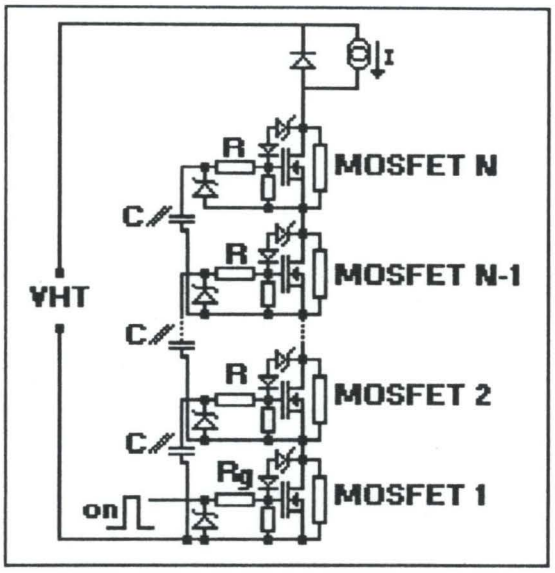


figure 8

Hypothèses de calcul :

Les commutations sont étudiées ici abstention faite d'un dispositif de protection des tensions élémentaires des composants en série.

Nous négligeons les variations des valeurs des capacités parasites des composants.

L'étude faite est illustrée par la réalisation d'un interrupteur 2kV/3A testé en commutation dure à une fréquence de 80 kHz en rafale.

2.1. DEROULEMENT DES COMMUTATIONS

Il est nécessaire d'introduire ici les capacités parasites Ciss* et Crss* d'entrée des composants. Les démonstrations des calculs figurent annexe 2.

FERMETURE :

Lorsque les étages 1 à k se mettent à conduire, il apparaît sur les étages k+1 à N des dV/dt égaux à :

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{k+1} = \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right)^{k} \times \left(\frac{dV}{dt}\right)_{1} \qquad \textbf{(1)}$$

Le dimensionnement du circuit impose C//>Crss sinon l'énergie disponible pour faire commuter les composants n'est pas suffisante. Il se produit donc un phénomène d'accélération des dV/dt (voir figure 9).

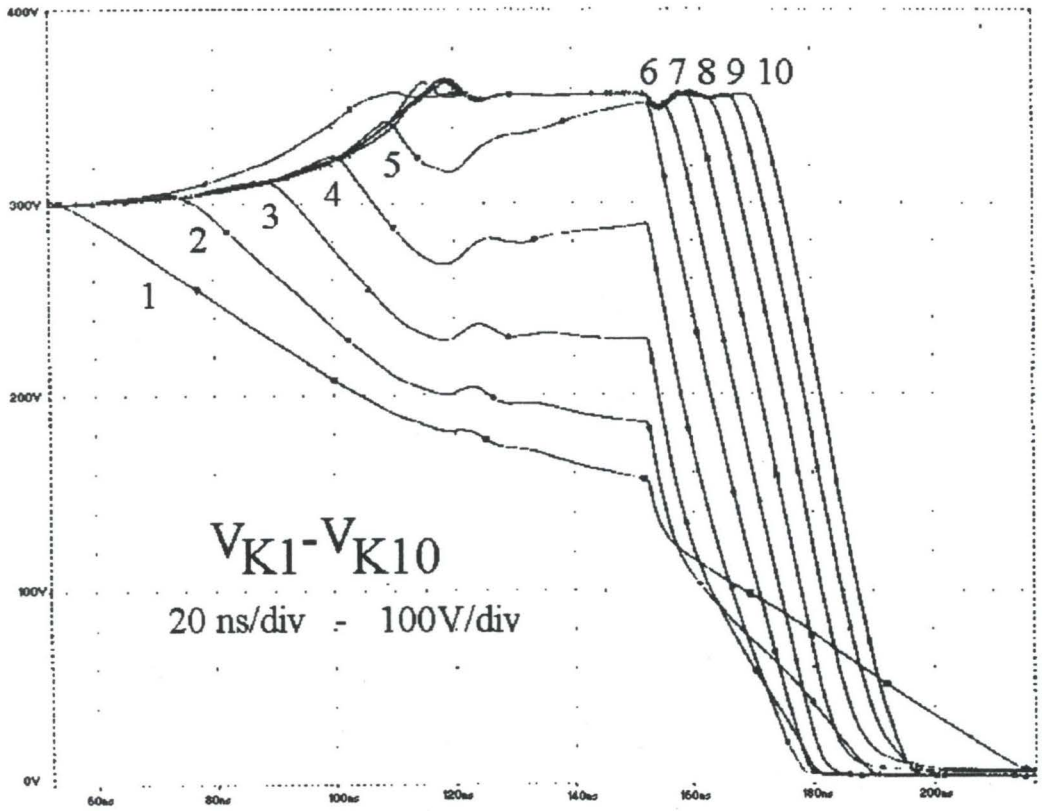


figure 9 : Exemple de mise en série de 10 composants à la fermeture (MOSFETS)[1]

Ces dV/dt sont responsables de l'apparition de surtensions $(\Delta V)_{k+1}$ sur les étages k+1 à N encore bloqués (figure 10).

$$(\Delta V)_{k+1} = \frac{1}{N-k}\left(\frac{C_{iss}}{C_{//}}+1\right) \times \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}-C_{//}}\right) \times \left(\left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^{k} - 1\right) \times (V_T)_{k+1} \qquad \textbf{(2)}$$

[1] modélisation PSPICE

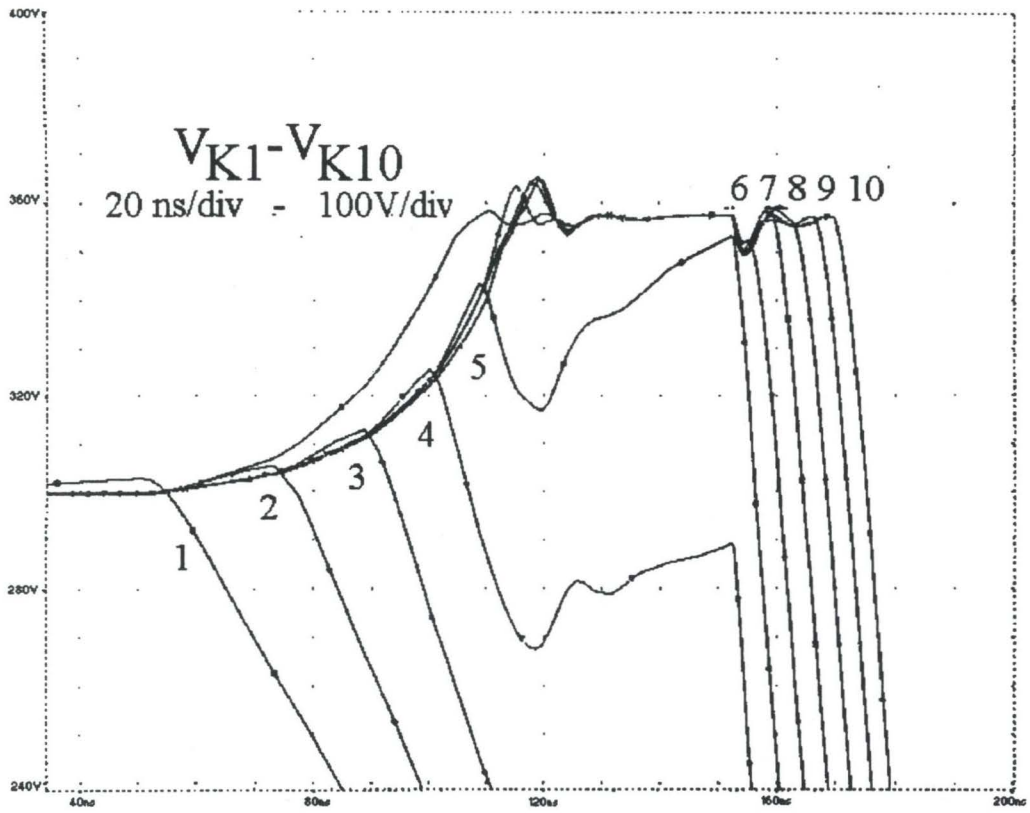


figure 10 : Mise en série de 10 composants - ZOOM des surtensions[2]

Le décalage temporel entre les instants de chute des tensions de deux composants consécutifs K_k et K_{k+1} est le temps nécessaire pour charger la grille du MOSFET K_{k+1} jusqu'à ce qu'il se mette en conduction. Ce temps est, si R_g désigne la résistance d'attaque de l'étage du bas et V_{com} la tension appliquée sur l'électrode de commande :

$$\Delta T_{k,k+1} = \left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^k \times \left(C_{iss} + C_{//}\right) \times \frac{R_g \times (V_T)_{k+1}}{V_{com} - (V_T)_1} \qquad (3)$$

On peut noter ici que ce sont bien évidemment les composants du haut qui sont les plus sollicités puisque commandés en dernier. Les surtensions sont telles qu'un dispositif de protection est nécessaire si les composants ne sont pas capables d'avalancher.

[2] modélisation PSPICE

OUVERTURE :

De la même façon que pour la fermeture, le blocage des composants s'effectue avec transmission de l'ordre de commande du bas vers le haut. Le phénomène d'accélération est encore visible puisque directement lié au rapport des capacités $C_{//}$ et C_{rss}.

Les surtensions sont dues aux dispersions sur les (dV/dt) et aux délais ti-j entre les instants de commande (figure 11).

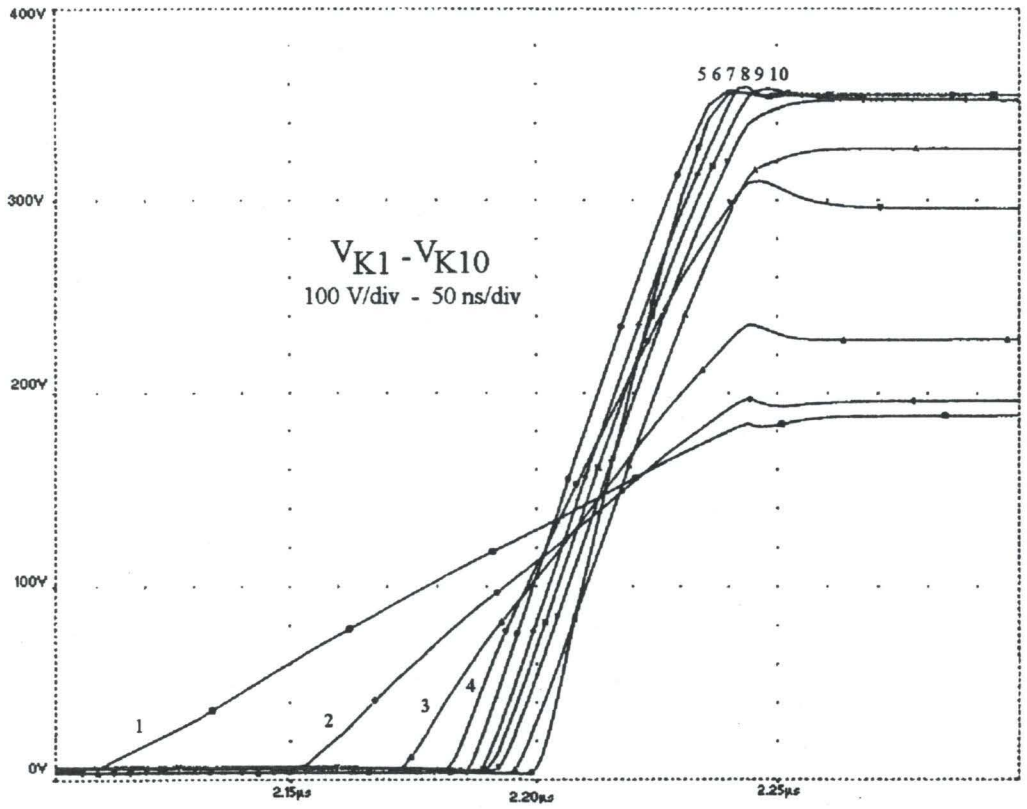


figure 11 : Exemple de mise en série de 10 composants à l'ouverture (MOSFETS)[3]

L'utilisation de transils en parallèle sur les électrodes de puissance et de résistances d'équilibrage statique permettent respectivement de protéger le montage lors de l'ouverture et de rééquilibrer les tensions aux bornes de chacun des interrupteurs pour la prochaine commutation.

[3] modélisation PSPICE

ANALYSE DES COMMUTATIONS :

Les dV/dt des transistors MOSFETS subissent un phénomène d'accélération selon la relation (1).

Pour imager la chose on peut comparer le phénomène à la propagation du choc entraîné par une boule dans un jeu de quilles (figure 12). La vitesse d'impact de la boule fixe la vitesse initiale de chute de la première quille qui va augmenter avant de heurter la deuxième. Cette dernière a alors une vitesse initiale plus grande que celle de la quille 1 ; elle va donc heurter la quille 3 avec une vitesse supérieure à celle de la quille 1 lorsqu'elle l'a heurtée...

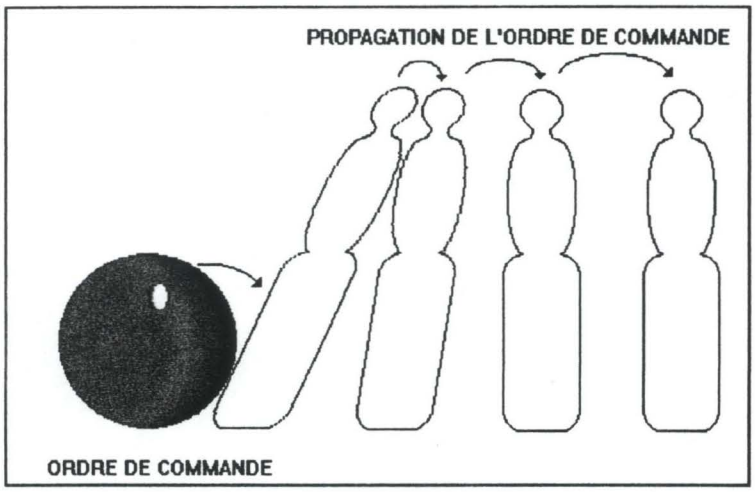


figure 12 : accélération des vitesses ⇔ accélération des dV/dt

Au delà d'un certain étage, les dV/dt sont suffisamment importants pour que la décharge des condensateurs C// entraîne par l'intermédiaire de diodes zener 15V (figure 13) un écrêtage immédiat des tensions de grille.

Dès lors le courant igd est limité par la valeur des résistances R (différentes de la résistance R_g d'attaque du premier composant).

$$igd_{max} = \frac{15 - V_T}{R}.$$

La valeur limite du dV/dt des MOSFETS : $\left(\frac{dV}{dt}\right)_l$ est fixée par la résistance R.

$$\boxed{(dV/dt)_l = \frac{15 - V_T}{R \times Crss}}$$

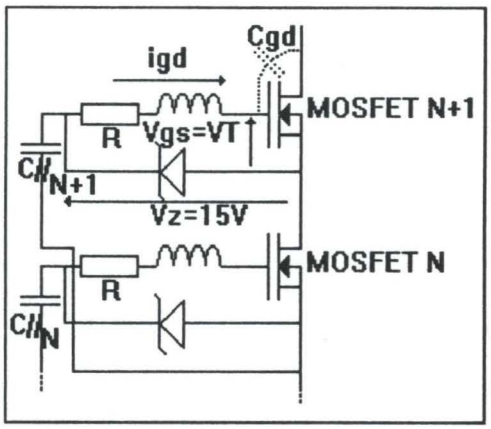


figure 13

L'expression de $(dV/dt)_l$ et (1) permettent de déterminer l'étage n_l à partir duquel les MOSFETs commutent tous avec le même dV/dt.

$$(dV/dt)_l = \left(\frac{C//}{Crss}\right)^{nl-1} (dV/dt)_1 \qquad \textbf{(4)}$$

Considérons un interrupteur 3kV réalisé par mise en série de 10 composants MOSFETs. Un $(dV/dt)_1$ de 2kV/µs est imposé par R_g=33Ω (figure 5). Un dV/dt maximum de 14kV/µs est atteint (commutation de 350V en 14 nanosecondes) (figure14).

L'étage limite n_l à partir duquel les dV/dt sont constants et maximaux peut être exprimé simplement à partir de (4).

$$n_\ell = \frac{\ln \dfrac{\left(\dfrac{dV}{dt}\right)_\ell}{\left(\dfrac{dV}{dt}\right)_1}}{\ln\left(\dfrac{C//}{C_{rss}}\right)} + 1$$

Avec $C_{//} = 2\ C_{rss}$, on obtient $n_\ell = 4$. A partir de l'étage 4, les MOSFETs commutent tous avec un dV/dt égal (fig 14).

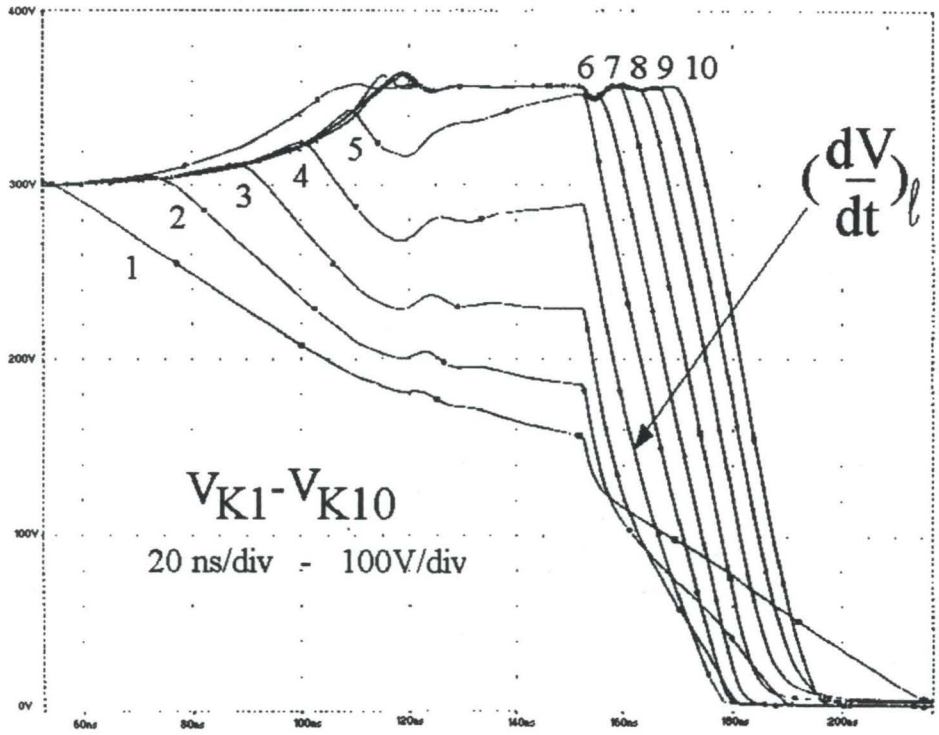
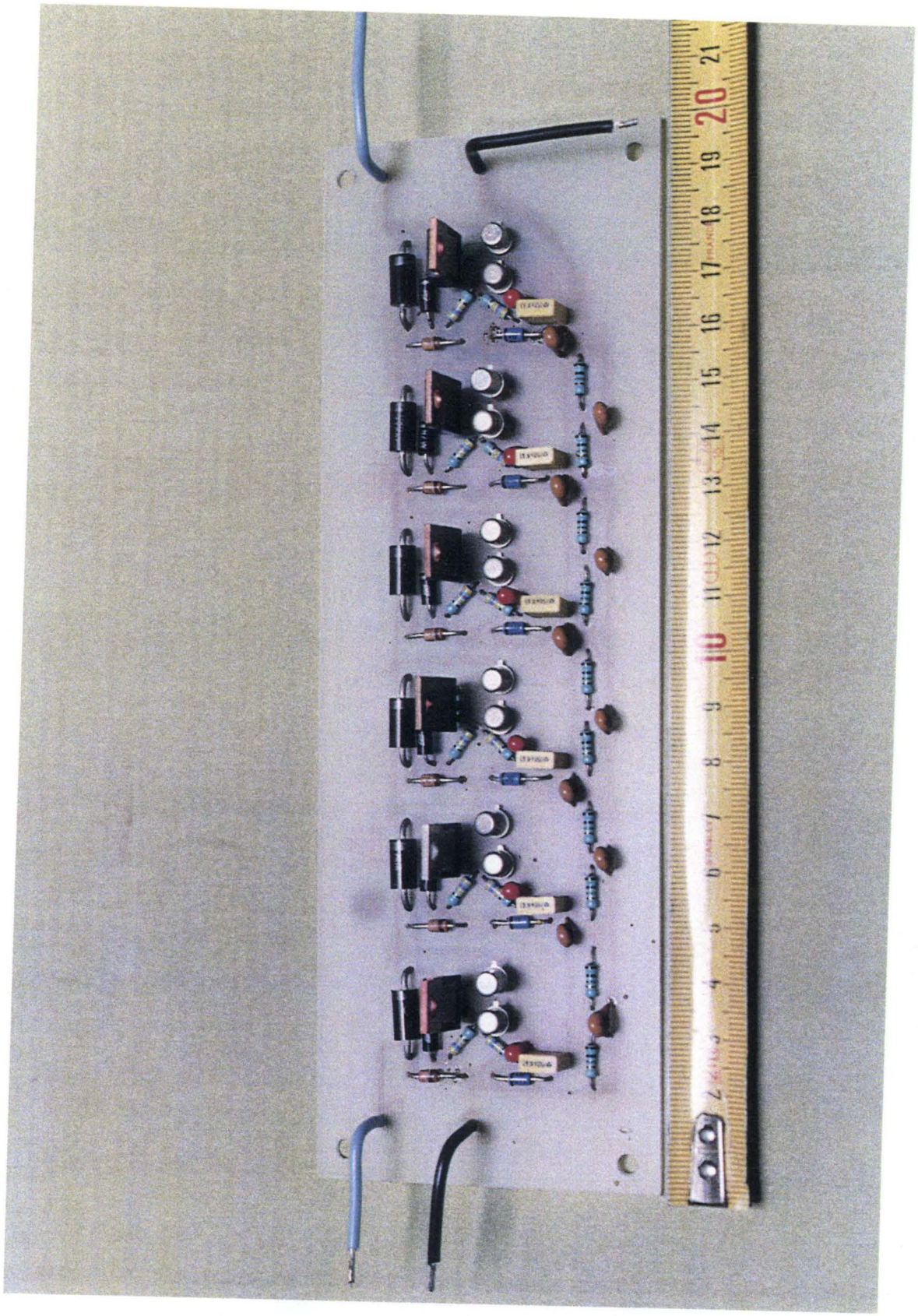


figure 14 : Exemple de mise en série de 10 composants à la fermeture (MOSFETS)[4]

Pour valider les résultats obtenus en simulation, un commutateur 2kV/3A a été réalisé [4]. Le schéma électrique du circuit est représenté figure 15 et les essais figure 16. La page suivante montre une photographie du montage.

[4] modélisation PSPICE

MONTAGE DE TYPE CASCODE 2kV - 5A



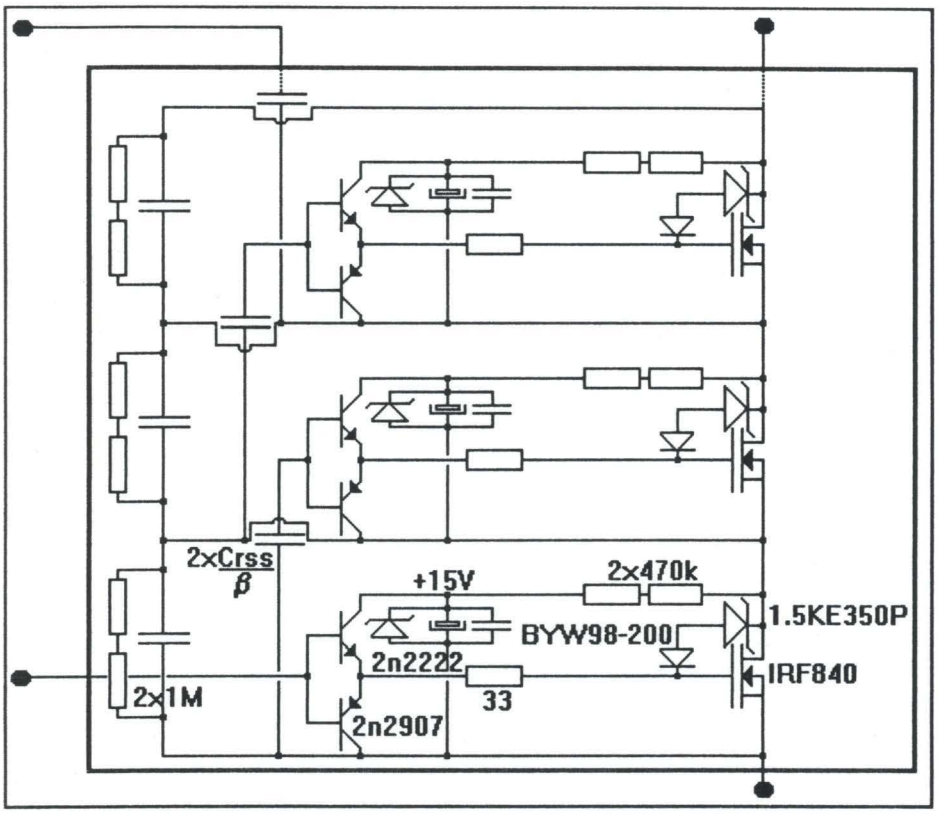


figure 15 : Mise en série de 6 étages (uniquement 3 sont représentés par souci de clarté)

On peut noter ici la présence d''amplificateurs d'impulsion. Ces derniers permettent d'utiliser des condensateurs de propagation des ordres de commande de faible valeur grâce au gain β des transistors. Des alimentations auxiliaires sont reconstituées en dérivant une partie de l'énergie du circuit de puissance.

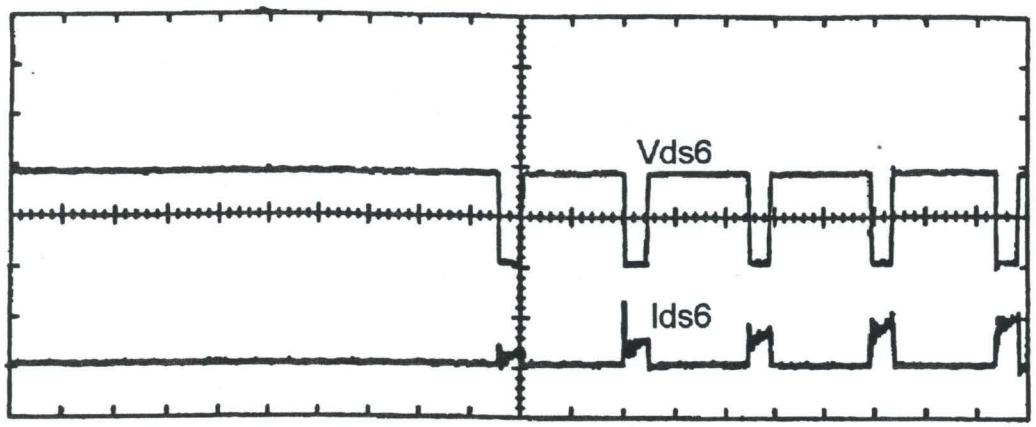


figure 16 : Mise en série de 6 MOSFETs
Vds6 : 1000V/div - Ids6 : 5A/div - 5µs/div

Les essais sont réalisés en commutation dure en structure hacheur à 80 kHz en rafale. Le temps de fermeture est de l'ordre de 200 nanosecondes.

CONCLUSION :

Le montage cascode présente l'avantage d'une structure très simple nécessitant l'utilisation d'une unique tension de commande de 15 Volts. Il peut fonctionner sous une tension nominale allant de quelques pour cent à 100% de la tension maximale pour laquelle il est prévu. La tension minimale d'utilisation en dessous de laquelle le commutateur ne peut fonctionner est déterminée par la valeur de la quantité de charges devant être stockées dans les condensateurs C//.

Le délais de propagation des ordres de commande au travers du réseau capacitif C// font du « cascode » un montage lent dès que le nombre d'étages est élevé. Il ne peut commuter rapidement au delà de 6 étages. En effet, le temps de mise en conduction est supérieur à 200 nanosecondes.

3. APPLICATION DES MONTAGES MAITRE/ESCLAVE

Les montages de mise en série de type Maître/Esclave sont assez difficiles à mettre en oeuvre à partir de quelques kilovolts car ils ne permettent pas au delà de satisfaire les critères de rapidité et de fréquence d'utilisation. La difficulté consiste à maîtriser les surtensions induites par les temps de propagation ΔT de l'ordre de commande d'un étage à l'autre.

N.B. Dans certains montages, il peut se produire en outre un phénomène d'accélération des dV/dt qui introduit de plus grandes surtensions (§2.).

D'une manière générale, le nombre d'étages pour ce type de montage est limité à quelques unités. Il n'apparait pas dans la bibliographie sur la mise en série de type maître/esclave de commutateurs rapides (mise en conduction en moins de 100 ns) de plus de 2 kV. Pour commuter des plus hautes tension de manière rapide, il faut donc pouvoir minimiser les ΔT c'est à dire opter pour des commandes de type synchrone.

III. MONTAGES DE TYPE SYNCHRONE

1. SOLUTIONS TECHNIQUES

Deux modes de transmission peuvent être utilisés.

Transmission par fibre optique :

Elle nécessite des alimentations auxiliaires pour les récepteurs optiques et d'éventuels réservoirs capacitifs. Elles peuvent être réalisées en :

- dérivant une partie de l'énergie de la puissance par liaison résistive : ce mode de fonctionnement est limité car il ne peut convenir pour de la conduction continue. En effet, dans ce cas, les réserves capacitives destinées à maintenir le niveau de tension sur les électrodes de commande peut s'affaiblir au bout de quelques microsecondes et imposer le blocage des composants en série. Ce mode de fonctionnement ne peut également convenir pour des niveaux de tension d'utilisation du macro-interrupteur très faibles ; c'est-à-dire en dessous de N fois la tension d'alimentation des récepteurs optiques, N désignant le nombre d'alimentations à réaliser.

- utilisant des transformateurs d'alimentation. Ce mode de transmission est souple car il permet de fonctionner pour des rapports cycliques d'utilisation non limités et pour n'importe quel niveau de tension de puissance.

La meilleure souplesse de fonctionnement est obtenue avec la solution mixte transmision optique/transformateur d'alimentation.

Transmission par transformateur d'impulsion :

Cette solution est mise en oeuvre dans la plupart des références bibliographiques.

Il existe trois types de montage :

- ceux avec instant de mise en conduction contrôlé et à largeur d'impulsion fixée. Ces dispositifs sont commandés par un secondaire de transformateur d'impulsion par étage. Le temps de mise en conduction est fixé de manière interne par une résistance de décharge de l'électrode de commande [type 1]. Il peut être prolongé artificiellement par des ordres de mise en conduction itératifs.

- ceux avec mise en conduction et blocage contrôlés par un même transformateur d'impulsion. Ces montages présentent l'avantage d'un faible encombrement, par contre, ils ne peuvent convenir pour les très faibles rapports cycliques car des coïncidences entre instants de fermeture et d'ouverture peuvent conduire à un dysfonctionnement [type 2].

- ceux avec instants de mise en conduction et de blocage contrôlés par transformateurs d'impulsion distincts. Ces montages conviennent pour des rapports cycliques largement variables [type 3].

Pour des raisons de coût, de durée de vie et de minimisation de l'asynchronisme des ordres de commande (il faut tenir compte, pour les fibres optiques, de la dispersion sur les temps de réponses des photodiodes et des temps de propagation dans la fibre), les montages à transformateurs d'impulsion sont préférés à ceux par fibres optiques. Pour la largeur de leur champ d'application, on retient de manière préférentielle ceux du type 3 lesquels feront l'objet de la suite de ce mémoire.

2. AVANTAGES / INCONVENIENTS DU TYPE SYNCHRONE

Dans ce type de réalisations, pour une mise en série de N DEP*, le décalage entre les instants de commande peut être avantageusement considéré comme nul entre les primaires des transformateurs d'impulsion puisqu'il est inférieur à 1 ns pour 30 cm de câblage (vitesse de propagation des électrons). Le facteur $\Delta t_{k,k+1}$, défini page 92, principale cause de déséquilibre en tension pour les montages « cascode » n'existe donc pas pour les montages de type synchrone.

Les surtensions sont uniquement dues aux temps de réponse de l'électronique de commande, côté secondaire, aux capacités parasites des étages par rapport à la terre, aux délais imposés par les DEP en série et enfin à leurs différences de vitesse.

Pour ce type de montage, on a avantage à séparer les transformateurs de commande car seuls les fronts montants des impulsions du secondaire sont utilisés. En effet, dans le cas où il n'y a qu'un seul transformateur, l'ouverture est déclenchée sur le front descendant des impulsions. Le montage est donc sensible aux hétérogénéités des largeurs des ordres de commande.

L'inconvénient est le dimensionnement des transformateurs car ils deviennent vite volumineux dès lors que l'on veut commander des grosses puces ou des mises en parallèle de puces.

3. APPLICATION DES MONTAGES DE TYPE SYNCHRONE

Les montages synchrones commandés par transformateurs d'impulsion sont les mieux adaptés pour réaliser des mises en série car :

- Le temps de commutation est sensiblement le même que celui d'un composant seul.
- Les temps de commutation sont faibles, de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes.
- Les fréquences de fonctionnement sont très élevées, plusieurs centaines de kHz en rafale. La limite en fréquence est en fait un compromis relevant plus du dimensionnement thermique que des temps de commutation.

L'état de l'art actuel permet de fixer les ordres de grandeurs disponibles :

- plusieurs dizaines de kV.
- quelques dizaines d'ampères crête.
- quelques dizaines de nanosecondes de temps de commutation.
- le MégaHertz en rafale.

CONCLUSION : ANALYSE DE SEGMENTATION

Nous réalisons ici une analyse de segmentation fonctionnelle pour la mise en série de composants. Cet exercice est une mise en facteur des diverses fonctions du dispositif de commande. Il permet de mettre en commun certaines fonctions ce qui permet d'optimiser le prix et la rapidité de dépannage tout en favorisant la modularité.

Un étage peut être représenté par le synoptique suivant.

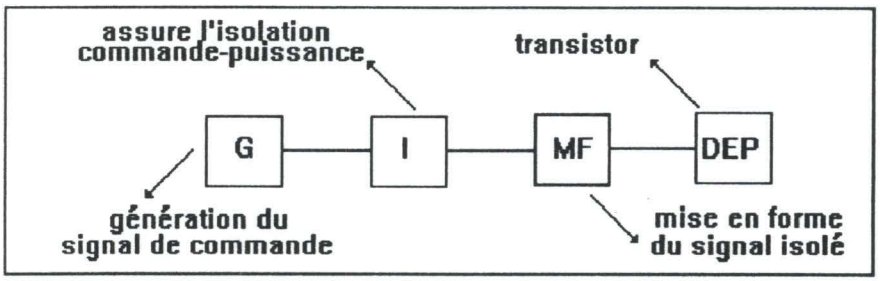


figure 17 : synoptique de commande d'un étage

Dans la mise en série, chaque Dispositif d'Electronique de Puissance (DEP) est à un potentiel différent du suivant et l'on peut avoir plusieurs kilovolts de différence entre les électrodes de commande des composants. Dans le cas le plus favorable, cette d.d.p. est au moins égale à quelques centaines de volts. Les ordres de commande doivent donc être transmis de manière isolée.

On est ainsi contraint d'avoir autant de dispositifs de mise en forme (MF) isolés galvaniquement qu'il y a de DEP en série.

La génération du signal de commande (bloc G) se fait à l'aide d'un câble unique devant tenir une tension maximale égale à la tension totale du macro-interrupteur. Cela permet d'obtenir un synchronisme des signaux de commande de l'ordre de la nanoseconde au niveau de l'enroulement primaire.

L'idée qui vient naturellement est d'utiliser autant de transformateurs qu'il y a d'étages en série. Ces TI n'ont alors de problème d'isolement qu'entre primaires et secondaires. Des montages de ce type ont déjà maintes fois été étudiés. On va plutôt ici chercher à simplifier la fonction isolation.

On cherche à limiter le nombre de TI tout en prenant en compte le critère d'isolement entre secondaires et les conditions d'encombrement. Retenir un seul TI revient à utiliser N secondaires isolés entre eux jusqu'à plusieurs kilovolts [12]. Un tel transformateur est très encombrant. On cherchera plutôt à regrouper quelques secondaires sur un même transformateur.

L'analyse de segmentation d'un macro-interrupteur est alors :

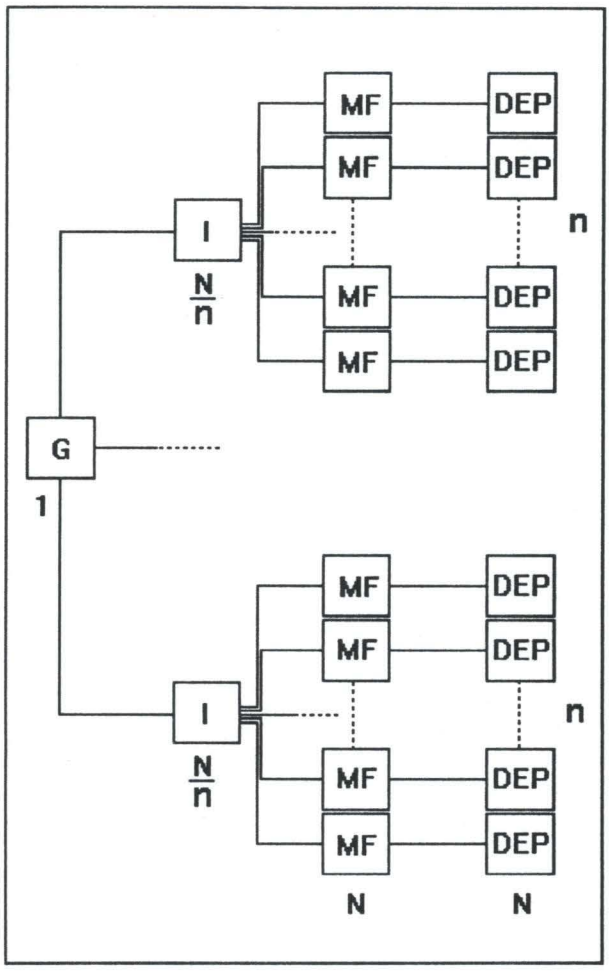


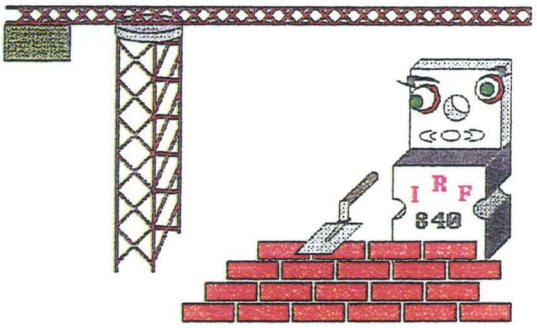
figure 18 : segmentation d'un macro-interrupteur réalisé par mise en série de transistors

N désigne le nombre de DEP en série et n le nombre de DEP regroupés par transformateurs d'impulsion.

La fonction DEP peut être soit un composant de puissance soit une fonction commutation de type maître/esclave.

CHAPITRE 5 :

réalisations



INTRODUCTION

Nous avons vu au chapitre précédent l'intérêt que représentent les macro-interrupteurs modulaires. Cet aspect est mis ici en application pour des composants de tension d'utilisation de quelques centaines ou d'un millier de volts.

L'objectif est de réaliser simplement des commutateurs d'impulsions courtes :

- 15 kV / 2 A à MOSFETS
- 30 kV / 400 A à IGBTS

I. COMMUTATEUR MODULAIRE A MOSFETS

Nous avons conçu des unités modulaires correspondant au besoin du laboratoire d'accueil de standardiser des commutateurs 3 kV faible courant et rapides pour des alimentations pulsées. Ces unités peuvent être connectées en série jusqu'à 15 kV pour fonctionner à terme dans des convertisseurs pour laser à vapeur de cuivre.
Les courants à commuter correspondent à de faibles niveaux de puissance (quelques watts), on utilise donc des composants rapides en boîtier TO220 de faible résistance à l'état passant. Notre choix s'est porté sur le grand standard des MOSFETS 500V, l'IRF840 spécifié pour 500V et 30A crête.

1. APPLICATION DE L'ANALYSE DE SEGMENTATION DISPOSITIF DE PROTECTION

Nombre de DEP à mettre en série :

On veut ici réaliser des unités modulaires 3 kV (respectivement 3,75 kV) : $\mathbf{V_{ext}}$ avec des MOSFETS 500V écrêtés par transil à titre préventif à 350 V (respectivement 440 V) : **V**. On définit la marge de sécurité en tension suivante :
Un composant au plus peut être défaillant. Dans ce cas, il est le plus souvent

détruit en court-circuit et ce sont les autres composants qui se répartissent la tension. En conséquence, le nombre de composants à utiliser pour les unités est :

$$N = \frac{V_{ext}}{<V>} + 1 = 10$$

Mise en facteur de la fonction isolation - Mise en forme du signal de commande :

Les unités sont conçues conformément au type 3 défini au chapitre 4. Elles ont des transformateurs d'impulsion de fermeture et d'ouverture distincts à noyaux toriques afin de pouvoir obtenir un temps de conduction réglable de quelques dizaines de nanosecondes à la conduction continue. On choisit de plus de fournir l'énergie nécessaire aux composants de façon séparée, par un troisième transformateur, pour dissocier tous les degrés de liberté. Cela permettra par la suite de commander des grosses puces ou des mises en parallèle de puces de commutateurs réalisés avec le même circuit de commande et les mêmes transformateurs.

On adopte la solution consistant à faire une unité modulaire avec transformateurs communs, tous les 5 étages afin de simplifier la fonction isolation. En effet, 10 étages en série représentent 3x10 enroulements secondaires, soit 60 pistes. Utiliser un triplet de transformateurs tous les 5 étages permet de ramener le nombre de pistes à relier à chaque triplet de transformateur à 30 et de faire le circuit imprimé de façon simple avec un logiciel de routage double face.

Le domaine d'application des commutateurs étant la haute tension, afin de tenir pour chaque transformateur l'isolement galvanique entre le primaire et le secondaire, l'un des deux câbles doit tenir la haute tension. La solution la moins encombrante est de la tenir avec le câble primaire car le nombre d'enroulements secondaires est plus important. Pour éviter des problèmes de décharge partielle provenant d'un renforcement du champ dans l'air entre le câble primaire et le transformateur (voir chapitre 6), ces deux derniers doivent être plaqués.

Dimensionnement des transformateurs :

On choisit d'utiliser les trois transformateurs avec une unique spire au primaire afin de limiter:

- Les **retards ΔT** des signaux de commande au niveau du primaire des transformateurs d'impulsion ordonnant la fermeture et l'ouverture des DEP (1ns pour 30cm de câble primaire).

- La **dimension intérieure des noyaux toriques** des transformateurs. Par exemple, des tores de dimension intérieure au moins égale à 15 mm sont bien adaptés aux diamètres externes des câbles silicone à utiliser pour 15 kV en impulsionnel.

- La **capacité parasite** des transformateurs, source de courants parasites gênants (voir chapitre 3).

Les transformateurs de fermeture et d'ouverture sont constitués d'une spire au primaire réalisée avec un câble H.T. (silicone ou Téflon) et de 5 enroulements secondaires d'une spire commandant 5 DEP en série.

Le transformateur de tension de la fonction alimentation est constitué d'une spire au primaire et de 5 enroulements secondaires de 9 spires.

Les unités modulaires sont présentées de façon schématisée à la figure 1, page 109.

L'utilisation d'alimentations flottantes combinée avec des fonctions amplifications d'impulsions (figure 2, p.110) permet de minimiser la taille des T.I. de fermeture et d'ouverture quelle que soit la taille des puces des composants mis en série.

Les T.I. de fermeture et d'ouverture ont juste un pic de courant à transmettre. Ils commandent respectivement les fonctions SET et RESET lesquelles transmettent l'ordre de commande au DEP par l'intermédiaire de la fonction AMPLIFICATION DE COURANT. La figure 3, page 110, donne un exemple de schéma électrique de commande d'un étage. Les photographies pages 111 et 112 représentent une unité modulaire à MOSFETS (3kV/30A crête) et le commutateur 15kV/30A crête réalisé par assemblage série de 5 unités 3 kV ou 4 unités 3,75 kV.

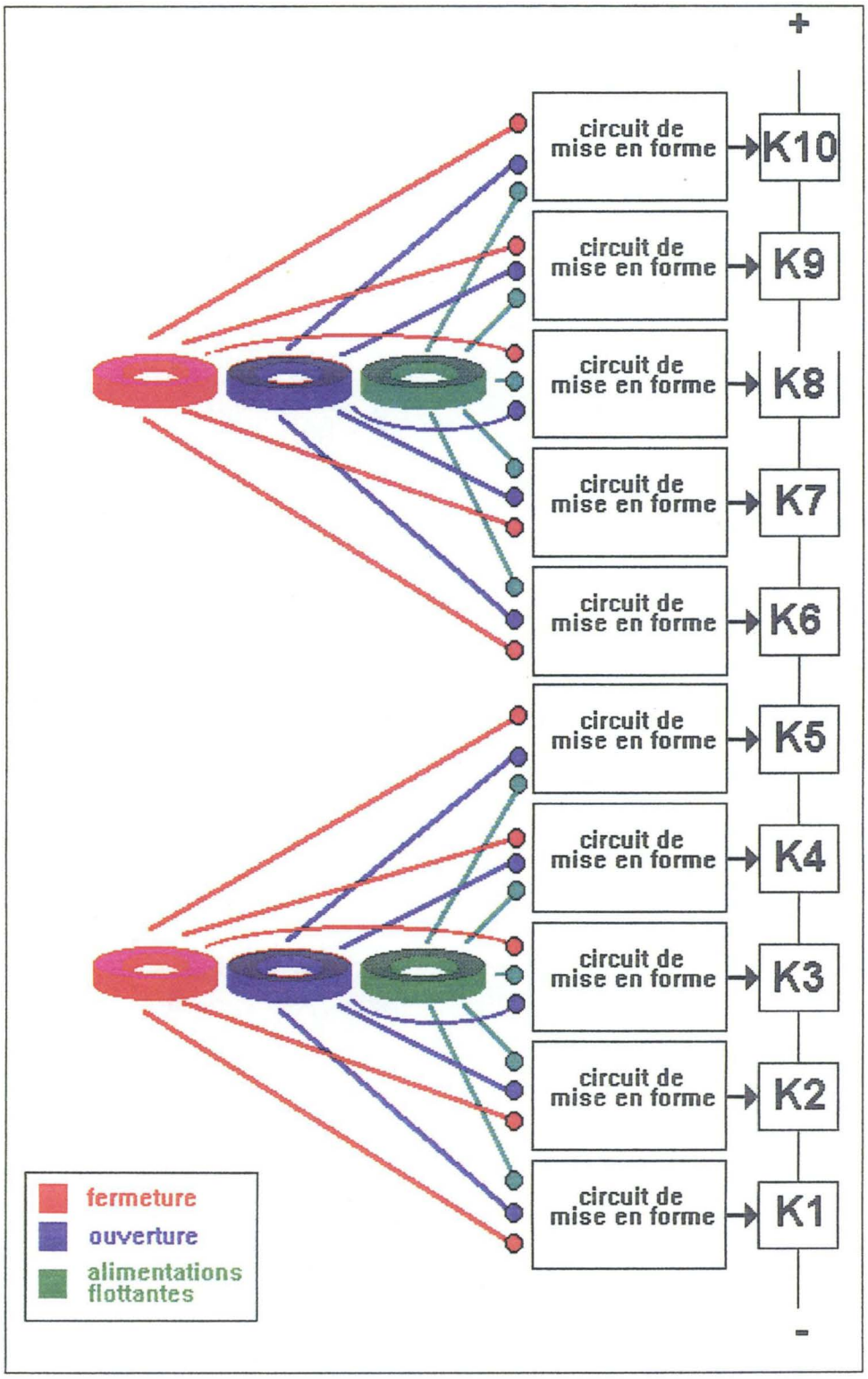


figure 1 : synoptique d'un module élémentaire à 10 composants en série

Ce schéma représente une unité modulaire constituée de 10 composants en série. Les ordres de commande sont séparés afin de pouvoir fonctionner avec de très fines impulsions. L'utilisation d'une troisième ligne de transformateurs permet de recréer au niveau de chacun des 10 composants des alimentations flottantes. L'énergie nécessaire aux commutations de ces derniers est alors totalement indépendante des ordres de fermeture et d'ouverture dès lors que le circuit de remise en forme est capable de les détecter et de les mémoriser. Les transformateurs d'impulsion de fermeture et d'ouverture peuvent ainsi être de faible encombrement ; ils sont utilisables pour n'importe quel type de puce ou mise en parallèle de puce.

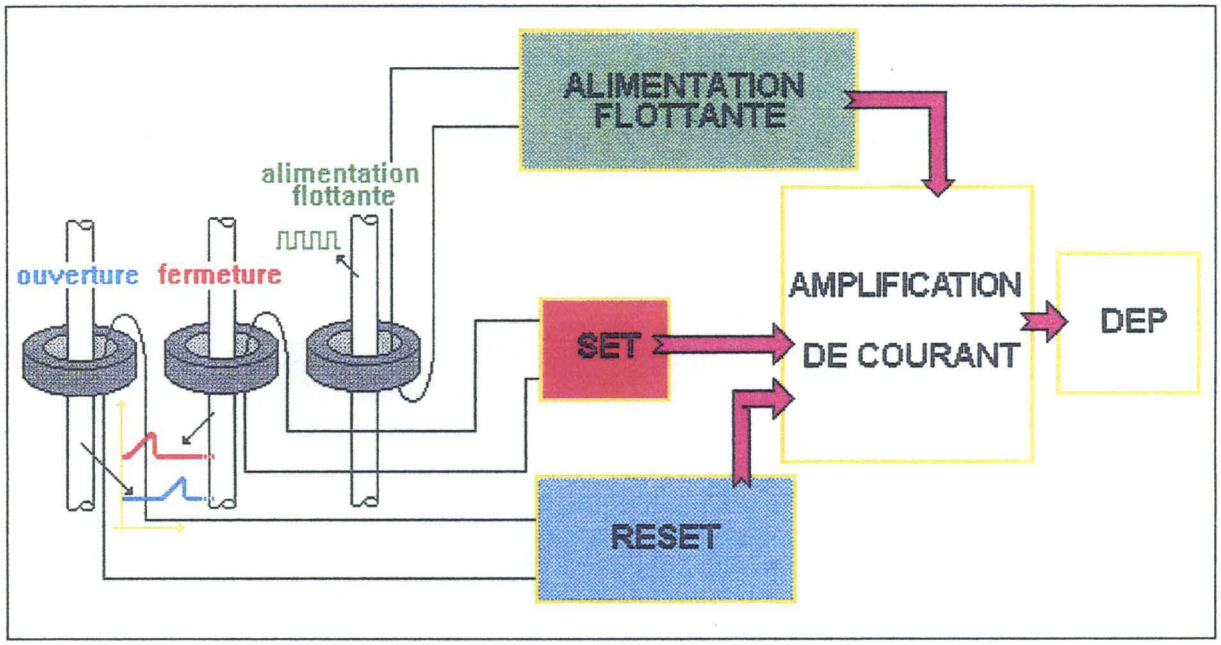


figure 2 : Principe de commande d'un étage

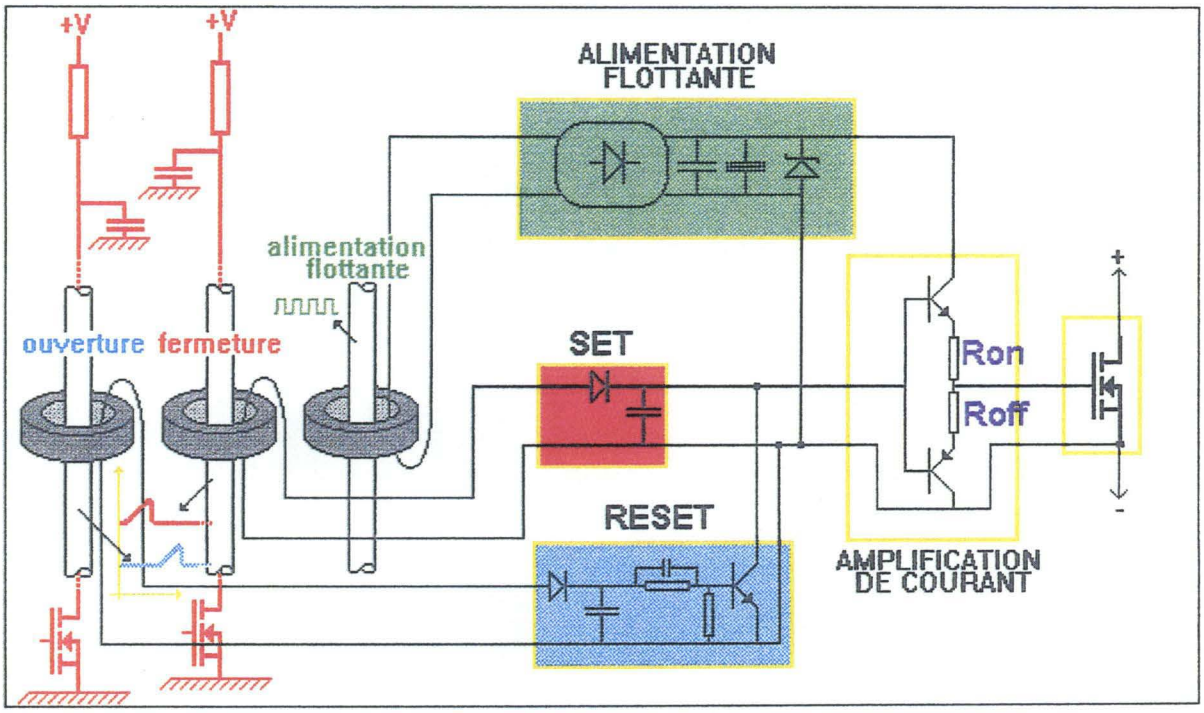
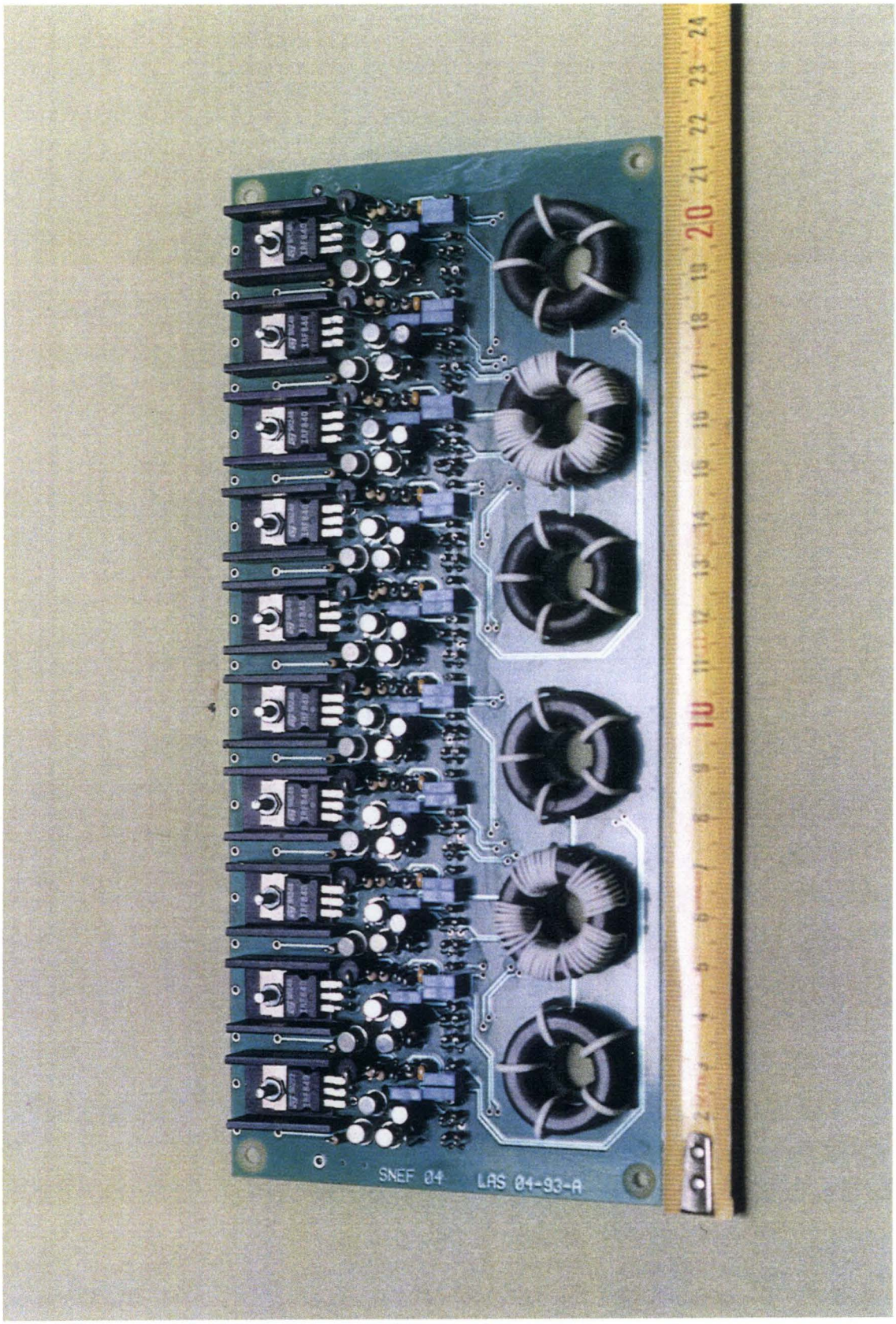
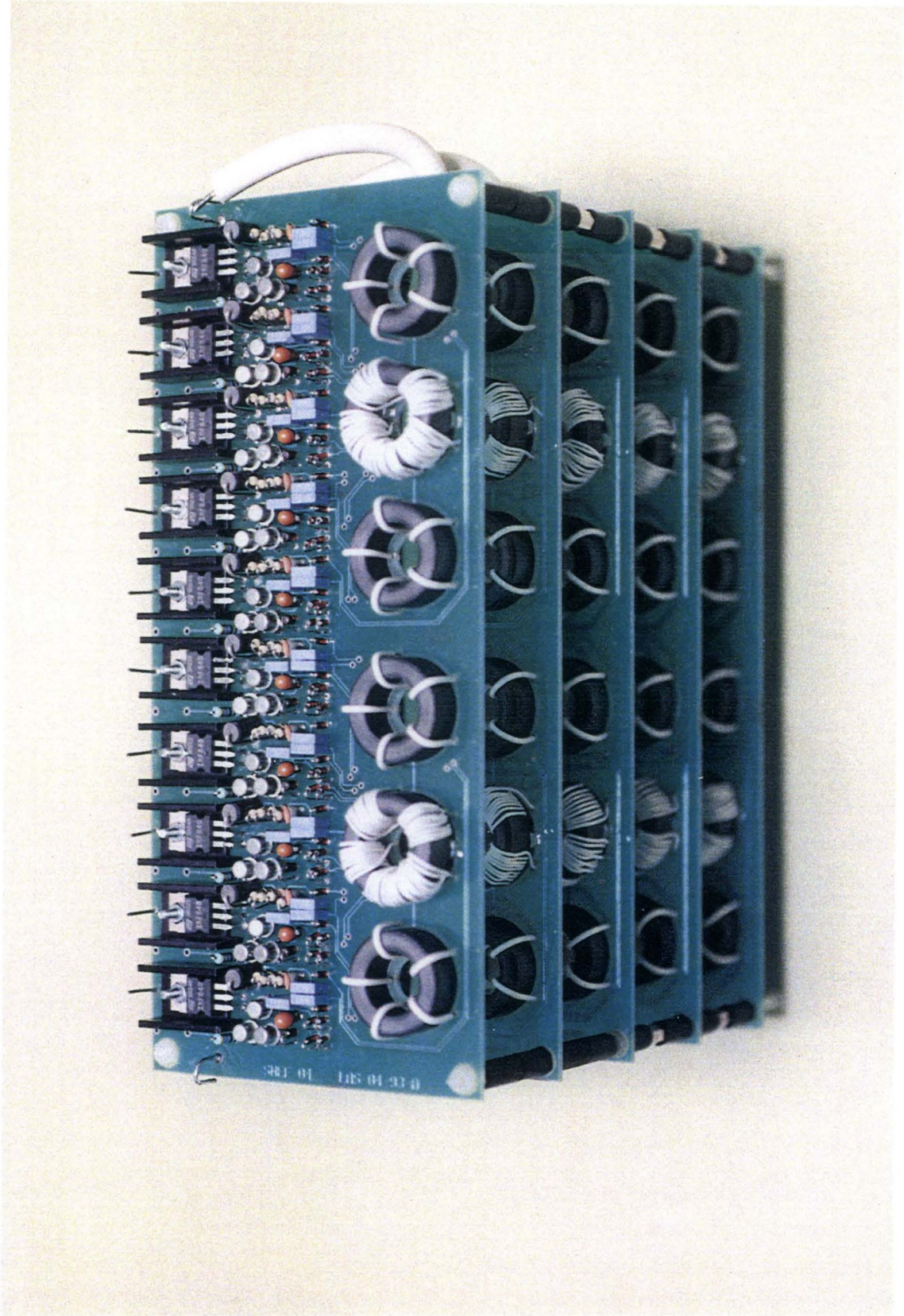


figure 3 : Schéma électrique de commande pour composant MOSFET

UNITE MODULAIRE A MOSFETS 3kV/30Â



COMMUTATEUR A MOSFETS 15 kV/30Â



Choix du dispositif de protection :

Les unités modulaires 3 kV (respectivement 3,75 kV) sont utilisées à 85% de leur tension d'utilisation : 3,5 kV (respectivement 4,4 kV). Un composant de la mise en série au plus peut alors être détruit en court-circuit sans que l'unité ne soit défaillante.

Nous avons vu que pour les commandes synchrones, l'écrêtage n'est nécessaire qu'à l'ouverture (chapitre 2, § 2.2., page 39). C'est donc pour les paramètres (tension/courant) de cette phase qu'il doit être dimensionné. Si V désigne la tension d'écrêtage de la transil, I le courant de puissance, ΔT la durée de la phase d'écrêtage et f la fréquence de fonctionnement du commutateur alors, tant que la puissance $\mathbf{P = V . I . \Delta T . f}$ reste dans les spécifications de la transil, un simple écrêtage en parallèle suffit.
Par exemple, pour le commutateur 15kV/2A, on a V=440V, I=1,2A et f=20000Hz. Un écrêtage directement en parallèle par transil 440V est alors possible tant que le temps ΔT n'excède pas 200 nanosecondes.

Aspects technologiques importants pour la réalisation :

Il est important de diminuer la longueur des câbles primaires pour minimiser les décalages entre les impulsions de commande. En conséquence, les circuits imprimés des unités mises en série prévoient un passage des câbles conforme à la figure 4.

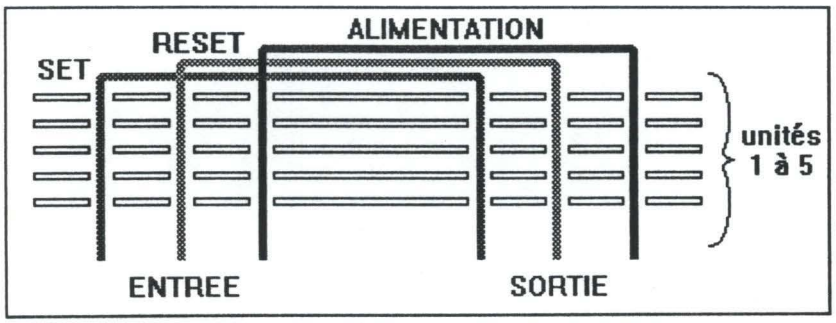


figure 4 : disposition des câbles primaires

Pour éviter que les transformateurs ne soient à un potentiel flottant, on les référence en potentiel à la source du troisième des 5 DEP qu'ils commandent. L'isolement maximal à tenir entre les câbles secondaires et les transformateurs est alors de 800 volts. Il peut être réalisé par du câble Téflon qui tient bien en diélectrique et qui a un εr voisin de l'air.

On peut noter pour des fonctionnements à haute fréquence (dès quelques kHz) une détérioration de certains câbles haute tension (Silicone notamment) par effet Corona (voir chapitre 6). Les deux solutions technologiques les plus efficaces consistent à utiliser des câbles Téflon ou à faire un isolement dans l'huile.

Le paragraphe suivant présente quelques exemples d'utilisation des unités modulaires à MOSFETS.

2. EXEMPLES D'APPLICATIONS

2.1. TRACEUR DE CARACTERISTIQUES

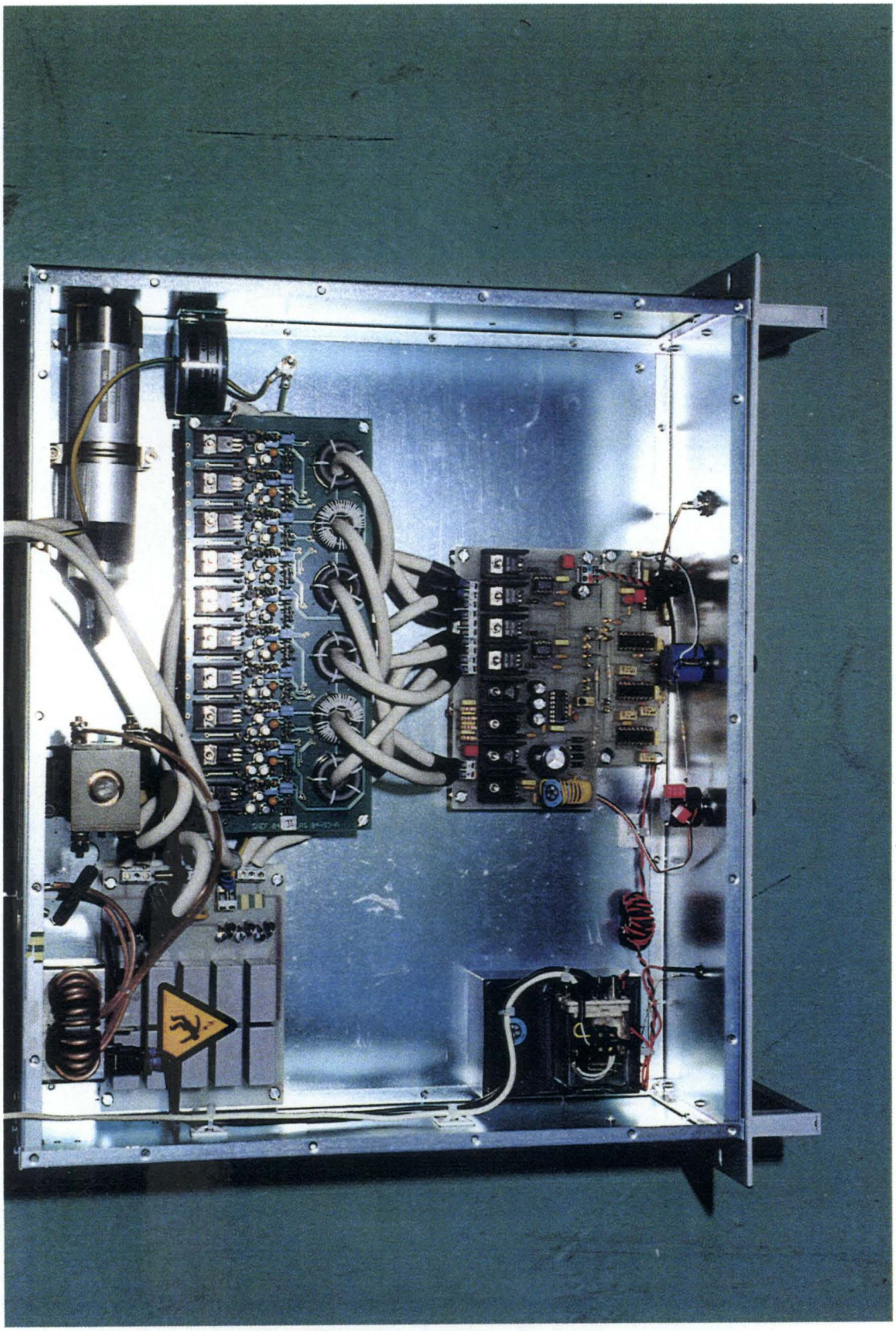
Les technologies de fabrication récentes peuvent autoriser le fonctionnement en avalanche des composants semi-conducteurs. Il n'en est pas moins vrai que les spécifications des constructeurs sont données pour des courants faibles (1A) pendant des temps relativement longs (ms).

En ce qui concerne les applications en électronique de puissance impulsionnelle, la connaissance du comportement en avalanche à fort courant (quelques dizaines d'ampères) pendant des temps courts (quelques centaines de nanosecondes) est indispensable. Nous avons donc développé au laboratoire d'accueil un traceur de caractéristiques permettant de tester des composants ou des mises en série de composants jusqu'à 3kV pour des impulsions de courant allant jusqu'à 40 ampères et de largeur de 200 ns à 2 µs.

Le banc de test, page suivante, est essentiellement constitué de deux unités 3 kV dont la commutation en push-pull permet de caractériser les composants.

Les essais réalisés ont permis de tester les diodes et les MOSFETS résistant à l'avalanche à utiliser de préférence pour les mises en série sans dispositif d'aide à la commutation. Les tests sont présentés au chapitre 6.

TRACEUR DE CARACTERISTIQUES



2.2. ALIMENTATIONS IMPULSIONNELLES

Les unités modulaires trouvent un large champ d'application dans la réalisation d'impulsions carrées de haute tension. Ces unités, contrairement aux technologies habituelles à transformateurs élévateurs d'impulsions, permettent de réaliser des alimentations impulsionnelles capables de fonctionner avec des rapports cycliques non limités.

Des prototypes d'alimentations 5 kHz ont été réalisés au laboratoire d'accueil jusqu'à des tensions de 3kV pour des largueurs d'impulsion de 2µs à la conduction continue.

II. COMMUTATEUR MODULAIRE A IGBTS

1. APPLICATION DE L'ANALYSE DE SEGMENTATION

Nous avons adopté une commande à trois transformateurs séparés pour les unités modulaires à IGBTS pour les mêmes raisons que pour les unités à MOS (figure 6).

Les DEP* en série sont destinés à terme à dissiper de la puissance : plusieurs dizaines de Watts par composant. Un souci de modularité nous amène à opter pour des unités avec radiateur commun. La semelle des IGBTS utilisés (MG200Q1US1 TOSHIBA 1200V/200A) est isolée à 2500 V en alternatif, on choisit donc d'en regrouper 4 par radiateur et de référencer le potentiel de ce dernier au point milieu du montage série. Ainsi, l'isolement galvanique par rapport au radiateur est assuré si la tension sur chaque DEP ne dépasse pas 1250 Volts. En pratique, nous choisissons de limiter la tension sur chaque dispositif série à 1050 Volts par écrêtage (voir § II.2.).

Les unités modulaires peuvent être connectées en série. Des essais ont été effectués jusqu'à des interconnexions de 8 modules en décharge de condensateur sous 30 kV/1000A (voir chapitre 6 - § III pour le schéma de commutation et § IV pour les essais).

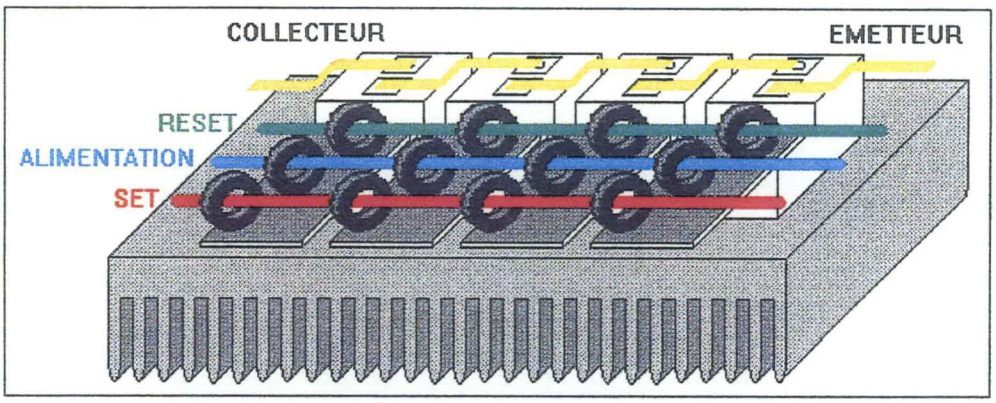


figure 6 : unité modulaire à IGBTS

Les cartes de commande doivent être vissées sur les composants. Elles sont donc équipées de triplets de transformateurs individuels (figure 6) afin de faciliter le dépannage en cas de défaillance. La page suivante montre une photographie du commutateur 30kV/1kA.

N.B. : la fonction AMPLIFICATION DE COURANT n'est plus nécessaire dès lors que l'on accepte d'utiliser un triplet de transformateurs par étage. La carte de commande développée pour les IGBTS est exposée à la figure 7.

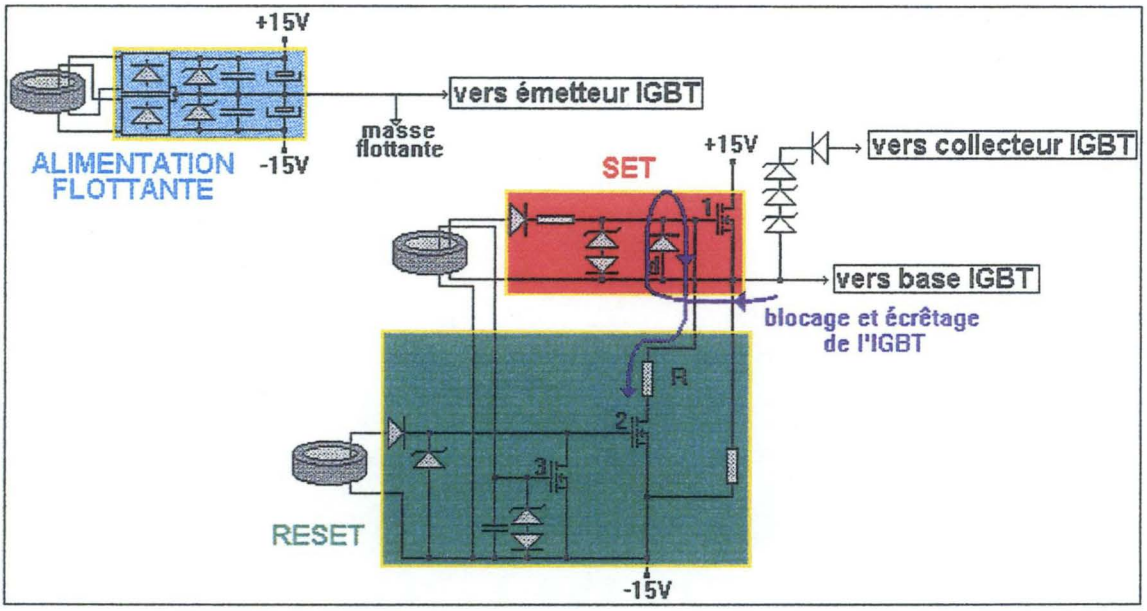
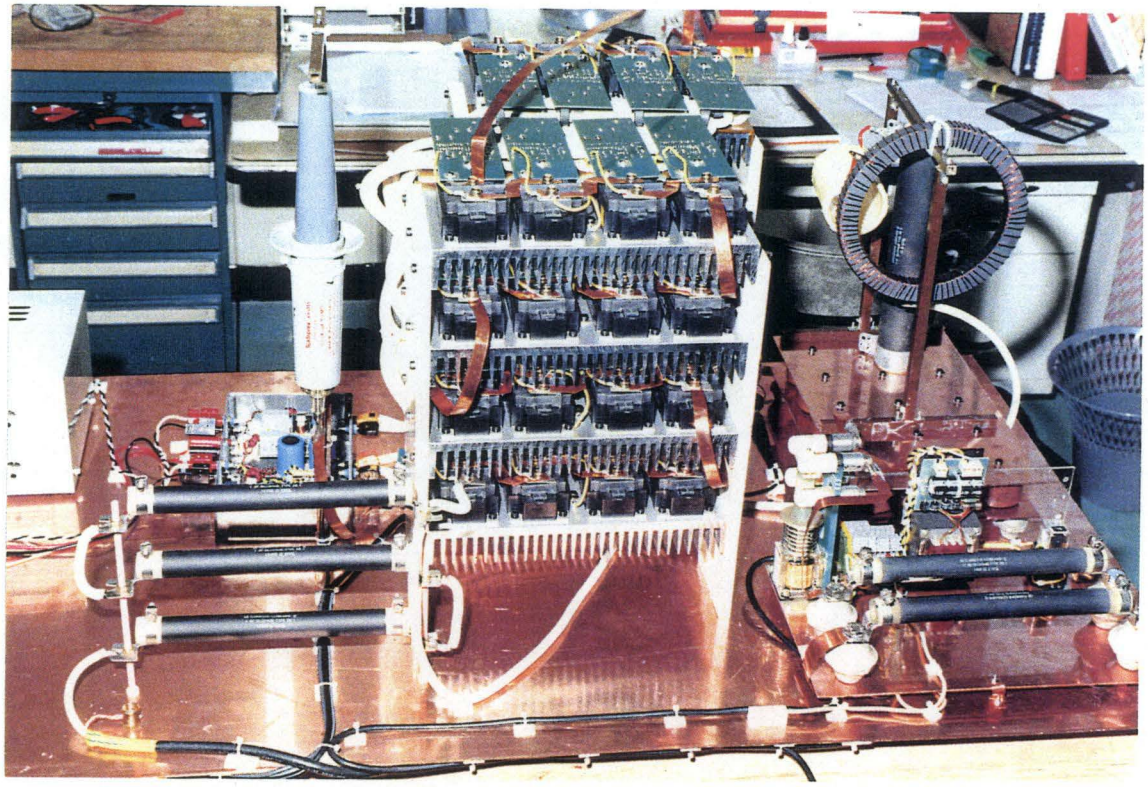
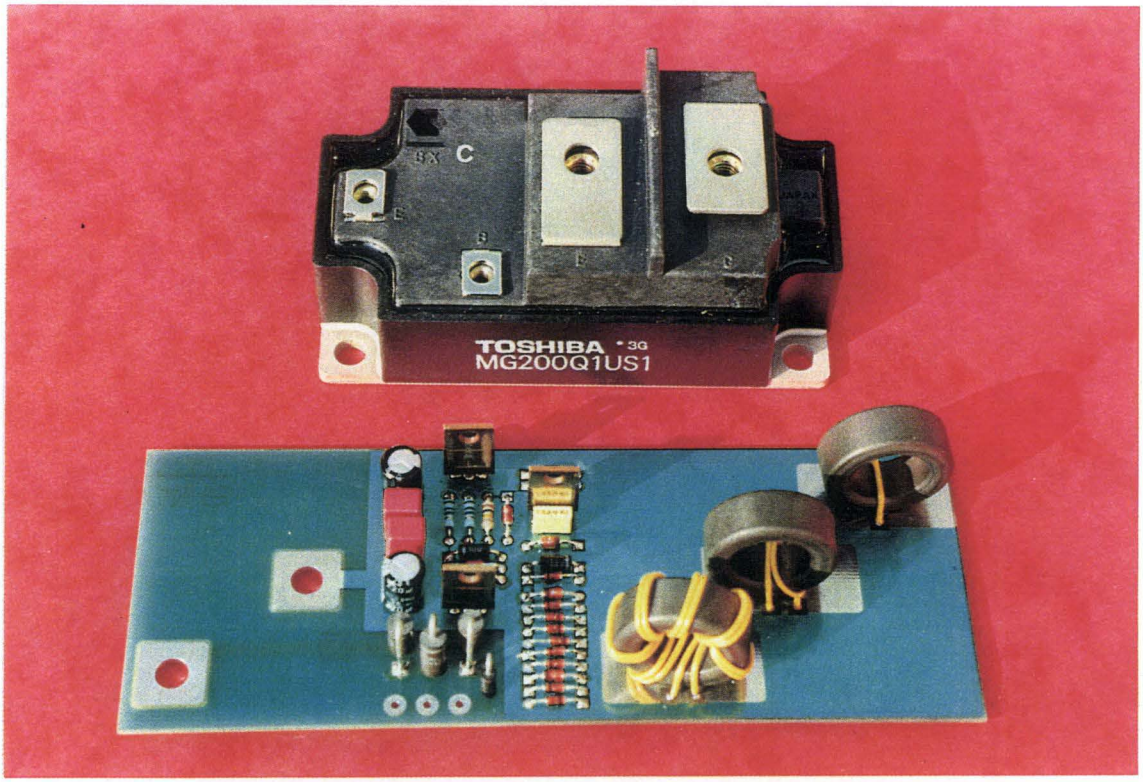


figure 7 : Schéma électrique de commande pour composant IGBT

Le principe de commande est identique à celui utilisé pour les MOSFETS hormis qu'il n'y a pas ici de fonction AMPLIFICATION DE COURANT. Chaque étage dispose d'un triplet de transformateurs. Le premier crée des alimentations flottantes +15V et -15V. Le -15V est recommandé pour obtenir un blocage rapide des IGBTS. Le deuxième transformateur fait passer le MOSFET 1 de la fonction SET en conduction ce qui permet d'appliquer une tension de +15V sur la base de l'IGBT. Le troisième sature le MOSFET 2 du reset lequel permet d'appliquer du -15V sur la grille de l'IGBT par l'intermédiaire de « R » et « d ». Le MOSFET 3 bloque le MOSFET 2 lors de l'activation de la fonction set. Ceci permet de palier à l'éventualité où 2 passerait en conduction sur un parasite.

COMMUTATEUR 30kV/1kA A IGBTS





2. CHOIX DU DISPOSITIF DE PROTECTION

Nous avons opté, puisque les courants commutés sont importants, de l'ordre de 1000 ampères, pour un écrêtage à 1050 Volts (« **Vz** ») avec contre-réaction sur l'électrode de commande (Chapitre 4 - § I.2. Voir aussi la référence bibliographique [1] du chapitre 5). Celui-ci est réalisé par mise en série de trois diodes transils 350V (1.5 KE 350P).

Le dimensionnement de la résistance « **R** » (figure 7) est un compromis entre deux critères. En effet, celle-ci doit être suffisamment grande pour limiter les pertes dans le dispositif d'écrêtage et suffisamment petite pour ne pas ralentir l'ouverture des IGBTS.

La tension maximale appliquée à la résistance est égale à 2.V= 30 volts. Les pertes dans la résistance « **R** » et dans chacune des trois transils sont :

$$P_R = R \times \left(\frac{2V}{R}\right)^2 \times \Delta T \times f \text{ (a) et } P_T = \frac{V_z}{3} \times \frac{2V}{R} \times \Delta T \times f \text{ (b).}$$

« **ΔT** » désigne la durée de l'écrêtage et « **f** » la fréquence.

On choisit de limiter la puissance à 2 W par transil, alors :

(b) $\Rightarrow$ $R > 5{,}25.10^{-3}.\Delta T.f\ (\Omega)$

(a) $\Rightarrow$ $P_R < 0{,}17$ Watt

ΔT et f sont respectivement exprimés en ns et en kHz.

Le temps d'ouverture des IGBTS peut être estimé par la constante de temps :

$\tau = 10$ R Cres*

Ce temps est nécessaire pour obtenir une charge correcte de Cres qui désigne la capacité parasite à charger de l'IGBT lors de la phase dynamique, celle-ci est inférieure à 1nF à partir d'une dizaine de volts pour les MG200Q1US1 TOSHIBA testés.

On a alors $\tau = 10$ R. τ s'exprime en ns.

EN RESUME :

Le choix de la résistance, pour un écrêtage d'une durée égale à ΔT résulte du compromis :

$$5{,}25.10^{-3}\ \Delta T\ f < R(\Omega)$$

$$\tau = 10\ R$$

ΔT et τ s'expriment en nanosecondes et f en kilohertz.

Application numérique :

Pour un montage fonctionnant à 20 kHz, avec une durée d'écrêtage de 500 ns, on choisit R égale à 56Ω. τ est alors de l'ordre de 560 ns.

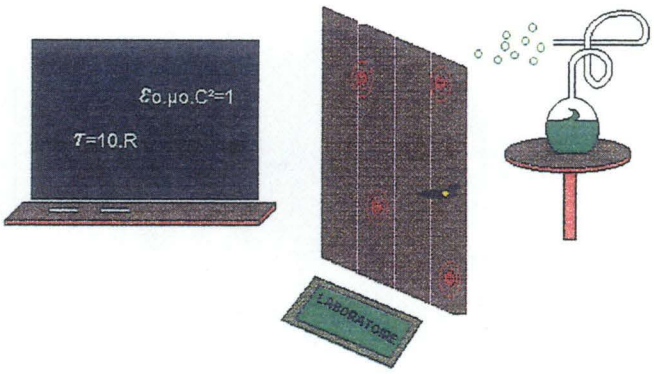
CONCLUSION

Les tests des commutateurs sont présentés au chapitre suivant.

Les unités modulaires à MOSFETS ont été testées individuellement et en série jusqu'à 15 kV.
Un macro-interrupteur à MOSFETS a été testé à 20 kHz en commutation dure en impulsions courtes (2µs) sous 15 kV et 2A.
Un autre commutateur à IGBTS a été réalisé mais n'a pu être testé à fréquence de récurrence élevée faute d'une alimentation continue suffisamment puissante. Son test a été effectué en décharge de condensateur à quelques Hz sous 30 kV et 1 kA.

CHAPITRE 6 :

de la théorie à l'expérimentation



INTRODUCTION

Ce chapitre expose les résultats obtenus avec les commutateurs haute tension décrits au chapitre précédent. Avant de les présenter, il est chronologiquement indispensable de faire une synthèse des méthodes de mesure employées afin de s'assurer d'une représentation la plus fidèle possible des commutations. Un autre point essentiel au préambule des essais est la maîtrise a priori des éventuelles décharges partielles auxquelles pourront être soumises les cellules de commutation. Enfin, la mise en série étant toujours mise en oeuvre en haute tension, une troisième partie concerne l'adaptation des éléments environnant les commutateurs (diodes, condensateurs, inductances) aux contraintes imposées par les fortes tensions.

I. SYNTHESE SUR LES METHODES DE MESURE

L'utilisation d'un plan de masse permet d'avoir à son niveau des champs électriques et magnétiques tels que Ex=Ey=0 et Bz=0 (z étant une direction orthogonale à ce plan). Il constitue le chemin préférentiel des différents courants parasites générés ; ces derniers ne peuvent alors perturber les circuits de commande. Les quelques schémas suivants listent les avantages essentiels que l'on peut en retirer.

Le principal problème de la compatibilité électro-magnétique est la circulation des courants de mode commun sur les câbles. L'utilisation de cartes sur un plan de masse auquel elles ne sont pas raccordées (figure 1) ne sert à rien car des courants capacitifs les perturberaient.

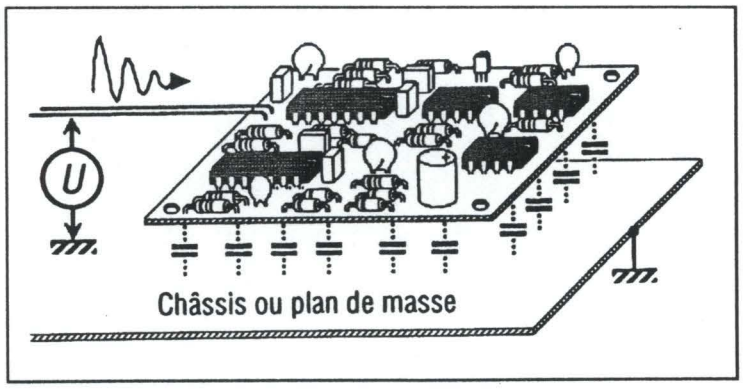


figure 1 : perturbation par couplage capacitif carte à chassis

De plus, dans une telle configuration, le 0V de la carte est flottant par rapport au potentiel du plan de masse. La d.d.p. entre eux peut alors agir sur les points sensibles des circuits de commande [1].

Afin d'éviter une perturbation par couplage capacitif carte à chassis, on utilise un écran électrostatique ; ce dernier est encore appelé écran fond de poste (figure 2). Son point de raccordement est le point d'entrée du conducteur « sale ». Bien entendu, si la fonction réalisée par la carte est reliée à l'extérieur par plusieurs câbles, tous les points d'entrée doivent être aussi proches que possible afin de limiter la circulation de courants perturbateurs à travers la carte [1].

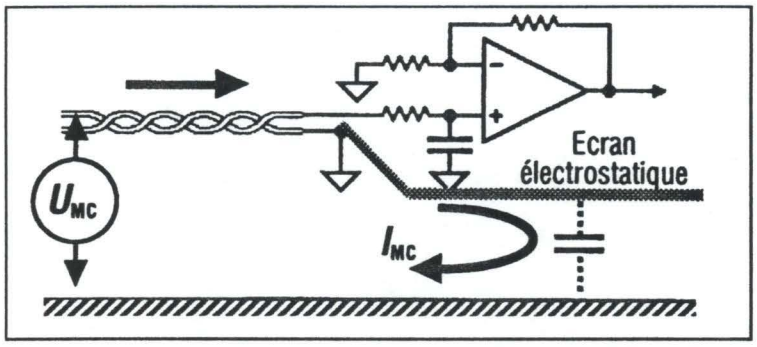


figure 2 : raccordement d'un écran

Dans les deux figures précédentes, la boucle des deux fils d'entrée doit être minime. Un bon résultat est atteint en les torsadant ; le champ $\vec{B}$ change ainsi de sens à chaque tour ce qui permet aux courants parasites de se compenser. Une inductance de mode commun peut également les faire chuter de plusieurs ordres de grandeur.

Un autre phénomène perturbateur pouvant être atténué par un plan de masse est la diaphonie capacitive de mode commun (figure 3). Dans ce cas, un champ électrique est engendré par une d.d.p. présente entre un câble et la masse. Il s'ensuit alors l'apparition d'un courant parasite sur un câble parallèle. L'utilisation d'un plan de masse permet de réduire considérablement ce champ, puisqu'au niveau du plan de masse Ex=Ey=0. Le courant Iv (figure 3) est alors fortement diminué [1].

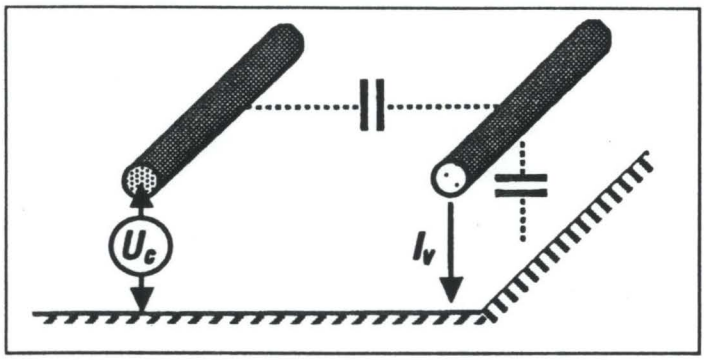


figure 3 : diaphonie capacitive de mode commun

Un autre critère à satisfaire est la minimisation des boucles de masse afin de réduire le courant généré par la présence d'un champ magnétique (figure 4) [1].

Une bonne immunité contre le champ électrique est obtenue en rapprochant le plus possible les câbles de transmissions des signaux du plan de masse (figure 5). En effet, ce dernier induit un effet réducteur directement proportionnel à la distance qui le sépare des câbles [1].

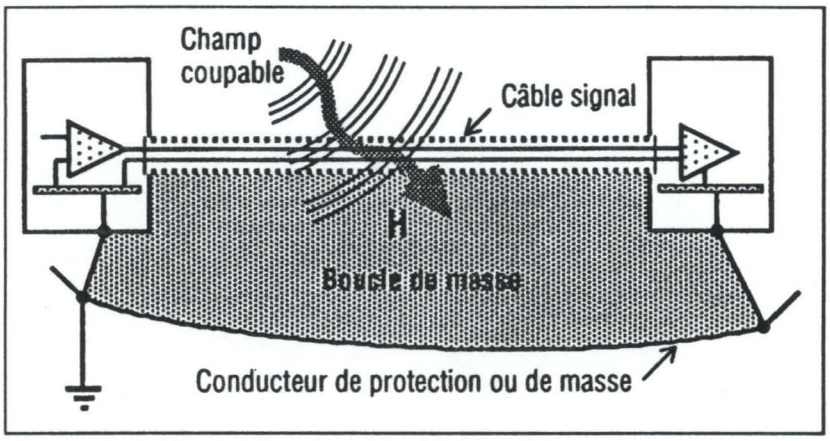


figure 4 : couplage champ à boucle

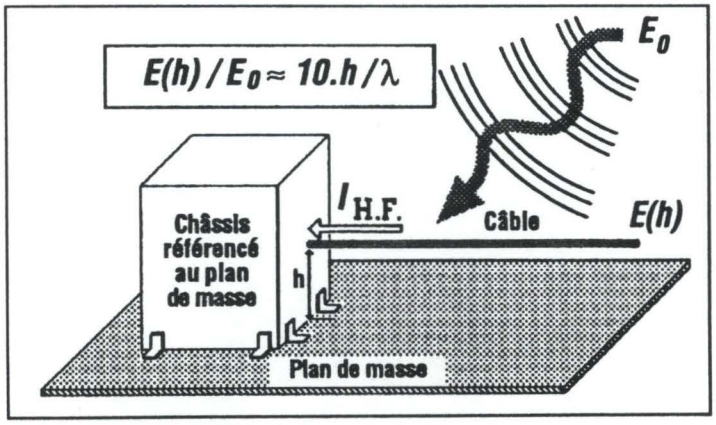


figure 5 : effet réducteur d'un plan de masse

I.1. MESURE DE COURANT

Dès quelques kilovolts, les dV/dt sont rapidement importants. Les courants mesurés sont alors faussés et différents de la réalité du fait des capacités parasites des capteurs de courant. Afin d'annihiler l'effet des courants parasites et donc de mesurer le courant réel, un écran référencé à la masse doit être interposé entre le conducteur sur lequel s 'effectue la mesure et le capteur de courant (figure 6).

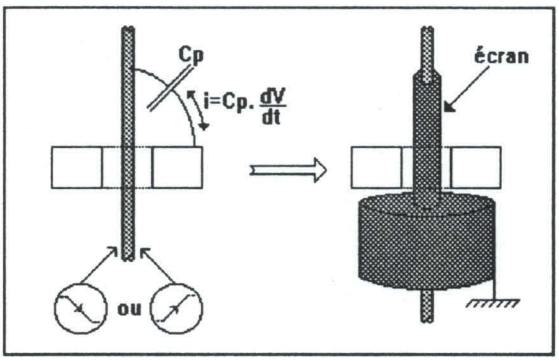


figure 6 : écran contre les capacités parasites des sondes

On peut également s'affranchir des capacités parasites en intercalant entre le fil mesuré F et le capteur de courant un tore dont F constitue l'enroulement primaire et muni de N enroulements secondaires (figure 7). C'est sur ces derniers que s'effectue alors la mesure.

Les tores sont dimensionnés pour que le flux $\Delta\Phi=ET=\Delta BNS$ qui les traverse soit inférieur à la limite à partir de laquelle il y a saturation du matériau magnétique.

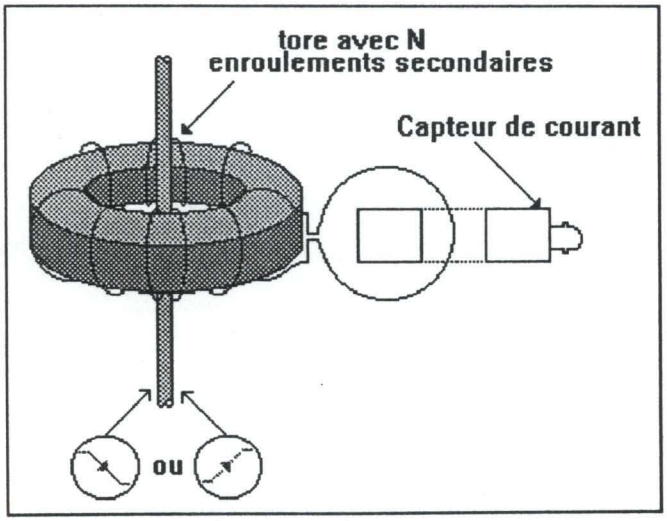


figure 7 : utilisation d'un tore intermédiaire avec N enroulements secondaires

La valeur des courants induits par la capacité parasite des capteurs de courant peut être connue en réalisant l'essai représenté à la figure 8 : le capteur est placé sur un fil soudé à une de ses extrémités au conducteur dont on veut connaître le courant le traversant. Le conducteur et le fil soudé sont soumis au même dV/dt ; par contre, ce dernier n'est traversé par aucun courant. Le capteur de courant ne mesure alors que le courant induit par sa capacité parasite en réaction avec le dV/dt.

Le courant réel est obtenu en soustrayant le courant parasite du fil au courant mesuré dans le conducteur.

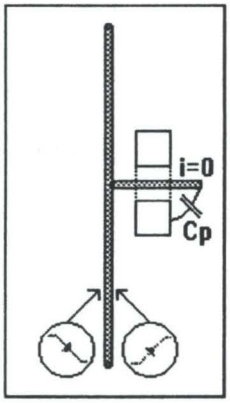


figure 8 : mesure du courant induit par la capacité parasite du capteur mesure de la capacité parasite du capteur

I.2. MESURE DE TENSION

Le dispositif de mesure (oscilloscope et sonde de tension) ainsi que le circuit étudié doivent être placés sur le plan de masse comme indiqué figure 9.

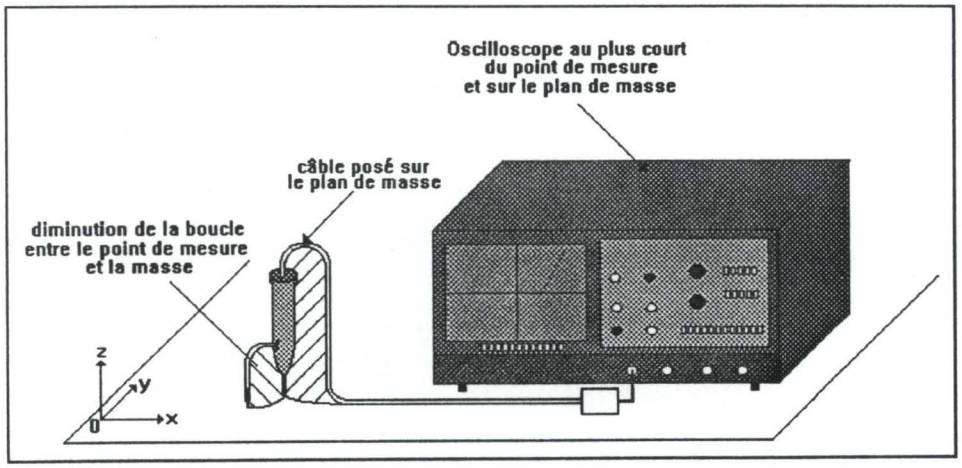


figure 9 : Dispositif de mesure

Les boucles signalées en grisé sur le schéma de la figure 9 doivent être minimisées afin de limiter les courants parasites induits par le champ magnétique $\vec{B}$. La mesure la plus fidèle est effectuée en disposant la masse et la pointe de la sonde de tension au plus court sur les points à mesurer (figure 10).

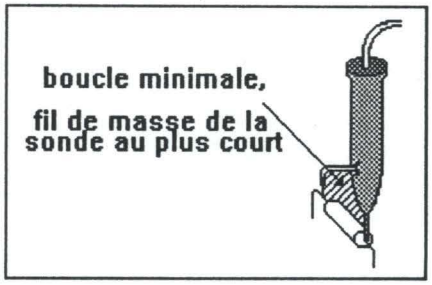


figure 10 : optimisation de la mesure

N.B. On peut s'assurer qu'un circuit est soumis à des perturbations d'origine magnétique en reliant les deux extrémités de la sonde (figure 11).

figure 11 : Vérification de la présence d'un champ magnétique

I.3. APPLICATION AUX MESURES HAUTE TENSION

Les quelques règles énoncées dans les paragraphes précédents sont l'antidote inévitable de tous les problèmes que l'on peut rencontrer. Elles sont appliquées, à titre d'exemple et de manière non exhaustive, à la mesure des tensions et des courants de transistors MOSFETS en série. La photographie page 129 montre le câblage d'une mise en série de MOSFETS en commutation dure en cellule hacheur sous 15kV / 2A et 20kHz pour des largeurs d'impulsion de 2 microsecondes. Le commutateur est réalisé par assemblage série de 4 modules unitaires 4.4 kV.

- Le découplage haute tension est réalisé au plus court afin de minimiser la longueur des câbles et de limiter l'ondulation de la haute tension continue lors des commutations.

  La source de courant est réalisée classiquement par mise en série d'une résistance et d'une inductance. Cette dernière est réalisée par mise en série d'éléments ETD 49 ayant chacun un très faible nombre de couches. Sa capacité parasite totale est alors très faible. La résistance est un élément fortement capacitif. Pour cette raison, c'est l'inductance et non celle-ci qui doit être portée au potentiel commuté (figure 12) afin de limiter les courants de décharge des capacités parasites lors des commutations.

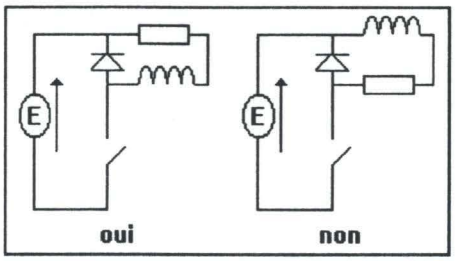


figure 12 : câblage de la source de courant

Enfin, la maille source de courant - diode de roue libre est la plus petite possible.

- Pour les mesures délicates de courant, la sonde peut être placée de l'autre côté du plan de masse car les champs y sont nuls (figure 13). Le capteur mesure alors le courant réel car ses capacités parasites par rapport aux points soumis à de forts dV/dt sont infimes. D'une manière générale, pour ne pas fausser la mesure à cause de la capacité parasite du capteur, ce dernier doit être placé au point froid (côté masse) du montage plutôt qu'au point chaud (potentiel flottant).

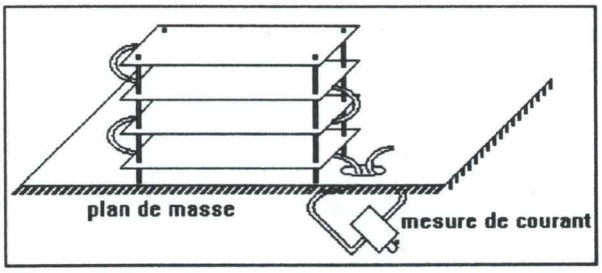
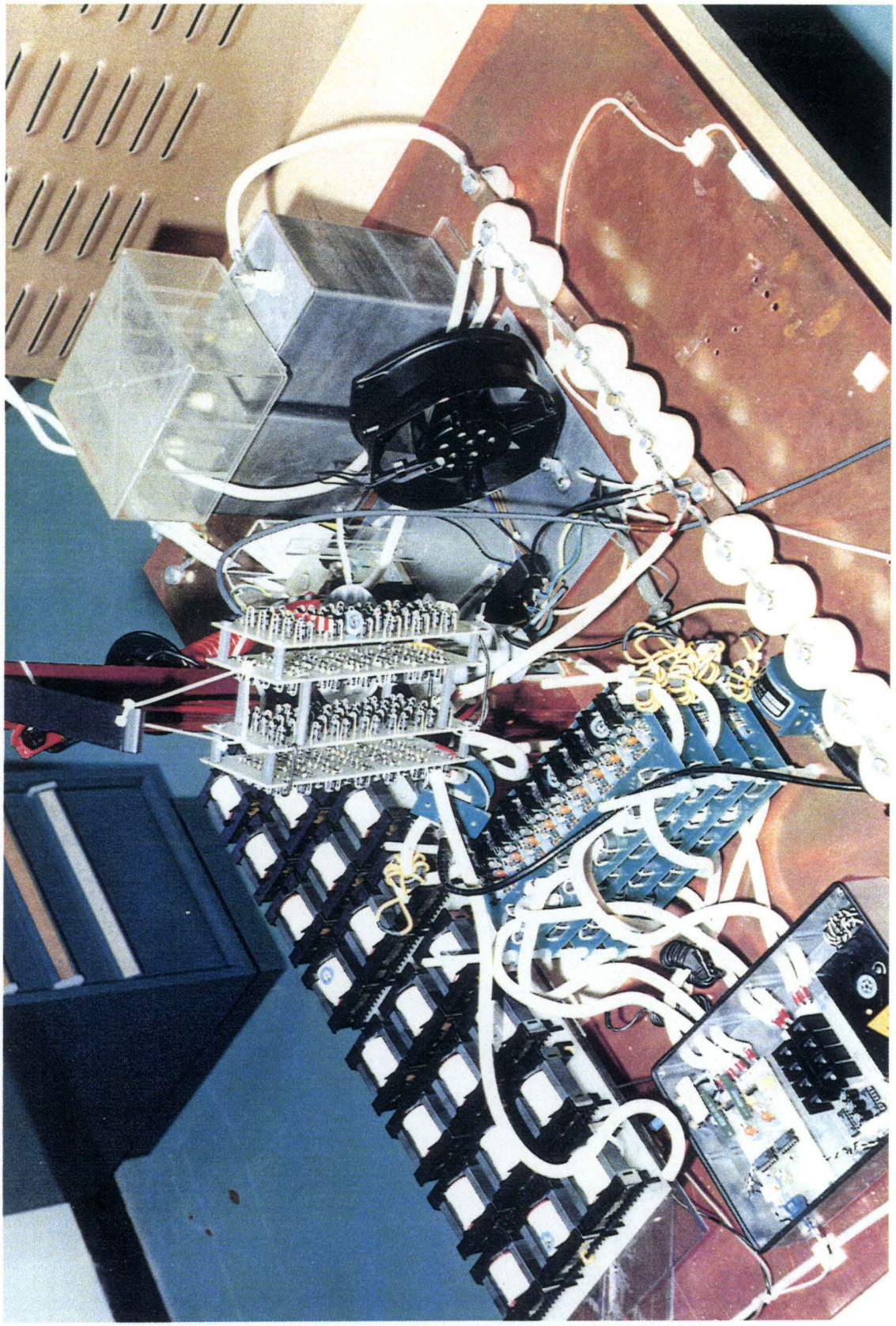


figure 13 : utilisation du plan de masse comme écran

- Les longueurs de câble sont optimisées. En particulier, la diode de roue-libre est située très près du commutateur afin de diminuer la capacité parasite du câble de liaison.

MISE EN SERIE DE MOSFETS EN COMMUTATION DURE



Le point le plus délicat concernant la mesure en haute tension est d'obtenir avec précision les tensions individuelles d'éléments série. Plusieurs montages peuvent être employés.

- Le premier utilise des émetteurs optiques en série avec les résistances du réseau d'équilibrage statique (figure 14) et des récepteurs optiques qui transmettent l'image de la tension.

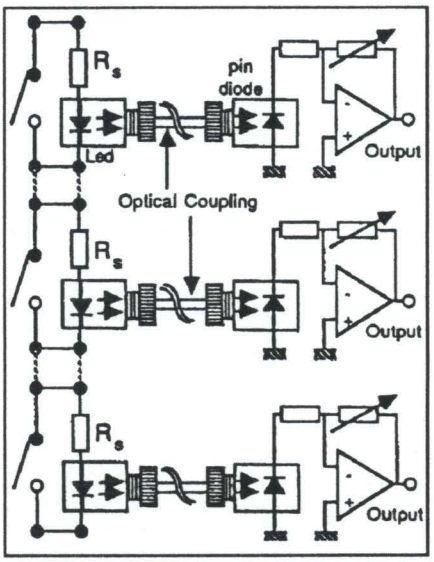


figure 14 : mesure de la tension par fibre optique (réf. [2] du chapitre 3)

- Une deuxième méthode permet d'obtenir directement la mesure différentielle du courant et donc la différence de tension entre deux étages consécutifs si Rs est connue (figure 15).

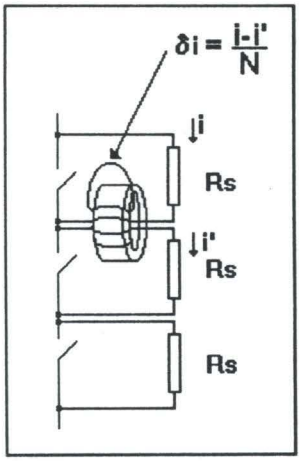


figure 15 : mesure de la tension par transformateur d'impulsion

- Une mesure directe par différence peut être envisagée dans le cas où les bandes passantes des oscilloscopes et des capteurs de mesure sont suffisantes.

II. SYNTHESE SUR LES DECHARGES PARTIELLES

Il apparaît d'après la figure 16 que la tenue en tension entre les deux conducteurs est étroitement liée à l'épaisseur et au pouvoir d'isolement des isolants 1 et 2.

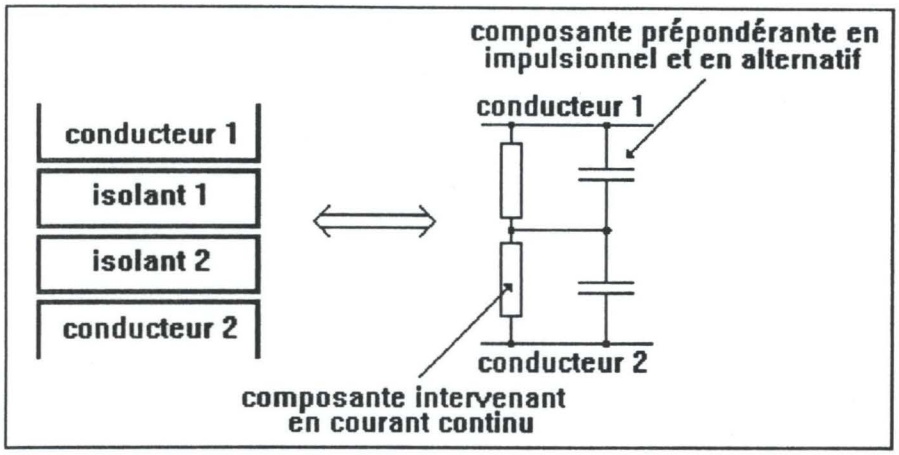


figure 16 : équivalent électrique

Le tableau ci-dessous donne à titre indicatif les champs maximum admissibles dans les matériaux les plus couramment utilisés en isolement galvanique.

MATERIAU	CHAMP MAXIMUM
PLASTIQUES	10 kV/mm
SILICONE	10 kV/mm
HUILE	10 kV/mm
AIR	3 kV/mm

Afin de garder une bonne marge de sécurité, on utilise couramment 1kV/mm pour l'air, 3kV/mm pour l'huile et le Fréon. S'il y a séchage de l'huile, on retient pour valeur maximale 7kV/mm.

Pour la tenue des hautes tensions, on utilise jusqu'à 30 kV des résines epoxy dans la mesure où la thermique le permet, et, au-delà, l'huile est retenue en prenant soin qu'elle remplisse bien tous les interstices afin d'éliminer l'air.

ATTENTION AUX CLAQUAGES LOCAUX...

Le calcul qui suit sensibilisera le lecteur à l'importance de la géométrie relative des conducteurs. Prenons de l'air pour isolant 1 ($\varepsilon_{r1}=1$) et du plastique pour isolant 2 ($\varepsilon_{r2}=4$) d'épaisseurs respectives 1mm et 4mm. Les capacités équivalentes de ces deux matériaux sont:

$C_{air} = \varepsilon_0\, \varepsilon_{r1}\, S/L_1$ et $C_{plas} = \varepsilon_0\, \varepsilon_{r2}\, S/L_2 = \varepsilon_0\, (4\varepsilon_{r1})S/(4L_1) = C_{air}$.

Indépendamment, les deux isolants tiennent 3kV et 40kV ; mais l'assemblage des deux ne tient plus que 3kV+3kV=6kV puisque $C_{air}=C_{plas}$. On dit que l'isolant repousse le champ dans l'air. A partir de 6kV, il y a des claquages locaux qui détruisent l'isolant par bombardement. Ce phénomène peut être évité de plusieurs façons :

- en travaillant dans l'air (sans autre isolant).
- en travaillant avec du Téflon $\varepsilon_{r(Téflon)} \approx \varepsilon_{r(air)}$.
- en travaillant en milieu liquide, sans bulle d'air.

ATTENTION AUX LIGNES DE FUITE...

On adopte pour l'air E_{max}=1kV/mm. Les isolants dans l'air présentent des lignes de fuite caractérisées par un champ de l'ordre de 500V/mm.

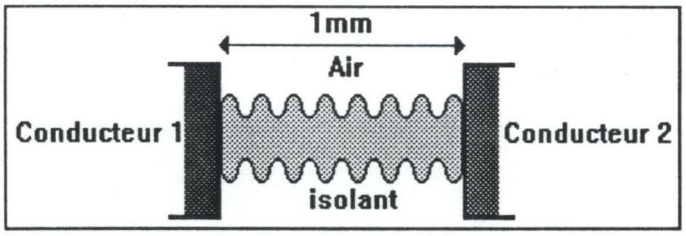


figure 17 : ligne de fuite d'un isolant ans l'air

Pour deux conducteurs séparés de 1mm dans l'air, le champ maximum admissible est de 1kV. L'isolant intermédiaire doit avoir une forme particulière de façon à allonger sa longueur effective et donc sa ligne de fuite ; celle-ci doit être de 2 mm puisque E_{max}(air)=2E(ligne de fuite).

ATTENTION AU RENFORCEMENT LOCAL DU CHAMP...

Il y a toujours renforcement du champ dès qu'il y a des formes « pointues ». Les quelques schémas ci-dessous décrivent les configurations à éviter.

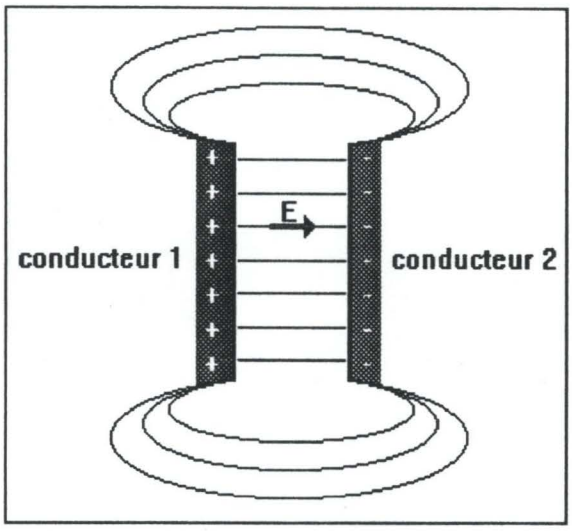


figure 18 : effet de bord

Il y a aux bords des conducteurs un renforcement du champ électrique avec risque de décharge locale. Il faut éviter en pratique les extrémités trop nettes et privilégier les formes arrondies.

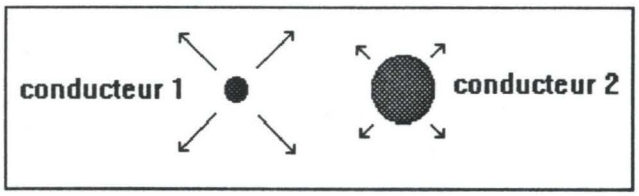


figure 19 : Cas des très fins conducteurs

Un très fin conducteur en vis à vis avec un plus gros est soumis à un champ électrique très intense. Il peut y avoir un grésillement et production d'ozone ($O_2 \rightarrow O_3$)

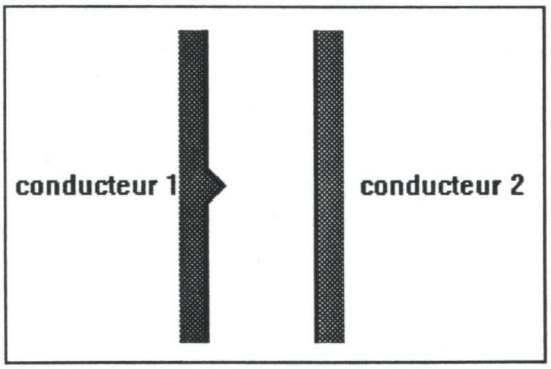


figure 20 : effet de pointe

Il y a renforcement du champ au niveau des pointes avec risque d'arc électrique entre les deux conducteurs.

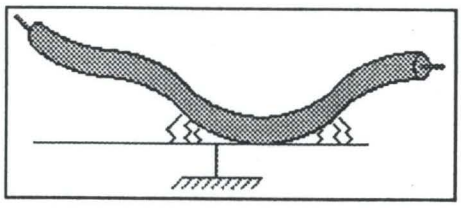


figure 21 : effet Corona

L'effet Corona se caractérise par un renforcement du champ aux points de contacts. Celui-ci peut être maîtrisé par l'utilisation d'un câble coaxial.

ATTENTION A LA TERMINAISON DES CABLES...

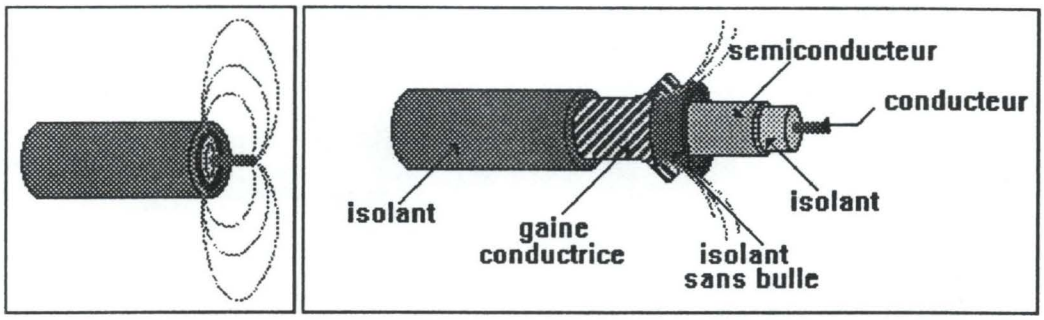


figure 22 : Préparation de l'extrémité d'un câble coaxial haute tension

Le schéma de gauche est à proscrire car une coupure droite des différentes couches induit un fort champ en surface. La configuration de droite est parfaite. Les deux conducteurs sont éloignés et un isolant sans bulle a été ajouté entre la tresse métallique et le semi-conducteur afin d'allonger les lignes de champ.

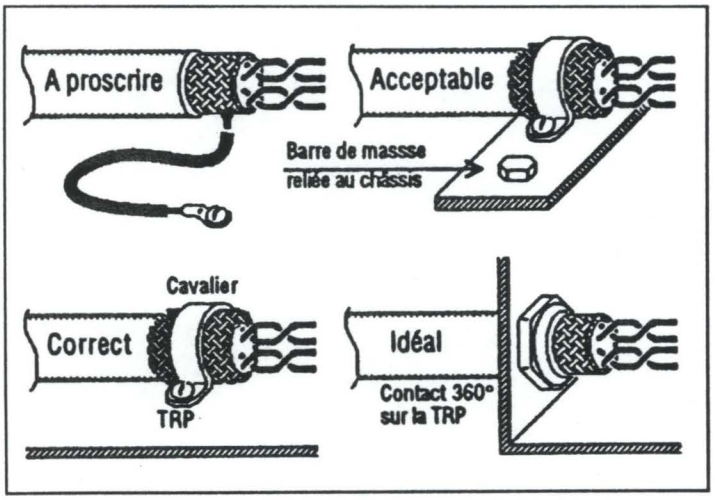


figure 23 : Le raccordement d'un écran est critique en H.F. ! [1]

Le meilleur résultat est obtenu avec une reprise de masse à 180° car l'impédance de contact avec le plan de masse est très faible.

III. ENVIRONNEMENT DES COMMUTATEURS

Nous considérons dans ce paragraphe les cellules de commutation des mises en série de MOSFETS et d'IGBTS. Les premiers sont utilisés en structure hacheur sous 15kV/2A/20kHz avec des temps de conduction de 2µs. Les seconds servent de fonction décharge de condensateur ; cette dernière se fait sous 30kV, et sous un courant de 1000A (figure 24).

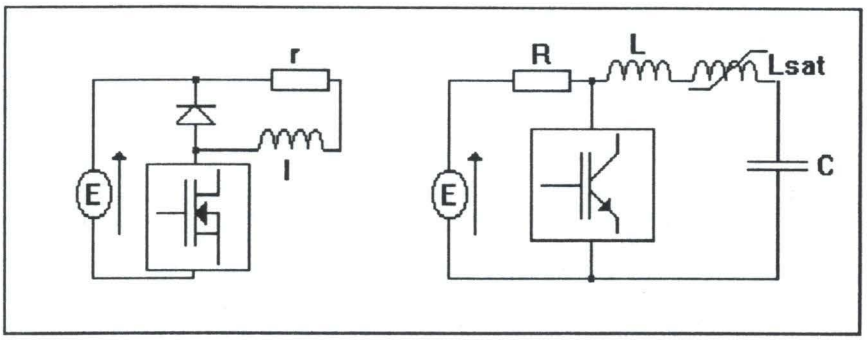


figure 24 :

Mise en série de MOSFETS en structure hacheur

Mise en série d'IGBTS utilisés comme interrupteur de décharge de condensateur

La cellule hacheur nécessite une inductance haute tension (15kV), faible courant (2A), la moins capacitive possible pour des raisons expliquées au § I.3. Une fonction diode 15kV/2A est également nécessaire.

Le second montage permet d'utiliser les IGBTS sous 30kV/1000A. Le courant est de toute évidence sinusoïdal et on fixe la durée de la demi-arche à 2µs. On a alors C=22nF et la valeur de l'inductance $L+L_{sat}$ à l'état saturé doit être de 20µH.

Une étude réalisée sur le comportement des IGBTS pour des impulsions courtes de fort courant (figure 25) [2] montre que la modulation de la partie vitale n'est pas immédiate. En effet, si l'impulsion de courant est appliquée immédiatement après que la tension ait chuté, une surtension importante apparaît sur l'IGBT entraînant alors de fortes pertes de

commutation. Il est important de noter que la surtension est moins importante pour les IGBTS de la seconde génération que pour leurs précurseurs.

Il est conseillé d'attendre quelques centaines de nanosecondes avant de faire passer l'impulsion de courant. L'utilisation d'une inductance saturable d'aide à la commutation en série avec l'inductance L est ainsi fortement recommandée car elle permet de retarder l'établissement du courant.

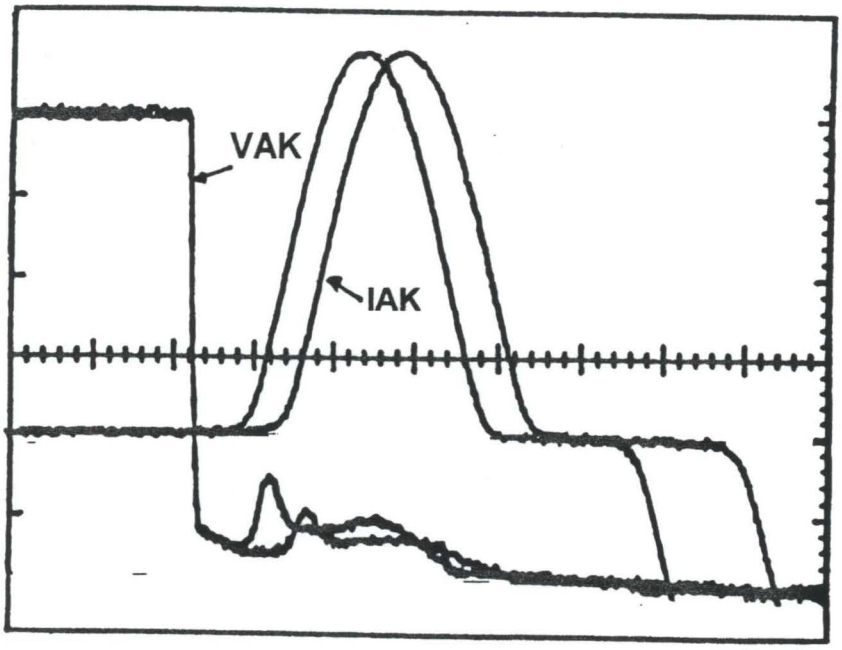


figure 25 : retard de la modulation de la partie vitale d'un IGBT
VAK : 100V/div - IAK : 250 A/div - t : 500 ns/div

III.1. CONDENSATEURS HAUTE TENSION

Les **condensateurs céramiques** sont particulièrement recommandés pour le découplage H.F. en haute tension.

Des réalisations spéciales (compensation en température, très hautes fréquences, tensions de service élevées...) peuvent être effectuées soit en modifiant la composition chimique du diélectrique (addition de divers éléments au titanate de baryum ou à l'oxyde de titane), soit en intervenant à divers stades des opérations du processus de fabrication (mise en forme de la céramique, métallisation des terminaisons, soudure des connexions) [3].

Par exemple, les condensateurs TDK 1.7nF/50kV sont capables de stocker 28J.dm^{-3}. Les condensateurs céramiques basse tension sont très difficiles à réaliser. A titre d'exemple les AVX (X7R) 10µF/63V sont capables de stocker 19J.dm^{-3}.

Les **condensateurs films** sont utilisés pour le filtrage d'alimentation haute tension, le découplage et le stockage d'énergie jusqu'à quelques dizaines de kilovolts. Ils sont constitués par deux feuilles d'étain ou d'aluminium dont l'épaisseur est déterminée en fonction du courant traversant. Le diélectrique comporte, suivant la tension d'utilisation, une ou plusieurs couches de papier ou matière synthétique. Les imprégnants liquides tels que les huiles, par exemple, sont destinés à éviter l'ionisation ou à favoriser l'évacuation des calories dues aux pertes. Leurs propriétés électriques étant excellentes, ils sont particulièrement recommandés pour la tenue en tension, les courants traversants et la tenue en fréquence [3].

Par exemple, les condensateurs HIPOTRONICS 2µF/10kV peuvent stocker 55J.dm^{-3}. EUROFARAD pousse son savoir faire jusqu'à 200J.dm^{-3} et possède une gamme de condensateurs haute tension jusqu'à 60kV.

Les **condensateurs films métallisés** sont utilisés en tant que condensateurs de commutation pour des tensions de quelques milliers de volts.
Ils ont des armatures constituées par une couche très fine de zinc ou d'aluminium déposée par évaporation sous vide sur le diélectrique film synthétique ou papier. L'autocicatrisation multiple est une propriété essentielle de ces condensateurs. Ils présentent également l'avantage d'un rapport capacité/volume plus élevé que celui des condensateurs films [3].

Les **condensateurs électrolitiques aluminium (chimiques)** ont un diélectrique constitué par l'oxyde métallique formé par traitement électrochimique d'une feuille d'aluminium très pure (anode). Un électrolyte liquide assure la liaison avec la cathode. Ces condensateurs sont les plus performants au niveau du rapport capacité/volume : la performance du rapport Energie/Volume est de quelques centaines de J.dm^{-3}. En revanche, leurs caractéristiques et

leur polarisation en limitent le domaine d'application, principalement au filtrage et au stockage d'énergie [3].

Par exemple, les condensateurs PHILLIPS 220µF/400V peuvent stocker 620J/dm^{-3}. Les condensateurs EUROFARAD 220µF/400V peuvent stocker 200J/dm^{-3}.

En guise de résumé :

Les condensateurs haute tension de découplage intervenant dans les alimentations haute tension des cellules hacheur et des montages à décharge de condensateur peuvent être choisis de type céramique pour les découplages H.F. et de type film pour les réservoirs d'énergie. La mise en série de condensateurs chimiques pourrait faire l'objet d'une étude intéressante.

Le tableau page suivante compare les rapports énergie/volume de différentes technologies de condensateurs.

C/V	Technologie	Fabricant	E	E/V
10µF/63V	Polyester Métallisé	ROEDERSTEIN (MKT1822)	0.02J	**2.7 J/dm^3**
10µF/63V	Polycarbonate Métallisé	EUROFARAD (KM311)	0.02J	**2.1 J/dm^3**
10µF/63V	Céramique	AVX (X7R)	0.02J	**19 J /dm^3**
1µF/400V	Polyester Métallisé	ROEDERSTEIN (MKT1822)	0.08J	**10.8 J/dm^3**
1.1µF/400V	Polypropylène Métallisé	EUROFARAD (PP78A)	0.09J	**8.8 J/dm^3**
1µF/1000V	Polypropylène Métallisé	EUROFARAD (RA 75)	0.5J	**17 J/dm^3**
220µF/400V	Chimique	PHILIPS	17.6J	**620 J/dm^3**
220µF/400V	Chimique	EUROFARAD (EP37-39)	17.6J	**220 J/dm^3**
1.7nF/50kV	Céramique	TDK	2.13J	**28 J/dm^3**
2µF/10kV	Film	HIPOTRONICS	100J	**55 J/dm^3**

III.2. INDUCTANCES HAUTE TENSION

III.2.1.INDUCTANCES

Les technologies habituelles consistent à bobiner des inductances à air avec un nombre impressionnant de couches pour à peine quelques dizaines de mH. Les extrémités de chaque couche sont alors délicates à isoler entre elles et la capacité entre couches élevée.

Par exemple, une inductance à air de 150mH, réalisée pour un fonctionnement sous 20kV possède une fréquence de résonance de 70 kHz et une capacité parasite de 20pF.

On obtient aisément de meilleurs résultats en utilisant une mise en série d'inductances peu capacitives réalisées par exemple avec des ETD 49. Le problème de l'isolement entre couches n'existe plus et la capacité parasite globale est très faible.

Nous avons utilisé pour le circuit hacheur (voir figure 24, page 135) une inductance de 110 mH réalisée par mise en série de 24 éléments ETD 49 et dimensionnée pour plus de 20kV et 2A ; celle-ci ne présente qu'une capacité parasite de l'ordre de 1.7 pF (mesure réalisée au capacimètre HP 4284A à 1Mhz). Elle est donc 10 fois moins capacitive qu'une inductance à air de valeur équivalente. Sa fréquence de résonance est de l'ordre de 225 kHz (cf. tableau ci-dessous).

f(Hz)	20	100	1k	10k	20k	100k	200k	250k	300k	400k	500k	600k	800k	1M
L(mH)	52.5	52.5	52.5	52.5	52.5	54.3	53.6							
C(pF)								0.3	0.42	1	2	2	3	3.45

III.2.2.INDUCTANCES SATURABLES

On cherche ici à réaliser une inductance $L+L_{Saturable}$ dont la valeur à l'état saturé est de 20µH et capable de supporter une tension de 30kV et un courant de 1kA.

On s'intéresse tout d'abord à l'inductance saturable $L_{Saturable}$. On note L_{sat} sa valeur à l'état saturé et L_{SAT} celle à l'état non saturé.

L'inductance, tant qu'elle n'est pas saturée, doit être capable de supporter toute la tension. On fixe le temps qu'elle met à se saturer à 200ns ce qui permet d'avoir une modulation convenable de la partie vitale des IGBTS. Pendant ces 200ns, on a $L_{SAT} >> L+L_{sat}$.

Le schéma ci-dessous indique la répartition des tensions dans la cellule de commutation.

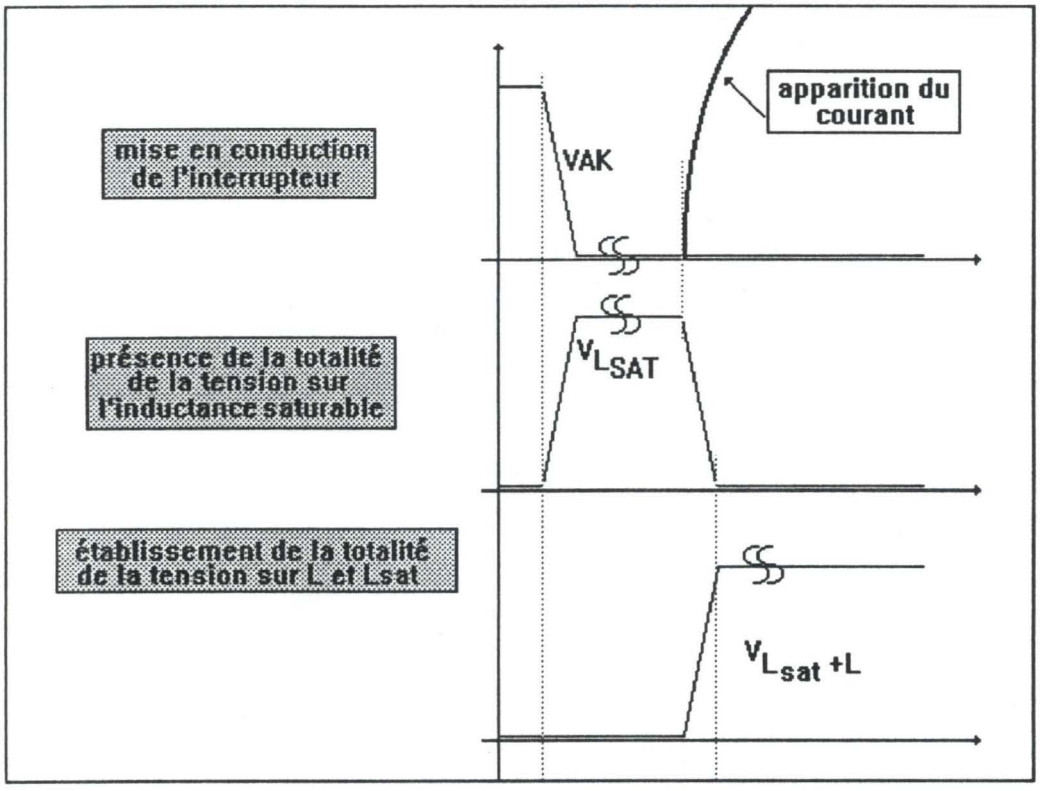


figure 26 : aide à la commutation par inductance saturable

La montée de l'arche de courant est retardée de 200 nanosecondes afin de minimiser les pertes de commutation dans les IGBTS.

L'inductance saturable est réalisée simplement à l'aide de tores ferrites (figure 27). Sa valeur est déterminée par les relations :

$$L_{SAT} = \mu_0 \times \mu_{r1} \times n \times \frac{N^2}{l} \times s$$

$$L_{sat} = \frac{1}{2} \times \mu_0 \times \mu_{r2} \times n \times \frac{N^2}{l} \times s$$

A l'état non saturé, les deux enroulements sont parfaitement couplés par le matériau magnétique, ils se comportent donc comme une unique inductance de N spires. A l'état saturé, ils sont mal couplés, ils agissent comme deux inductances en parallèle. La valeur de l'inductance est donc réduite de moitié.

Avec :

n	:	nombres d'éléments inductifs série.
N	:	nombres de spires par élément inductif.
l	:	longueur du matériau magnétique.
μr1	:	perméabilité du matériau à l'état non saturé.
μr2	:	perméabilité du matériau à l'état saturé.

Le temps de saturation est fixé par la relation :

$$E \times t = \Delta B \times N \times S$$

Nous choisissons le matériau magnétique 4A11 de Phillips Components. Ses données numériques sont :

μr1=700, μr2 =2, l=0.6 m, S=4.1 . 10^{-4} m

ΔB = 0.35 T

n = 1

L'inductance se sature au bout de 200 nanosecondes si N=42.

Pour des raisons de tenue diélectrique et d'utilisation du maximum de surface du matériau magnétique, on bobine deux enroulements en parallèle (figure 27).

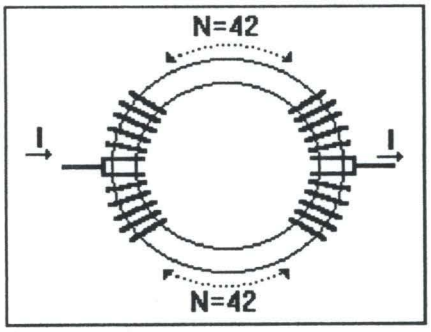


figure 27 : bobinage de l'inductance saturable

Les deux enroulements en parallèle permettent d'éloigner au maximum les fils d'entrée et de sortie ce qui permet de tenir les 30 kV et d'utiliser tout le volume magnétique du matériau.

L'inductance saturable est dimensionnée pour pouvoir fonctionner en impulsionnel à 20 kHz avec des impulsions de 2µs. Une arche de sinusoïde à 2 µs correspond à un signal d'une fréquence de 250kz. A cette valeur, l'effet de peau dans le cuivre du conducteur peut être exprimé par :

$$e = \frac{6.6}{\sqrt{f}}(cm) \text{ [4]}$$

Soit e=0.13 mm.

Les 1000 A crête représentent un courant efficace de 70 A. Pour pouvoir bobiner 2x42 spires, le conducteur doit avoir un diamètre inférieur à 5 mm. La surface disponible pour le courant, à cause de l'effet de peau, n'est alors que de πx5x0,13 soit de 2mm². La densité correspondante est 17.5 A/mm² ; elle correspond à des pertes de 10 W/m. Du fil de Litz est conseillé pour diminuer cette valeur.

L'inductance saturable réalisée a une valeur de 1 mH à l'état non saturé et de 1,5 µH à l'état saturé. En supposant µr1 constant pendant les 200 nanosecondes, L_{SAT} limite le courant dans le commutateur à la valeur 6A ($\Delta V = L_{SAT} \Delta I / \Delta T$). La commutation des IGBTS se fait donc sous un très faible courant. Les pertes de commutation seront faibles.

Le deuxième élément inductif à réaliser est une inductance de : 20 µH - Lsat = 18,5 µH. Celui-ci, utilisé en combinaison avec un condensateur de 22nF (figure 22) permet d'envoyer une arche de sinusoïde de 2µs et de 1000A dans le commutateur à IGBTS.

Les inductances de fort courant sont le plus souvent réalisées par les inductances de câblage. A raison de 1µH par mètre, il faut très vite quelques dizaines de mètres de câble. Nous conseillons plutôt d'utiliser des inductances à air.

On adopte comme approximation pour leur détermination :

$$L = \mu_0 \times \frac{N^2}{l} \times s$$

Une inductance de longueur 0.5 m faite de 60 spires de diamètre 5cm convient. Pour tenir en diélectrique, chaque spire est isolée pour 500 Volts. En pratique, on adaptera le nombre de spires nécessaire au selfmètre.

III.3. DIODES HAUTE TENSION

L'originalité de ce paragraphe est de montrer quelles sont les conditions nécessaires pour réaliser une mise en série et une mise en parallèle de diodes sans dispositif de protection particulier. Cette recherche est dictée par le besoin d'intégrer le plus simplement possible des macro-diodes (fort courant et forte tension) dans des alimentations impulsionnelles haute tension.

Le problème concernant la mise en série des diodes se situe lors de la phase dynamique de blocage. En effet, à cause des disparités sur leur temps de recouvrement, les diodes les plus rapides peuvent avoir à commuter des courants inverses très importants sous une tension voisine ou même égale à leur seuil d'avalanche.
Un critère important de sélection est le bon comportement à l'énergie d'avalanche desdits composants. La bonne tenue des diodes est primordiale pour un temps au moins égal au temps de recouvrement de la plus lente.
La valeur de 2µs rend compte avec une bonne marge de sécurité pour les diodes rapides du temps pendant lequel elles doivent avalancher sans phénomène de pénétration visible.

Une étude réalisée au laboratoire d'accueil au moyen du traceur de caractéristiques décrit à la page 114 [5] a montré que les diodes 200 Volts, sans exception, ont un bon fonctionnement en régime d'avalanche. Elles supportent des impulsions de 2µs de courant inverse plusieurs fois égaux à leur courant nominal. A titre d'exemple, les diodes BYW100-200 dont le calibre en courant est I_F=1.5A supportent, sans altération du courant de fuite sous la tension nominale a posteriori, des impulsions de 10 A pendant 2 µs.

Des résultats intéressants ont également été obtenus avec des MUR4100E (1000V). Une mise en série de 60 diodes a été réalisée sans aide à la commutation sous 15kV et 2A à 20 kHz. Le rapport cyclique utilisé est de 98% (conduction pendant 48µs pour T=50µs).

Pour des diodes en série en régime statique, sans réseau d'aide à la commutation, le comportement I(V) est linéaire dans la zone $0<V<V_{RRM}$ (figure 28).

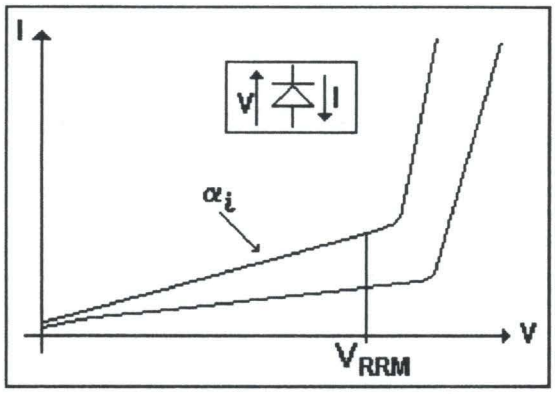


figure 28 : courant de fuite dans une diode

Le courant de fuite dans la mise en série est le même pour toutes les diodes. Des relations : $\forall i$, $I_i=I=\alpha_i.V_i$ et $V_{ext}=\Sigma V_i$, on déduit simplement la tension V_i sur la diode D_i.

$$V_i = \frac{1}{\alpha_i \times \sum_i \alpha_i} \times V_{ext}$$

La conclusion est évidente que le composant le moins fuyant (α_i minimal) est celui présentant la plus grande tension à ses bornes. C'est ce dernier qui impose le courant à la mise en série et qui dissipe le plus d'énergie, éventuellement en état d'avalanche si $V_i>V_{RRM}$. Toutefois, si le courant de fuite est faible, l'énergie dissipée est suffisamment basse pour que l'on ne s'en soucie pas.

Le deuxième aspect de l'étude concernant la réalisation de macro-diodes est de trouver la meilleure configuration de connexion de mise en parallèle.

Une très bonne répartition de courant est obtenue avec des réalisations telles que celle présentée figure 29 : il y a autant de fils d'amenée du courant que de branches en parallèle.

Pour éviter un claquage en tension entre composants de deux branches voisines dû à des différences importantes sur les courants de fuite, les potentiels des diodes d'un même étage sont reliés ensemble. Afin de ne pas dissymétriser les courants, cette liaison a une inductance L entre chaque diode en parallèle supérieure à celle des deux diodes en série du réseau principal (ℓ, pistes en gras sur la figure 29).

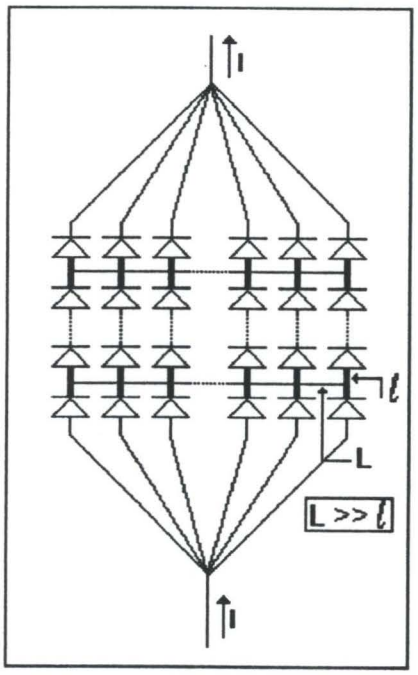


figure 29 : câblage préférentiel pour macro-diode

Le tableau suivant présente les performances obtenues avec des macro-diodes réalisées selon la figure 29 en essai monocoup.

DIODE	I_F (A)	V_{RRM} (V)	Nb. diodes série/parallèle	I impulsionnel 2µs	TENSION DE BLOCAGE (V)	trr (ns) I_{RM} (A)
MUR4100E	4	1000	3 / 25	800	1700	200 / 100
MUR 3060 PT	2x15	600	3 / 4	800	1800	150 / 100
MUR 1540	15	400	7 / 6	1000	2000	80 / 60
BYW 98 -200	3	200	10 / 10	1000	2000	60 / 50

IV. EXPERIMENTATION DES COMMUTATEURS

1. COMMUTATEUR A MOS

Les unités modulaires à MOS présentées au chapitre précédent ont été mises en série en commutation dure en structure hacheur pour des impulsions de courant de 2 ampères, d'une durée de 2 µs, à 20 kHz et sous 15000 volts.

Des essais préliminaires des unités à vérifier l'équilibrage des tensions tant en régime statique qu'en régime dynamique sont présentés en premier lieu afin de valider le principe de commande adopté au chapitre 5. Des résultats complémentaires : tenue des unités en court-circuit et des MOSFETS à l'energie d'avalanche sont également exposés.

1.1. ESSAIS PRELIMINAIRES

La figure 30 montre un oscillogramme tels que ceux traditionnellement présentés dans la plupart des publications concernant la mise en série faute d'avoir pu mesurer les tensions différentielles sur chaque composant. Il permet uniquement de visualiser les tensions sur les composants en statique si tant est que le régime statique ait eu le temps de s'établir (uniquement pour les fréquences de récurrence faible).

Nous préférerons plutôt analyser les oscillogrammes de la figure 31.

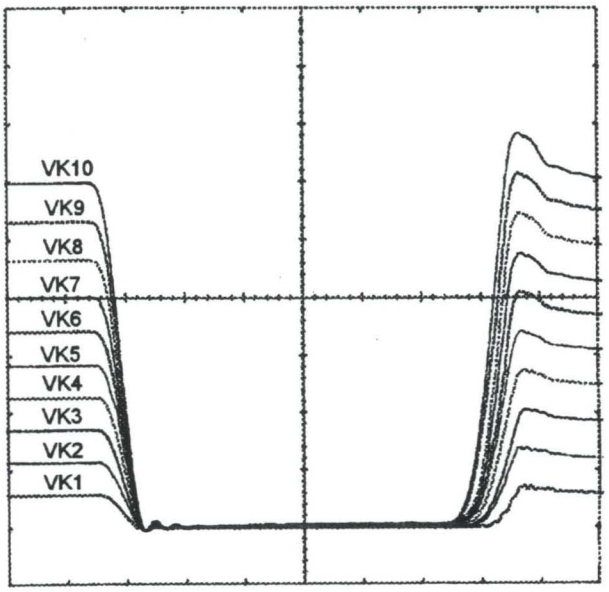


figure 30 : tensions de drain de 10 MOSFETS en série sous 3 kV

500 V/div - 200 ns/div

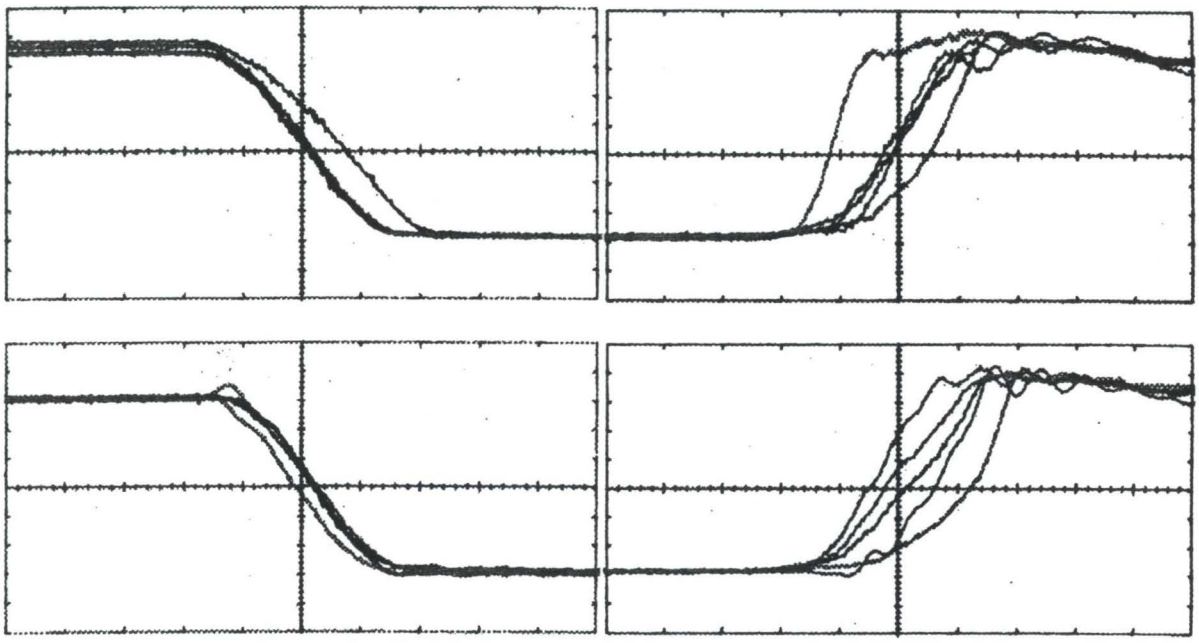


figure 31 : même essai que figure 28 - mesure différentielle des tensions

50 V/div - 50 ns/div

La mesure différentielle des tensions peut être obtenue facilement par soustraction avec certains oscilloscopes (ici : 11403 TEKTRONIX). Les deux oscillogrammes du bas présentent les phases dynamiques de fermeture et d'ouverture des 5 MOSFETS du bas et les deux autres, celles de ceux du haut.

L'équilibrage statique est réalisé par des résistances et limite la dispersion sur les déséquilibres de tension ; celle-ci est mesurable à la fermeture et vaut 7,5%.

Les résultats corroborent ce que nous présentions déjà en analysant les causes de déséquilibre des tensions au chapitre 2. A la fermeture, les retards sont négligeables car quasi uniquement dépendants du délai de la transmission des ordres de commande. Un seul étage présente un retard (13ns) susceptible d'entraîner une surtension (20 V).

A l'ouverture, les remontées des tensions paraissent très « désorganisées ». La cause principale, plus que les retards, est la différence des dV/dt. Elle est due d'une part aux dispersions des capacités parasites d'entrée des composants (chapitre 2) et d'autre part, et surtout, aux différentes capacités parasites qui doivent être chargées (chapitre 3). Le courant

est en effet moindre dans les composants du bas ; leurs tensions remontent donc plus lentement que pour ceux du haut.

Dans le cas présenté, les composants sont protégés par des transils 350 volts. Cela permet d'équilibrer les tensions malgré les différences de dV/dt et donc de mieux répartir les pertes de commutation.

Une solution autre que les transils peut être envisagée. Les nouvelles générations de MOSFETS de puissance (par exemple : HEXFET III - MOTOROLA) permettent une utilisation de ces derniers en avalanche répétitive. Ils remplissent alors la fonction d'écrêteur.

Les composants semi-conducteurs sont généralement spécifiés en avalanche pour des impulsions de l'ordre de la milliseconde. Ce temps est très supérieur à celui pendant lequel le phénomène intervient durant les phases d'équilibrage dynamique des commutations. Pour l'étudier, nous avons réalisé un traceur de caractéristiques spécifique qui permet d'effectuer des tests pour des impulsions courtes (chapitre 5 - § I.2.1.).

Les deux oscillogrammes suivants présentent les tests de tenue à l'énergie d'avalanche de diodes transils 440 V (1.5KE440P - figure 32) et de MOSFETS 500 V (IRF840 THOMSON - figure 33).

Les essais sont réalisés à une fréquence de récurrence de 1 Hz afin de ne pas être gêné par la thermique. Les courants avalanchés par les MOSFETS ou les transils sont de trente ampères. Suite à ces essais, les composants ne présentent aucune augmentation notable du courant de fuite. Un fonctionnement à haute fréquence de répétition peut donc être envisagé dans la mesure où les températures de jonction restent acceptables.

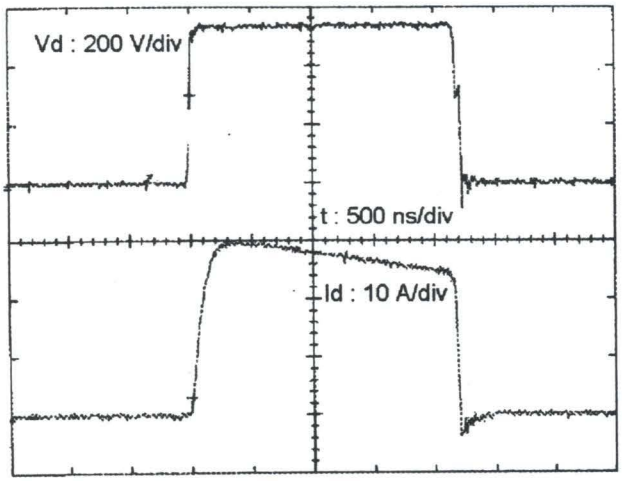


figure 32 : Ecrêtage par diode transil - impulsion de 2µs

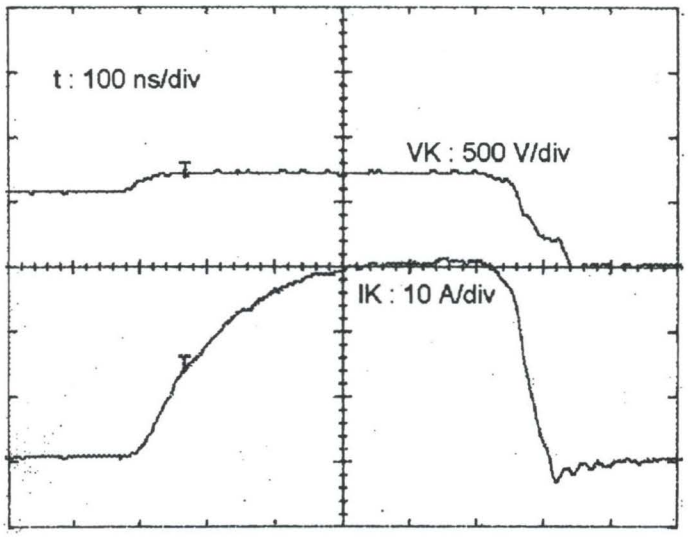


figure 33 : Avalanche des MOSFETS - impulsion de 600 ns

Les unités modulaires ont été testées en court-circuit pendant 250 ns. L'oscillogramme de la figure 34 montre les résultats obtenus. Le courant à l'ouverture se décompose en deux parties. Il est constitué :

- d'un pic de 45 A. Celui-ci est un courant capacitif correspondant à la charge de la capacité parasite du câble relié au point chaud

- d'un courant de 20 A moyens. Ce courant de court-circuit est limité de façon interne par la tension appliquée sur les grilles des MOSFETS.

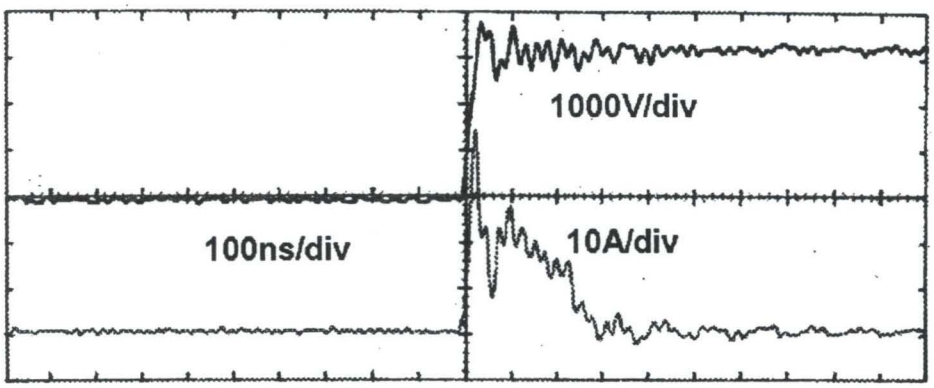


figure 34 : test d'une unité modulaire 3 kV en court-circuit

Les essais préliminaires présentés révèlent que les unités modulaires réalisées ont un comportement intrinsèque homogène en ce qui concerne le partage de la tension extérieure V_{ext}. Celui-ci peut être optimisé en statique par l'utilisation d'un réseau résistif parallèle. En dynamique, des transils suffisent pour annihiler les effets des retards de la commande ou des composants ainsi que les dispersions des dV/dt dues d'une part à la dispersion des capacités internes des composants et d'autre part à la répartition dissymétrique des capacités parasites des divers étages.

La seule hétérogénéité intervenant dans les montages série avec dispositif de protection dynamique se situe paradoxalement au niveau du partage du courant extérieur. En effet, celui-ci est différent pour tous les composants. Il est maximum pour les composants du haut au blocage et pour ceux du bas à la mise en conduction (chapitre 3). Pour les macro-interrupteurs fonctionnant en impulsions courtes, ce déséquilibre est la cause essentielle des différences sur les pertes de commutation des divers étages.

1.2. ESSAIS EN COMMUTATION DURE

Les unités modulaires ont été éprouvées en structure hacheur en commutation dure à 20 kHz, en impulsions courtes de 2 µs, sous un courant de 2 ampères. Des essais ont été effectués jusqu'à 15000 volts par mise en série de 4 unités 4.4 kV (figure 35 et photographie p.151).

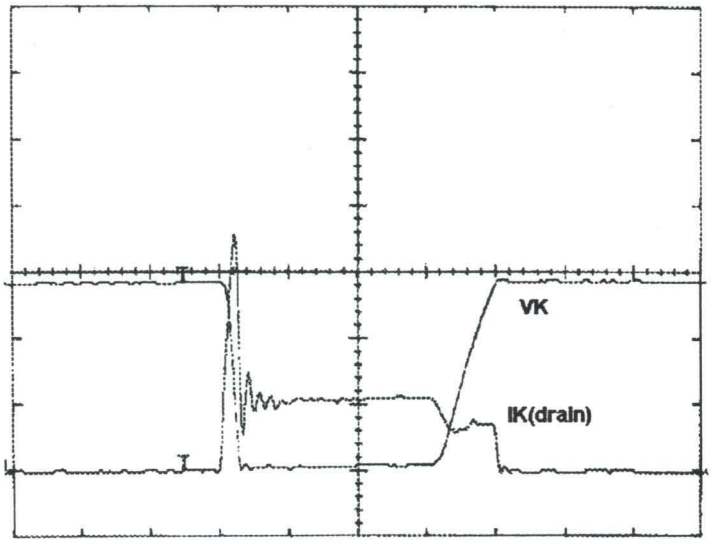
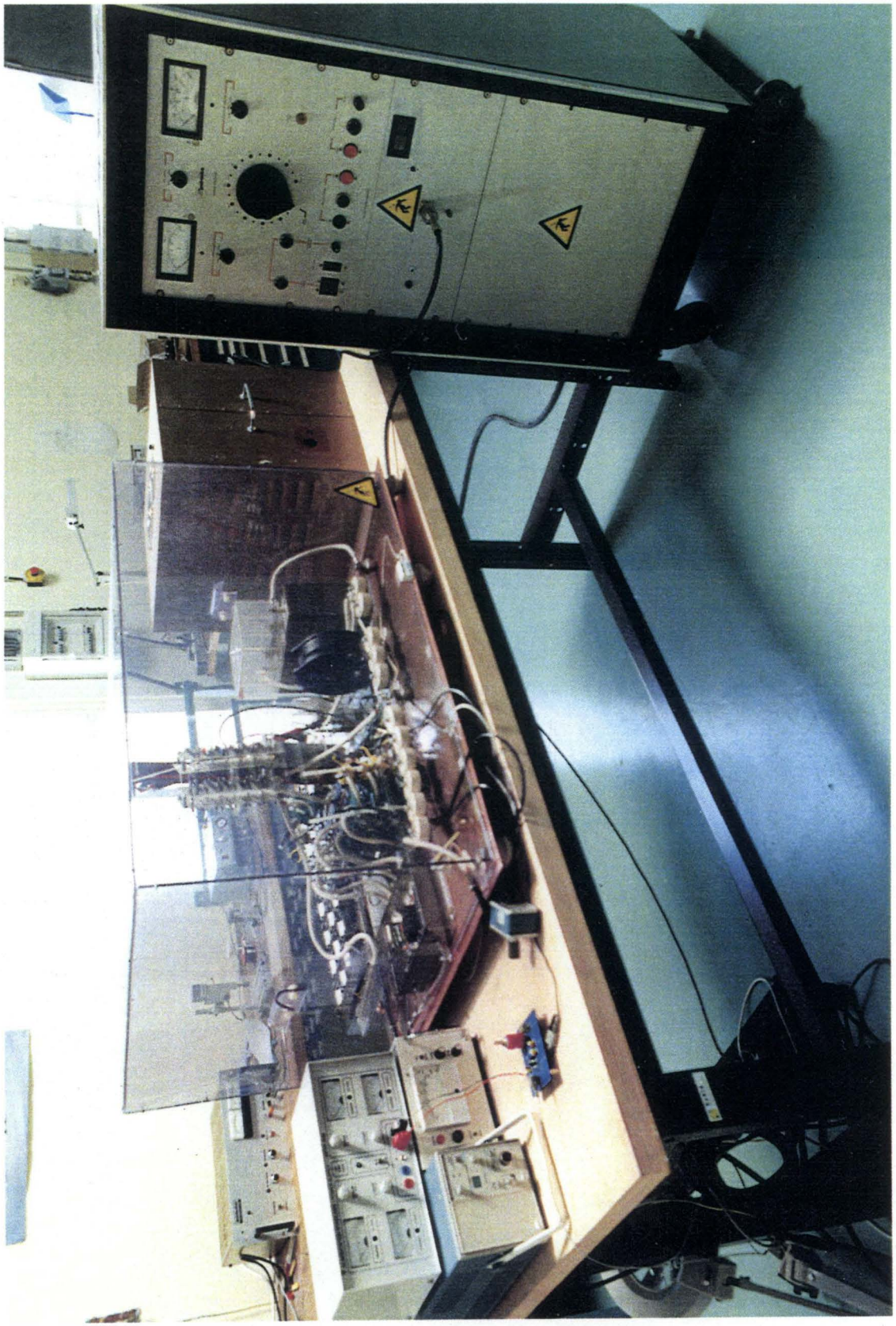


figure 35 : commutation dure - VK : 5000 V/div - IK : 2 A/div - t : 500 ns/div

COMMUTATEUR 15kV A MOSFETS EN COMMUTATION DURE



2. COMMUTATEUR A IGBT

Le commutateur à IGBT a été testé en décharge de condensateur (schéma figure 24 p.135). Il est réalisé par assemblage série de 8 unités modulaires 4 kV (voir pages 118 et 153).

L'impulsion de courant est retardée de 200 nanosecondes par l'inductance saturable dimensionnée à la page 139. Il y a ainsi aide à la commutation (figure 36). Les pertes à la fermeture sont dues d'une part à la décharge des capacités parasites du commutateur et du câble d'amenée de la tension par rapport à la terre et d'autre part au courant de fuite de l'inductance saturable.

L'ouverture se produit au zéro de courant, elle s'effectue sans pertes de commutation notable.

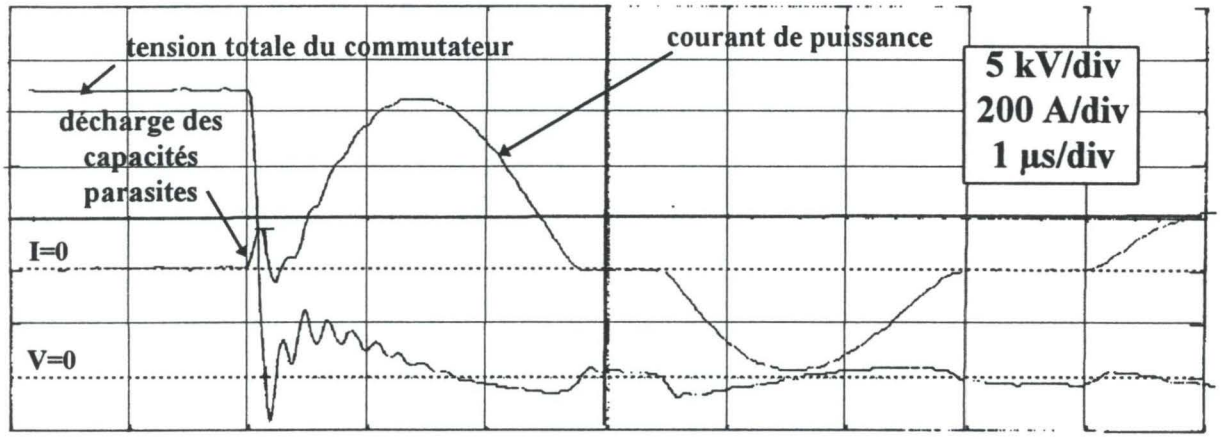


figure 36 : commutateur à IGBT en décharge de condensateur

Le fonctionnement de l'écrêtage par trois diodes transil 350V en série a été vérifié lors de la phase de mise au point du montage. Il est visible sur un étage singulièrement en avance par rapport aux autres à la fermeture (figure 37).

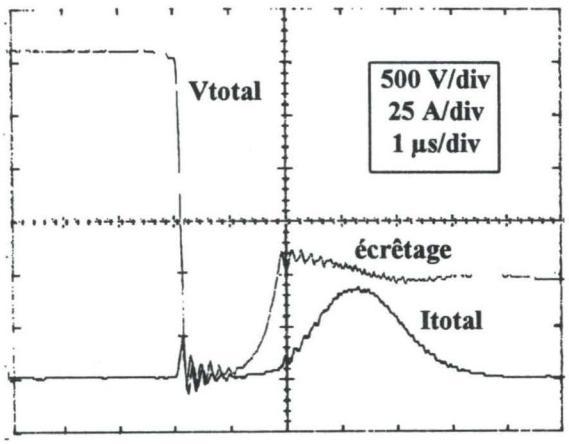
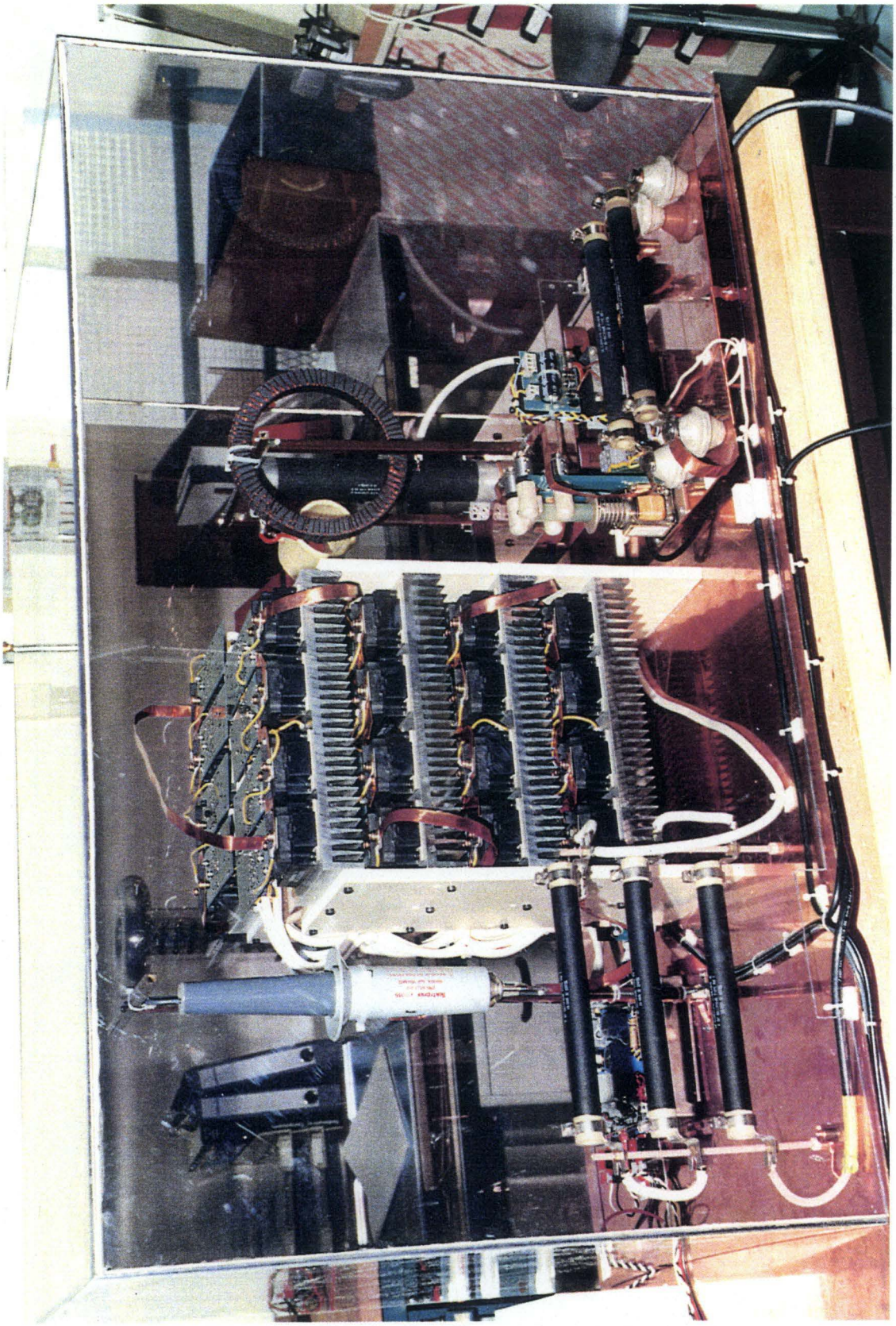


figure 37 : écrêtage par transils en contre réaction sur la base

COMMUTATEUR 30KV A IGBTS EN DECHARGE DE CONDENSATEUR



CONCLUSION

Ce chapitre clôt l'expérimentation des commutateurs réalisés avec des composants discrets.

Les principales difficultés à résoudre concernent les parasites de mode commun circulant dans les lignes de masse. Pour se soustraire à leur effet, toutes les cartes de commande ont été référencées au plan de masse au niveau de leurs alimentations et à celui des sources des MOSFETS commandant les câbles primaires de commande (figure 3, page 110). Une cage de Faraday a été utilisé pour faire écran aux perturbations électromagnétiques.

Le domaine d'utilisation des commutateurs étant la haute tension, il a fallu adapter également leur environnement ; c'est-à-dire réaliser les diodes, les condensateurs et les inductances requises par les cellules de commutation. La contrainte essentielle est de minimiser les capacités parasites par rapport à la terre de ces composants et du câblage les reliant à cause des forts dV/dt de ces montages.

La partie la plus délicate du dimensionnement des commutateurs concerne le dispositif d'écrêtage. Il est préférable de privilégier les dispositifs avec contre réaction sur l'électrode de commande plutôt que ceux en parallèle avec la puissance. En effet, dans la première configuration, l'énergie lors des phases dynamiques est dissipée de manière privilégiée dans le composant plutôt que dans la transil de l'écrêteur non adaptée aux trop fortes puissances.

Les commutateurs haute tension gagneraient en encombrement en étant réalisés par des technologies hybrides (mises en série de puces plutôt que de composants discrets). Une étude est en cours avec l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille.

CONCLUSION GENERALE

La mise en série de Dispositifs d'Electronique de Puissance (DEP*) nécessite de rentrer dans un milieu différent de celui où évolue habituellement l'électronicien de puissance. Dans ce mémoire, nous avons montré le chemin permettant de passer du domaine des convertisseurs de forte puissance habituels (fort courant, basse tension) à celui « dual » des fortes tensions. Cette étude peut être utilement guidée en utilisant le concept de dualité. Ainsi, toute l'expérience acquise sur les associations avec mise en parallèle peut être utilisée pour la mise en série.

La principale difficulté à affronter dans les montages série est la répartition hétérogène des tensions et des courants lors des commutations et des phases statiques. Ses origines se trouvent au niveau des composants, de leur commande et du câblage. L'analyse des commutations est faite pour des commutations dures afin d'envisager les cas les plus défavorables.

Les causes de déséquilibres lors des phases dynamiques sont dues aux retards, aux différences de vitesse et aux capacités parasites réparties au niveau de chaque étage. D'une façon générale, les composants du « bas » (au point froid) sont plus sollicités que ceux du « haut » lors de la fermeture car leur courant de puissance est plus important à cause de la décharge des capacités parasites réparties. De façon duale, à l'ouverture, les composants du « haut » ont plus de pertes de commutation que ceux du « bas » car ils sont traversés par des courants plus élevés à cause de la charge des capacités parasites réparties des étages inférieurs et parce qu'ils ont des vitesses de commutation plus importantes puisque le courant de puissance les traversant est plus élevé.

Les phases statiques de conduction ou de blocage présentent également des déséquilibres qui peuvent se résumer pour l'état passant à la dispersion des tensions de saturation de chacun des DEP en série et à l'état bloqué par celle de leur courant de fuite. Pour des fonctions « commutations » utilisées en impulsions courtes et à haute fréquence de récurrence, ces déséquilibres sont sans influence car les pertes de commutation sont nettement supérieures à

celles de conduction. De plus, dès quelques centaines de Hz, le régime statique au blocage n'a pas le temps de s'établir, les disparités sur les courants de fuite sont alors sans effet.

Avant de choisir un dispositif de protection, il convient de diminuer de manière préventive les effets des éléments causant les déséquilibres.

Le tri des composants en série n'est pas envisageable et les montages de type Maître/Esclave trop limités en nombre d'étages ou en rapidité. Les montages de type synchrone commandés par transformateurs d'impulsions sont plus appropriés pour les grands nombres d'éléments série, et plus particulièrement, ceux avec ordres de blocage et de mise en conduction séparés. Ils permettent d'une part de fonctionner sous de faibles rapports cycliques, si l'ordre d'ouverture est prioritaire, et limitent fortement les hétérogénéités des instants d'ouverture par rapport aux montages à transformateurs uniques.

La diminution des capacités parasites par rapport à la terre, responsables des hétérogénéités du courant de puissance dans chacun des DEP en série, est souhaitable. Leur effet est proportionel au carré du nombre d'étages et peut être atténué par une disposition verticale des DEP en série par rapport au plan de masse.

De manière curative, plusieurs dispositifs de protection peuvent être envisagés.

Afin de ne pas réduire la rapidité des fonctions « commutations », nous avons recherché des solutions autres que celles « classiques » à base de condensateurs d'équilibrage. L'écrêtage actif en utilisant la contre-réaction puissance/commande est très intéressant pour les MOSFETS et les IGBTS ; c'est la solution la plus performante. De façon plus limitative, les surtensions peuvent être évitées par certains DEP résistants à l'avalanche.

Dans le cas particulier de la commutation douce, une protection contre les hétérogénéités des courants de puissance lors des phases dynamiques pourrait être assurée par des inductances saturables disposées entre les DEP en série.

De l'innocence originelle à la totale prise de conscience des déséquilibres en tension ou en courant propres aux montages série, de multiples champs d'investigations annexes ont été abordés et éclaircis.

Parce que les fonctions « commutations » étudiées sont soumises à de fortes tensions et à de très petites vitesses de commutation, une attention particulière doit être portée sur les perturbations de la mesure et des commandes (intérêt des plans de masse, des cages de faraday, influence des parasites de mode commun...), les décharges partielles et l'adaptation des composants actifs (diodes) et passifs (inductances, condensateurs) au domaine contraignant de la haute tension.

Une étude conceptuelle des fonctions « commutations » nous a amené à retenir l'idée d'unités modulaires pouvant être connectées en série. Leur avantage est d'optimiser le prix et la rapidité du dépannage. Des commutateurs 15000V / 2A et 30000V / 600A ont été réalisés à titre d'exemple.

L'ensemble de ces travaux permet d'envisager de façon sérieuse la réalisation de fonctions « interrupteurs » rapides en haute tension à partir de composants ayant une tenue en tension nominale de l'ordre du kilovolt. La faisabilité de convertisseurs directement sur la haute tension est démontrée entraînant la suppression des thyratrons dans une zone où ils avaient encore droit de cité. Nous pensons par la même avoir contribué à l'élargissement du domaine d'application de l'Electronique de Puissance.

GLOSSAIRE

Cette page définit les mots du texte suivis d'une astérisque.

D.E.P. : Ce petit clin d'oeil rend hommage à Messieurs Arnould et Merle pour leurs précieux bouquins « DISPOSITIFS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE 1 & 2». Nous limitons dans ce mémoire l'acception de cette abréviation aux dispositifs de commutation utilisés dans nos montages série. Nous entendrons par là tout composant-semiconducteur ou toute mise en série de composants connectés en maître/esclave.

Ciss : Il s'agit de la capacité mesurée entre la grille et la source pour des MOSFETS avec drain et source court-circuités (Ref. IEEE No. 255).

Crss : Toujours pour les MOSFETS, il s'agit de la capacité grille/drain.

Coss : Capacité entre le drain et la source pour des MOSFETS avec grille et source court-circuitées (Ref. IEEE No. 255).

Cres : On définit pour les IGBTS, de la même façon que pour les MOSFETS Cies, Cres et Coes équivalentes à Ciss, Crss et Coss.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CHAPITRE 1 :

[1] P.MARTY et B.ESCAUT - « La commutation dans les convertisseurs statiques » - Electronique Industrielle n°60, pp.12-16 - 1 / 11 / 1983.

[2] B. DHALLUIN - « Prise en compte des mécanismes de commutation dans les simulateurs d'Electronique de Puissance : vers une double base de temps » - Thèse soutenue le 13-11-94 à l'USTL - pp. 15-23.

[3] J.M. LI - « Evaluation des possibilités fréquentielles des transistors bipolaires de puissance haute tension » - pp. 27-41 et 56-75.

CHAPITRE 2 :

[1] Y. CHERON - « La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique » - Technique et Documentation LAVOISIER, pp.27-42 - 1989.

[2] R. LETOR - « Static and dynamic behaviour of paralleled IGBTs ». - IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n°2, pp.395-402 - march/april 1992.

[3] « FUJI Power Transistors Application Book » .

[4] P. ALOISI - « Tout savoir (ou presque) sur les IGBTs » - MOTOROLA TOULOUSE - p.9 - 06 / 1992.

[5] D. LAFORE - « Analyse des déséquilibres lors de la mise en conduction » - ESIM - p.10.

[6] W. SPRINGMANN - SIEMENS - « Application of parallel connected IGBTs in frequency converters in the medium power range » - Power Conversion, Proceedings, pp. 490-501 - 06 / 1991.

[7] H. SUYAMA, T. HÔSEN - « Parallel drive techniques of bipolar power transistors modules » - FUJI ELECTRIC REVIEW, vol. 34, n°1 pp.20-22 - 1988.

[8] K. GAUEN - « Paralleling power MOSFETs in switching applications - MOTOROLA APPLICATION NOTE 918, pp. 205-215.

CHAPITRE 3

[1] G. METZGER, J.P. VABRE - « Electronique des impulsions » - TOME II - Edition MASSON, p.144 - 1975

[2] G.L. BREDENKAMP, J.J. NEL, D.J. MULDER - « Transient voltage sharing in series coupled high voltage switches » - RAND AFRIKAANS UNIVERSITY, SYSTEMS LABORATORY, PO BOX 524, JOHANNESBURG, 2000, REP. OF SOUTH AFRICA.

CHAPITRE 4

[1] H. FOCH, T. MEYNARD, R. ARCHES, M. METZ - « Etude comparative de techniques de mises en série dans les convertisseurs alimentés en haute tension » - EPF' 92, MARSEILLE, 1992.

[2] H.FOCH, J.P. ARCHES, S.T. HSU, J.ROUX -« A new technique for series connection of power transistors in high voltage » - PCI'81, Proceedings, pp.519-529, MUNICH, 14/17 Sept. 1981.

[3] P.C. CABALLEIRO - « Techniques de mises en séries de transistors pour la moyenne et haute tension » - Thèse de docteur ingénieur, INP TOULOUSE - 1984.

[4] R. GUIDINI - « Etude d'un interrupteur haute tension d'un convertisseur pour laser à vapeur de cuivre » - Mémoire de DEA - Université Sciences et Techniques du Languedoc - 1992.

[5] C. RAULET - « Mise en série de MOSFETS : tout dépend de la commande » - Electronique n°3, pp.55-60 - 12 / 90

[6] J.M. ANDREJACK, H. FOCH - « Procédé de commande de l'instant d'ouverture d'un interrupteur et circuit logique correspondant » - BREVET FR 8505760.

[7] R.E. CONTINETTI, D.R. CYR et D.M. NEUMARK - « Fast 8kV Metal-Oxide Semiconductor field-effect transistor switch » - Rev. Sci. Instrum. 63, pp.1840-1841 - 1992.

[8] W. F. J. CREWSON - « Solid state 2 kV, 250 kHz grid modulator for travelling-waves tubes » - IEEE 88, pp28-33 - 1988.

[9] « MOSFET - Hochspannungsschalter mit extrem kurzer schaltzeit » - Brevet allemand DE 36 30 775 C 2 - BEHLKE, FRANK, 6000 FRANKFURT.

[10] R. BORRAS, P. ALOISI, D. SHUMATE - « Avalanche capability of today's power semiconductors » - EPE'93, BRIGHTON, Proceedings, pp167-172.

[11] C.P. SCHEFFLER - « A TWT grid modulator for MTI radar transmitters » - IEEE 1990, Proceedings pp.492-499.

[12] G. COTTIN, M. ROCHE - « Commutateur haute tension a semiconducteurs câblés en série » - Demande de brevet français B 9620.3 JB.

CHAPITRE 5

[1] R. FRANK, J. WERTZ - « IGBT technology for distributorless ignition systems » - EPE Journal, Vol.4, n°2, pp.8-9, 06 / 1994.

CHAPITRE 6

[1] ALAIN CHAROY - « Parasites et perturbations des électroniques » - tome 1, p.42;49;68;77 et tome 2, p.107 - DUNODTECH.

[2] J.M. ROSOLI - « Etude du comportement d'un IGBT pour des impulsions courtes et de forte amplitude en courant » - rapport de DEA, p.22, USTL - 1993.

[3] « Condensateurs à usage industriel » - Catalogue EUROFARAD.

[4] V.G. WELSBY - « Theory and design of inductor coils » - Chapitre Air-cored coils, p.46-55.

[5] J.C. TOURNIER - « Etudes des diodes en surcourant et en avalanche » - Rapport de stage de fin d'études E.S.I.M., pp.90;102 - 1994.

BIBLIOGRAPHIE

Les quelques articles suivants furent également d'une aide précieuse à la rédaction de ce mémoire.

H. FUKUI, H. AMANO - « Paralleling of gate turn-off thyristors » - IEE 82, Proceedings, pp. 741-746 - 1982.

S. R. KORN - « Parallel operation of the insulated gate transistor in switching operations » - PCI 86, Proceedings, pp.218-233 - 06 / 1986.

F. B. JOHNES, W. E. MILBERGER - « High Voltage MOSFETs curent Switch » - PCI 87, Proceedings, pp.218-233 - 06 / 1986.

J.P. ARCHES, J.M. ANDREJACK, P.C. CABALLEIRO - « La mise en série de transistors de puissance - présentation d'un hacheur 200kW/4kV » - Electronique de Puissance n°10, pp.29-34 - 1985.

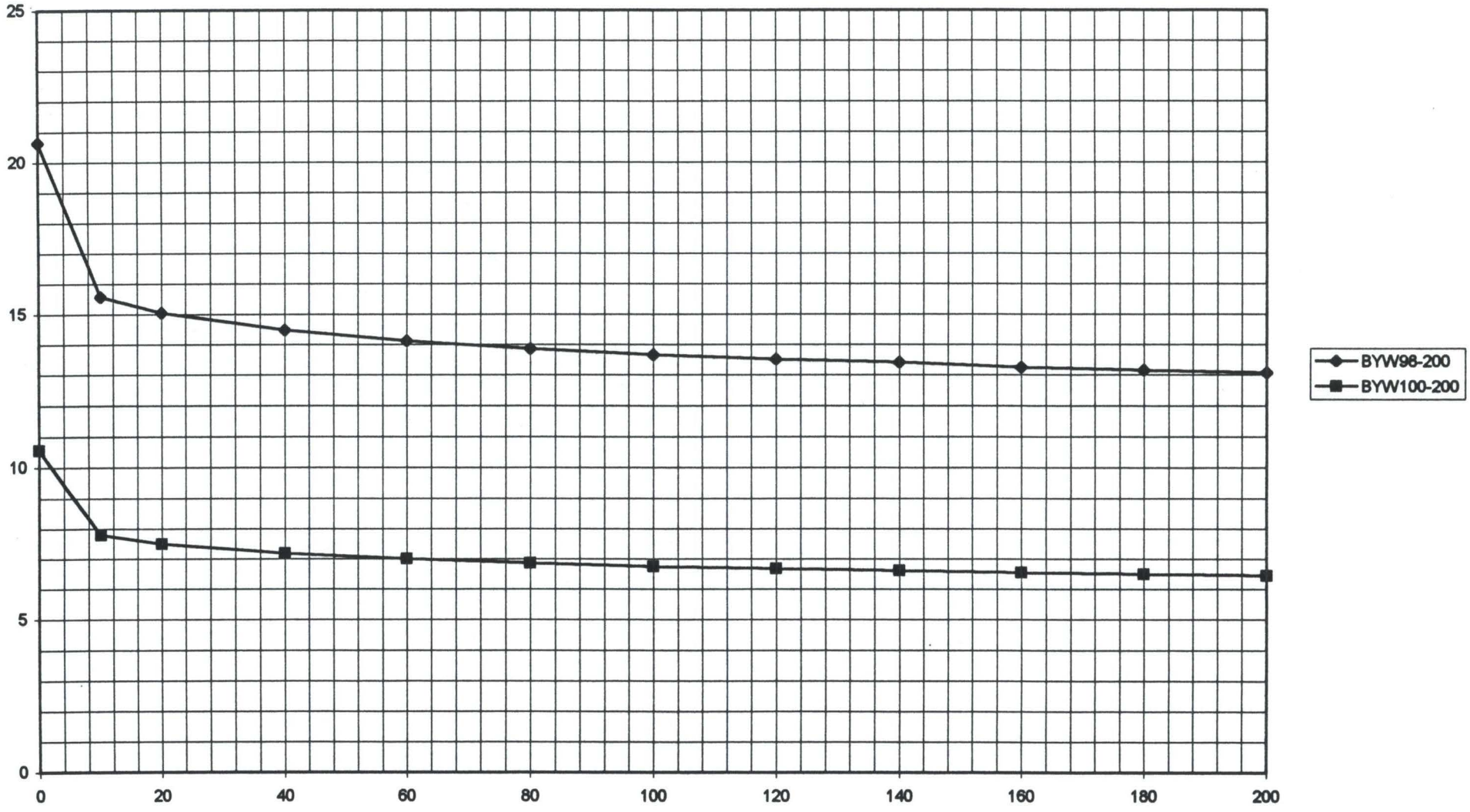
J. ARNOULD - P. MERLE - « Dispositifs de l'Electronique de Puissance » - HERMES - Vol. 1 et 2.

ANNEXES

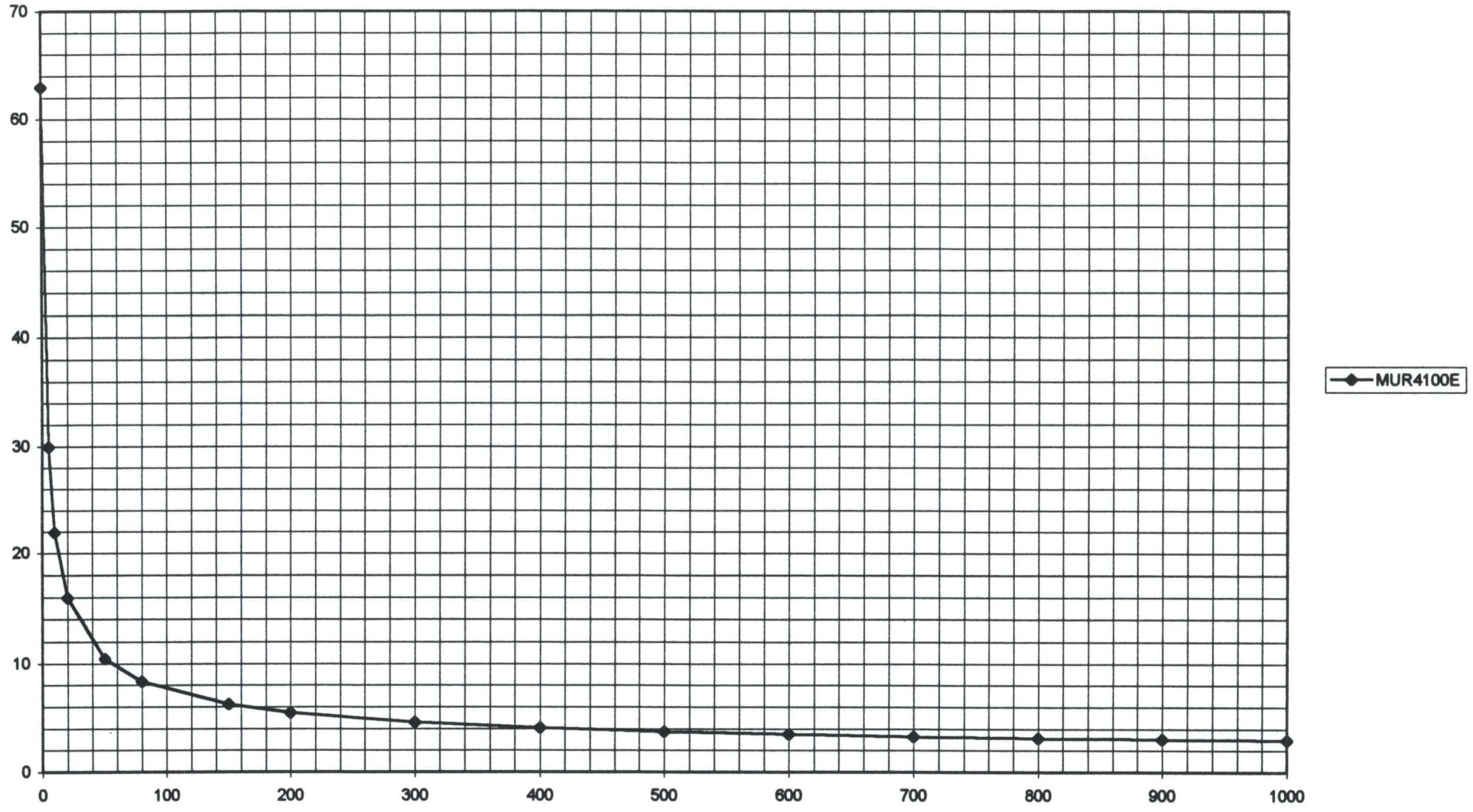
ANNEXE 1 :

capacités parasites de diodes 200V, 1000V et de diodes transil

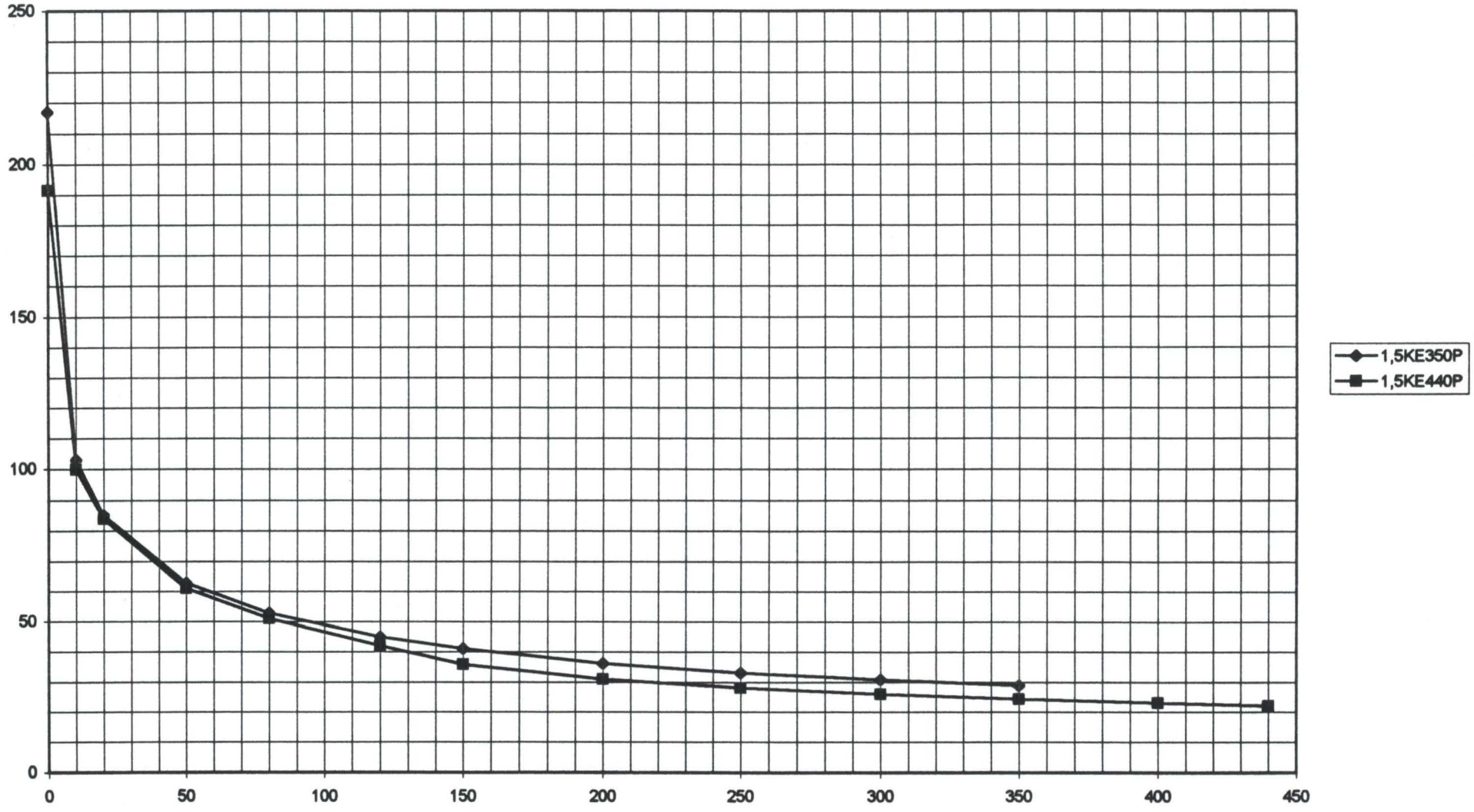
Capacités parasites en pF de diodes 200V



Capacité parasites en pF des diodes MUR4100E



Capacités parasites en pF de diodes transil



ANNEXE 2 :

calculs relatifs aux montages cascode

Les relations déterminées sont destinées à éclaircir les idées sur les grands principes des montages cascodes. Seuls les ordres de grandeur et le déroulement des commutations nous préoccupent. On considère donc les capacités des MOS constantes.

Lors d'un échelon de tension sur le composant K_1, la tension de grille augmente jusqu'à la valeur VT. Elle reste sensiblement égale à cette valeur jusqu'à la fin du palier Miller. L'évolution de la tension de puissance sur le composant K_1 fait monter celle de la grille de K_2:

$$i_{gd2} = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 = -C_{rss} \times \left(\frac{dV_{dg}}{dt}\right)_2 = -C_{rss} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2$$

$$\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2 = \frac{C_{//}}{C_{rss}} \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

De même :

$$i_{gd3} = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2 = -C_{rss} \times \left(\frac{dV_{dg}}{dt}\right)_3 = -C_{rss} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_3$$

$$\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_3 = \frac{C_{//}}{C_{rss}} \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2$$

Il est alors immédiat par récurrence :

$$\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_{k+1} = \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right)^k \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 \qquad (1)$$

On a :

$$i_{gs2} = C_{oss} \times \left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_2 = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{C_{//}}}{dt}\right)_1 = -C_{//} \times \left[\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_2 + \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1\right]$$

$$(C_{iss} + C_{//}) \times \left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_2 = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

$$\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_2 = \frac{-C_{//}}{C_{iss} + C_{//}} \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

On définit le décalage temporel entre les chutes de tension des composants K_k et K_{k+1} - temps nécessaire à la grille du composant K_{k+1} pour se charger à la valeur VT_{k+1} - par le paramètre T_{k-k+1}. Alors :

$$\frac{V_{T2}}{T_{1\text{-}2}} = -\frac{C_{//}}{C_{iss}+C_{//}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

$$T_{1\text{-}2} = V_{T2} \times \frac{C_{//}}{C_{iss}+C_{//}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)^{-1}$$

La chute de tension sur le composant K_1 entraîne une surtension que se partagent les N-1 autres composants. Au niveau de K_2, on a :

$$(\Delta V_{ds})_2 = \frac{1}{N-1} \times T_{1\text{-}2} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 = \frac{1}{N-1} \times \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times V_{T2}$$

$T_{2/3}$ permet de déterminer l'instant ou commence à chuter la tension sur le composant K_3.

$$i_{gs3} = C_{iss} \times \left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_3 = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{C_{//}}}{dt}\right)_2 = -C_{//} \times \left[\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_3 + \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2\right]$$

$$(C_{iss}+C_{//}) \times \left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_3 = -C_{//} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2$$

$$\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_3 = \frac{-C_{//}}{C_{iss}+C_{//}} \times \frac{C_{//}}{C_{rss}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 = \frac{V_{T3}}{T_{2/3}}$$

$$T_{2/3} = \frac{C_{rss}}{C_{//}} \times \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 \times V_{T3}$$

Pendant ce temps là, il apparaît sur K_3 à K_N la surtension suppléméntaire :

$$(\Delta V_{ds})_3 = \frac{1}{N-2} \times T_{2/3} \times \left(\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 + \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_2\right)$$

$$(\Delta V_{ds})_3 = \frac{1}{N-2} \times T_{2/3} \times \left(1+\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right) \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

$$(\Delta V_{ds})_3 = \frac{1}{N-2} \times T_{2/3} \times \left(1+\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right) \times \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times \frac{C_{rss}}{C_{//}} \times V_{T3}$$

$$(\Delta V_{ds})_3 = \frac{1}{N-2} \times T_{2/3} \times \left(1+\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right) \times \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times V_{T3}$$

Par récurrence, on a facilement la relation (2) :

$$\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_{k+1} = \frac{C_{//}}{C_{iss}+C_{//}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_k = \frac{C_{//}}{C_{iss}+C_{//}} \times \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right)^{k-1} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1$$

$$\left(\frac{dV_{gs}}{dt}\right)_{k+1} = \frac{V_{T_{k+1}}}{T_{k/k+1}}$$

$$T_{k/k+1} = \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times \left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^{k-1} \times V_{T_{k+1}} \times \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1^{-1}$$

$$(\Delta V_{ds})_{k+1} = \frac{1}{N-k} \times \left[\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 + \ldots + \left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_k\right] \times T_{k/k+1}$$

$$(\Delta V_{ds})_{k+1} = \frac{1}{N-k} \times \frac{C_{iss}+C_{//}}{C_{//}} \times \left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^{k-1} \times \left[1 + \ldots + \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}}\right)^{k-1}\right] \times V_{T_{k+1}}$$

$$(\Delta V_{ds})_{k+1} = \frac{1}{N-k} \times \left(\frac{C_{iss}}{C_{//}} + 1\right) \times \left(\frac{C_{//}}{C_{rss}-C_{//}}\right) \times \left[\left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^k - 1\right] \times V_{T_{k+1}} \quad (2)$$

La chute de tension de K1 est fixée par la résistance R_g. Elle vaut :

$$\left(\frac{dV_{ds}}{dt}\right)_1 = \frac{i_{gd}}{C_{rss}} = \frac{V_{com} - V_{T_1}}{R_g \times C_{rss}}$$

Alors :

$$T_{k/k+1} = (C_{iss}+C_{//}) \times \left(\frac{C_{rss}}{C_{//}}\right)^k \times \frac{R_g \times V_{T_{k+1}}}{V_{com} - V_{T_1}} \quad (3)$$

MOTS CLES :

Mise en série - Haute tension - Commutateur - MOSFET - IGBT

RESUME :

La principale difficulté que l'on rencontre lors de la réalisation de montages série est la répartition hétérogène des tensions et des courants lors des commutations et des phases statiques. Ses origines se trouvent au niveau des composants, de leur commande et du câblage (retards, différences de vitesse, capacités parasites réparties au niveau de chaque étage, dispersion des tensions de saturation de chacun des composants en série, courants de fuite...). Les déséquilibres peuvent être atténués par les commandes de type synchrone à base de transformateurs d'impulsions, particulièrement adaptées pour un grand nombre d'éléments en série. Une diminution des capacités parasites par rapport à la terre, responsables des hétérogénéités du courant de puissance dans chacun des composants en série, est également souhaitable. De manière complémentaire au choix de la technologie de réalisation, un écrêtage actif en utilisant la contre réaction puissance/commande est la solution la plus intéressante pour les MOSFETS et les IGBTS. Parce que les fonctions « commutation » étudiées sont soumises à de fortes tensions et à de très petites vitesses de commutation, une attention particulière doit être portée aux perturbations de la mesure et des commandes, aux décharges partielles et à l'adaptation des composants passifs au domaine contraignant de la haute tension.

Une étude conceptuelle des fonctions « commutation » nous a amené à retenir l'idée d'unités modulaires pouvant être connectées en série. Leur avantage est d'optimiser le prix et la rapidité du dépannage. Des commutateurs 15000V/2A et 30000V/600A ont été réalisés à titre d'exemple. L'ensemble de ces travaux permet d'envisager la réalisation de fonctions « interrupteur » rapides en haute tension à partir de composants ayant une tenue en tension nominale de l'ordre du kilovolt.

KEYWORDS :

SERIAL CONNECTION - HIGH VOLTAGE - SWITCH - MOSFET - IGBT

ABSTRACT :

The main problem you may have when designing switches made of several elements connected in series is the bad distribution of voltages and currents through the components during the switching and static phases. This is mainly due to the components themselves, to their operating control and to the connections (delays, differences in speeds, parasitic capacitances on each stage, distribution of the saturation currents through each serial connected component, leakage currents...) . Unbalances can be decreased thanks to synchronous controls using pulse transformers, which are perfectly suitable for controlling numerous serial connected elements. Decreasing parasitic capacitances towards the earth, which create an unbalanced distribution of the power current through the serial connected devices, is also desirable. Beside this technological aspect, an active clamping using a feedback from the power side to the control side is the best solution for MOSFETs and IGBTs.

Since the studied "switching modules" have to withstand high voltage and very little switching speeds, electrical noise on measurement and control devices, partial discharges and the perfect matching of active and passive components to high voltage must be carefully examined.

A conceptual study of "switching functions" led us to keep in mind that we could use modular units connected in series. Their advantage consists in improving the cost and delay of maintenance. For instance, a 15000V/2A and a 30000V/600 A switches have been built. Those experimental works definitely brought us to consider conceiving fast high voltage switches made of several one kilovolt nominal voltage components.