

(144)

ETCA

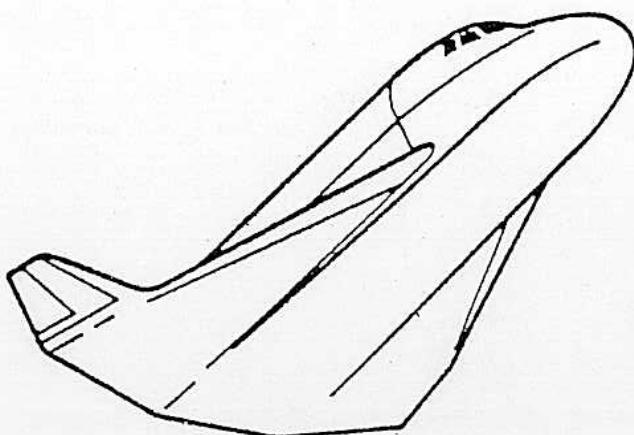
Rue Chapelle Beaussart 101
6100 MONT-SUR-MARCHIENNE

DOC N° HERMES 89/092

Issue Date :	02.08.89	Iss.	0
Rev. Date :		Rev.	
Page.	1	O F	

J-Luc Dauchot

PROJECT : HERMES



ETUDE DES PERTES EN COMMUTATION

SUR LES DIODES ET HEXFETS DE PUISSANCE

Prepared by PH. FAYT
M. GAK

Date : 04.08.89

Visa :

Approved by R. HANNON

Date : 04.08.89

Visa :

Released by
(Customer)

Date :

Visa :

(144)

ETCA

Rue Chapelle Beaussart 101
6100 MONT-SUR-MARCHIENNE

HERMES 89/092

BSC N°

Date : 31.10.89

Barry, Barbara

2

Page 2 OF

REVISION LIST

1. INTRODUCTION

Le programme HERMES, dont l'architecture électrique a été confiée à ETCA, exige une optimisation des éléments d'alimentation électrique en vue de diminuer la masse globale de l'avion HERMES. Le paramètre clé pour réaliser cette optimisation est "L'impact du watt dissipé" : pour chaque watt dissipé il faut embarquer 400 g de combustible en plus.

L'optimisation de l'alimentation électrique passe par l'optimization d'un peu plus de 200 convertisseurs d'abonné. Ce travail ne peut être mené que par un programme automatique de calcul dont les routines de calcul des pertes sont rendues extrêmement importantes au vu de cet impact du watt dissipé.

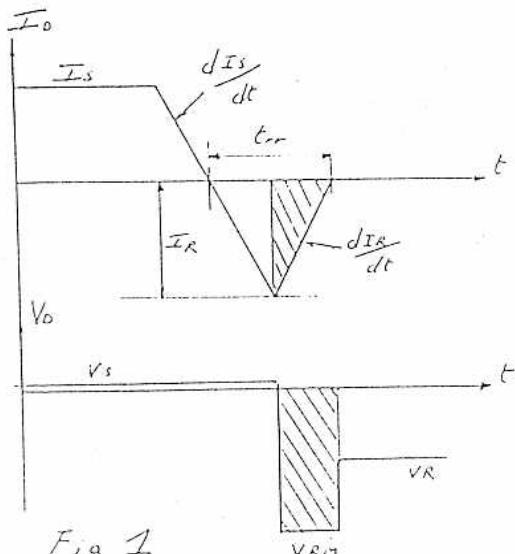
Les auteurs se sont donc penchés sur ces pertes de manière approfondie. Le résultat figure dans ce rapport. Parfois une étude complémentaire a été menée en vue de faciliter l'introduction des formules dans les programmes.

Les programmes résultats dont le nom générique est "MATH MODELS" font l'objet d'un autre rapport.

2. PERTES EN COMMUTATION DES DIODES2.1. Avant-propos

La méthode Orr.V.F. s'est révélée non utilisable par le programme. Orr est en fait variable et fonction du circuit extérieur empêchant l'utilisation de cette formule en dehors d'une plage restreinte.

2.2. Analyse



D'après l'étude des documents U-73 A (unitrode) et "le transistor de puissance dans la conversion d'énergie" (page 164), on constate que :

$$\text{trr} \pm \text{constante}$$

trr ne dépend pas de dI_s/dt tant que l'on utilise la diode correctement. Si la diode est plus lente que le circuit extérieur trr diminue car les recombinaisons n'ont plus le temps de se faire totalement. Par contre, Qrr est lui pratiquement proportionnel à dI_s/dt .

dI_s/dt	trr	Qrr	
$187,5 \cdot 10^{-6}$	$52 \mu\text{s}$	$130 \mu\text{C}$	
$375,0 \cdot 10^{-6}$	$48 \mu\text{s}$	$240 \mu\text{C}$	UES 801
$625,0 \cdot 10^{-6}$	$44 \mu\text{s}$	$290 \mu\text{C}$	

La partie hachurée (fig.1.) correspond aux pertes en commutation :

$$\text{Pertes} = \text{VRM} \cdot \text{IR} \cdot \frac{\text{trr}}{2} \cdot \frac{1}{2} \text{F}$$

$$\text{Soit IR atteint pour } \text{trr}/2 (*) : \text{IR} = \frac{dI_s}{dt} \cdot \frac{\text{trr}}{2}$$

$$\text{Or } \frac{dI_s}{dt} = \frac{\text{VR}}{\text{Lfuite}} \text{ ou perte imposée par le transistor}$$

Deux cas se distinguent donc : la diode commute en redressement ou la diode est une "roue libre".

2.2.1. Diode de redressement

$$\frac{dI_R}{dt} = \frac{dI_S}{dt} \implies VRM = 2 VR$$

$$\text{Pertes} = 2VR \cdot \frac{VR}{Lfuite} \cdot \frac{trr}{2} \cdot \frac{trr}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot F$$

$$\text{Pertes en commutation} = \frac{VR^2 \cdot trr^2}{4 Lfuite} \cdot F$$

(*) Il s'agit d'une hypothèse simplificative et qui reste valable tant que la diode est utilisée correctement.
Voir aussi doc. U-73A.

2.2.2. Diode de roue libre (buck-boost,...)

$$\frac{dI_S}{dt} = \frac{Is}{ton}$$

Cette pente est beaucoup plus lente que ne l'autoriserait les selfs de fuites transistor - diode (fig.2).

$$VRM = VR + Lfuite \cdot \frac{dI_R}{dt} \quad \text{avec } Lfuite \cdot \frac{dI_R}{dt} = \pm 0$$

$$VRM = \pm VR$$

$$\text{Perte en commutation} = \frac{Is \cdot trr^2 VR \cdot F}{8 ton}$$

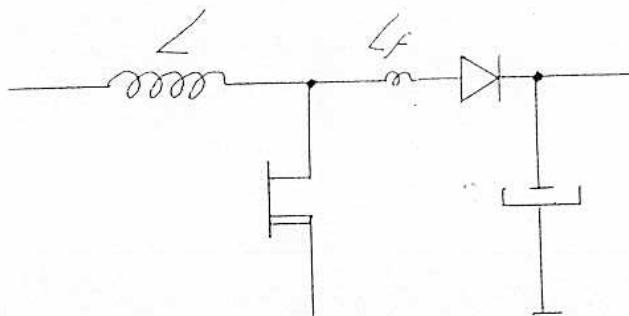


Fig. 2

(144)

ETCA

HERMES

DOC N° HERMES 89/092

Issue Date : 02.08.89

Iss. 0

Rev. Date :

Rev.

Page 6

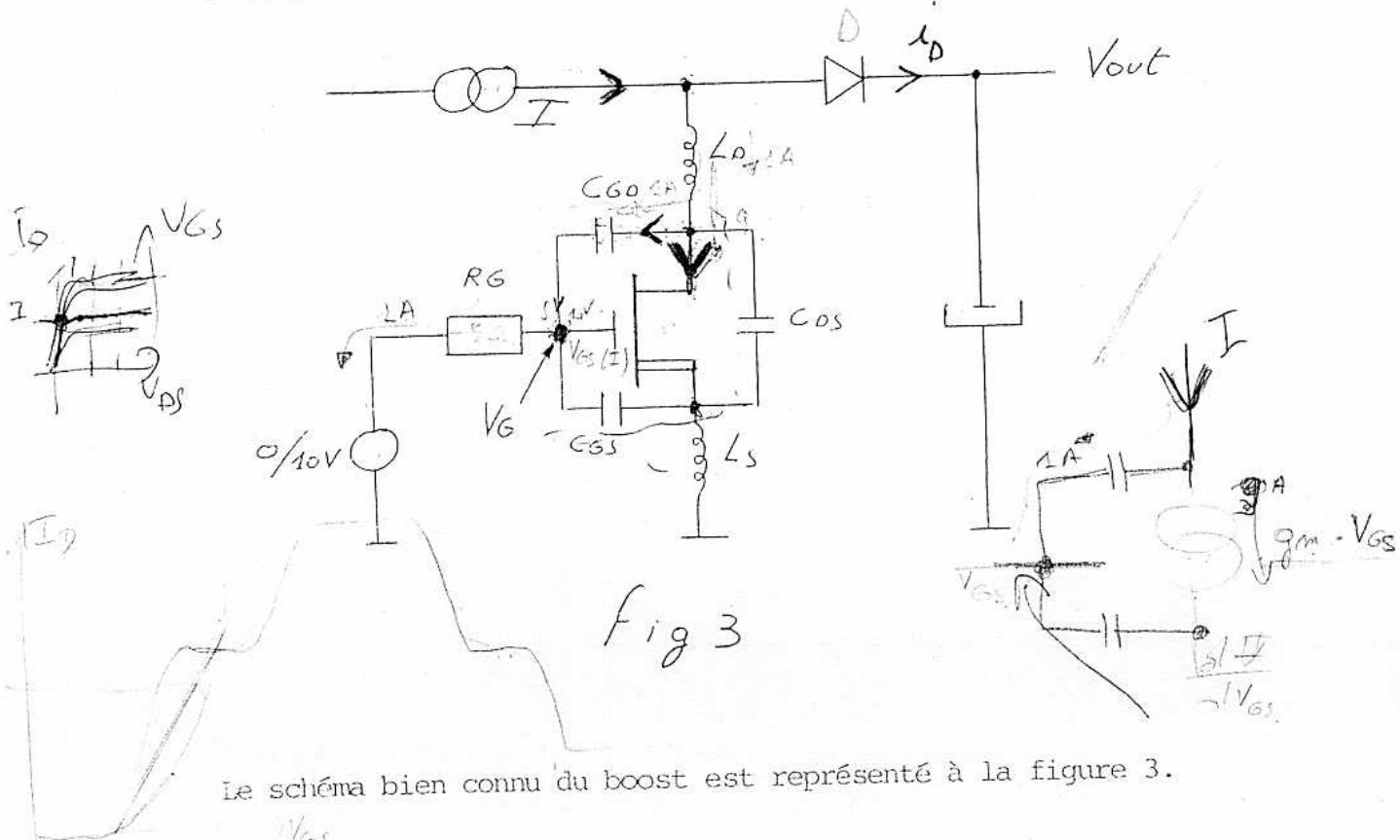
O F

2.3. Diode schottky

Ces diodes n'accumulent aucune charge et donc n'ont aucune perte en commutation; cependant elles en occasionnent dans le transistor auquel elles sont associées.

3. PERTES EN COMMUTATION DES HEXFETS

3.1. Commutation en courant (buck, boost)



Le schéma bien connu du boost est représenté à la figure 3.

3.1.1. Commutation en courant avec les diodes normales

Les éléments participant d'une façon active à la commutation sont :

CGD : à peu près constant au dessus de 50 V VDS

LS : qui agit en contre réaction

CGS : qui forme une constante de temps avec RG

gm : pente du transistor considéré

trr : de la diode associée

Aucun de ces éléments ne peut être négligé comme nous allons le voir ci-après. CDS ne participe pas à la commutation mais apporte sa contribution dans les pertes, CDS est fonction de VDS.

3.1.1.1. Mise OFF du transistor

La figure 4 montre les phases de commutation OFF du transistor que nous développerons l'une après l'autre.

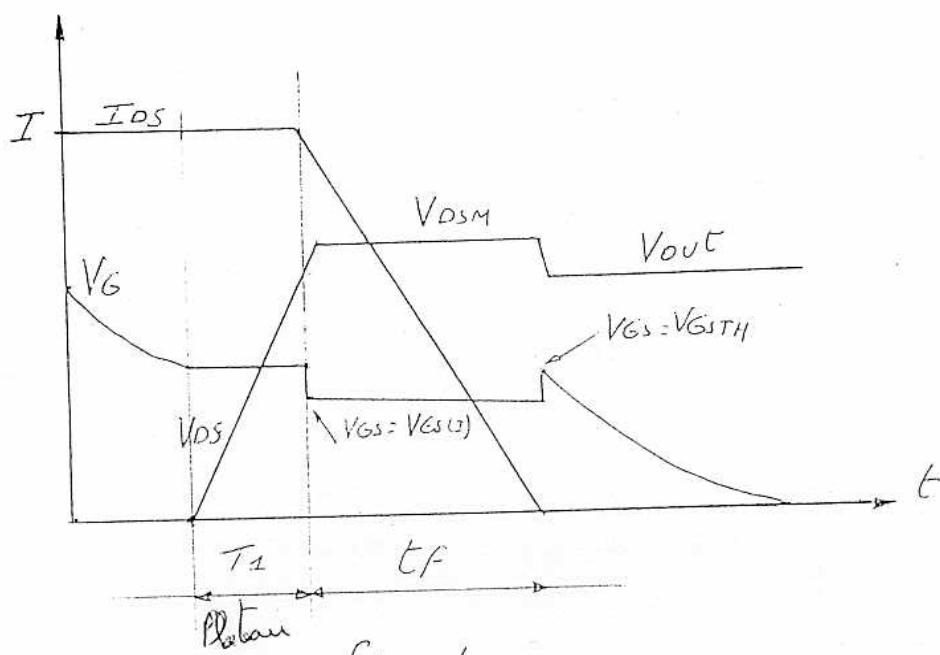


Fig 4

a) Phase plateau

On tout à fait mai,
car si $V_{GS} = V_{GS}(I)$,
tout le courant I
la bâche passe dans
le MOS. Il n'y a plus
rien pour bloquer la CGD.
Ensuite, il faut que
 V_{GS} soit tel que:

$$\frac{V_G}{R_G} = I - \frac{V_{GS}}{R_D}$$

V_{GS} décroît par le circuit RG, source, commande ce qui constitue un temps mort ou délai n'intervenant pas dans les pertes. Lorsque V_{GS} arrive à $V_{GS}(I)$ le transistor passe en mode linéaire et la self impose $I = \text{constante}$. V_{GS} ne bouge donc plus et permet à CGD de reprendre la tension de sortie V_{out} . CGD se charge donc à courant constant = $\frac{V_{GS}(I)}{RG}$ pendant T_1 . T_1 est donc la phase "plateau".

$$CGD \cdot V_{out} = ICGD \cdot T_1 \text{ or } ICGD = \frac{V_{GS}(I)}{RG}$$

$$T_1 = \frac{CGD \cdot V_{out}}{V_{GS}(I)} \cdot RG$$

$$\text{Pertes } T_1 = \frac{I \cdot V_{out}}{2} \cdot \frac{CGD \cdot V_{out}}{V_{GS}(I)} \cdot RG \cdot F$$

b) Phase TF

Cette phase correspond à T_{fall} , temps demandé par le transistor pour annuler son courant IDS .

Nous négligerons le temps et recouvrement direct de la diode. Lorsque $V_{DS} = V_{out}$ (fig 4), le courant I va pouvoir passer dans la diode et donc nous assisterons à une décroissance de IDS .

La pente de IDS est fonction de LS , CGS , RG et de la transconductance du transistor; en effet, LS va développer une tension à ses bornes $LS \cdot dIDS/dt$ qui va venir s'opposer à V_{GS} et donc diminuer le courant de décharge de CGS . V_{GS} diminuant, le transistor va suivre gm pour passer de I à 0 A.

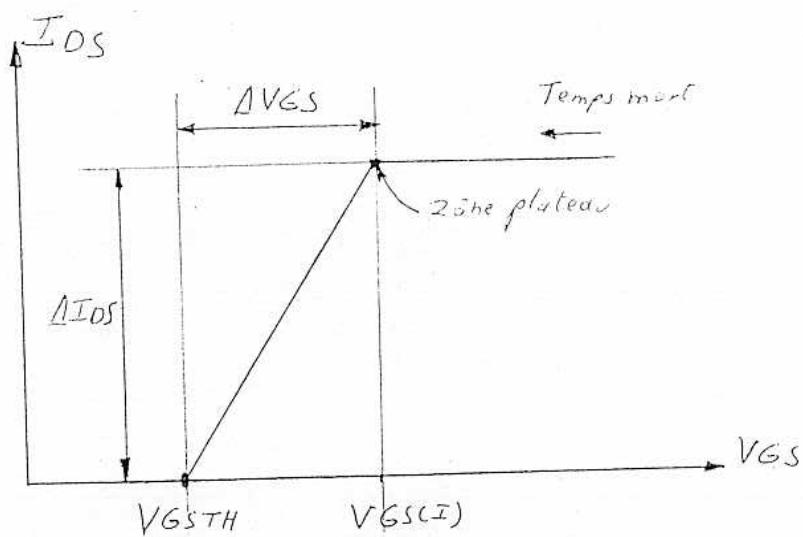
$$\frac{dIDS}{dt} \Rightarrow V_{LS} = LS \frac{dIDS}{dt}$$

$$V_G = V_{GS} + LS \frac{dIDS}{dt} \quad (1)$$

$$\text{Courant de décharge de } CGS = IRG = \frac{V_G}{RG} = - CGS \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (2)$$

$$(2) \Rightarrow (1) \quad V_{GS} + LS \frac{dIDS}{dt} = - RGCGS \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (3)$$

$$\text{or} \quad \frac{dIDS}{dt} = \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} \cdot \frac{dVGS}{dt} \quad (\text{voir fig 5}) \quad (4)$$



$$IDS = \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} \cdot (VGS - VGS(th))$$

fig 5

$$(4) \Rightarrow (3) \quad VGS + LS \cdot \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} \cdot \frac{dVGS}{dt} = - RG CGS \frac{dVGS}{dt}$$

$$VGS = - \frac{dVGS}{dt} (RG CGS + LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS})$$

$$\int_{t_0}^{t_f} dt = - \int_{VGS(I)}^{VGSTH} \frac{dVGS}{VGS} (RG CGS + LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS})$$

$$t_f = - (RG CGS + LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS}) \left[\ln \frac{VGSTH}{VGS(I)} \right]$$

$$t_f = (RG CGS + LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS}) \ln \frac{VGS(I)}{VGSTH}$$

Exemple : IRF250 courant 10 A

$$t_f = (10.3 \gamma_f + 12.5 \gamma_H \cdot \frac{10}{1.8}) \ln \frac{4.8}{3} = 47 \mu s$$

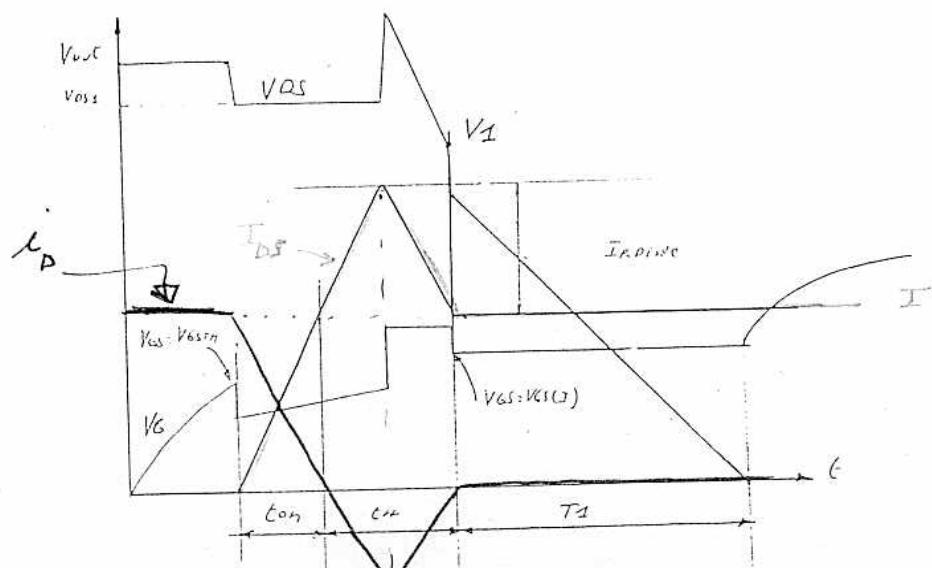
$$\text{Pertes } T_f = \frac{VDSM \cdot I}{2} (LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} + RG CGS) \ln \frac{VGS(I)}{VGSTH}$$

$$\text{Avec } VDSM = LD \frac{I}{T_f} + Vout$$

$$\text{Pertes } T_f = \frac{Vout \cdot I}{2} (LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} + RG CGS) \ln \frac{VGS(I)}{VGSTH} + \frac{LD \cdot I^2}{2}$$

3.1.1.2. Mise ON du transistor

La figure 6 montre les phases de commutation ON du transistor, plus complexes que la mise OFF car la diode intervient.



initiallement, D conduct. le driver passe
fig 6

a) Phase T₀

Cette phase correspond à T₀, temps demandé par le transistor pour faire passer son courant I_{DS} de 0 à I. (pendant ce temps, D n'est "on").

$$\frac{dI_{DS}}{dt} \Rightarrow V_{LS} = I_S - \frac{dI_{DS}}{dt}$$

$$V_G = V_{GS} + I_S \frac{dI_{DS}}{dt} \quad (1)$$

$$\text{Courant de charge de CGS} = I_{RG} = \frac{V_G}{R_G} = \frac{V_{\text{commande}} - V_G}{R_G} = CGS \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (2)$$

$$(2) \Rightarrow (1) \quad V_{GS} + I_S \frac{dI_{DS}}{dt} = V_{\text{commande}} - R_G C_{GS} \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (3)$$

$$\text{Or} \quad \frac{dI_{DS}}{dt} = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (\text{Voir fig.7}) \quad (4)$$

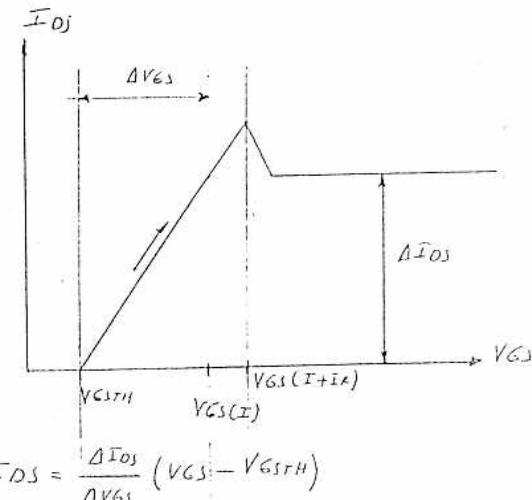


Fig 7

$$(4) \Rightarrow (3) \quad V_{GS} + LS \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} = V_{commande} - RG.CGS \cdot \frac{dV_{GS}}{dt}$$

$$V_{commande} = V_{GS} + \frac{dV_{GS}}{dt} \underbrace{\left(RG.CGS + LS \cdot \frac{I_{DS}}{V_{GS}} \right)}_{Z}$$

$$\text{Sans second membre : } 0 = V_{GS} + \frac{dV_{GS}}{dt} Z \Rightarrow V_{GS} = e^{-t/Z}$$

$$\text{Avec second membre : soit } V_{GS} = y.u \Rightarrow \frac{dV_{GS}}{dt} = \frac{dy}{dt} u + y \cdot \frac{du}{dt}$$

$$V_{commande} = u \underbrace{\left(y + \frac{dy}{dt} Z \right)}_{y = e^{-t/Z}} + Z y \frac{du}{dt}$$

$$V_{GS} = y.u = V_{commande} + K e^{-t/Z}$$

Avec les conditions initiales :

$$t_{on} = \left(RG.CGS + LS \cdot \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right) \ln \frac{V_{GSTH} - V_{commande}}{V_{GS}(I) - V_{commande}}$$

Exemple IRF250 coupant 10 A avec Vcommande = 10 V ton = 30 s

$$\text{Pertes ton} = \frac{VDS1 \cdot I}{2} (LS - \frac{IDS}{VGS} + RG CGS) \ln \frac{VGSTH - Vcommande}{VSG(I) - Vcommande}$$

$$\text{Or : } VDS1 = Vout - LD \frac{I}{ton}$$

$$\text{Pertes ton} = \frac{Vout \cdot I}{2} (LS - \frac{IDS}{VGS} + RG CGS) \ln \frac{VGSTH - Vcommande}{VSG(I) - Vcommande} - \frac{LD \cdot I^2}{2}$$

b) Phase Trr

Cette phase se subdivise en 2 parties : de 0 à Trr/2 et de Trr/2 à Trr. La phase Ton s'arrête lorsque le courant dans le transistor vaut I; cependant à cause de la diode, le courant continue à grimper dans le transistor avec la même perte et ceci jusque Trr/2 (voir ch.2).

Après Trr/2 la pente s'inverse car la diode bloque enfin et la tension peut croître à ses bornes. On observe une cassure dans la pente de VDS. De trr/2 à trr la self LS voit une tension négative à ses bornes, de plus CGS se décharge; tout ceci contribue à décharger CGD très rapidement. Ensuite lors de la phase T1, il n'y a plus de dIDS d'où plus de tension aux bornes de LS et CGS conserve la même tension à ses bornes, CGD se décharge donc beaucoup plus lentement.

b.1) De ton à trr/2 (on ne tient pas compte de Ld)

$$\text{Pertes b.1} = Vout \cdot I \cdot \frac{trr}{2} + Vout \cdot \frac{trr}{2} \cdot \frac{IR}{2}$$

$$\text{Or } IR = \frac{dI}{dt} \cdot \frac{trr}{2} = \frac{I}{ton} \cdot \frac{trr}{2}$$

$$\text{Pertes b.1} = V_{out} \cdot I \cdot \frac{trr}{2} + V_{out} \cdot \frac{trr}{2} \cdot \frac{I}{ton} \cdot \frac{trr}{4}$$

$$\text{Pertes b.1} = \frac{V_{out} \cdot I}{2} \left(trr + \frac{trr^2}{4ton} \right)$$

$$\text{Avec ton} = \left(RG \text{ CGS} + LS \frac{\Delta IDS}{dVGS} \right) \ln \frac{VGSTH - V_{commande}}{VGS(I) - V_{commande}}$$

b.2) De trr/2 à trr (on ne tient pas compte de I_d)

$$\text{Pertes b.2} = \frac{trr}{4} \cdot I (V_1 + V_{out}) + \frac{trr \cdot IR}{12} (V_1 + 2V_{out})$$

$$\text{Or } IR = \frac{dI}{dt} \cdot \frac{trr}{2} = \frac{I}{ton} \cdot \frac{trr}{2}$$

$$\text{Pertes b.2} = \frac{V_{out} \cdot I}{2} \left(\frac{trr^2 V_1}{12ton V_{out}} + \frac{trr^2}{6ton} + \frac{trr \cdot V_1}{2V_{out}} + \frac{trr}{2} \right)$$

Le problème est de calculer V_1 !

Résolvons l'équation différentielle correspondante :

$$IRG = CDG \cdot \frac{dVGD}{dt} + CGS \cdot \frac{dVGS}{dt} = \frac{VRG}{RG} = (V_{commande} - VGS - LS \frac{dIDS}{dt}) \quad RG$$

$$RG \cdot CGD \frac{dVGD}{dt} + RCCGS \frac{dVGS}{dt} = 10 - VGS - LS \frac{dIDS}{dt}$$

$$\text{or } \frac{dIDS}{dt} = \text{constante} = - \frac{IR}{trr/2}$$

$$IDS = (I + IR) - \frac{IR}{trr/2} t$$

DOC N°	HERMES 89/092	
Issue Date :	31.10.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	15	O F

$$\text{de plus : } \frac{dIDS}{dt} = \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} \cdot \frac{dVGS}{dt} \text{ et } VGS = \frac{IDS}{\Delta IDS / \Delta VGS} + VGSTH$$

$$\text{d'où } RG \text{ CGD} \cdot \frac{dVGD}{dt} + RG \text{ CGS} \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} (- \frac{IR}{trr/2})$$

$$= V_{\text{commande}} - VGSTH - (I + IR) \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} + \frac{IR \cdot t}{trr/2} \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} + \frac{LS \cdot IR}{trr/2}$$

$$\frac{dVGD}{dt} = \underbrace{\frac{IR}{trr/2 \cdot RGCGD} \cdot \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} \cdot t}_A$$

$$V_{\text{commande}} - VGSTH - (I+IR) \cdot \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} + LS \frac{IR}{trr/2} + RGCGS \frac{\Delta VGS}{\Delta IDS} \frac{IR}{trr/2}$$

$$= \underbrace{\dots}_{B} \quad RG \text{ CGD}$$

$$At^2$$

$$\text{La solution est donc : } V = \frac{At^2}{2} + Bt$$

$$\text{Or } t = \frac{trr}{2} \text{ (voir ch.2)}$$

$$V_1 = V_{\text{out}} - \frac{trr}{2RGCGD} (V_{\text{commande}} - VGSTH + \frac{IR}{trr/2} (LS + \frac{RGCGS}{gm}) - \frac{IR+2I}{2gm})$$

En première approximation on peut écrire :

$$V_1 = V_{\text{out}} - \frac{V_{\text{commande}}}{RG \text{ CGD}} \cdot \frac{trr}{2}$$

Ce résultat signifie que le transistor "s'arrange" pour que toute l'énergie de la commande serve uniquement à décharger CGD et donc pendant cette phase :

$$I_{CGD} = \frac{V_{commande}}{RG}$$

Ceci est à comparer avec le courant de décharge de CGD lorsque nous sommes dans la phase plateau T1 où là :

$$I_{CGD} = \frac{V_{commande} - VGS(I)}{RG}$$

(144)

ETCA**HERMES**

DOC N° HERMES 89/092

Issue Date : 31.10.89

Iss. 0

Rev. Date :

Rev.

Page 17

O F

c) Phase plateau (T1)

Même raisonnement que pour mise ON d'où :

$$T1 = \frac{CGD \cdot V1}{(V_{commande} - VGS(I))} RG$$

$$\text{Pertes } T1 = \frac{T1 \cdot V1 \cdot I}{2} = \frac{Vout \cdot I}{2} \left(\frac{CGD \cdot V1^2 \cdot RG}{(V_{commande} - VGS(I)) \cdot Vout} \right)$$

3.1.1.3. Pertes dû à CDS

CDS est fonction de VDS ainsi que le montre la fig.8. Les catalogues nous fournissent la valeur de CDS jusqu'à 50 V.

Au-delà nous prendrons l'hypothèse que CDS ne varie plus ce qui majorera quelque peu les pertes.

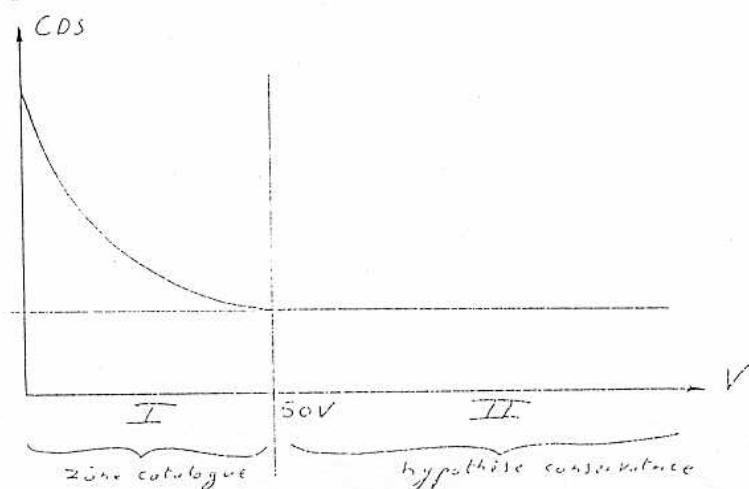


FIG. 8

- Pertes dans la zone II

$$\text{Pertes} = \text{CDS}_{50} \left(\frac{\text{Vout} - 50}{2} \right)^2 \quad \text{F.2}$$

- Pertes dans la zone I + zone II
La courbe sera approchée en exponentielle asymptotique.

$$\text{CDS} = A + B \cdot e^{-CVDS}$$

$$\text{Pertes}_{\text{CDS}} = \frac{1}{T} \int_0^{\text{Vout}} \text{VDS} (A + B \cdot e^{-CVDS}) d\text{VDS}$$

$$\text{Pertes CDS} = F (\text{Vout}^2 A + 2 \frac{B}{C^2} (1 - e^{-CVout}) (Vout \cdot C + 1))$$

$$\text{avec } A = \text{CDS}_{50V} \quad A + B = \text{CDS}_{0V}$$

$$B, C = \text{d'après catalogue}$$

Une étude sur 6 transistors (IRF 150, 250, 350, 450, 044, IRFF 110) au hazard montre que :

$$\text{CDS} \approx \text{CDS}_{50V} + 10 \cdot \text{CDS}_{50} \cdot e^{-0,14\text{VDS}}$$

$$\text{d'où : Pertes}_{\text{CDS}} = F (\text{Vout}^2 \text{CDS}_{50} + 1000 \text{CDS}_{50} (1 - e^{-0,14\text{Vout}} (0,14\text{Vout} + 1)))$$

C'est cette dernière formule qui est encodée dans "MATH MODELS".

3.1.1.4. Pertes dues a CGS

$$\text{Pertes} = F \cdot \text{CGS} \cdot V_{\text{commande}}^2$$

3.1.1.5. Pertes en conduction

$$\text{Pertes cond} = R_{\text{on}} \cdot I^2 \cdot d$$

avec d = rapport cyclique

3.1.1.6. Pertes totales

Pour la commutation en courant, les pertes dans le transistor sont :

$$\text{Pertes}_{\text{tot}} = \frac{I \cdot V_{\text{out}}}{2} \cdot F \left(R_{\text{GCGD}} \left(\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{GS}}(I)} + \frac{V_{\text{1}}^2}{(V_{\text{commande}} - V_{\text{GS}}(I)) \cdot V_{\text{out}}} \right) + t_{\text{on}} \right.$$

$$+ t_{\text{fall}} + \frac{t_{\text{rr}}}{2} \left(3 + \frac{V_1}{V_{\text{out}}} \right) + \frac{t_{\text{rr}}^2}{12t_{\text{on}}} \left(5 + \frac{V_1}{V_{\text{out}}} \right)$$

$$+ R_{\text{ON}} I^2 d + V_{\text{commande}}^2 \text{ CGSF}$$

$$+ F \left(V_{\text{out}}^2 C_{\text{DS50}} + 1000 C_{\text{DS50}} (1 - e^{-0,14V_{\text{out}}}) (0,14V_{\text{out}} + 1) \right)$$

$$\text{Avec : } t_{\text{fall}} = (L_S \frac{dI}{dV_{\text{GS}}} + R_G \text{ CGS}) \ln \frac{V_{\text{GS}}(I)}{V_{\text{GSTH}}}$$

$$t_{\text{on}} = (L_S \frac{dI}{dV_{\text{GS}}} + R_G \text{ CGS}) \ln \frac{V_{\text{GSTH}} - V_{\text{commande}}}{V_{\text{GS}}(I) - V_{\text{commande}}}$$

$$V_1 = V_{\text{out}} - \frac{t_{\text{rr}}}{2R_{\text{GCGD}}} (V_{\text{commande}} - V_{\text{GSTH}} + \frac{IR_{\text{on}}}{t_{\text{rr}}/2})$$

$$(L_S + \frac{R_{\text{GCGS}}}{g_m}) - \frac{IR + LI}{2g_m}$$

3.1.2. Commutation en courant avec les diodes schottky

Les éléments participant d'une façon active à la commutation sont :

- CGD : à peu près constant au-dessus de 50 V
- LS : qui agit en contre-réaction
- CGS : qui forme une constante de temps avec RG
- CD : capacité de la diode schottky polarisée en inverse.

3.1.2.1. Mise OFF du transistor

La figure 10 montre les phases de commutation OFF du transistor que nous déroulerons l'une après l'autre.

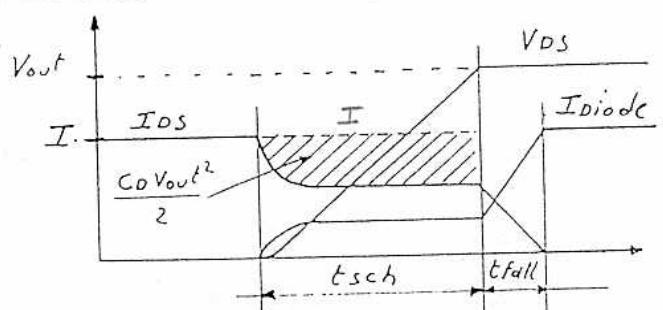


Fig 10

a) Phase tsch

La capacité C_D de la diode est chargée à V_{out} . La diode subit un dV/dt et fournit un courant dans le même sens que celui de la self; le transistor a donc beaucoup moins de pertes dans cette phase que pour le cas d'une diode normale. Lorsque la diode a évacué toutes les charges, le courant qui la traverse peut maintenant grimper à la valeur nominale IDS avec une pente IDS/t_{fall} imposée par le transistor.

$$VG = VGS + LS \frac{dIDS}{dt}$$

$$IRG = \frac{VG}{RG} = ICGS + ICGD = - CGS \frac{dVGS}{dt} + CGD \frac{dVGD}{dt}$$

$$\text{or } \frac{dVGD}{dt} = - \frac{dVCD}{dt} = \frac{I - IDS}{CD}$$

$$\text{d'où } - RGCGS \frac{dVGS}{dt} + RG \frac{CGD}{CD} (I - IDS) = VGS + LS \frac{dIDS}{dt} \quad (1)$$

$$IDS = gm (VGS - VGSTH) \quad)$$

$$\frac{dIDS}{dt} = gm \frac{dVGS}{dt} \quad)$$

(2)

Equation qui se ramène à : (2) \Rightarrow (1)

$$\frac{LS + \frac{RGCGS}{gm}}{IDS + \frac{dIDS}{dt}} = \frac{\frac{RG \cdot I}{CD} - VGSTH}{\underbrace{\frac{1}{gm} + RG \frac{CGD}{CD}}_{Z} + \underbrace{\frac{1}{gm} + RG \frac{CGD}{CD}}_{A}}$$

La solution est donc : $IDS = A + (I-A)e^{-t/Z}$

$$\text{or} : \frac{dVGD}{dt} = \frac{I - A (I - A) e^{-t/Z}}{CD}$$

$$\text{d'où : } Vout = \frac{(I - A)}{CD} (tsch + Z (e^{-tsch/Z} - 1))$$

On peut remarquer que : $e^{-tsch/Z} = \pm 0$

$$\text{c'est-à-dire : } tsch = Z + \frac{Vout \cdot CD}{I - A}$$

Pertes tsch

$$F \int_0^{tsch} IDS(t) VDS(t) dt = F \int_0^{tsch} VDS(t) I dt - \underbrace{F \int_0^{tsch} VDS(t) . Idiode(t) dt}_{\downarrow}$$

$$\frac{CD Vout^2}{2} = \text{pertes capacitatives}$$

$$= \text{partie hachurée fig 10}$$

$$F \int_0^{tsch} I VDS(t) dt = FI \int_0^{tsch} \frac{(I - A)}{CD} (t + Z (e^{-t/Z} - 1))$$

$$\text{Pertes tsch} = FI \frac{(I - A)}{CD} \left(\frac{tsch}{2} - Z \right) tsch + \frac{CD Vout^2}{2}$$

$$\text{Pertes tsch approximée (VDS(t) = rampe linéaire)} : FI \frac{Vout}{2} tsch - \frac{CD Vout^2}{2}$$

$$\text{On a toujours : } VG = VGS + LS \frac{dIDS}{dt}$$

$$IRG = \frac{V\text{commande} - VG}{RG} = ICGS + ICGD$$

$$= CGS \frac{dVGS}{dt} + CGD \frac{dVGD}{dt}$$

$$\text{d'où } VGS + LS \frac{dIDS}{dt} = V\text{commande} - RG CGS \frac{dVGS}{dt} - RG \frac{CGD}{CD} (IDS - I) \quad (1)$$

$$\text{or } IDS = gm (VGS - VGSTH) \quad)$$

$$\frac{dIDS}{dt} = gm \frac{dVGS}{dt} \quad)$$

)

(2)

)

)

(2) \Rightarrow (1) donne :

$$\frac{IDS + \frac{RGCGS}{gm}}{\frac{1}{gm} + RG \frac{CGD}{CD}} = \frac{V\text{commande} - VGSTH + RG \frac{CGD}{CD} I}{\frac{1}{gm} + RG \frac{CGD}{CD}}$$

2 A'

La solution est donc $IDS = A' + (I - A')e^{-t/\zeta}$

$$\text{or } \frac{dVGD}{dt} = \frac{A' + (I - A')e^{-t/\zeta} - I}{CD}$$

$$Vout \frac{dVGD}{dt} = \int_0^{tsch'} \frac{A' + (I - A')e^{-t/\zeta} - I}{CD} dt$$

$$Vout = \frac{A' - I}{CD} (tsch' + \zeta (e^{-tsch'/\zeta} - 1)) \text{ d'où tsch}'$$

HERMES 89/092	
DOC N°	
Issue Date :	02.08.89
Rev. Date :	Rev.
Page	25 OF

Pertes tsch'

Même raisonnement que pour ma mise OFF : on peut écrire :

$$\text{Pertes tsch}' = \int_0^{\text{tsch}'} I \left(V_{\text{out}} - \frac{A - I}{CD} (t + \zeta (e^{-t/\zeta} - 1)) + \frac{CDV_{\text{out}}^2}{2} F \right)$$

Pertes tsch' =

$$FID \left(V_{\text{out}} \text{tsch}' - \frac{A - I}{CD} \left(\frac{\text{tsch}'^2}{2} - \zeta \text{tsch}' - \zeta^2 (e^{-\text{tsch}'/\zeta} - 1) \right) + \frac{F \cdot CD \cdot V_{\text{out}}^2}{2} \right)$$

Pertes tsch' approximée ($VDS(t) = \text{rampe linéaire}$) :

$$\frac{V_{\text{out}} \cdot I}{2} \text{tsch}' F + \frac{CDV_{\text{out}}^2}{2} F$$

3.1.2.3. Pertes totales

Aux pertes que nous venons d'étudier, il faut bien sûr ajouter les pertes dues à CDS (idem que 3.1.1.3.) et les pertes dues à CGS (idem que 3.1.1.4.)

Les pertes capacitives de la schottky disparaissent et donc les pertes totales sont :

Pertes totales =

$$\begin{aligned} & F.I. \left(V_{\text{out}} \text{tsch}' - \frac{A' - I}{CD} \left(\frac{\text{tsch}'^2}{2} - \zeta \text{tsch}' - \zeta^2 (e^{-\text{tsch}'/\zeta} - 1) \right) \right. \\ & + \frac{(I-A)}{CD} \left(\frac{\text{tsch}'}{2} - \zeta \right) \text{tsch}' \\ & + F. \frac{A}{2} V_{\text{out}} t_{\text{fall}} + F \frac{V_{\text{out}} \cdot I}{2} T_{\text{ON}} + \text{pertes CDS} + \text{pertes CGS} \end{aligned}$$

Pertes totale approximée =

$$\begin{aligned} & F \frac{IV_{\text{out}}}{2} (\text{tsch} + \text{tsch}') + \frac{F \cdot A}{2} V_{\text{out}} t_{\text{fall}} + F \frac{V_{\text{out}} \cdot I}{2} \text{ton} \\ & + \text{pertes CDS} + \text{pertes CGS} \end{aligned}$$

DOC N°		HERMES 89/092
Issue Date :	02.08.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	26	O F

On remarque que l'erreur faite par l'approximation est très faible et même négligeable (souvent + 1 %) car l'erreur en mise ON (pertes réelles + 14 %) compense l'erreur en mise OFF (pertes réelles - 15 %) du transistor.

Les pertes encodées dans MATH-MODELS sont donc ces pertes approximées

Remarque

Si $A < 0$ cela signifie qu'il n'y a plus de pertes en commutation dans le transistor pendant la mise OFF (Idiode = I pendant t_{sch}). A ce moment les pertes sont donc :

$$\text{Pertes totales} = F \frac{IV_{out}}{2} t_{sch} + \frac{CD V_{out}^2}{2} F + F \frac{V_{out} \cdot I}{2} t_{on}$$

+ pertes CDS + pertes CGS

Afin de simplifier l'écriture de T_{fall} et T_{on} on peut introduire la notion de transconductance GRAND SIGNAUX : g_m

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} \quad (\text{Fig. 9})$$

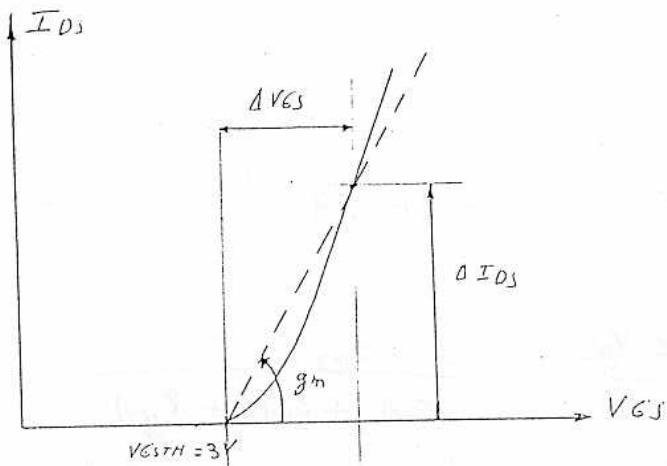


FIG. 9

$$\text{Il vient : } t_{fall} = (L_S g_m + R_G C_{GS}) \ln \left(1 + \frac{I}{V_{GSTH} \cdot g_m} \right)$$

$$t_{on} = (L_S g_m + R_G C_{GS}) \ln \left(\frac{V_{GSTH} - V_{commande}}{V_{GSTH} + \frac{I}{g_m} - V_{commande}} \right)$$

Le problème réside dans le fait que g_m n'est pas une constante, ce qui signifie que dans un calcul automatique, il faudrait rentrer la courbe $IDS = f(VGS)$; toutefois :

$$\frac{dt_{fall}}{dg_m} = \underbrace{\frac{\partial t_{fall}}{\partial g_m} \cdot \frac{d g_m}{d g_m}}_{\text{Négligeable au dessus de 0.3 IDS max}} + \frac{\partial t_{fall}}{\partial I_{DS}} \cdot \frac{d I_{DS}}{d g_m}$$

Négligeable au dessus de 0.3 IDS max

Conséquence

Prendre g_m fixe par transistor ne constitue pas une grande erreur.

MATH-MODELS prend donc la valeur de g_m correspondant à la courbe pointillée de la figure 9.

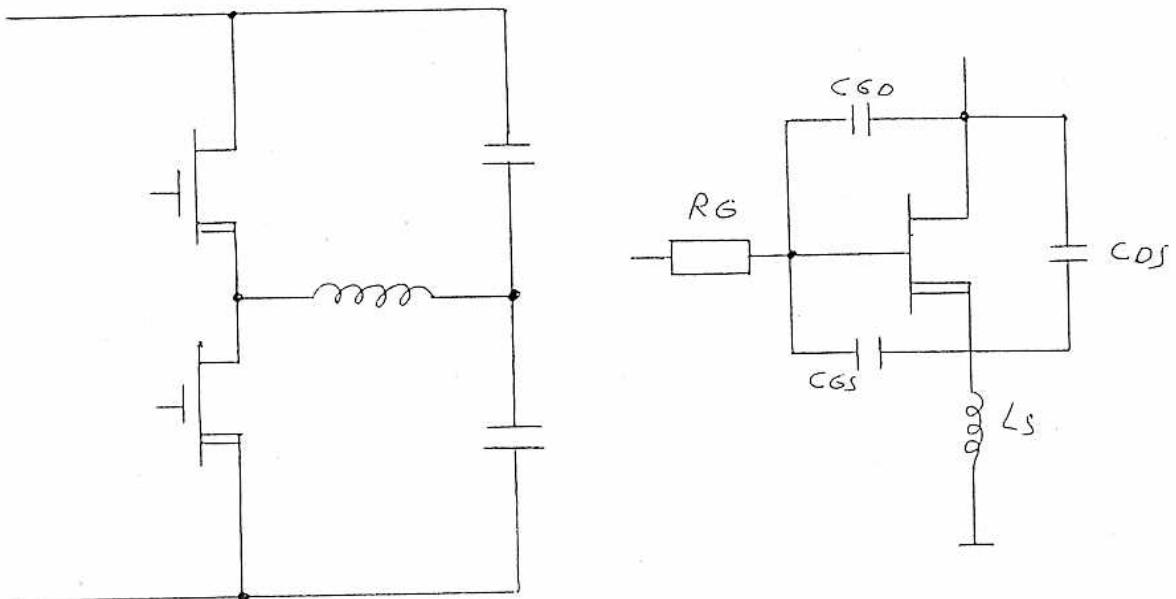
3.2. Commutation en tension

FIG. 12

A la figure 12 est représenté le circuit primaire d'un "HALF-BRIDGE" dont les transistors commutent en tension.

Les éléments participants d'une façon active à la commutation sont les suivants :

CGD : à peu près constant au dessus de 50 V VDS

LS : qui agit en contre réaction de tension

CGS : qui forme une constante de temps avec RG

g_m : pente du transistor considéré.

A la mise OFF ou ON, il n'y a plus qu'une phase de commutation et plus 2 à 3 comme pour la commutation en courant.

DOC N°	HERMES 89/092	
Issue Date :	02.08.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	28	O F

3.2.1. Mise OFF

La figure 13 ci-dessous montre la phase de commutation.

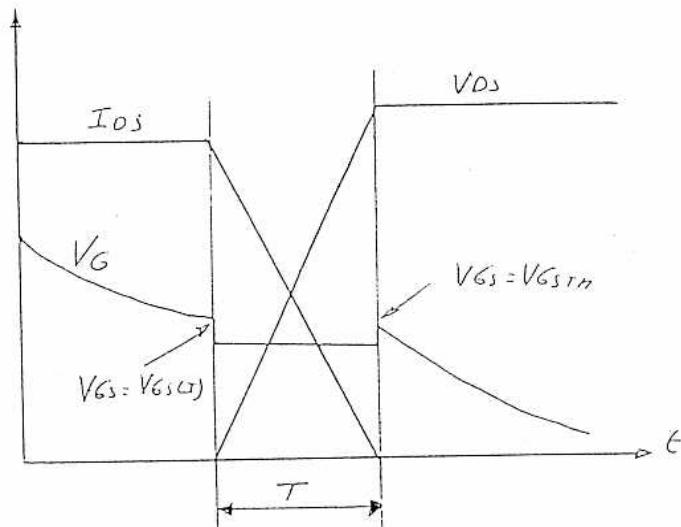


FIG. 13

$$\text{Décroissance du courant : } \frac{dIDS}{dt} \Rightarrow v_{LS} = LS \frac{dIDS}{dt}$$

$$VG = VGS + LS \frac{dIDS}{dt} \quad (1)$$

Courant de décharge de CGS et de charge de CGD :

$$\frac{VG}{RG} = - CGS \frac{dVGS}{dt} - CGD \frac{dVGD}{dt} \quad (2)$$

$$(2) \Rightarrow (1) : VGS + LS \frac{dIDS}{dt} = - RG CGS \frac{dVGS}{dt} - CGD RG \cdot \frac{dVGD}{dt} \quad (3)$$

$$\text{Or } \frac{dIDS}{dt} = \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} \cdot \frac{dVGS}{dt} \text{ (voir fig. 5)} \quad (4)$$

$$(4) \Rightarrow (3) : VGS + LS \frac{\Delta IDS}{\Delta dt} \cdot \frac{dVGS}{dt} = - RG CGS \frac{dVGS}{dt} - RG CGD \cdot \frac{dVGD}{dt}$$

$$\text{Or } VGD = VDS - VGS \text{ et } \frac{dVDS}{dt} = - \frac{Vout}{\Delta VGS} \cdot \frac{dVGS}{dt}$$

DOC N°		HERMES 89/092
Issue Date :	02.08.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	29	O F

$$\text{D'où } VGS + \frac{dVGS}{dt} \left(LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} + RG CGS + RG CGD \frac{Vout}{\Delta VGS} - RG CGD \right) = 0$$

$$\int_{VGS(I)}^{VGSTH} dt = - \int_{0}^{tf} \left(LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} + RG CGS + RG CGD \frac{Vout}{\Delta VGS} - RG CGD \right) \cdot \frac{dVGS}{VGS}$$

$$tf = \left(LS \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS} + RG CGS + RG CGD \frac{Vout}{\Delta VGS} - RG CGD \right) \ln \frac{VGS(I)}{VGSTH}$$

en incorporant la notion de transconductance $gm = \frac{\Delta IDS}{\Delta VGS}$

$$tf = \left(LS gm + RG CGS + RG CGD gm \frac{Vout}{IDS} - RG CGD \right) \ln \left(1 + \frac{IDS}{VGSTH \cdot gm} \right)$$

Exemples : IRF250, 10 A, 50 V

$$tf = 113 \text{ } \mu\text{s}$$

IRF250, 1 A, 50 V

$$tf = 87 \text{ } \mu\text{s}$$

Pertes $tf = \frac{Vout \cdot IDS}{6} F \left(LS gm + RG CGS + RG CGD gm \frac{Vout}{IDS} - RG CGD \right) \ln \left(1 + \frac{IDS}{VGSTH \cdot gm} \right)$

3.2.2. Mise ON

Il est aisé de se rendre compte que l'équation différentielle de la commutation ON sera :

$$VGS + \frac{dVGS}{dt} \left(LS \frac{dIDS}{dVGS} + RG CGS + RG CGD \frac{Vout}{dVGS} - RG CGD \right) = Vcommande$$

(Même raisonnement que pour la mise OFF)

La résolution donne :

$$ton = \left(LS \frac{dIDS}{dVGS} + RG CGS + RG CGD \frac{Vout}{dVGS} - RG CGD \right) \ln \frac{VGSTH - Vcommande}{VGS(I) - Vcommande}$$

Ou encore :

$$ton = \left(LS gm + RG CGS + RG CGD gm \frac{Vout}{IDS} - RG CGD \right) \ln \frac{Vcommande - VGSTH}{Vcommande - VGSTH - \frac{IDS}{gm}}$$

$$\text{Pertes ton} = \frac{VDS \cdot IDS}{6} F \cdot ton$$

HERMES 89/092	
DOC N°	
Issue Date :	02.08.89
Rev. Date :	Rev.
Page	31 OF

3.2.3. Pertes totales

Pertes totales :

$$\frac{IDS \cdot VDS}{6} F (ton + tfall) + Vcommande^2 CGSF + RON IDS^2 d \\ + f (VDS^2 CDS_{50} + 1000 CDS_{50} (1 - e^{-0,14VDS}) (0,14VDS + 1))$$

Avec ton = $(LS \text{ gm} + RG \text{ CGS} + RG \text{ CGD} \text{ gm} \frac{VDS}{IDS} - RG \text{ CGD}) \ln \left(\frac{Vcommande - VGSTH}{Vcommande - VGSTH - \frac{IDS}{gm}} \right)$

$$tfall = (LS \text{ gm} + RG \text{ CGS} + RG \text{ CGD} \text{ gm} \frac{VDS}{IDS} - RG \text{ CGD}) \ln \left(1 + \frac{IDS}{VGSTH \cdot gm} \right)$$

4. OPTIMISATION DU COUPLE HEXFET-DIODE

Cette optimisation n'est bien sûr possible qu'en commutation courant.

Si on additionne les pertes en commutation de l'Hexfet avec celles de la diode, on trouve :

$$\sum \text{pertes} = \frac{I \cdot V_{out}}{2} F (\alpha + t_{on} + t_{fall} + \frac{trr}{2} (3 + \frac{V_1}{V_{out}}) + \frac{trr^2}{2t_{on}} (\frac{4}{3} + \frac{V_1}{6V_{out}}))$$

Avec α indépendant de t_{on} , trr .

t_{fall} est lié à t_{on} par la relation suivante :

$$\ln \left(1 + \frac{IDS}{VGSTH \cdot gm} \right)$$

$$t_{fall} = t_{on} \cdot \frac{\ln \left(\frac{VGSTH - V_{commande}}{VGSTH - V_{commande} + IDS/gm} \right)}{K} = t_{on} \cdot K$$

$$\ln \left(\frac{VGSTH - V_{commande}}{VGSTH - V_{commande} + IDS/gm} \right)$$

Le minimum de pertes est obtenu en annulant la dérivée des pertes par rapport à t_{on} pour un trr donné :

$$0 = 1 + k - \left(\frac{4}{3} + \frac{V_1}{6V_{out}} \right) \frac{trr^2}{2t_{on}^2}$$

$$ton = \frac{trr}{\sqrt{\frac{2(1+K)}{\left(\frac{4}{3} + \frac{V_1}{6V_{out}} \right)}}}$$

Les valeurs de K sont voisines de : 2 ... 1,8

De plus V_1 est compris entre 0 et V_{out} mais la fonction est peu sensible à V_1/V_{out} .

$$\text{d'où : } ton = \pm \frac{trr}{2}$$

Ce résultat est très physique : il exprime le fait que l'optimum est atteint lorsque la diode est tout juste aussi rapide que le transistor.

DOC N°	HERMES 89/092	
Issue Date :	31.10.89	Iss.. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	33	O F

Tenant compte de ce résultat, les formules se simplifient pour :

$$\text{la diode : pertes en commutation} = \frac{I_s \cdot t_{trr} \cdot V_R \cdot F}{4} \quad \text{à l'optimum}$$

$$\text{l'Hexfet : pertes en commutation} = \frac{I_s \cdot V_{out}}{2} \cdot F \cdot (\alpha + t_{trr} \cdot (7 + K)) \quad \text{à l'optimum}$$

Avec $\alpha = RG \cdot CGD \cdot V_{out} \left(\frac{1}{VGSTH + \frac{IDS}{gm}} + \frac{1}{V_{commande} - VGSTH - \frac{IDS}{gm}} \right)$

La façon la plus simple et la plus pratique d'arriver à $t_{on} = t_{trr}/2$ est de jouer sur la valeur de LS. Une étude a montré que la grosse majorité des cas demandent de rajouter une petite self en série avec la source afin de réaliser l'optimum, la self de source du boîtier étant toujours plus petite que cet optimum.

Le tableau ci-dessous montre l'effet de la self de source. Il reprend le cas d'un boost 1 kW 120 V de sortie avec une diode BYW77 et un hexfet IRF250.

($LS_{boîtier} = 12.5 \mu H$, $F = 50 \text{ kHz}$).

	LS = 0	LS = 3 μH	LS = 6 μH Optimum	LS = 12 μH
t _{trr}	70 ns	70 ns	70 ns	70 ns
t _{on}	25,6 ns	30,3 ns	35 ns	44,5 ns
Pertes hexfet	17,62 W	17,56 W	17,62 W	17,96 W
Pertes diode	8,17 W	7,94 W	7,77 W	7,55 W
Pertes totales	25,8 W	25,5 W	25,4 W	25,5 W

Dans le programme MATH-MODELS les équations rentrées sont celles de l'optimum, ce qui simplifie les formules.

REMARQUE CONCERNANT MATH MODELS

Nous avons vu que le programme tenait compte de l'optimum HEXFET-DIODE lors de la commutation en courant. Mais il s'agit ici de l'optimum une fois la diode choisie, c'est-à-dire à trr fixé.

Encore faut-il que la diode soit bien sélectionnée.

Pour se faire les auteurs ont imaginé la solution suivante :

1. On passe d'abord dans le module DIODE avec un paramètre essentiel "PS-HEXFET".

Ce paramètre exprime les pertes que la diode va occasionner dans le transistor : PS-HEXFET = VDS.IDS.

2. Le module diode calcule les pertes conduction + commutation + 2 trr F. PS HEXFET diode après diode.

La diode choisie est celle dont la somme (K . Pertes + masse diode) est minimale.

K étant l'impact du watt dissipé.

3. Une fois la diode choisie, le programme passe alors dans le module Hexfet en lui passant, outre les paramètres fréquence, tension, courant, mode de commutation, la valeur de trr de la diode sélectionnée.

Le résultat est convaincant :

BOOST	HEXFET CHOISI	DIODE CHOISIE
1 kW - 50 kHz - 120 V	2 x IRF360	BYW77 (70 μ s)
100 W - 50 kHz - 120 V	1 x 2N6800	BYW77 (70 μ s)
100 W - 50 kHz - 50 V	2 x IRF110	1N5811 (30 μ s)

Le premier résultat peut paraître surprenant : 1 kW - 50 kHz - 120 V donne 2 hexfets IRF360 au lieu de 2 hexfets IRF250 !

(RON IRF250 = 85 m ohm et RON IRF360 = 200 m ohm)

Pourtant le programme a très bien choisi : à 50 kHz, les pertes en commutation de l'hex fet représente 87 % du total des pertes hex fet. Il est donc logique que l'aspect commutation l'emporte sur la conduction; or les capacités CGD, CDS sont plus petites pour l'IRF360 que pour l'IRF250.

		PERTES TOTALES	
BOOST		2 x IRF360	2 x IRF250
1 kW - 50 kHz - 120 V		14,215 W	19,255 W

DOC N°		HERMES 89/092
Issue Date :	31.10.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	36	O F

5. VALIDATION

Toutes les équations décrites dans ce rapport sont programmées dans "MATH-MODELS". Nous allons donc confronter des dimensionnements de convertisseurs avec les maquettes réalisées.

Des dimensionnements ont été réalisées à plusieurs puissances différentes permettant de balayer la gammes :

- Buck 2.8 W - 100 kHz à diode normale (SILEX)
- Buck 50 W - 60 kHz à 180 kHz à diode normale (MUBIC)
- Boost 1000 W - 50 kHz à diode normale (maquette de vérification)
- Boost 500 W - 100 kHz à 500 kHz à diode schottky (maquette de vérification)
- Commutation en tension sur 1 transistor

Les quatre premières maquettes permettent de valider la commutation en courant ainsi que les pertes diodes; la dernière la commutation en tension. Un autre type de validation de commutation tension a été menée : confronter des temps de commutation obtenu par A.W.B. avec des temps calculé.

5.1. Buck 2.8 W - 100 kHz (SILEX)

Nous reprenons ici la comparaison faite par M. Bonivert et F. Sainlez entre le dimensionnement fait par le programme et la maquette réalisée.

Test du 08.09.88 :

- Vin : 12 V
- Vout : 2 V
- Iout : 1,408 A
- Iin : 0.359 A
- Ibias NIV : 19,6 A
- F : 100 kHz

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 65.4 \% \text{ (maquette)}$$

Pertes transistors : 250 mW

Pertes diode : 800 mW

Pertes self : 100 mW

Mesure courant : 98 mW

Bas niveau : 240 mW

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 65.3 \% \text{ (MATH-MODELS)}$$

Ecart = 0.1 % sur le rendement

= 0.3 % sur les pertes

5.2. Buck 50 W MUBIC

Des essais ont été menés de 60 kHz à 180 kHz.

La courbe ci-dessous reprend les résultats maquettes et programme.
Fig.11.

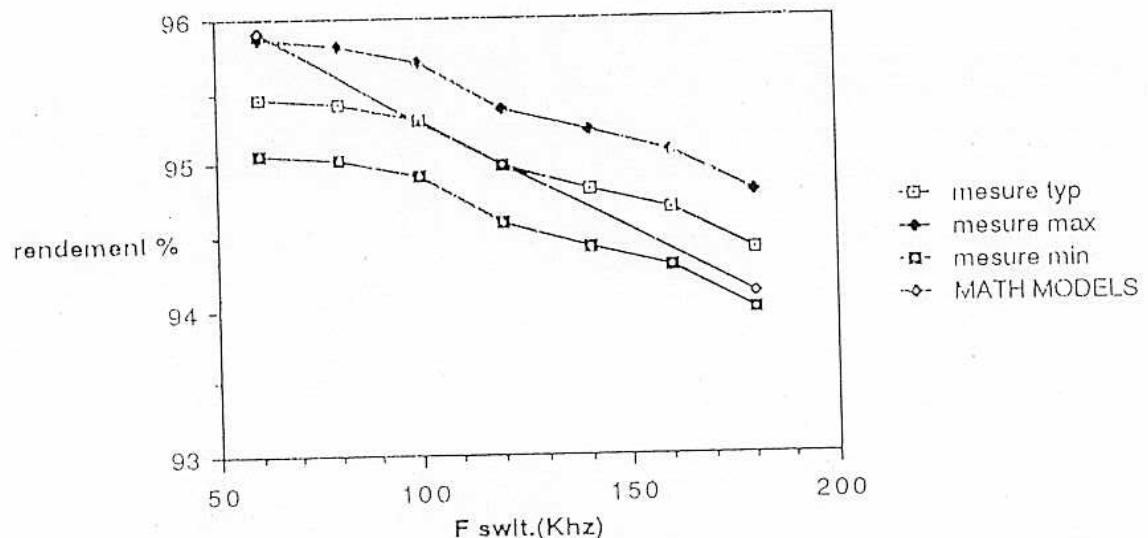


FIGURE 11

L'écart maximum est donc de 0.3 % sur le rendement. Il faut toutefois faire remarquer que la valeur du rendement maquette est entachée d'une imprécision de mesure de $\pm 0,4\%$.

5.3. Boost 1000 W - 50 kHz (diode normale)

Il s'agit d'un test de "vérité" ! Car à 1000 W - 50 kHz, les pertes totales sont essentiellement des pertes de commutation. Le résultat est encourageant.

MATH-MODELS :

- Vin : 100.4 V)
- Vout : 120.1 V)
- Iout : 8.405 A) Condition de calcul
- 1 x IRF x 250)
- 1 x BYW77)

Résultats

Pertes transistor : conduction : 1.561 W
commutation : 17.320 W

Pertes diode : conduction : 6.081 W
commutation : 1.080 W

Pertes self : 1.69 W (*)

$$\text{pertes} = 27.73 \text{ W}$$

$$\eta = 97.33 \%$$

Maquette :

$$\text{pertes} = 27.69 \text{ W}$$

$$\eta = 97.33 \%$$

$$\begin{aligned} \text{Ecart} &= 0,004 \% \text{ sur le rendement} \\ &= 0,14 \% \text{ sur les pertes} \end{aligned}$$

(*) Celles-ci correspondent aux pertes mesurées sur la self de la maquette, cette self étant une self récupérée et déjà bobinée d'une valeur supérieure à celle que le programme demandait.

(144)

ETCA

HERMES

DOC N°	HERMES 89/092
Issue Date :	31.10.89
Rev. Date :	Rev.
Page	40 OF

5.4. Boost 500 W - 100 kHz à 500 kHz (diode schottky)

Le but est bien entendu de valider les pertes de commutation du transistor commutant sur une diode schottky.

Les essais ont été mené sur un hybride existant (hybride 3 A) utilisant un IRF150 et une schottky 60HQ100 et commandé par un driver UC1706.

Quatre essais ont été fait :

- | | |
|-----------------------------|------------------------------------|
| - F = 100 kHz, RG = 10 ohms |) Vin = 40 V |
| - F = 100 kHz, RG = 22 ohms |) Vout = 50 V |
| - F = 250 kHz, RG = 10 ohms |) Pout = 500 W |
| - F = 500 kHz, RG = 10 ohms |) Rself = 14,55 ohms (150 μ H) |

5.4.1. F = 100 kHz, RG = 10 ohms

Mesures : Vin = (40,0 \pm 0,04) V Vout = (50,0 \pm 0,05) V
 Iin = (12,955 \pm 0,045) A Tout = (9,9411 \pm 0,035) A

$$\gamma = (95,92 \pm 0,90) \%$$

Calculs : Pertes diodes = 5,64 W

Pertes Hexfet = 9,6 W (tsch = 62,5 s, tsch' = 87 s)

Pertes self = 2,442 W

$$17,7 \text{ W}$$

$$\gamma = 96,6 \%$$

L'écart entre les mesures et les calculs : 0,66 % est bien compris dans l'incertitude de mesure : 0,90 %.

DOC N°	HERMES 89/092	
Issue Date :	31.10.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	42	O F

5.4.2. F = 100 kHz, RG = 22 ohms

Mesures : Vin = (39,4 ± 0,039) V Vout = (50,0 ± 0,05) V
 Iin = (13,284 ± 0,046) A Iout = (9,936 ± 0,035) A

$$\gamma = (94,92 \pm 0,90) \%$$

Calculs : Pertes diodes = 5,69 W

Pertes Hexfet = 14,745 W (tsch = 109,2 s, tsch' = 157,7 s)

Pertes self = 2,486 W

$$22,92 \text{ W}$$

$$\gamma = 95,6 \%$$

L'incertitude de mesure englobe toujours l'écart mesure-calcul; de plus l'influence de la résistance de gate semble bien évaluée :

- Écart mesure RG = 22 ohms, RG = 10 ohms : 1 %
- Écart calcul RG = 22 ohms, RG = 10 ohms : 1 %

5.4.3. F = 250 kHz, RG = 10 ohms

Mesures : Vin = (40,0 ± 0,04) V Vout = (50,1 ± 0,05) V
 Iin = (13,255 ± 0,046) A Iout = (9,909 ± 0,035) A

$$\gamma = (93,63 \pm 0,90) \%$$

Calculs : Pertes diodes = 6,1 W

Pertes Hexfet = 21,1 W

Pertes self = 2,556 W

$$29,8 \text{ W}$$

$$\gamma = 94,38 \%$$

(144)

ETCA

HERMES

DOC N°		HERMES 89/092
Issue Date :	31.10.89	Iss. 0
Rev. Date :		Rev.
Page	43	O F

5.4.4. F = 500 kHz, RG = 10 ohms

Mesures : Vin = (39,9 ± 0,04) V Vout = (50,1 ± 0,05) V
 Iin = (13,365 ± 0,047) A Iout = (9,738 ± 0,034) A

$$\gamma = (91,48 \pm 0,90) \%$$

Calculs : Pertes diodes = 5,82 W
 Pertes Hexfet = 40,6 W (tsch = 64,2 s, tsch' = 80 s)
 Pertes self = 2,6 W

$$49,02 \text{ W}$$

$$\gamma = 91,1 \%$$

Ecart mesures-calcul = 0,4 % compris dans les 0,9 % d'incertitude de mesure.

5.5. Commutation en tension sur un transistor

5.5.1. Résultat maquette-calcül

I R F 2 5 0					
CONDITION DE MESURE	TON MESURE	TON CALCULE	TOFF MESURE	TOFF CALCULE	
V = 100 V I = 2 A (1)	± 50 ns	83 ns	± 100 ns	160 ns	
V = 50 V I = 2 A (2)	± 50 ns	45 ns	± 80 ns	87 ns	
V = 50 V I = 10 A (3)	± 75 ns	69 ns	± 100 ns	110 ns	
V = 25 V I = 6.2 A (4)	± 100 ns	40 ns	± 100 ns	65 ns	

Entre (1) et (2), la mesure indique une légère diminution de Toff chose qui semble beaucoup marquée par calcul. La condition (2) est très bien évaluée.

Entre (2) et (3), la mesure montre très bien l'influence du courant commuté et qui se retrouve intégralement dans le calcul.

La condition (4) indique des temps de commutation beaucoup plus élevés que calculés, ceci provient de CGD qui varie très fort de 0 V à 25 V alors que le programme le maintient constant; pour cette gamme, il faudrait prendre un CGD plus élevé.

Une remarque doit être faite concernant ces mesures : l'incertitude sur la valeur mesurée est très importante (lecture sur un oscillo); de plus la mesure influence elle-même la commutation (capa du probe) et la bande passante de l'oscillo était de 100 MHz.

5.5.2. Résultat AWB - Calcul

I R F 2 5 0		
CONDITION DE MESURE	TFALL AWB	TFALL CALCULE
V = 200 V I = 10 A RG = 10 ohm	120 ns	125 ns
V = 200 V I = 26 A RG = 5 ohm	133 ns	134 ns
V = 100 V I = 10 A RG = 5 ohm	80.4 ns	84.9 ns
V = 100 V I = 10 A RG = 5 ohm	77.9 ns	60 ns
V = 100 V I = 10 A RG = 10 ohm LS = 25 nM	120 ns	117 ns

AWB prend RON, CDS, CGD ... typique et non pas max comme MATH-MODELS, c'est pourquoi nous avons calculé les tfall avec les valeurs typiques des paramètres.

Les résultats indiquent que le modèle du Hexfet pris par AWB est pratiquement le même que le nôtre.

6. CONCLUSIONS

Les auteurs ont portés leurs efforts sur la compréhension physique de la commutation en s'aidant du logiciel AWB, mais aussi des documents donnés en référence (chapitre 7). Ils ont, sur cette base, modélisé les formes d'ondes et recherché les équations correspondantes.

Ces équations ainsi trouvées, encodées dans "MATH-MODELS" ne sont donc entachées d'aucun empirisme : aucun coefficient arbitraire n'entre dans les équations mais au contraire toutes les valeurs fournies par les fabricants de composants ainsi que des éléments câblés.

Le résultat est plus que satisfaisant; MATH-MODELS fournit des valeurs de rendement de quelques kHz jusqu'à plusieurs centaines de kHz (voir le MHz) pour des puissances de quelques watts à plusieurs kW et ceci avec une précision avoisinant les 0,3 %.

7. REFERENCES

Unitrode U73-A

U88

International Rectifier Application note 944A

Application note 947

Siliconix "MOS Power Applications" 1985 chapitre 3.2.

Thomson "Le transistor dans son environnement".