

N° d'ordre : 1.021

50376  
1992  
313

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Jean-Paul GAUBERT

Ingénieur C.U.S.T.

**NOUVELLES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS  
CONTINU-CONTINU SANS TRANSFORMATEUR  
A RAPPORT DE TRANSFORMATION ELEVE**



Soutenue le 18 Décembre 1992 devant la Commission d'Examen

**B. TRANNOY**

**Président**

**J.P. FERRIEUX**

**Rapporteur**

**R. BAUSIERE**

**Rapporteur**

**J.F. BRUDNY**

**Examineur**

**F. FOREST**

**Examineur**

**A. JAAFARI**

**Examineur**

**Examineur**



*À Patricia , ma femme*

*À Valentin , mon fils*

*Avec toute mon affection*

## AVANT-PROPOS

*Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.*

*Je tiens à exprimer ma vive reconnaissance à Monsieur le Professeur G. SEGUIER pour l'accueil chaleureux qu'il m'a réservé et la confiance qu'il m'a témoignée en me confiant une responsabilité dans l'enseignement à l'UFR d'IEEA.*

*Monsieur le Professeur R.BAUSIERE, dont j'avais déjà pu apprécier les qualités d'enseignant, a accepté de diriger notre recherche. Qu'il trouve ici mes plus sincères remerciements pour son aide fructueuse et ses conseils éclairés qui nous ont permis de mener à bien ce travail.*

*Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur B. TRANNOY, Professeur à l'I.N.P de Toulouse, qui nous a fait l'honneur de présider notre jury de thèse et d'être rapporteur. Qu'il trouve ici l'expression de notre gratitude pour l'intérêt qu'il a accordé à nos travaux.*

*Nous remercions vivement Monsieur J.P. FERRIEUX, Professeur au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, qui a bien voulu juger notre travail et faire partie de notre commission d'examen, nous lui en sommes très reconnaissants.*

*Nous tenons à remercier chaleureusement Monsieur J.F BRUDNY, Professeur à l'Université d'Artois, Monsieur F. FOREST, Maître de Conférences Habilité à l'E.N.S de Cachan et Monsieur A. JAAFARI, Maître de Conférences Habilité au Centre Universitaire des Sciences et Techniques de Clermont-Ferrand pour avoir accepté d'examiner notre travail et de faire partie de ce jury. Nous sommes très honorés par leur présence.*

*Je tiens à témoigner à Monsieur A. JAAFARI ma reconnaissance et ma sympathie pour avoir su éveiller mon intérêt pour l'Electronique de Puissance et m'avoir encouragé à effectuer ce troisième cycle universitaire.*

*Nous désirons remercier tous les chercheurs pour leur amicale collaboration ainsi que tous les membres du L.E.E.P auprès desquels nous avons toujours trouvé l'aide que nous sollicitons.*

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION</b>	1
<b><u>PREMIERE PARTIE</u> : SYNTHESE ET ANALYSE DES CONVERTISSEURS DC-DC</b>	6
<b>1- Limites de fonctionnement des convertisseurs DC-DC</b>	7
<b>2- Multiplication des éléments de stockage</b>	8
2.1- Montages abaisseurs	9
2.2- Montages élévateurs	11
<b>3- Mise en cascade de deux structures élémentaires</b>	16
3.1- Cas de deux hacheurs série	16
3.2- Cas de deux hacheurs parallèle	19
3.3- Généralisation	22
<b>4- Synthèse des convertisseurs DC-DC</b>	23
4.1- Définition d'un modèle en continu	25
4.1.1- Théorie des graphes orientés	26
4.1.2- Moyenne dans l'espace d'état	31
4.2- Etude d'une procédure de synthèse	32
<b>5- Elaboration de la procédure de synthèse</b>	40
5.1- Structure d'un convertisseur de quatrième ordre	40
5.2- Description des différentes étapes	43
5.2.1- Etape 1	45
5.2.2- Etape 2	45
5.2.3- Etape 3	46
5.2.4- Etape 4	47
5.2.5- Etape 5	52
5.3- Résultats	56
<b><u>DEUXIEME PARTIE</u> : PROPRIETES DES NOUVEAUX CONVERTISSEURS DC-DC</b>	62
<b>A RAPPORT DE TRANSFORMATION ELEVE</b>	
<b>1- Etude en régime continu</b>	64
1.1- Sélection des structures en fonction de l'énergie stockée et des contraintes sur les composants semi-conducteurs	64

1.1.1-	Valeurs moyennes des tensions et des courants	66
1.1.2-	Contraintes sur les interrupteurs	67
1.1.3-	Etude comparative des montages possédant le même rapport de transformation m	68
1.2-	Analyse détaillée des solutions retenues- Calcul des valeurs moyennes	72
1.2.1-	Exemple de calcul- Convertisseur C	72
1.2.2-	Convertisseur A1	79
1.2.3-	Convertisseur A2	85
1.2.4-	Convertisseur B	91
1.2.5-	Convertisseur D1	96
1.2.6-	Convertisseur D2	102
1.2.7-	Convertisseur E	107
1.3-	Ondulation des courants et des tensions	113
1.3.1-	Equations des courants et des tensions	114
1.3.2-	Calcul des ondulations	117
2-	Etude en régime discontinu	124
2.1-	Convertisseurs de la première famille	125
2.1.1-	Convertisseur C	125
2.1.2-	Convertisseur A1	130
2.1.3-	Convertisseur A2	132
2.2-	Convertisseurs de la deuxième famille	137
2.2.1-	Convertisseur B	137
2.2.2-	Convertisseur D1	142
2.2.3-	Convertisseur D2	143
2.2.4-	Convertisseur E	145
3-	Dimensionnement des composants	147
3.1-	Les éléments réactifs	147
3.2-	Les semi-conducteurs	152
3.3-	Notes sur le dimensionnement du transistor	157
4-	Montages possédant deux tensions de sortie	160
4.1-	Convertisseur D1	160
4.2-	Convertisseur F	168

**TROISIEME PARTIE : VERIFICATIONS EXPERIMENTALES** 177

1-	Courbes expérimentales des convertisseurs retenus	179
1.1-	Convertisseurs A1, A2, B	179

1.2- Convertisseur C	181
1.3- Convertisseurs D1, D2, E	181
<b>2- Essais des structures possédant deux tensions de sortie</b>	<b>184</b>
2.1- Convertisseur D1	184
2.2- Convertisseur F	185
<b>CONCLUSION</b>	<b>187</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>188</b>

## INTRODUCTION

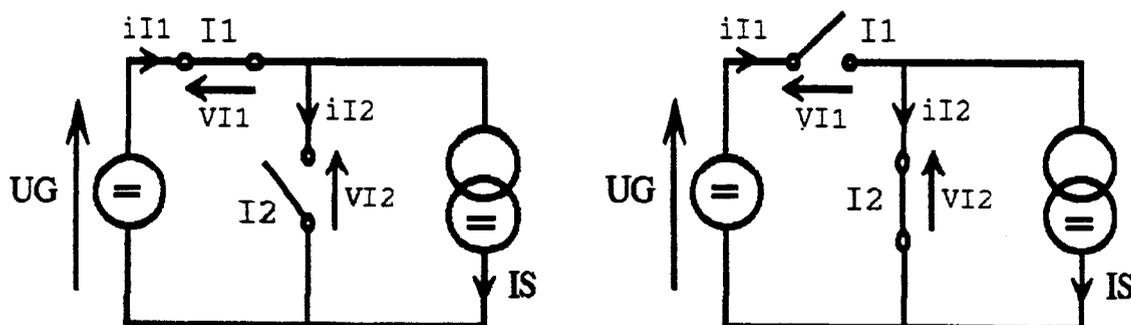
Un convertisseur statique DC-DC permet de régler le transfert de puissance entre deux sources, une à l'entrée, l'autre en sortie. Celles-ci peuvent être reliées directement par des organes de commande (interrupteurs) si les deux sources sont de nature différente (tension et courant). Dans ce cas, il s'agit de convertisseurs directs (hacheur série ou parallèle). Si les deux sources sont de même nature, il est nécessaire d'introduire, en plus des organes de commande, un élément intermédiaire réactif afin de stocker l'énergie sous forme transitoire ( $1/2 LI^2$  ou  $1/2 CU^2$ ), il s'agit alors de convertisseurs indirects (hacheurs à stockage inductif ou capacitif). On utilise toujours deux interrupteurs à commandes complémentaires : un interrupteur se trouve - en série avec une source de tension.

- en parallèle avec une source de courant.

Suivant la nature du générateur et du récepteur, trois cas sont à envisager.

### 1 - LIAISON ENTRE GENERATEUR DE TENSION ET RECEPTEUR DE COURANT

La nature des interrupteurs I1 et I2 dépend des variations de leurs courants  $i_1$ ,  $i_2$  et de leurs tensions  $V_1, V_2$ . Le déplacement du point de fonctionnement dans le plan courant/tension permet de déterminer si le changement d'état d'un interrupteur est commandé (déplacement dans un quadrant où  $i$  et  $v$  ont le même signe) ou spontané (déplacement dans un quadrant où  $i$  et  $v$  sont de signes contraires) [1].



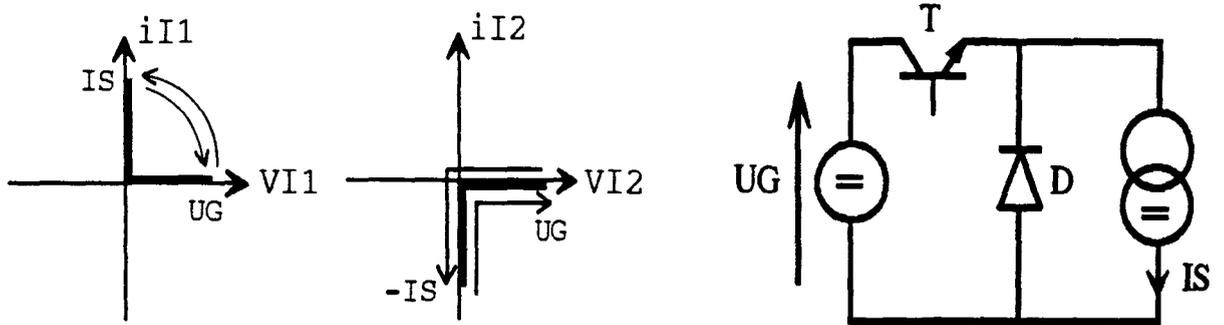


Figure 1

Sur la figure 1, on constate que les deux changements d'état de I1 doivent être commandés, alors que ceux de I2 sont spontanés. I1 sera un interrupteur de type transistor (bipolaire ou autre) et I2 un interrupteur de type diode. On obtient ainsi le schéma du hacheur série.

## 2 - LIAISON ENTRE GENERATEUR DE COURANT ET RECEPTEUR DE TENSION

Pour identifier la nature des interrupteurs on procède comme au paragraphe précédent. On obtient ainsi le schéma du hacheur parallèle

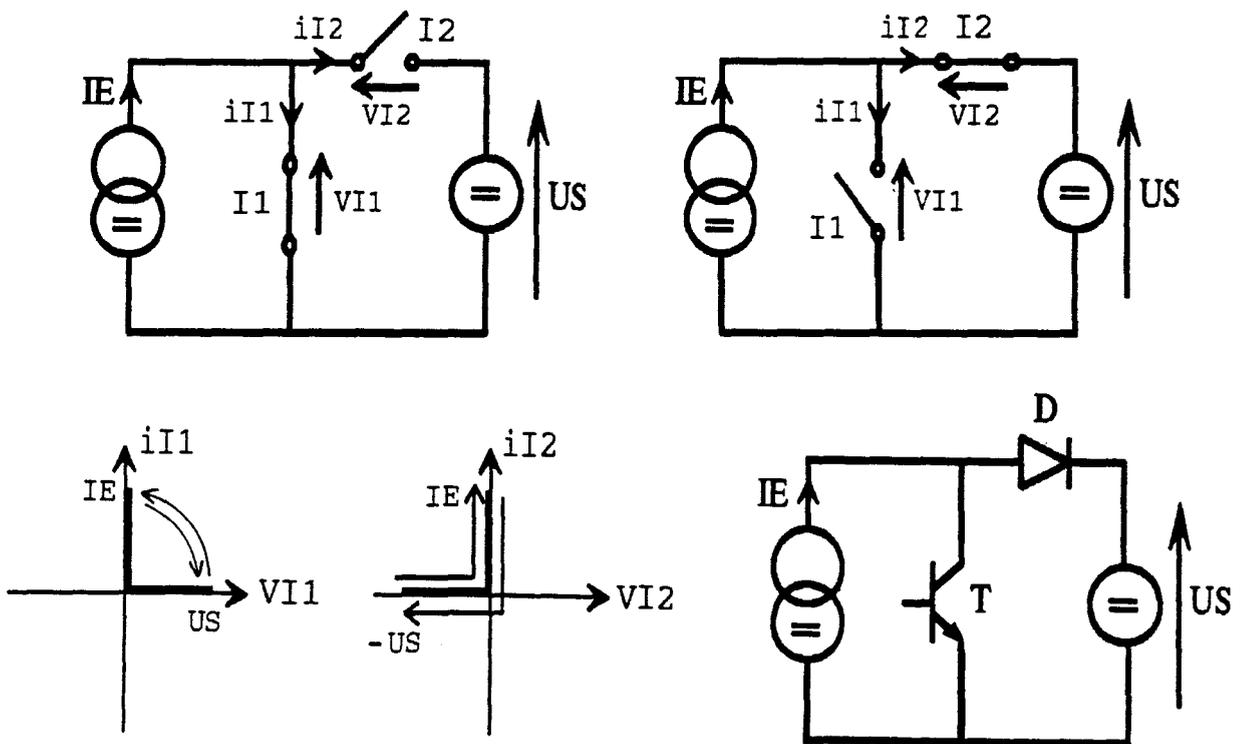


Figure 2

### 3 - LIAISON ENTRE GENERATEUR DE TENSION ET RECEPTEUR DE TENSION

Comme deux sources de même nature ne peuvent pas être reliées directement, il faut introduire un élément réactif. Une inductance permet :

- soit de donner la nature d'une source de courant au récepteur de tension ( montage buck ).
- soit de donner la nature d'une source de courant au générateur de tension ( montage boost ).

Le convertisseur de type buck ou boost est ainsi constitué de trois éléments disposés en T : 2 interrupteurs et 1 inductance. Par permutation circulaire de ces 3 éléments on obtient une troisième solution qui correspond au hacheur à stockage inductif, aussi appelé buck/boost.

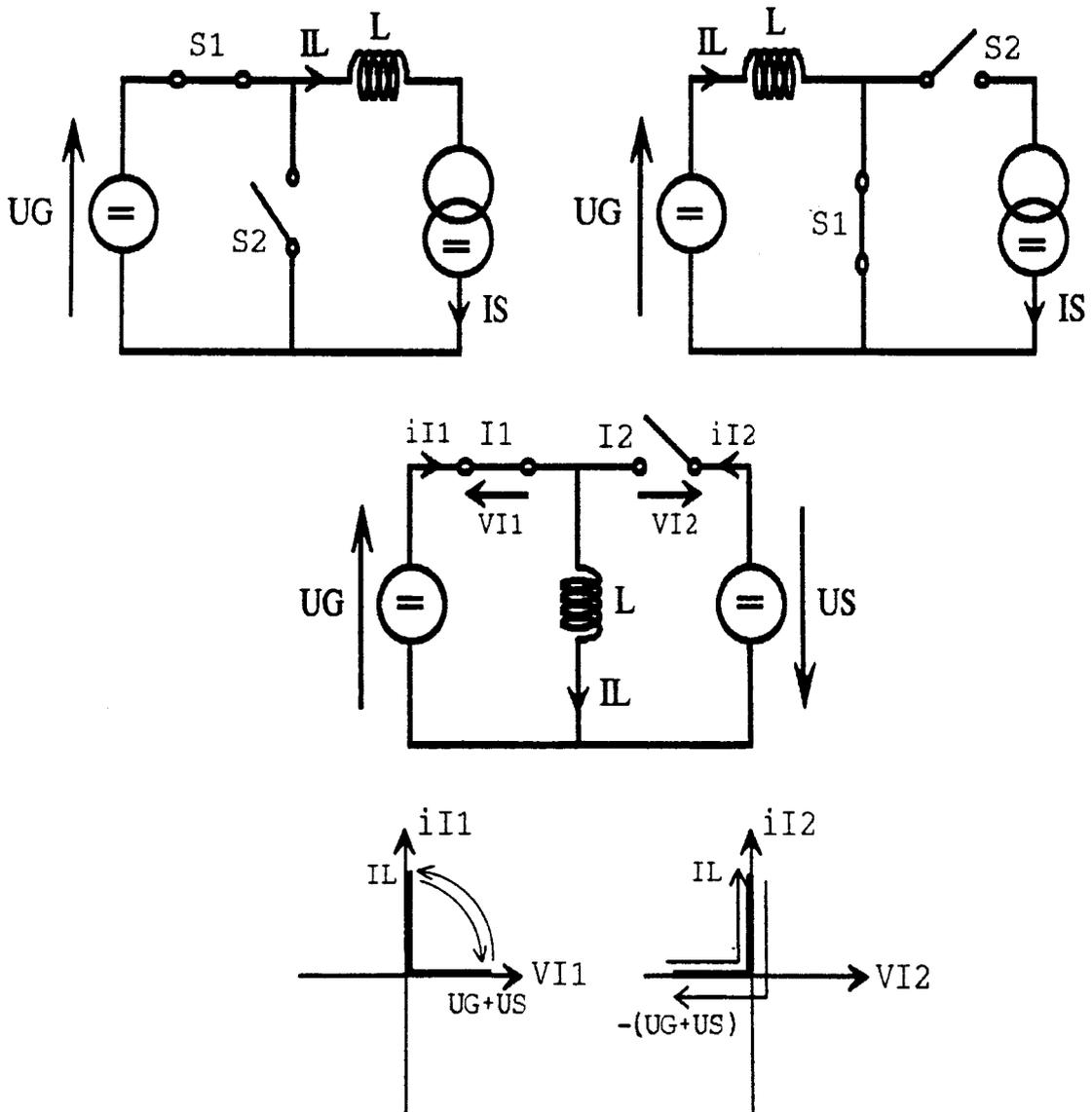


Figure 3

Sur la figure 3, on constate que les deux changements d'état de I1 doivent être commandés, alors que ceux de I2 sont spontanés. I1 sera un interrupteur de type transistor et I2 un interrupteur de type diode. Avec cette structure, la tension de sortie sera négative par rapport au point commun.

Lorsqu'on utilise ces convertisseurs pour réaliser des alimentations à découpage, la source d'entrée est généralement une source de tension issue du réseau industriel après redressement et filtrage ou une tension continue fournie par une batterie d'accumulateurs. Pour les applications des convertisseurs statiques aux petites puissances, la charge est souvent de type résistif. Afin de réduire l'ondulation de la tension de sortie, on place toujours un condensateur entre les bornes de sortie. Le transfert d'énergie doit être réglé entre un générateur et un récepteur de tension. On utilise donc des structures dérivées des montages buck, boost ou buck/boost.

Dans le cadre des applications mettant en oeuvre des convertisseurs continu-continu n'utilisant pas de transformateur et nécessitant des rapports de transformation soit faibles, soit élevés, les montages construits à partir des structures décrites ci-dessus doivent opérer avec un rapport  $\alpha$  entre la durée de chaque état qui doit être soit proche de 0, soit proche de 1. Par conséquent, la fréquence de découpage est limitée par le temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Cela peut être évité en mettant en cascade deux structures élémentaires pour que le rapport de transformation devienne une fonction quadratique du coefficient de réglage  $\alpha$ . Ainsi la mise en cascade de deux montages de type buck (rapport de transformation  $m$  égal à  $\alpha$ ) permet d'obtenir un rapport de transformation  $\alpha^2$ , mais nécessite 2 interrupteurs commandés. Ces 2 interrupteurs permettent de donner à l'ensemble 4 configurations différentes alors que deux suffisent.

Une petite modification du montage permet de transformer un interrupteur commandé en un interrupteur spontané en gardant  $m = \alpha^2$ .

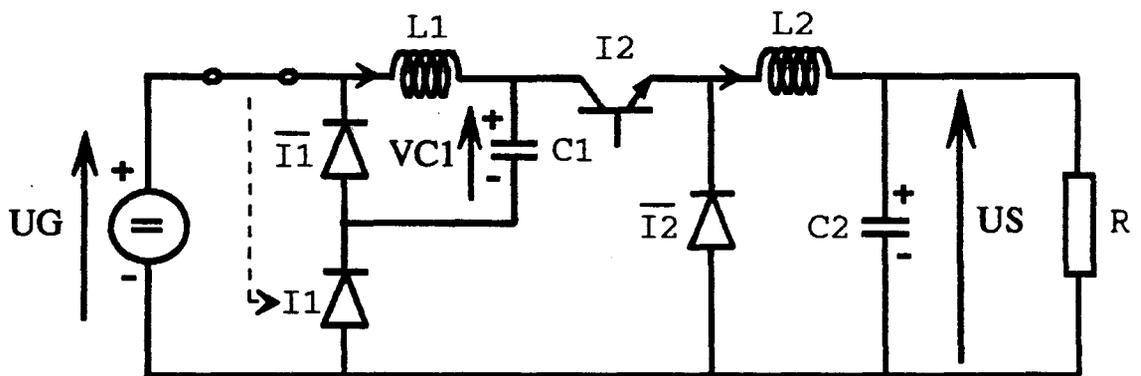
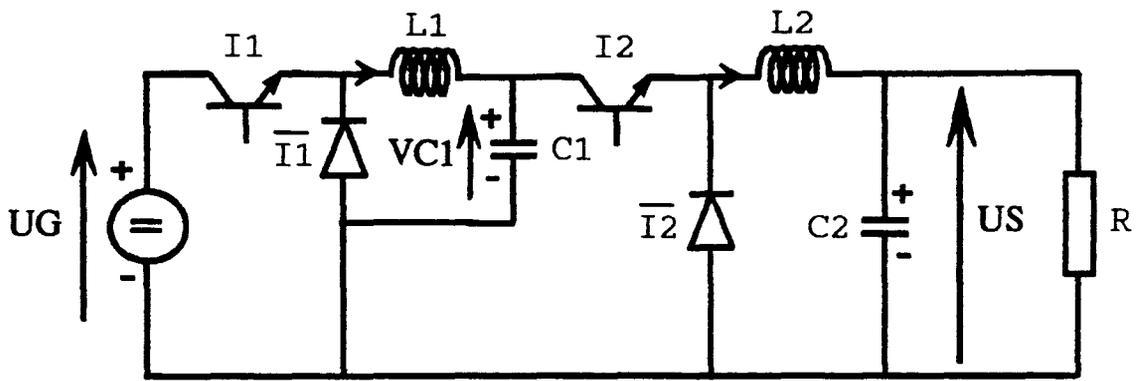


Figure 4

Le but de notre étude est de rechercher de façon exhaustive les montages à 2 inductances, 2 condensateurs (dont 1 en parallèle sur la résistance de charge), 3 diodes et 1 transistor, qui permettent d'obtenir un rapport de transformation quadratique, et de comparer leurs caractéristiques.

Cette étude ayant déjà été faite pour les abaisseurs [4] nous nous limiterons aux montages éleveurs.

# **PREMIERE PARTIE**

## **SYNTHESE ET ANALYSE DES CONVERTISSEURS DC-DC**

## 1 - LIMITES DE FONCTIONNEMENT DES CONVERTISSEURS DC-DC

Le hacheur à stockage inductif est pris ici comme exemple (figure 1-1). Le principe du hacheur à stockage inductif non réversible est de transmettre une énergie d'un générateur de tension à un récepteur de tension. L'énergie transmise est stockée momentanément dans une inductance qui joue le rôle de source intermédiaire de courant. La démarche consiste à charger celle-ci pendant une partie de la période (phase 1 = de 0 à  $\alpha T$ ,  $T$  étant la période de hachage) en la reliant au générateur de tension  $U_G$  et à la décharger pendant l'autre partie de la période (phase 2 = de  $\alpha T$  à  $T$ ) en la reliant au récepteur de tension  $U_S$ .

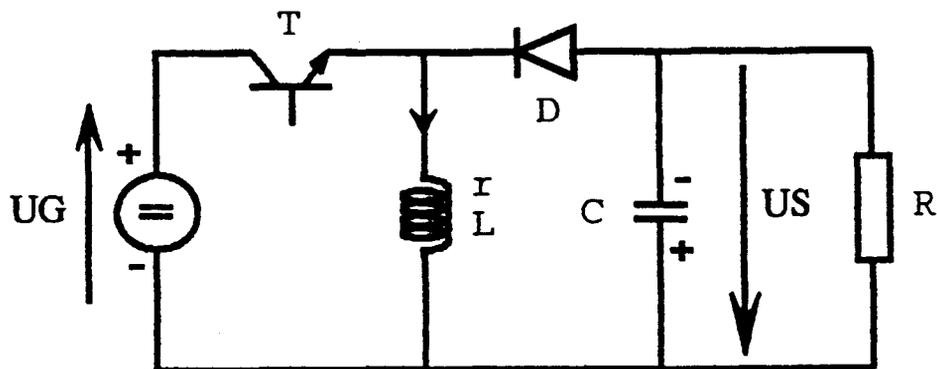


Figure 1-1

On désigne par  $r$  la résistance interne de l'inductance  $L$ ,  $R$  étant la résistance de charge. Si on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs passants et l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur  $C$ , l'expression de la tension de sortie est donnée par :

$$U_S = U_G \frac{\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r/R} \quad \text{soit} \quad m = \frac{U_S}{U_G} = \frac{\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r/R} \quad (1.1)$$

Sur la figure 1-2 sont tracées les variations de  $U_S/U_G$  en fonction de  $\alpha$  pour différentes valeurs de  $r/R$ . On constate que ce montage peut abaisser ou élever la tension d'entrée  $U_G$  en agissant sur le rapport cyclique  $\alpha$ . Pour obtenir  $U_S/U_G = 0,25$ , il faut  $\alpha = 0,2$ . Pour obtenir  $U_S/U_G = 2$ , il faut  $\alpha = 0,7$  si  $r = 0,01R$ , alors que si  $r = 0,05R$  il n'est pas possible d'obtenir un tel gain.

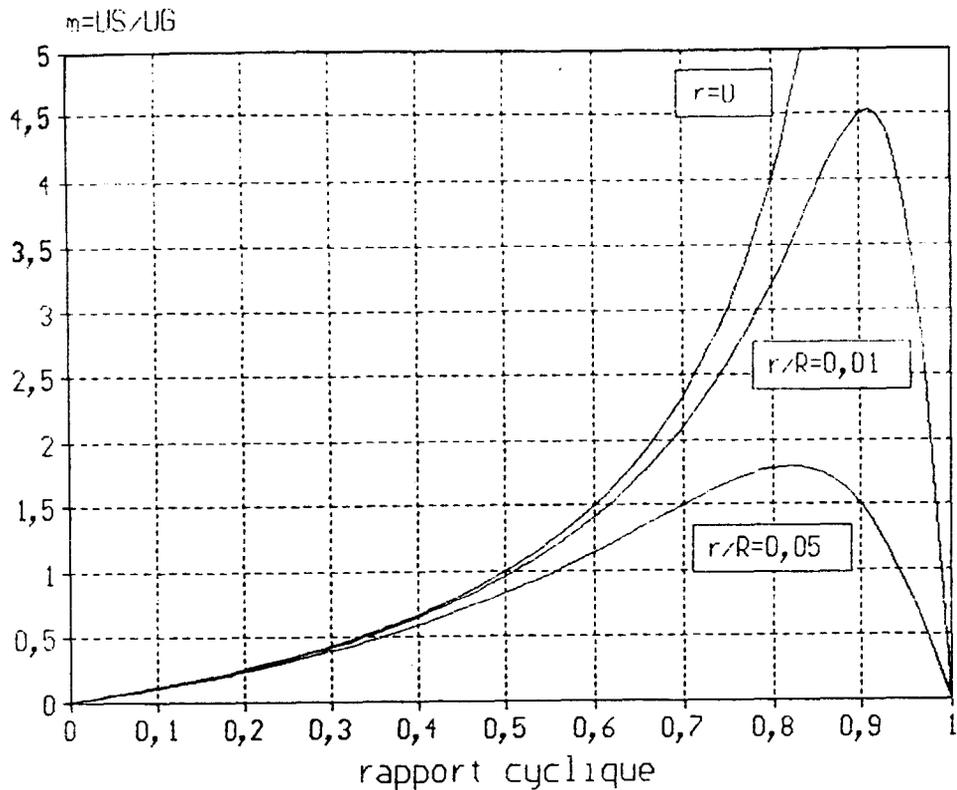


Figure 1-2

Dans le cadre des applications nécessitant des rapports de transformation élevés ou faibles et n'utilisant pas de transformateur, les topologies élémentaires PWM doivent opérer soit avec un coefficient de réglage  $\alpha$  voisin de 1, soit inversement, proche de 0. Ainsi, le rapport de transformation  $m$  minimal est imposé par le temps de conduction minimal de l'interrupteur commandé pour un convertisseur abaisseur d'une part et d'autre part la valeur maximale de  $m$  est limitée par la dégradation du rendement au fur et à mesure que  $\alpha$  devient voisin de 1 pour un élévateur. Les rapports de transformation minimal et maximal sont donc limités en pratique dans les structures élémentaires. Par conséquent, pour obtenir une valeur minimale de  $m$ , seules de faibles fréquences de hachage sont possibles et pour une valeur maximale de  $m$ , cela s'effectue au détriment du rendement.

## 2- MULTIPLICATION DES ELEMENTS DE STOCKAGE

Dès que la puissance devient importante, il est difficile de réaliser des transformateurs performants en hautes fréquences.

Dans les convertisseurs DC-DC, où l'isolation galvanique n'est pas nécessaire, la fréquence de hachage peut être augmentée afin de réduire la taille des éléments réactifs, mais le rapport de transformation  $m$  ne dépend toujours que du coefficient de réglage  $\alpha$ . Pour les hacheurs possédant un élément de stockage intermédiaire, une solution consiste à diviser cet élément de stockage en plusieurs parties reliées en série ou en parallèle pendant les deux phases de fonctionnement du convertisseur.

Grâce à ce principe, on peut obtenir des rapports de transformation élevés ou faibles sans que le rapport cyclique soit trop près de 1 ou de 0. Ainsi, l'absence de transformateur et un rapport cyclique  $\alpha$  distant de 1 ou de 0 permettent de travailler avec des fréquences de hachage plus élevées. Ce concept a été mis en oeuvre par MIDDLEBROOK [2] dans les hacheurs à stockage capacitif et son extension aux hacheurs à stockage inductif a été mentionnée.

Notre étude concernant ces hacheurs à stockage inductif [3] a montré que le montage proposé par MIDDLEBROOK n'est qu'un élément d'une famille de montages. A l'intérieur de cette famille, le nombre total d'interrupteurs est constant mais les montages diffèrent par leur nombre d'interrupteurs commandés et les contraintes imposées à ceux-ci. Chaque division par  $N$  de l'élément de stockage entraîne l'introduction de trois nouveaux interrupteurs; ainsi, pour une division par deux de cet élément, il est nécessaire d'introduire cinq interrupteurs pour satisfaire les deux phases de fonctionnement du nouveau convertisseur. C'est la disposition (série ou parallèle) des éléments de stockage pendant les deux phases de fonctionnement qui détermine la nature du convertisseur: abaisseur ou élévateur. Le rapport de transformation est donc respectivement divisé par  $N$  ou multiplié par  $N$ .

### 2.1 - MONTAGES ABAISSEURS

Dans le cas des montages abaisseurs, pour obtenir de faibles valeurs de la tension de sortie sans que le rapport cyclique  $\alpha$  soit trop voisin de 0, l'élément de stockage est décomposé en deux inductances identiques qui seront reliées en série pendant la charge et en parallèle pendant la décharge. La figure 1-3 indique les connexions qui doivent être réalisées pendant les deux phases de fonctionnement.

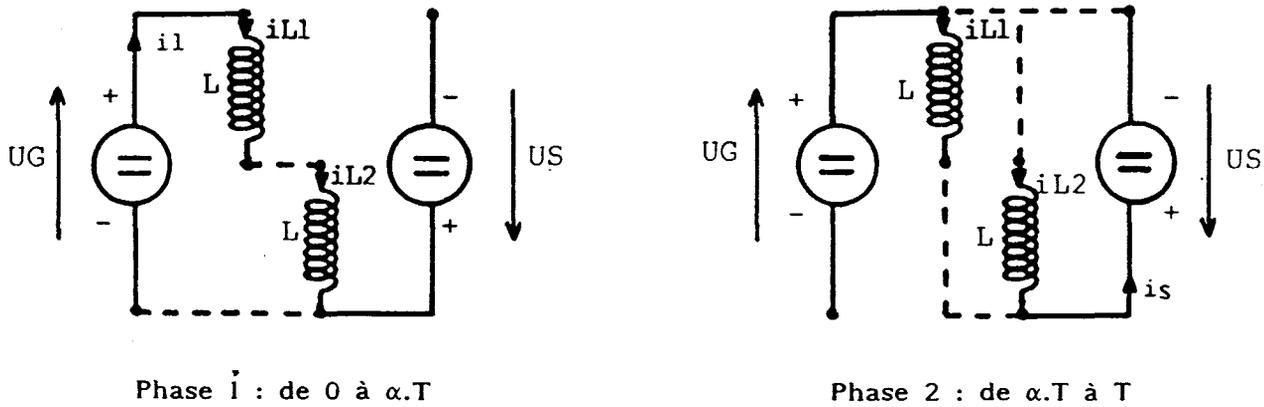


Figure 1-3

Ce principe impose, au minimum, deux nouveaux transistors et une diode pour réaliser les deux phases de fonctionnement du convertisseur. La nouvelle structure est donc constituée d'au moins trois transistors et de deux diodes. ( Il est à noter que pour un hacheur à stockage capacitif, un nouvel interrupteur commandé et deux interrupteurs à commutations spontanées sont nécessaires pour une division par deux de l'élément de stockage.)

Comme les inductances  $L_1$  et  $L_2$  sont identiques, les constantes  $r_{1,L1}$  et  $r_{2,L2}$  ont respectivement les mêmes valeurs. En désignant par  $r$  la résistance des inductances et avec les simplifications précédentes, l'expression de la tension de sortie s'écrit:

$$US = UG \frac{\alpha(1-\alpha)}{2(1-\alpha)^2 + r/R} \quad (1.2)$$

La figure 1-4 donne les variations du rapport  $m$  en fonction de  $\alpha$  pour différentes valeurs de  $r/R$ . Les courbes en pointillés correspondent au hacheur à une seule inductance. Cette topologie permet d'obtenir de faibles valeurs de  $US$  avec une plage de variations de  $\alpha$  plus étendue : pour avoir  $m = US/UG = 0,25$  il faut maintenant  $\alpha = 0,333$ . Toutefois, la multiplicité d'interrupteurs commandés réduit l'intérêt de ce type de montage.

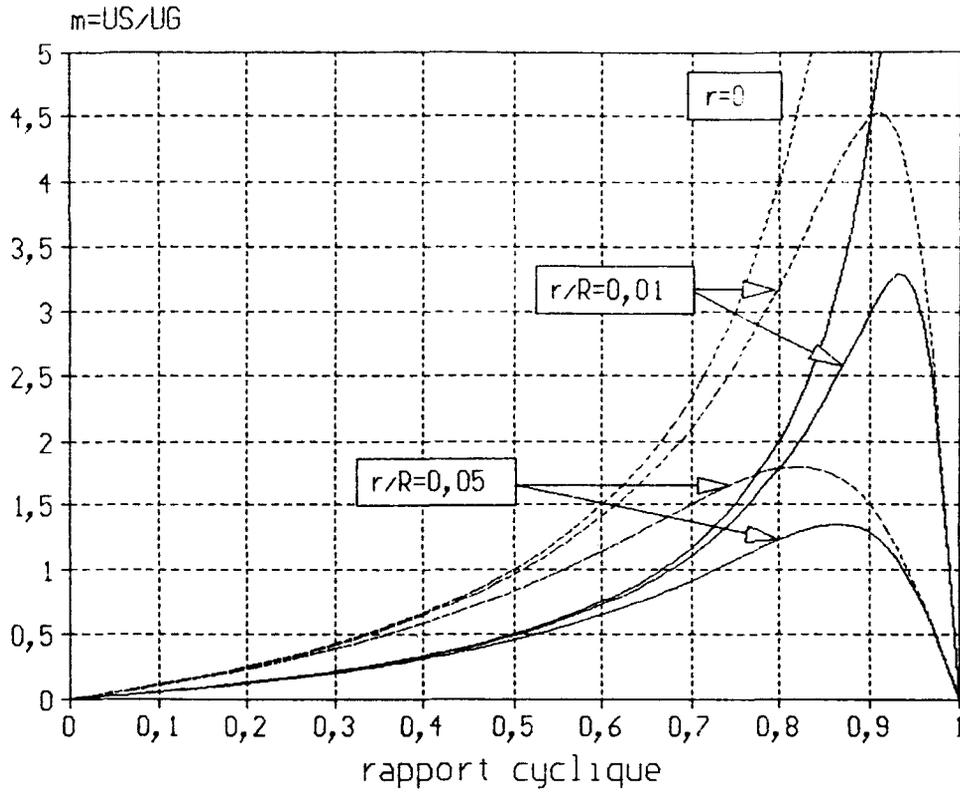


Figure 1-4

**2.2- MONTAGES ELEVATEURS**

Pour les montages élévateurs, à l'inverse du cas précédent, les deux inductances doivent être chargées en parallèle et déchargées en série. On peut ainsi obtenir des valeurs élevées de la tension de sortie sans que le rapport cyclique  $\alpha$  soit trop proche de 1. La figure 1-5 indique les connexions qui doivent être réalisées pendant les deux phases de fonctionnement.

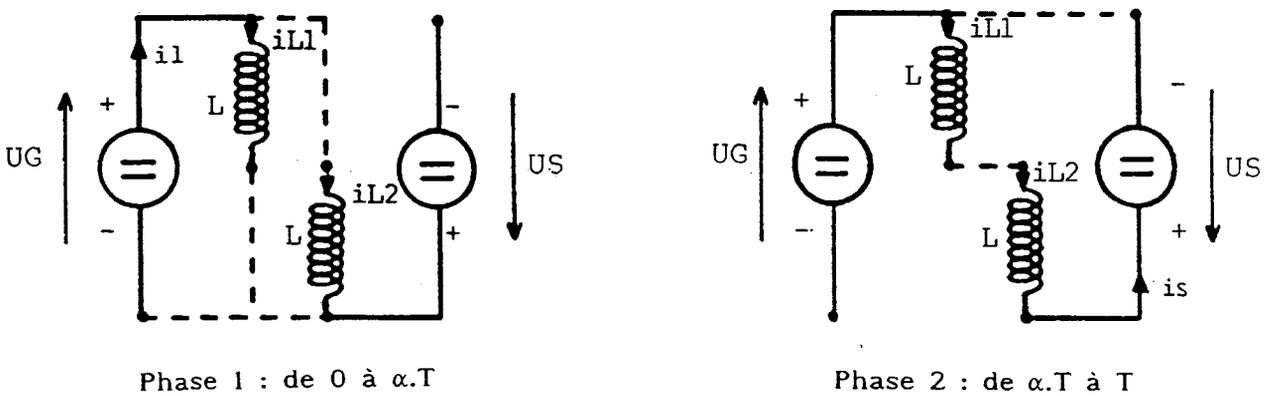


Figure 1-5

Afin de satisfaire les deux phases de fonctionnement de cette structure, un nouveau transistor associé à deux nouvelles diodes sont nécessaires. Par dualité, deux nouveaux transistors et une nouvelle diode doivent être introduits dans le hacheur à stockage capacitif. Mais, pour ce type de montage, il existe une structure de hacheur élévateur utilisant un seul interrupteur commandé associé à quatre diodes, la réalisation de la partie commande est ainsi grandement simplifiée. La figure 1-6 donne le schéma de celui-ci.

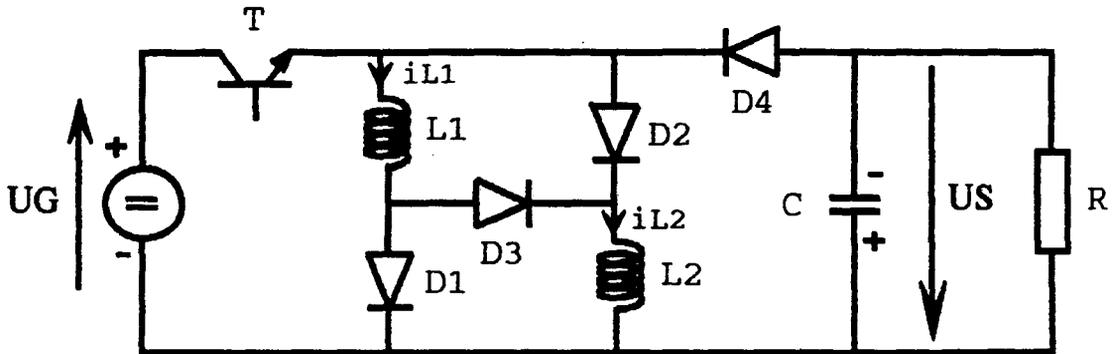


Figure 1-6

Pour que les deux inductances \$L\_1\$ et \$L\_2\$ se chargent en parallèle et se déchargent en série, le transistor \$T\$ et les diodes \$D\_1\$ et \$D\_2\$ conduisent de \$t = 0\$ à \$t = \alpha T\$ et sont bloquées de \$t = \alpha T\$ à \$t = T\$. Les diodes \$D\_3\$ et \$D\_4\$ sont bloquées de \$t = 0\$ à \$t = \alpha T\$ et passantes de \$t = \alpha T\$ à \$t = T\$. Toujours avec les mêmes notations, le rapport \$m\$ est donné par :

$$m = \frac{\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2/2 + r/R} \quad (1.3)$$

La figure 1-7 donne les variations du rapport de transformation \$m\$ en fonction de \$\alpha\$ pour les différentes valeurs de \$r/R\$. Ce montage permet, à \$U\_G\$ et \$r\$ donnés, d'obtenir des valeurs de \$U\_S\$ impossibles à atteindre avec une seule inductance. Ainsi, pour \$r = 0,05R\$, on obtient \$U\_S = 2U\_G\$ avec \$\alpha = 0,64\$ alors que \$U\_{S \max} = 1,8 U\_G\$ avec une seule inductance.

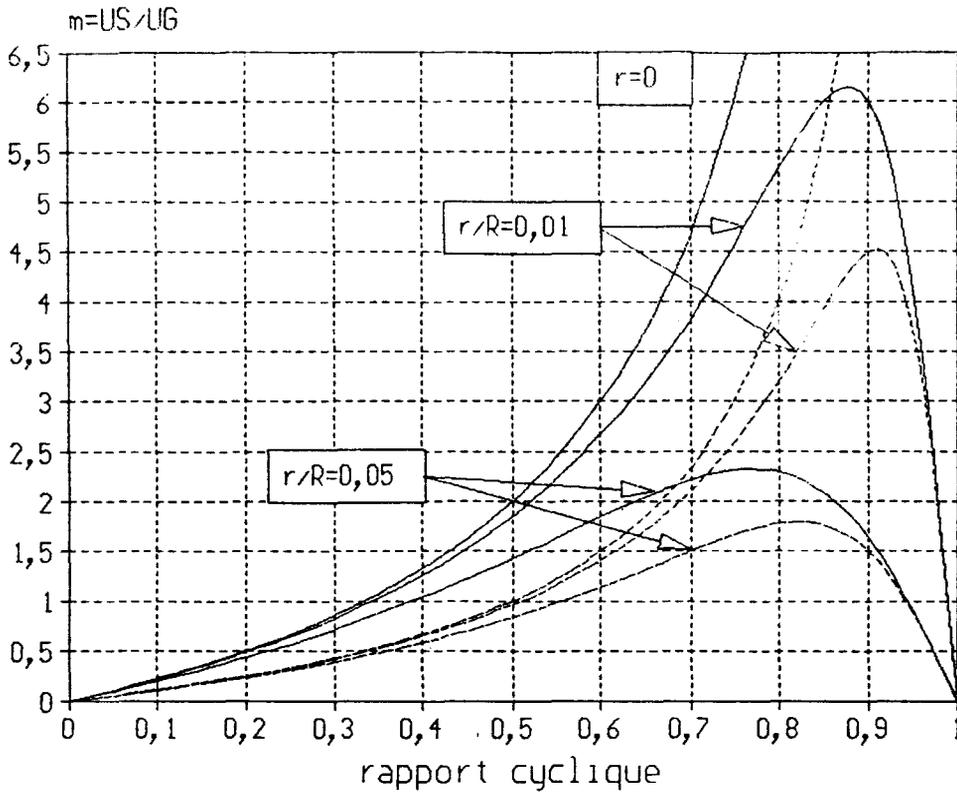


Figure 1-7

Une étude comparative du hacheur élévateur avec deux inductances et du hacheur classique à stockage inductif a été effectuée [3]. L'analyse détaillée tient compte:

- de la résistance interne  $r$  des inductances.
- de la résistance interne  $R_{dson}$  de l'interrupteur commandé à l'état passant dans le cas où il s'agit d'un transistor à effet de champ.

- de la tension de seuil  $E_0$  et de la résistance  $R_0$  des diodes à l'état passant. En posant  $KE = E_0/UG$ , le rapport  $m$  est donné par:

- avec une seule inductance

$$m_1 = \frac{(1-\alpha) [\alpha - KE (1-\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r/R + (R_{dson}/R) \alpha + (R_0/R) (1-\alpha)} \quad (1.4)$$

- pour le montage élévateur avec deux inductances

$$m_2 = \frac{(1-\alpha) [\alpha - KE]}{(1-\alpha)^2 / 2 + r/R + (2R_{dson}/R) \alpha + R_0/R} \quad (1.5)$$

Si on linéarise les variations du courant dans les inductances, la valeur moyenne du courant fourni par la source d'entrée sera  $I = \alpha iL \text{ moyen} = \alpha IL$  dans le cas du montage à une inductance, et  $I = 2\alpha iL \text{ moyen}$  dans le cas du montage à 2 inductances. Dans les 2 cas, la valeur moyenne du courant fourni à la charge sera  $IS = (1-\alpha) IL$ . D'où les expressions des rendements pour les 2 montages :

- avec une seule inductance

$$\eta_1 = \frac{US (1-\alpha)}{UG (\alpha)} \quad (1.6)$$

- pour le montage élévateur avec deux inductances

$$\eta_2 = \frac{US (1-\alpha)}{UG (2\alpha)} \quad (1.7)$$

Dans le but de mesurer l'avantage apporté par le hacheur élévateur avec deux inductances, une maquette correspondant au montage de la figure 1-6 a été réalisée. Sur celle-ci, le hacheur de la figure 1-1 peut aussi être câblé, ceci dans le but d'utiliser les mêmes composants. Les caractéristiques des composants utilisés sont les suivantes :

- Transistor MOSFET IRF 640 :  $R_{dson} = 0,30 \Omega$
- Diodes BYW 29-200 :  $E_0 = 0,5 \text{ V}$      $R_0 = 30 \text{ m}\Omega$
- Inductances :  $L = 3,3 \text{ m H}$      $r = 0,3 \Omega$
- Fréquence de hachage : 50 KHz
- Tension d'entrée  $UG = 24 \text{ V}$
- Résistance de charge  $R = 100 \Omega$

Sur la figure 1-8 sont tracées les variations de  $m$  et du rendement en fonction de  $\alpha$  à partir des relations précédentes, pour les deux montages. Les valeurs expérimentales sont indiquées par des carrés ou des triangles. Sur la figure 1-9 sont tracées les variations du rendement en fonction de  $m$ .

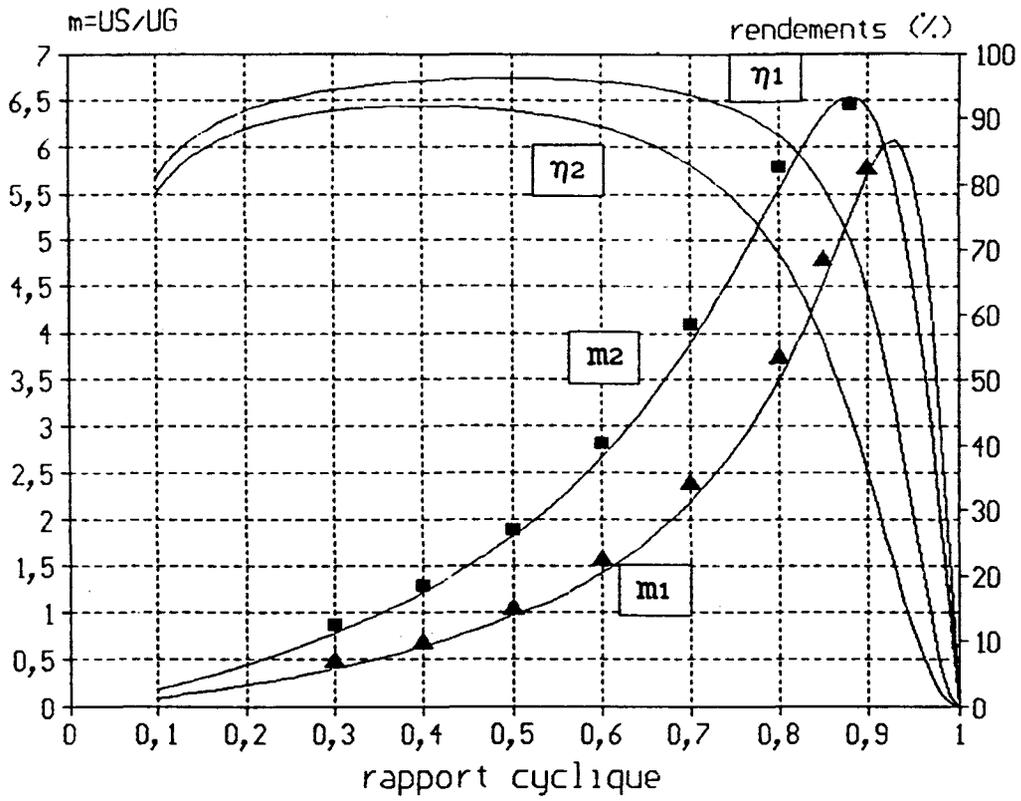


Figure 1-8

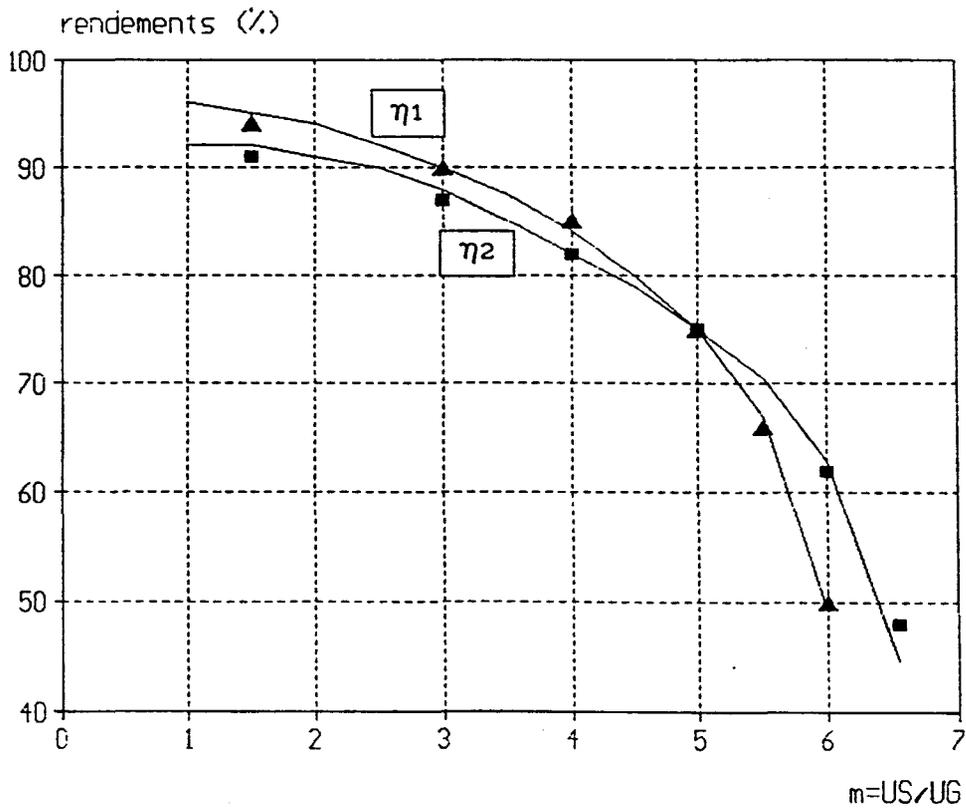


Figure 1-9

Les chutes de tension aux bornes des composants réduisent l'écart entre les deux courbes donnant  $m = f(\alpha)$ , mais celui-ci reste à l'avantage du montage à deux inductances. De plus, on observe que pour les valeurs les plus élevées du gain en tension, le rendement du montage à deux inductances est plus élevé malgré le plus grand nombre de composants. Cependant, si la division de l'élément de stockage en  $k$  éléments permet théoriquement de multiplier le rapport de transformation  $m$  par  $k$ , cette solution nécessite aussi  $3k-1$  interrupteurs, ce qui réduit son intérêt.

### 3 - MISE EN CASCADE DE DEUX STRUCTURES ELEMENTAIRES

Pour obtenir un rapport de transformation qui soit une fonction quadratique du rapport cyclique  $\alpha$  on peut aussi mettre en cascade 2 structures élémentaires.

#### 3.1 - CAS DE DEUX HACHEURS SERIE

Le convertisseur formé de deux hacheurs série mis en cascade a pour rapport de transformation  $m = \alpha^2$ . Par conséquent, pour la même valeur minimale de  $\alpha$ , imposée par le temps de conduction minimal de l'interrupteur commandé, on obtient un rapport  $m$  minimal très inférieur à celui d'un seul hacheur série. Cependant, ce type de montage requiert deux transistors associés à deux diodes, deux inductances et deux condensateurs (figure 1-10a). Lorsque les deux transistors sont commandés en même temps, le convertisseur ne prend que deux configurations. Dans ce cas, comme l'ont montré MAKSIMOVIC et CUK [4], une modification de la connexion du condensateur  $C1$  et de la place de l'interrupteur  $I1$  (figure 1-10b) permet de transformer la nature de l'interrupteur  $I1$ . Auparavant commandé à l'ouverture et à la fermeture, il devient une simple diode dans sa nouvelle position.

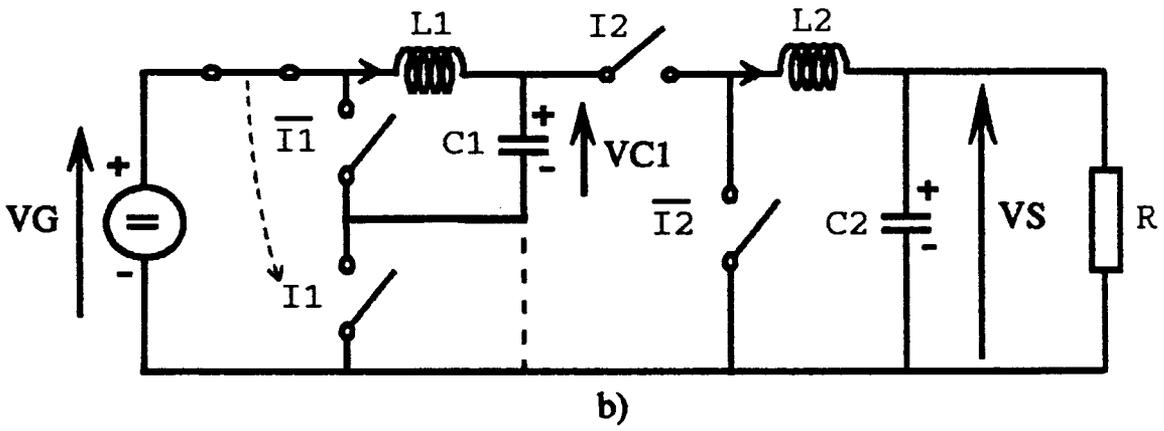
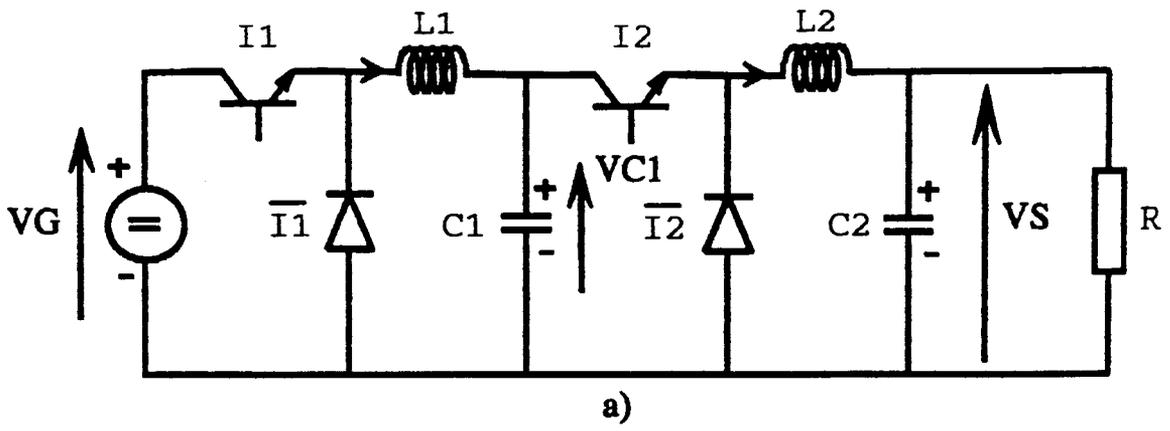


Figure 1-10

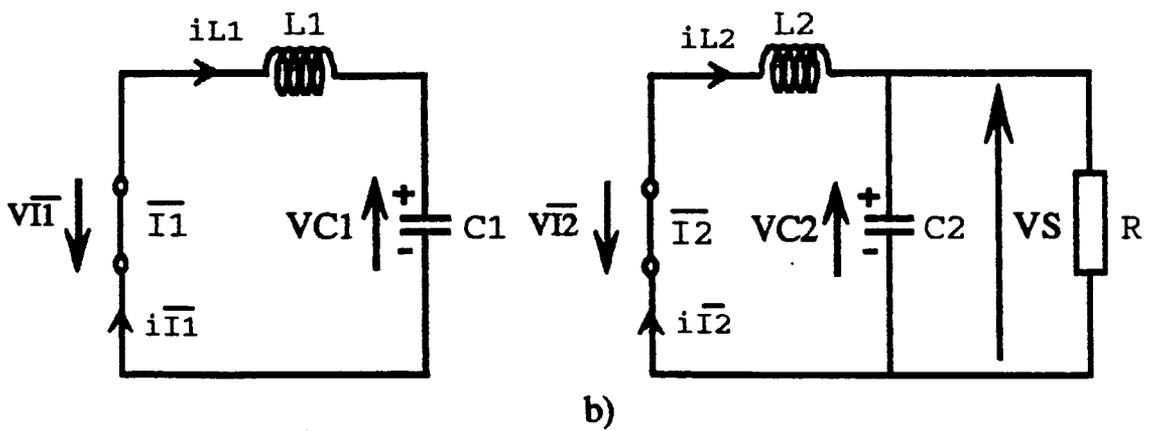
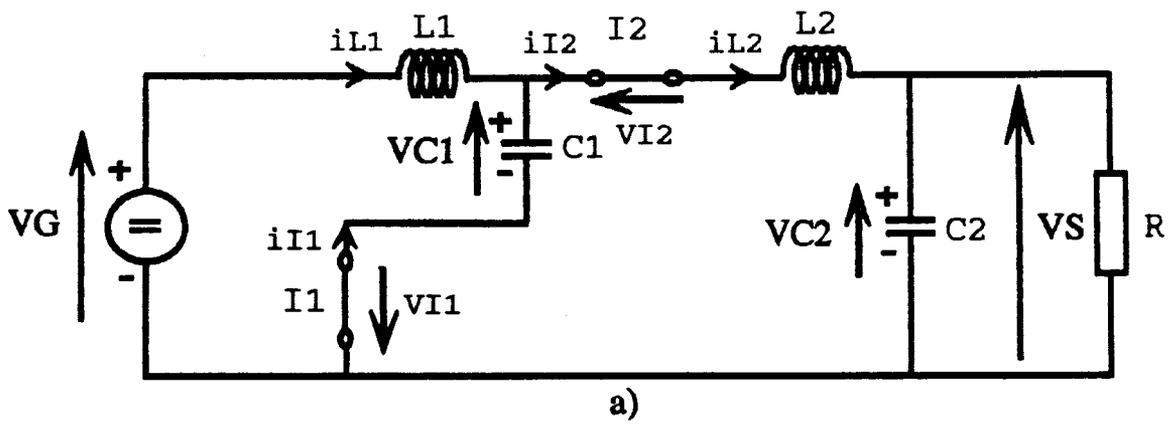


Figure 1-11

La figure 1-11a donne les connexions établies pendant la première phase de fonctionnement du convertisseur ( $I_1, I_2$  fermés), de 0 à  $\alpha T$ , la figure 1-11b la deuxième phase ( $\bar{I}_1, \bar{I}_2$  fermés), de  $\alpha T$  à  $T$ . Il est à noter que l'ordre de fermeture des interrupteurs est inchangé par rapport à la figure 1-10a. Sur les figures 1-11, les sens des courants et des tensions sont représentés avec la convention récepteur pour tous les interrupteurs. A partir de ces deux graphes, il est possible de tracer les caractéristiques  $I(V)$  (figure 1-12) associées à ces quatre interrupteurs et de déterminer ainsi leur nature [1]. Elle se définit à l'aide des caractéristiques statiques mais aussi par rapport au mode de commutation:

- Si les deux commutations (amorçage et blocage) sont spontanées, l'interrupteur possède deux segments de signes opposés dans le plan  $I(V)$ ; c'est le cas de la diode.

- Si les deux commutations sont commandées, l'interrupteur se caractérise par deux segments de même signe, c'est le cas des transistors (bipolaires, à effet de champ...)

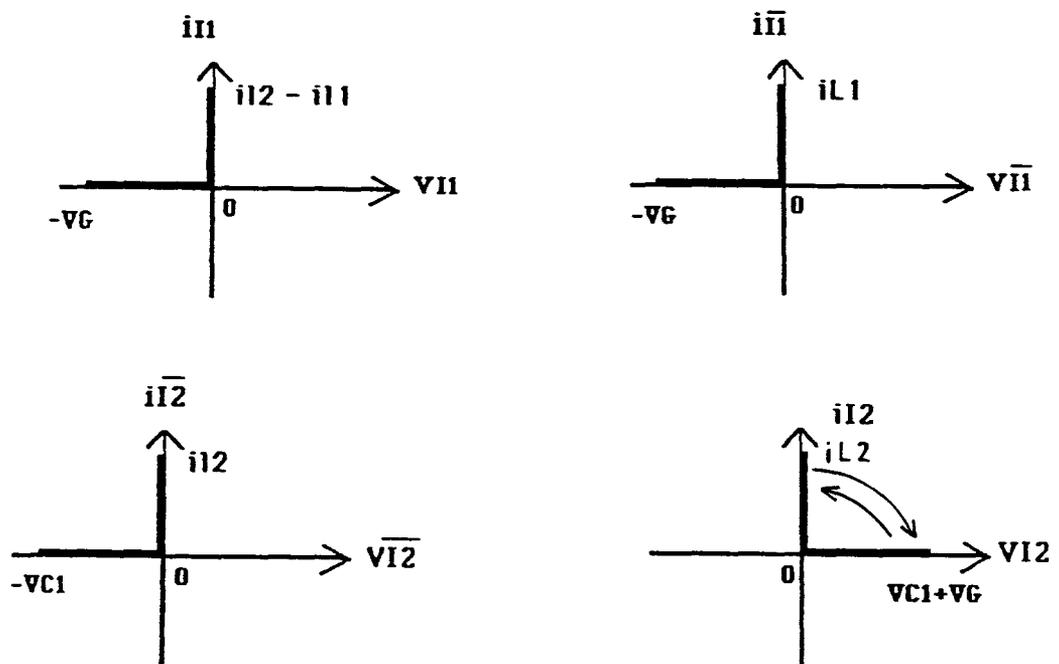


Figure 1-12

En ce qui concerne l'interrupteur  $I_1$ , le courant qui le traverse pendant la première phase de fonctionnement, à savoir  $i_{L2} - i_{L1}$ , est positif étant donné que cette phase correspond à la décharge du condensateur  $C_1$ . La représentation des divers états sur les caractéristiques montre que seul l'interrupteur  $I_2$  doit

être commandé au blocage et à l'amorçage, les trois autres étant de simples diodes. La figure 1-13 donne le schéma du convertisseur dont le rapport de transformation est  $\alpha^2$  et possédant un seul interrupteur commandé.

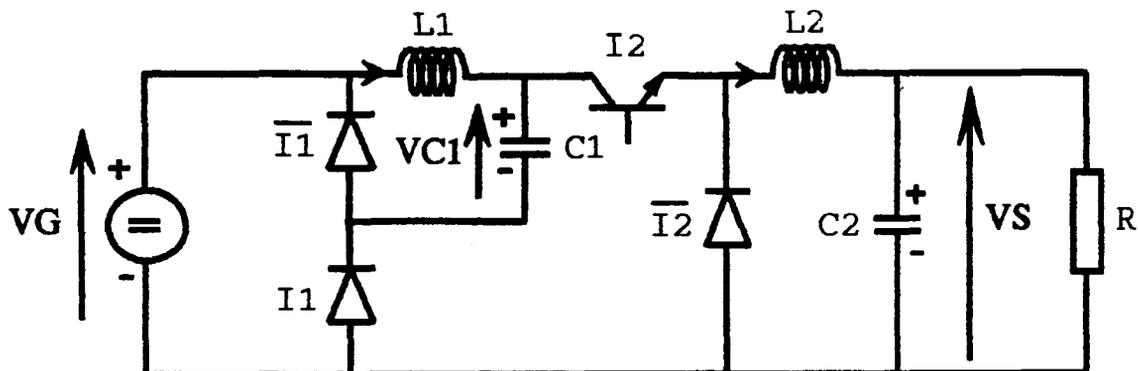


Figure 1-15

### 3.2 - CAS DE DEUX HACHEURS PARALLELE

En appliquant le même principe, si deux hacheurs parallèle sont mis en cascade, le rapport de transformation  $m$  est donné par  $1/(1-\alpha)^2$ . On obtient ainsi des valeurs élevées du rapport  $m$  sans que  $\alpha$  soit proche de 1 et avant que le rendement ne chute. Cette nouvelle structure possède aussi, dans un premier temps, deux interrupteurs commandés associés à deux diodes, deux inductances et deux condensateurs (figure 1-14a). Mais si l'interrupteur I1 est déplacé (figure 1-14b), en gardant le même ordre de fermeture des interrupteurs et les mêmes phases de fonctionnement, les deux commutations de celui-ci deviennent spontanées:

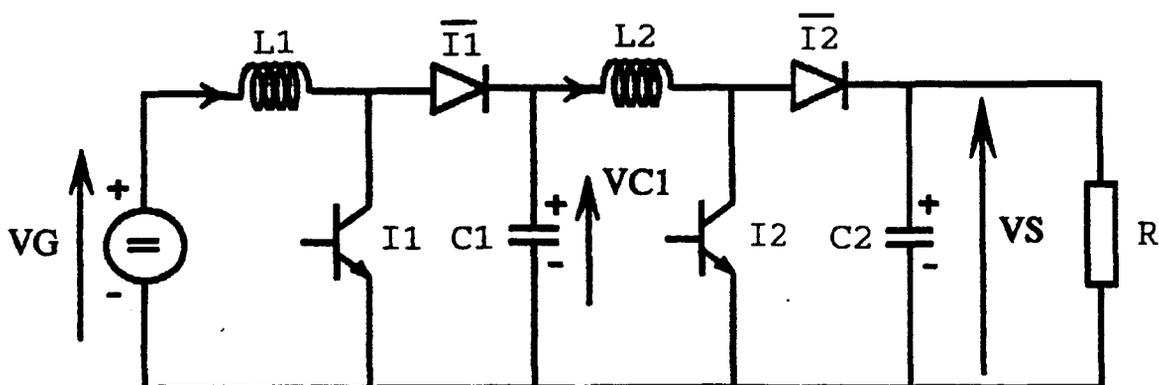


Figure 1-14a

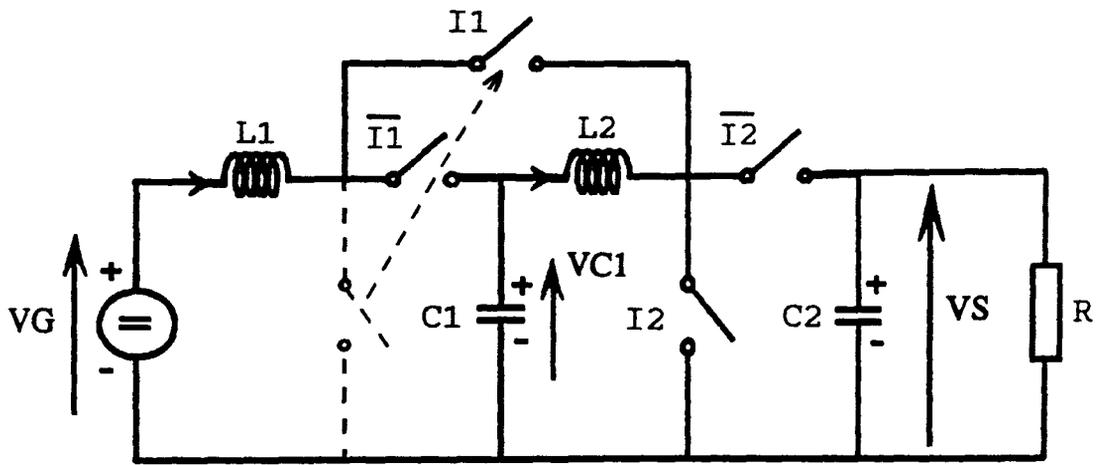
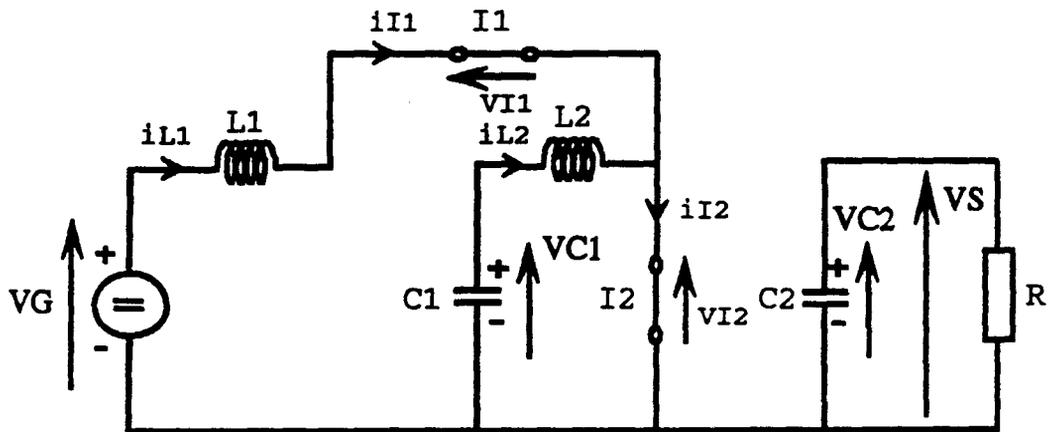
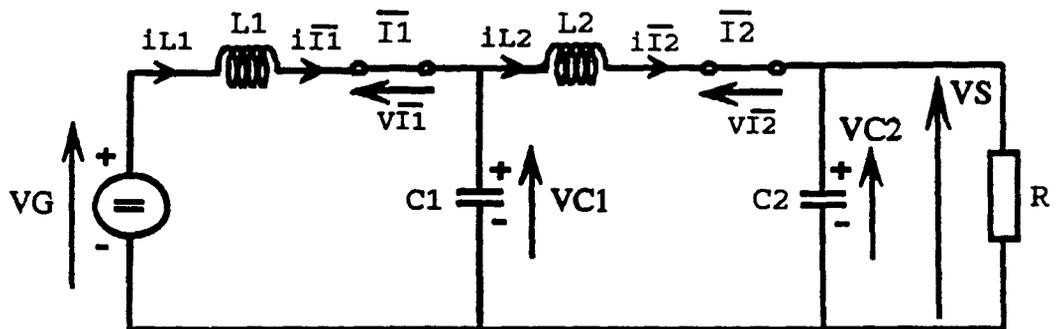


Figure 1-14b



a)



b)

Figure 1-15

La figure 1-15a donne les connexions établies entre 0 et  $\alpha T$  ( $I_1, I_2$  fermés), la figure 1-15b entre  $\alpha T$  et  $T$  ( $\bar{I}_1, \bar{I}_2$  fermés). Le sens des courants et des tensions est toujours représenté avec la convention récepteur pour tous les interrupteurs. La nature de ceux-ci se détermine à l'aide des caractéristiques  $I(V)$  (figure 1-16) associées à chacun d'eux. La tension appliquée aux bornes

de l'interrupteur I1 (UC1-UC2) à l'état bloqué est négative, en effet  $UC2 = 1/(1-\alpha) UC1$  donc UC2 est toujours supérieure à UC1. L'interrupteur I1 possède deux segments de signes opposés dans le plan I(V), ses deux commutations sont spontanées : c'est donc une diode; il en est de même pour les interrupteurs  $\bar{I}1$  et  $\bar{I}2$ . Seul l'interrupteur I2 doit être réalisé avec un semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture.

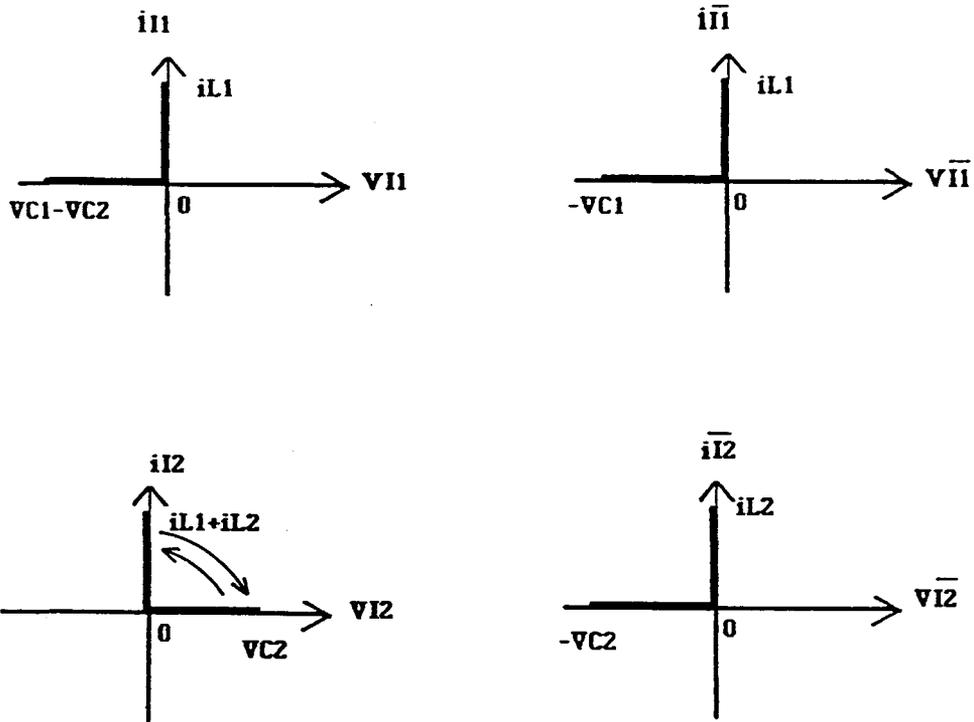


Figure 1-16

La figure 1-17 donne le schéma du nouveau convertisseur ayant pour rapport de transformation  $m = 1/(1-\alpha)^2$  et possédant un seul interrupteur commandé associé à trois diodes.

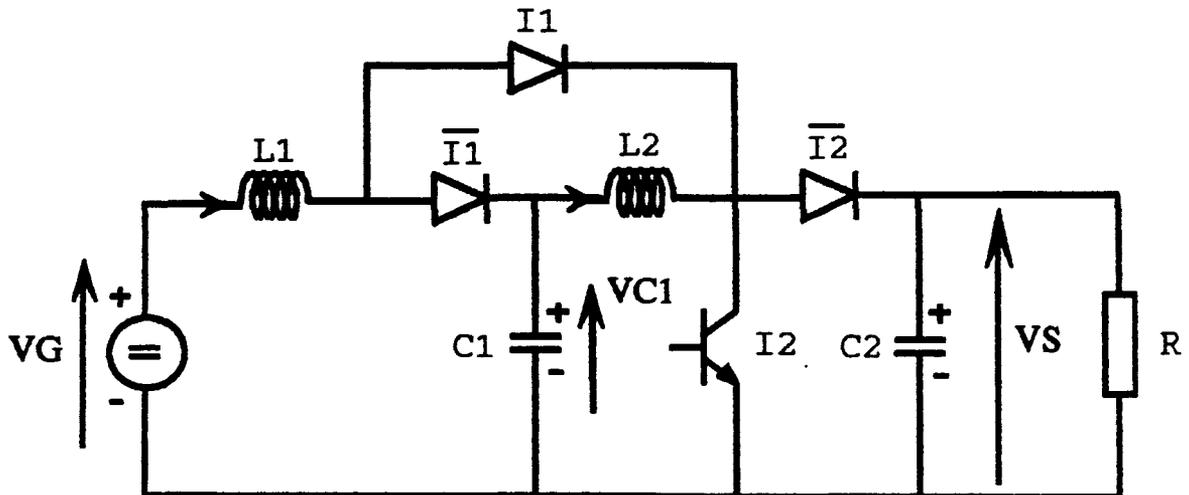


Figure 1-17

### 3.3 - GENERALISATION

En conservant ce principe de mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires, on peut imaginer d'autres associations entre ces structures de base, toujours pour obtenir des rapports  $m$  avec des termes ou des expressions contenant  $\alpha^2$ . Par exemple, deux hacheurs à stockage inductif en cascade donneraient  $m = \alpha^2 / (1-\alpha)^2$ ; un hacheur parallèle et un hacheur à stockage inductif en cascade auraient pour rapport  $m = \alpha / (1-\alpha)^2$ . Toutefois, chacune de ces associations nécessite le nombre d'éléments contenus dans les deux structures de base, c'est à dire quatre interrupteurs dont deux commandés, deux inductances et deux condensateurs en comptant celui qui est en parallèle avec la charge résistive. L'étape suivante consisterait à vérifier si, en déplaçant un interrupteur commandé dans chaque combinaison possible, comme aux § 3.1 et 3.2, on peut modifier sa nature pour qu'il devienne une simple diode. On obtiendrait ainsi une structure possédant quatre interrupteurs dont un seul commandé à l'ouverture et à la fermeture.

D'une façon plus générale, on peut envisager le cas où l'association des éléments de deux structures de base en cascade, disposés sans respecter leurs positions initiales, donnerait aussi des convertisseurs avec un rapport  $m$  qui serait une expression quadratique du coefficient de réglage  $\alpha$  avec quatre interrupteurs dont un seul commandé. Vu le nombre de possibilités évoquées, déjà vingt-huit en partant des structures de base des hacheurs élémentaires (série, parallèle, à stockage inductif et à stockage capacitif) mis en cascade, il n'est pas envisageable de traiter le problème de façon manuelle. Une solution rigoureuse consiste à examiner les topologies et les propriétés des convertisseurs DC-DC à quatre interrupteurs, deux inductances et deux condensateurs afin d'établir une procédure de synthèse. Ceci permet une recherche systématique de toutes les solutions existantes.

#### 4 - SYNTHESE DES CONVERTISSEURS DC-DC

La recherche de nouvelles topologies de convertisseurs DC-DC avec de nouvelles propriétés débute par l'analyse des hacheurs élémentaires existants. A partir de ceux-ci, d'autres configurations peuvent être obtenues en effectuant des associations et des manipulations de leurs différentes structures. Par exemple, la cascade d'un hacheur parallèle avec un hacheur série donne le hacheur à stockage inductif [5], ou l'inversion des connexions de la source de tension d'entrée et de la charge d'un hacheur série a pour résultat d'inverser le complément à 1 du rapport  $m$  original: ainsi un convertisseur série est transformé en un convertisseur parallèle. Il est possible aussi d'appliquer le principe de la dualité aux convertisseurs PWM [6] afin de générer des structures possédant des propriétés duales.

Cependant, d'autres convertisseurs, tel le convertisseur SEPIC [7] donné à la figure 1-18, ont été élaborés sans utiliser les techniques habituelles (dualité, cascade, mise en parallèle avec ou sans sortie différentielle, inversion des connexions...).

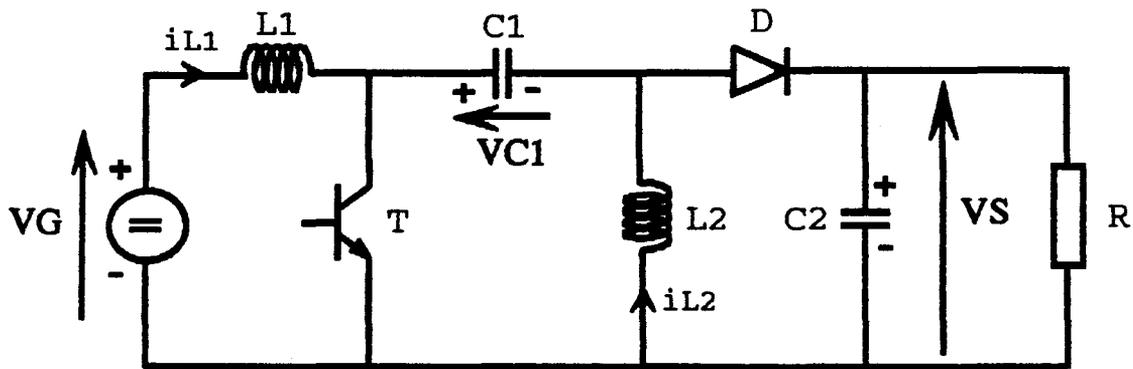


Figure 1-18

Ainsi, pour un ensemble de structures possédant des propriétés prédéfinies, une méthode de recherche générale plus systématique doit être envisagée. Une solution consiste à décomposer le convertisseur DC-DC en trois parties : la source de tension d'entrée, la charge et une cellule intermédiaire [8] possédant des éléments réactifs et les interrupteurs. Cette cellule du convertisseur compte trois noeuds où viennent se

connecter la source d'entrée et la charge composée d'une résistance en parallèle avec un condensateur de filtrage (figure 1-19). Le noeud 0 constitue un point commun entre ces dernières.

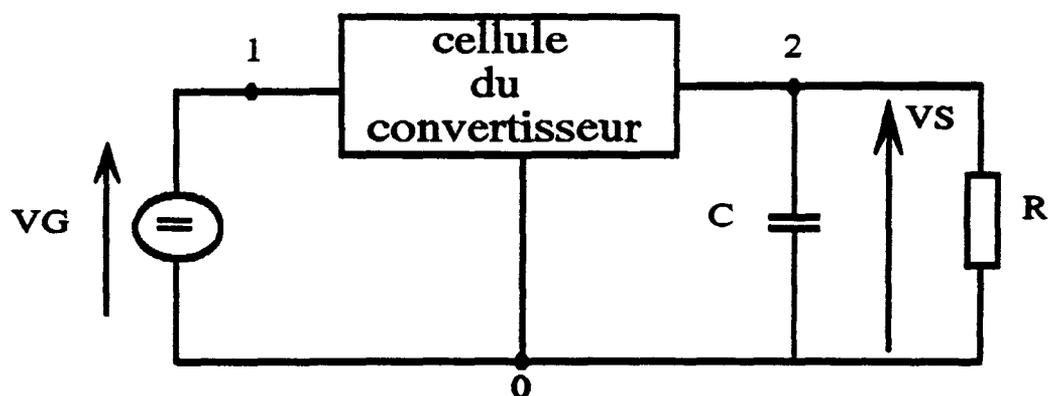


Figure 1-19

TYMERSKI et VORPERIAN [9] ont envisagé différents types de cellules afin de déduire plusieurs familles de convertisseurs. Cette cellule peut être connectée entre l'entrée et la sortie avec six configurations différentes et génère ainsi de nouvelles structures tout en conservant le schéma de principe de la figure 1-19. A la référence [9] sont classées les familles de schémas fonctionnels engendrés par les différents types de cellule disposée chacune d'elles dans les six positions différentes. Ce concept de cellule permet de définir de nouvelles structures mais reste insuffisant pour élaborer une synthèse complète des convertisseurs PWM.

Une approche différente pour la synthèse de ces convertisseurs a été proposée par ERICKSON [10]. Avec celle-ci, une famille complète de convertisseurs DC-DC, répondant à des caractéristiques et des propriétés fixées au départ, peut être définie. Cette démarche, similaire à celle de la synthèse des réseaux linéaires, consiste à trouver une représentation algébrique de la topologie d'un convertisseur PWM. La synthèse d'une famille complète de convertisseurs est ainsi réduite à l'examen de toutes les représentations algébriques possibles. Par la suite, la topologie d'un convertisseur peut être représentée sous forme matricielle afin d'effectuer une résolution numérique. Ce mode de représentation garantit la prise en compte de toutes les solutions possibles, contrairement à l'incertitude des

approches intuitives ou des techniques de transformation des hacheurs élémentaires. A partir de cette étude, D.MAKSIMOVIC et S.CUK [11] ont construit une procédure de synthèse systématique basée sur une représentation matricielle de la topologie des convertisseurs PWM. Avant d'aborder la présentation de celle-ci, il est nécessaire d'examiner les contraintes et les propriétés générales d'un convertisseur PWM pour en déterminer un modèle en continu.

#### 4.1 - DEFINITION D'UN MODELE EN CONTINU

Un convertisseur DC-DC PWM peut être défini comme un réseau linéaire contenant une source de tension idéale à l'entrée, une résistance de charge en parallèle sur le condensateur de sortie et une cellule du convertisseur contenant un ou plusieurs éléments réactifs associés aux interrupteurs. Le but est ici de définir la synthèse d'un convertisseur élémentaire idéal, donc l'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs et des courants dans les inductances est négligée, il en est de même pour la chute de tension aux bornes des semi-conducteurs passants et leurs temps de commutation. Seuls les convertisseurs PWM possédant une source de tension à l'entrée et à la sortie sont considérés dans cette définition puisque ce sont les plus couramment rencontrés. Toutefois, une source de tension continue peut être convertie en une source de courant continu en mettant en série avec celle-ci une inductance suffisante. De la même façon, une source de courant continu peut être transformée en source de tension continue en plaçant aux bornes de celle-ci un condensateur de capacité suffisante. En gardant ces transformations à l'esprit, on peut donc toujours se ramener à un convertisseur PWM tension-tension.

Dans les convertisseurs DC-DC, la modulation de largeur d'impulsion (PWM) est utilisée pour faire varier le rapport cyclique  $\alpha$  afin de contrôler le rapport de transformation  $m$  (le rapport cyclique  $\alpha$  étant défini comme l'intervalle de conduction  $\alpha T$  de l'interrupteur commandé, rapporté à la période  $T$  constante). Ainsi les éléments réactifs intermédiaires sont connectés à la source de tension d'entrée et à la source de

tension de sortie en deux topologies différentes pendant les deux phases de fonctionnement du convertisseur (de 0 à  $\alpha T$  et de  $\alpha T$  à  $T$ ) et ceci de façon cyclique. Ces deux configurations correspondant aux deux phases de fonctionnement du convertisseur déterminent les caractéristiques de celui-ci. C'est donc le choix de ces deux topologies qui permet d'obtenir une structure de convertisseur avec des paramètres d'entrée prédéfinis. Ceux-ci sont au nombre de quatre:

- Rapport de conversion  $m$ .
- Nombre d'éléments réactifs utilisés dans la cellule du convertisseur.
- Fonctionnement en régime continu (deux phases).
- Nombre total d'interrupteurs de type diode et de type transistor.

A partir de là, une forme générale des équations d'état décrite dans la référence [10] permet de réaliser la synthèse des convertisseurs. Par la suite, un modèle en continu peut être déduit [11] à l'aide de la description topologique du convertisseur PWM complet. On désigne par  $S$  l'interrupteur fermé de 0 à  $\alpha T$  et par  $\bar{S}$  l'interrupteur fermé de  $\alpha T$  à  $T$ . En régime continu, la structure du convertisseur se divise en deux réseaux distincts durant les deux phases de fonctionnement du convertisseur désignés par:

- R1 lorsque l'interrupteur  $S$  est fermé et  $\bar{S}$  ouvert.
- R2 lorsque l'interrupteur  $\bar{S}$  est fermé et  $S$  ouvert.

#### 4.1.1 - THEORIE DES GRAPHS ORIENTES [12]

Nous allons rappeler quelques définitions données par P.JOUBERT qui nous seront utiles pour la suite.

**Graphe orienté :** On appelle graphe orienté associé à un réseau, la figure géométrique obtenue:

- en remplaçant tout élément dipolaire du réseau par une ligne appelée arc du graphe.
- en plaçant sur cet arc une flèche représentant le sens conventionnel du courant.

Il n'est pas nécessaire de donner une orientation supplémentaire pour les tensions en prenant la convention

récepteur pour la tension de tous les arcs (sens de la tension et du courant opposés). Le cas du hacheur parallèle est donné en exemple à la figure 1-20 :

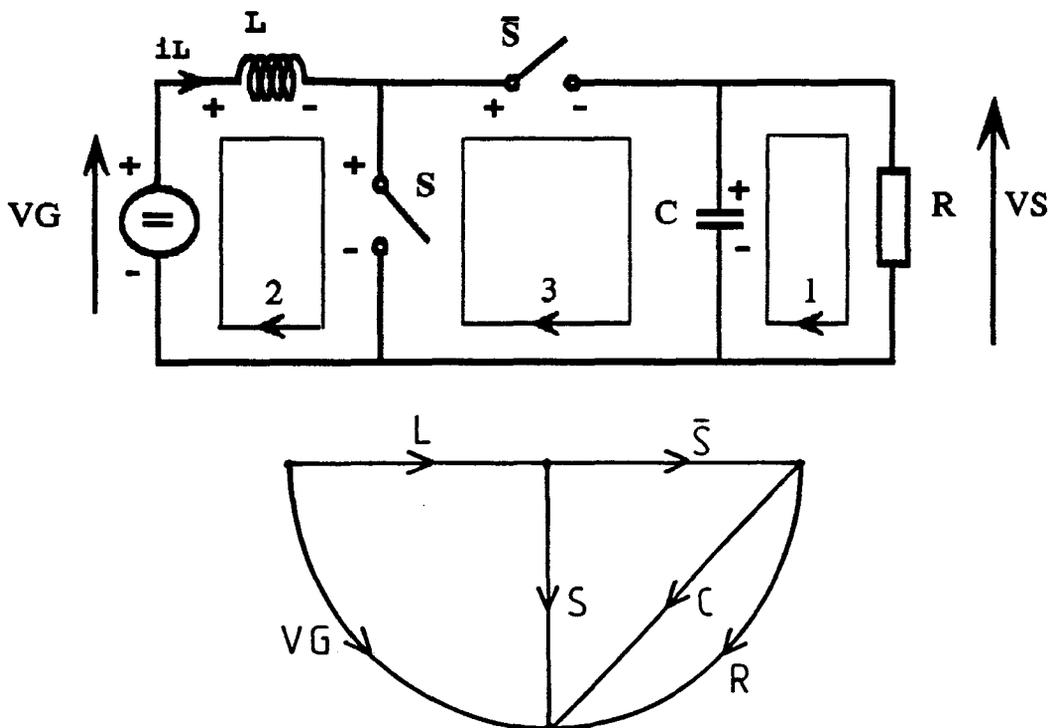


Figure 1-20

**Noeud** : On appelle ainsi tout point d'intersection de plusieurs arcs du graphe.

**Chemin** : C'est une séquence d'arcs du graphe telle que l'extrémité de chaque arc coïncide avec l'origine du suivant. Deux arcs, au plus, doivent toucher un même noeud du graphe (un seul à chacune des extrémités du chemin).

**Graphe connexe** : C'est un graphe dans lequel il existe au moins un chemin entre deux noeuds.

**Maille** : C'est un sous-graphe connexe dont tout sommet réunit exactement deux arcs.

**Arbre** : C'est un sous-graphe connexe contenant tous les noeuds du graphe principal et ne contenant aucune maille. On appelle, en général, **branches**, les arcs appartenant à l'arbre.

**Co-arbre** : C'est l'ensemble des arcs du graphe n'appartenant pas à l'arbre. Ces arcs portent le nom de **liens**.

On démontre que, dans un graphe connexe à  $n$  noeuds, tous les arbres contiennent exactement  $n-1$  branches. Réciproquement, si on choisit  $n-1$  arcs d'un graphe connexe à  $n$  noeuds, tels que l'on n'ait constitué aucune maille, alors c'est un arbre.

A l'aide du graphe orienté contenant  $b$  arcs et  $n_m$  mailles orientées, nous pouvons obtenir une écriture automatique de la loi de KIRCHHOFF des mailles. Pour cela, on appelle matrice des mailles  $B$  d'ordre  $n_m \times b$  la matrice dont les termes sont caractérisés seulement par trois paramètres définis ainsi:

-  $b_{ij} = +1$  si l'arc  $j$  figure dans la maille  $i$  avec une orientation identique.

-  $b_{ij} = -1$  si l'arc  $j$  figure dans la maille  $i$  avec une orientation opposée.

-  $b_{ij} = 0$  dans tous les autres cas.

La matrice  $B$  du réseau de la figure 1-21 contient les lignes suivantes :

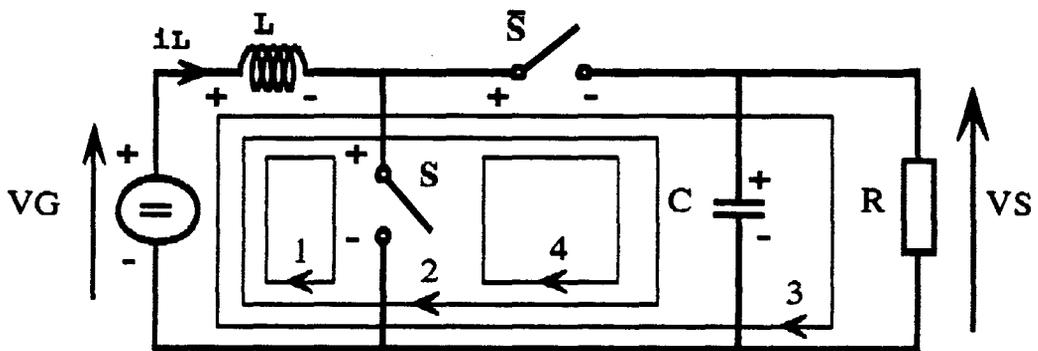


Figure 1-21

arcs	VG	L	S	$\bar{S}$	C	R
maille 1	-1	1	1	0	0	0
maille 2	-1	1	0	1	1	0
maille 3	-1	1	0	1	0	1
maille 4	0	0	-1	1	1	0
maille ..						

Il y a donc  $n_m$  équations de KIRCHHOFF qui ne sont pas toutes indépendantes. Par conséquent, il est intéressant de savoir construire une matrice générant uniquement les équations indépendantes du réseau. Pour cela, nous allons utiliser la notion de mailles fondamentales:

- On appelle mailles fondamentales du réseau, les mailles construites en utilisant un seul lien, à travers les branches de l'arbre, orienté dans le même sens que le lien choisi pour générer la maille. La matrice ainsi constituée s'appelle matrice

des mailles fondamentales, elle est notée F. Le réseau comportant b arcs et n noeuds contient (b-n)+1 liens. La matrice F génère donc (b-n)+1 équations indépendantes comme nous le montre l'exemple donné ci-dessous:

Prenons l'arbre constitué des arcs VG, C et S (branches) et le co-arbre formé des arcs R, L et  $\bar{S}$  (liens). Les mailles fondamentales pour les liens R(1), L(2) et  $\bar{S}$ (3) sont indiquées sur la figure 1-20. La matrice des mailles fondamentales s'écrit sous la forme :

arcs	R	L	$\bar{S}$	VG	C	S
maille 1	1	0	0	0	-1	0
maille 2	0	1	0	-1	0	1
maille 3	0	0	1	0	1	-1

Cette matrice F peut être décomposée de la manière suivante  $F = (1|F_t)$ . La partie gauche de F est une matrice unitaire, son déterminant est différent de zéro, ses lignes sont donc indépendantes. La matrice  $F_t$  contient toutes les informations de l'arbre choisi, c'est aussi une matrice carrée régulière. Cette sous-matrice des mailles fondamentales permet, après inversions des signes de ses éléments à cause de la convention récepteur, de définir les tensions aux bornes des liens comme une combinaison linéaire des tensions aux bornes des branches [11], elle est appelée  $F_n$  :

$$\begin{vmatrix} VR \\ VL \\ V\bar{S} \end{vmatrix} = F_n \begin{vmatrix} VG \\ VC \\ VS \end{vmatrix} \quad (1.8)$$

Dans ce cas, les éléments de la matrice  $F_n$  sont notés :

$$F_n = \begin{matrix} & VG & VC & VS \\ VR & f_{rg} & f_{rc}^T & 0 \\ VL & f_{gl} & F_l & F_{ls} \\ V\bar{S} & f_{s\bar{g}}^- & F_{s\bar{c}}^- & F_{s\bar{s}}^- \end{matrix} \quad (1.9)$$

L'exposant T définit la transposée d'un vecteur (matrice colonne) ou d'une matrice. Les rangées correspondent aux éléments du co-arbre (R,L, $\bar{S}$ ) tandis que les éléments des colonnes appartiennent à l'arbre (VG,C,S).

La matrice  $F_n$  associée à la figure 1-20 est :

$$F_n = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{vmatrix}$$

A l'intérieur de la matrice  $F_n$  du convertisseur complet, on retrouve la matrice réduite des mailles fondamentales  $F_{n1}$  du réseau  $R_1$  lorsque l'interrupteur  $S$  est fermé :

$$F_{n1} = \begin{vmatrix} f_{rg} & f_{rc}^T \\ f_{g1} & F_1 \end{vmatrix} \quad (1.10)$$

Il en est de même pour le réseau  $R_2$ , lorsque l'interrupteur  $\bar{S}$  est fermé,  $F_{n2}$  vaut alors :

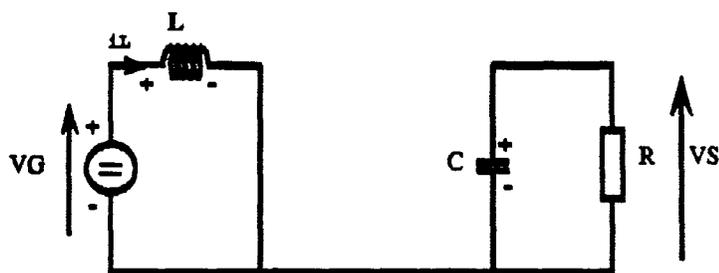
$$F_{n2} = \begin{vmatrix} f_{rg} & f_{rc}^T \\ f_{g2} & F_2 \end{vmatrix} \quad (1.11)$$

Les éléments de  $F_{n2}$  sont calculés grâce aux équations suivantes :

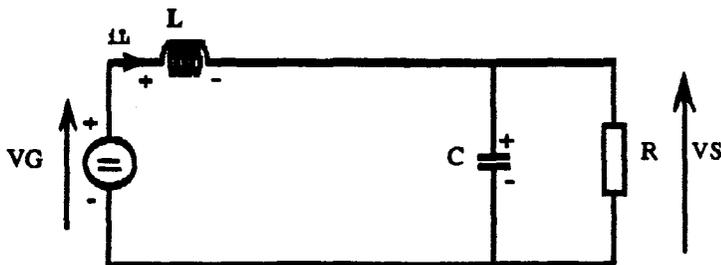
$$f_{g2} = f_{g1} - F_{1s} \cdot F_{ss}^{-1} \cdot f_{sg} \quad (1.12)$$

$$F_2 = F_1 - F_{1s} \cdot F_{ss}^{-1} \cdot F_{sc} \quad (1.13)$$

La première rangée de  $F_{n1}$  et de  $F_{n2}$  est identique puisque la charge  $R$  reste toujours en parallèle sur le condensateur  $C$ . Pour l'exemple de la figure 1-20 nous obtenons les réseaux  $R_1$  et  $R_2$  (figure 1-22) avec les matrices réduites  $F_{n1}$  et  $F_{n2}$  associées :



$$F_{n1} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$$



$$F_{n2} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}$$

Figure 1-22

#### 4.1.2 - MOYENNE DANS L'ESPACE D'ETAT

Les ondulations de la tension aux bornes du condensateur et du courant dans l'inductance étant négligées, seules les grandeurs moyennes sont prises en compte. Les équations d'état permettent alors de définir un modèle continu pour les convertisseurs PWM :

$$0 = \begin{vmatrix} 0 & F \\ -F^T & -G \end{vmatrix} \begin{vmatrix} IL \\ VC \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} f_g \\ -g \end{vmatrix} VG \quad (1.14)$$

$$VS = f_{rc}^T \cdot VC + f_{rg} \cdot VG \quad (1.15)$$

où

$$F = \alpha F_1 + (1-\alpha) F_2 \quad (1.16)$$

$$f_g = \alpha f_{g1} + (1-\alpha) f_{g2} \quad (1.17)$$

$$G = \frac{1}{R} \begin{vmatrix} f_{rc}^T \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad g = \begin{vmatrix} f_{rg} \end{vmatrix} \quad (1.18)$$

On définit IL comme une matrice colonne représentant le vecteur courant dans l'inductance et VC comme la matrice colonne représentant le vecteur tension dans le condensateur. Ainsi, la résolution des équations (1.14) et (1.15) nous donne :

$$IL = F^{-T} [G \cdot F^{-1} \cdot f_g - g] VG \quad (1.19)$$

$$VC = -F^{-1} \cdot f_g \cdot VG \quad (1.20)$$

$$m(\alpha) = VS/VG = -f_{rc}^T \cdot F^{-1} \cdot f_g + f_{rg} \quad (1.21)$$

$F^{-T}$  désigne l'inverse de la transposée de F, calculable seulement si F est une matrice carrée non singulière. Il est à noter que dans l'équation (1.20) VC est indépendant de la charge R. Les termes  $f_{rg}$ ,  $f_{rc}^T$  et g sont des constantes (-1,0,1) tandis que F et  $f_g$  sont des fonctions linéaires du rapport cyclique  $\alpha$ .

Les convertisseurs élémentaires possèdent chacun une inductance ( $n_l = 1$ ), un condensateur ( $n_c = 1$ ) et deux interrupteurs ( $n_i = 2$ ). Le degré du rapport de transformation m est pour tous ces convertisseurs égal à 1, pour un fonctionnement en régime continu. Mais, dans chaque cas, le rapport m théorique est une fonction de  $\alpha$  et il est indépendant de la charge.

Pour un convertisseur PWM tension-tension, le rapport de conversion  $m$  de degré  $p \geq 1$  au numérateur ou au dénominateur doit posséder au moins  $p$  inductances,  $p$  condensateurs et  $2p$  interrupteurs [11]. D'après cette propriété, le rapport  $m$  d'un convertisseur PWM ne peut être une fonction quadratique du coefficient de réglage  $\alpha$  que si celui-ci possède au moins deux inductances, deux condensateurs et quatre interrupteurs. Nous désignerons ce type de topologie comme des convertisseurs de quatrième ordre avec quatre interrupteurs. Travailler avec un ordre supérieur est peu approprié dans la majorité des cas pratiques du fait de l'augmentation du poids et de la taille du convertisseur, ainsi que de la chute du rendement global due à la multiplicité des éléments réactifs et des interrupteurs. Notre étude se limitera donc à la recherche et à l'analyse des topologies de convertisseurs élévateurs du quatrième ordre répondant à des caractéristiques prédéfinies. En effet, parmi ces convertisseurs PWM de quatrième ordre, nous montrerons qu'il existe une famille de montages élévateurs, avec quatre interrupteurs dont un seul commandé, similaire à la famille de montages abaisseurs exposée en [3]. D'autre part, les convertisseurs de deuxième ordre ( $n_l = 1$ ,  $n_c = 1$  et  $n_i = 2$ ) pourront être étudiés comme un cas particulier des précédents.

#### 4.2 - ETUDE D'UNE PROCEDURE DE SYNTHESE

La procédure de synthèse est basée sur une représentation matricielle de la topologie d'un convertisseur. Le point de départ de la procédure consiste à sélectionner une matrice représentative d'une topologie, puis, d'après le modèle en continu, d'effectuer un traitement pour en extraire l'expression des grandeurs moyennes des tensions aux bornes des condensateurs et des courants dans les inductances ainsi que le rapport de transformation  $m$ . Par la suite, le placement des interrupteurs et la détermination de leur nature sont effectués. En sortie, nous obtenons donc une structure de convertisseur répondant à des caractéristiques prédéfinies.

Le but étant de générer tous les convertisseurs possibles, il faut donc éliminer:

- les solutions qui ne répondent pas aux caractéristiques désirées.

- les solutions qui conduisent à des structures non réalisables ou dégénérées (courant moyen dans une inductance ou tension moyenne aux bornes d'un condensateur nuls ou ne dépendant pas de  $\alpha$ ).

- les représentations matricielles redondantes .

De plus, la procédure doit garantir que n'importe quelle représentation matricielle ne peut générer qu'une seule topologie. Celle-ci est représentée par un réseau R où figurent tous les éléments le constituant ( $VG, L, C, R, S$  et  $\bar{S}$ ) et leurs connexions. Deux topologies de convertisseur sont différentes si leurs réseaux respectifs diffèrent, sauf si l'ordre de commande des interrupteurs  $S$  et  $\bar{S}$  est inversé. En effet, ceci ne change pas la topologie mais transforme seulement le rapport cyclique  $\alpha$  en son complément  $(1-\alpha)$ , ce qui revient à intervertir l'ordre des réseaux  $R_1$  et  $R_2$ .

En ce qui concerne la résolution matricielle, la paire de matrices réduites  $F_{n1}$  et  $F_{n2}$  (§4.1) correspondait aux graphes  $R_1$  et  $R_2$ . Maintenant, pour un convertisseur de quatrième ordre, les éléments réactifs sont au nombre de quatre, le nouvel arbre est donc constitué des arcs  $VG, C_1, C_2$  et des interrupteurs  $S_1, S_2$  tandis que le co-arbre est formé des arcs  $R, L_1, L_2$  et des interrupteurs  $\bar{S}_1, \bar{S}_2$ . Dans les matrices réduites  $F_{n1}$  et  $F_{n2}$ , les rangées correspondent alors aux éléments du co-arbre ( $R, L_1, L_2$ ) et les colonnes aux éléments de l'arbre ( $VG, C_1, C_2$ ).

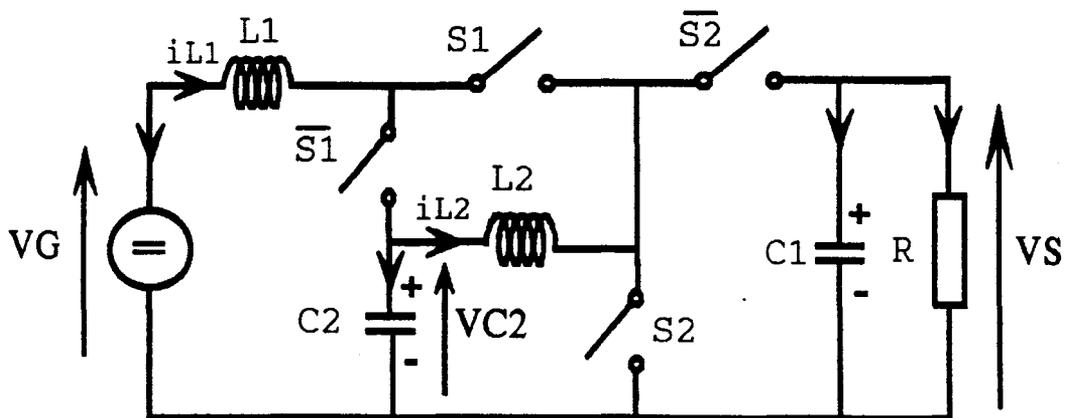
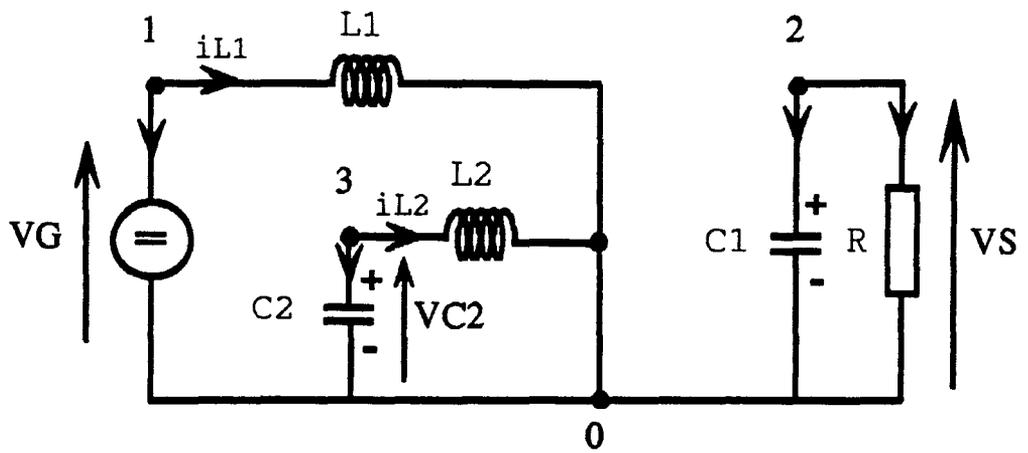
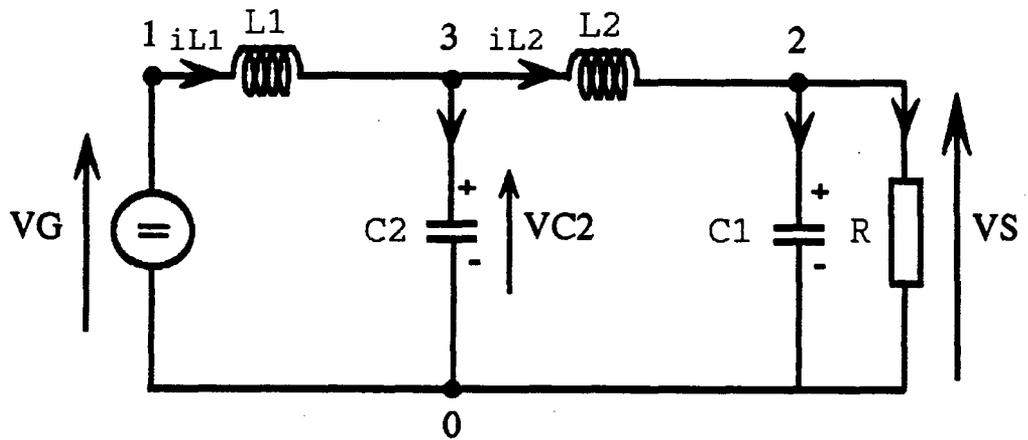


Figure 1-23a)

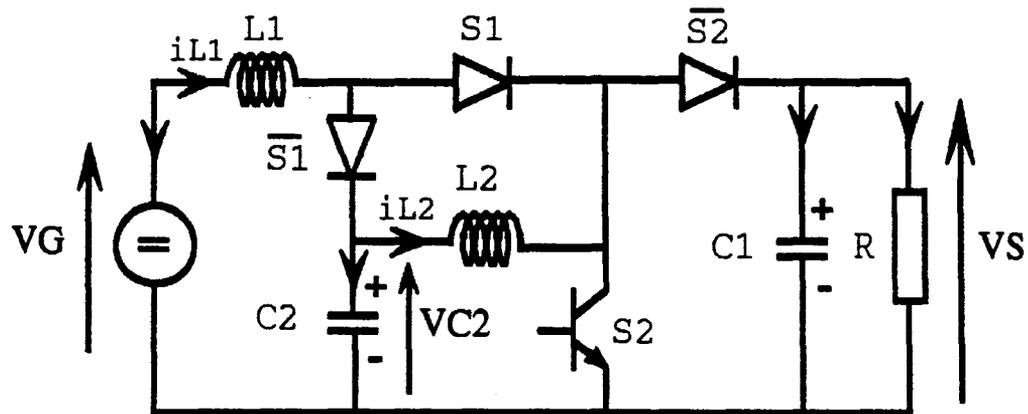


R1

b)



R2



c)

Figure 1-23

Reprenons l'exemple de deux hacheurs parallèles en cascade possédant un seul interrupteur commandé, dont la figure 1-23a donne la topologie et la figure 1-23b les réseaux R1 et R2. Les matrices réduites  $F_{n1}$  et  $F_{n2}$  correspondant à ceux-ci sont:

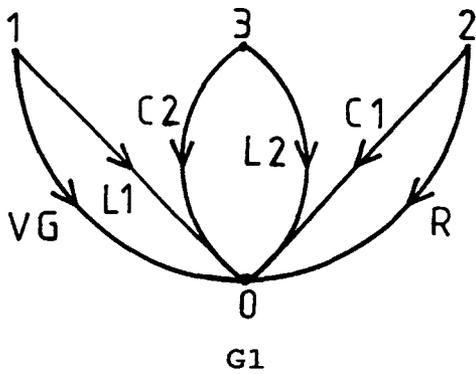
	VG	VC1	VC2			VG	VC1	VC2
Fn1 = VR	0	1	0		Fn2 = VR	0	1	0
VL1	1	0	0		VL1	1	0	-1
VL2	0	0	1		VL2	0	-1	1

Il est à noter que la topologie de deux convertisseurs parallèle en cascade, sans aucune modification de la disposition des interrupteurs, possède les deux mêmes réseaux R1 et R2, les mêmes matrices réduites Fn1 et Fn2 et le même rapport m. La distinction des deux topologies s'effectuera lors du placement des interrupteurs et de la recherche de leur nature. Le convertisseur de la figure 1-23c nécessite un seul interrupteur commandé au lieu de deux dans le cas de la figure 1-14a (§3.2).

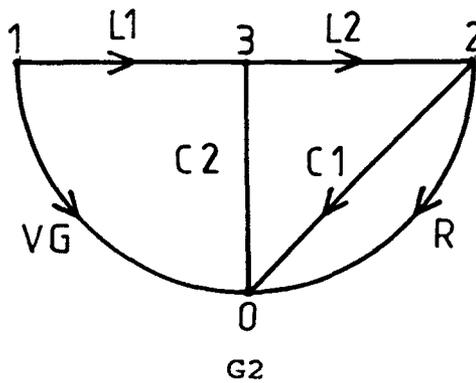
Un autre moyen, plus simple et mieux exploitable que les matrices réduites, pour décrire une topologie est de travailler avec une paire de matrices d'incidence. Une matrice d'incidence (notée H) permet d'écrire de façon automatique la loi des noeuds de KIRCHHOFF. Les rangées correspondent aux noeuds (n) et les colonnes correspondent aux arcs (b). Les éléments de la matrice H, de dimensions n\*b, sont définis ainsi:

$$\begin{aligned}
 H_{ij} &= 1 && \text{si l'arc } j \text{ sort du noeud } i, \\
 H_{ij} &= -1 && \text{si l'arc } j \text{ rentre dans le noeud } i, \\
 H_{ij} &= 0 && \text{si l'arc } j \text{ ne touche pas le noeud } i.
 \end{aligned}$$

Aux deux réseaux R1 et R2 de la figure 1-23b sont associés deux graphes orientés, respectivement G1 et G2 (figure 1-24). Ceux-ci permettent d'écrire les matrices d'incidence H1 et H2.



arcs	VG	C1	C2	R	L1	L2
H1 = noeud 0	-1	-1	-1	-1	-1	-1
noeud 1	1	0	0	0	1	0
noeud 2	0	1	0	1	0	0
noeud 3	0	0	1	0	0	1



arcs	VG	C1	C2	R	L1	L2
H2 = noeud 0	-1	-1	-1	-1	0	0
noeud 1	1	0	0	0	1	0
noeud 2	0	1	0	1	0	-1
noeud 3	0	0	1	0	-1	1

Figure 1-24

Chaque arc touche deux noeuds distincts, ce qui implique que chaque colonne comporte deux éléments non nuls (+1 et -1). Il est donc possible de réduire la taille de cette matrice en supprimant une ligne, sans aucune perte d'information puisque, grâce aux autres lignes, il est possible de rétablir le contenu de la ligne manquante. C'est la ligne correspondant au noeud de masse 0 (référence des potentiels) que l'on choisit de supprimer. Maintenant, si nous formons une matrice colonne de dimension  $b$  dont les éléments sont les courants des différentes branches, on peut écrire la loi des noeuds sous la forme suivante:

$$Hx.ib = 0 \tag{1.22}$$

Exemple : A partir du réseau R1 de la figure 1-23b nous avons :

	arcs	VG	C1	C2	R	L1	L2					
noeud 1	1	0	0	0	0	1	0	*	iG	=	iG + iL1	= 0
noeud 2	0	1	0	0	1	0	0		iC1		iG + iR	
noeud 3	0	0	1	0	0	0	1		iC2		iC2 + iL2	
									iR			
									iL1			
									iL2			

Nous avons bien traduit la loi des noeuds pour le réseau R1. Dans l'une quelconque des matrices d'incidence d'un graphe connexe toutes les lignes sont donc indépendantes. L'équation 1.22 nous donne le nombre maximal d'équations indépendantes que l'on peut obtenir avec la loi des noeuds.

Dans les matrices Hx les trois premières colonnes correspondent aux branches (VG, C1 et C2) constituant l'arbre et les trois dernières aux liens (R, L1 et L2) du co-arbre. Ainsi, dans la matrice d'incidence on trouve une sous-matrice des tensions T et une sous-matrice des courants C :

$$\begin{array}{c}
 \text{VG} \quad \text{C1} \quad \text{C2} \quad \quad \text{R} \quad \text{L1} \quad \text{L2} \\
 \text{Hx} = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} \left[ \begin{array}{ccc|ccc}
 & & & & & \\
 & \mathbf{T_x} & & & \mathbf{C_x} & \\
 & & & & & 
 \end{array} \right]
 \end{array}$$

Afin d'appliquer le modèle en continu défini au § 4.1, il est possible de retrouver les matrices réduites Fn1 et Fn2 à partir des matrices d'incidences H1 et H2 par la relation [13] :

$$\text{Fnx} = \text{C}_x^T \cdot \text{T}_x^{-T} \tag{1.23}$$

Nous devons généraliser le modèle en continu du § 4.1 pour pouvoir l'appliquer aux convertisseurs du quatrième ordre. Les éléments des matrices réduites Fn1 et Fn2 sont alors donnés par :

$$\begin{array}{r}
 \text{Fn1} = \text{VR} \\
 \text{VL1} \\
 \text{VL2}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{ccc}
 \text{VG} & \text{VC1} & \text{VC2} \\
 f_{rg} & f_{rc1}^T & f_{rc2}^T \\
 f_{g11} & F_{111} & F_{112} \\
 f_{g12} & F_{121} & F_{122}
 \end{array} \right|
 \end{array}
 \quad (1.24)$$

$$\begin{array}{r}
 \text{Fn2} = \text{VR} \\
 \text{VL1} \\
 \text{VL2}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{ccc}
 \text{VG} & \text{VC1} & \text{VC2} \\
 f_{rg} & f_{rc1}^T & f_{rc2}^T \\
 f_{g21} & F_{211} & F_{212} \\
 f_{g21} & F_{221} & F_{222}
 \end{array} \right|
 \end{array}$$

Il est à noter que  $f_{rc2}^T$  est nul puisque, d'après la définition des convertisseurs PWM, la charge R est toujours en parallèle avec le condensateur C1. La matrice carrée F est maintenant d'ordre 2 et fg est une matrice colonne avec 2 rangs. Elles s'écrivent :

$$F = \alpha \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cc} F_{111} & F_{112} \\ F_{121} & F_{122} \end{array} \right| \end{array} + (1-\alpha) \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cc} F_{211} & F_{212} \\ F_{221} & F_{222} \end{array} \right| \end{array} \quad (1.25)$$

$$Fg = \alpha \begin{array}{c} \left| \begin{array}{c} f_{g11} \\ f_{g12} \end{array} \right| \end{array} + (1-\alpha) \begin{array}{c} \left| \begin{array}{c} f_{g21} \\ f_{g22} \end{array} \right| \end{array} \quad (1.26)$$

L'équation (1.21), donnant le rapport  $m(\alpha)$ , reste inchangée dans sa formulation, mais devient un produit matriciel. L'expression  $m(\alpha)$  est rappelée ci-dessous :

$$m(\alpha) = -f_{rc}^T \cdot F^{-1} \cdot fg + f_{rg} = \frac{VS}{VG} \quad (1.27)$$

La matrice colonne des tensions (1.20) contient deux rangées VC1 et VC2, elle s'écrit :

$$\begin{array}{c} \left| \begin{array}{c} \text{VC1} \\ \text{VC2} \end{array} \right| \end{array} = -F^{-1} \cdot fg \cdot VG \quad (1.28)$$

Pour normaliser les tensions VC1 et VC2 par rapport à la tension d'entrée VG, on peut écrire :

$$\begin{vmatrix} VC1 \\ VC2 \end{vmatrix} = -F^{-1} \cdot f_g \quad (1.29)$$

La matrice colonne des courants (1.19) contient elle aussi deux rangées IL1 et IL2 et s'écrit :

$$\begin{vmatrix} IL1 \\ IL2 \end{vmatrix} = F^{-T} [G \cdot F^{-1} \cdot f_g - g] VG \quad (1.30)$$

Pour normaliser les courants IL1 et IL2 par rapport au courant de sortie IS (VS/R), on peut écrire à partir de l'équation 1.27 :

$$\begin{vmatrix} IL1 \\ IL2 \end{vmatrix} = F^{-T} \left[ -G \left( \frac{VS - f_{rg} \cdot VG}{f_{rc1}^T} \right) - g \cdot VG \right]$$

Dans laquelle :

$$G = \frac{1}{R} \begin{vmatrix} f_{rc1}^T \\ 0 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad g = \begin{vmatrix} f_{rg} \\ 0 \end{vmatrix}$$

d'où :

$$\begin{vmatrix} IL1 \\ IL2 \end{vmatrix} = -F^{-T} \left[ \frac{G \cdot VS}{f_{rc1}^T} - \frac{G \cdot f_{rg} \cdot VG}{f_{rc1}^T} + g \cdot VG \right]$$

$$\begin{vmatrix} IL1 \\ IL2 \end{vmatrix} = -F^{-T} \left[ \frac{VS}{R} \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} - \frac{f_{rg} \cdot VG}{R} \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} + g \cdot VG \right]$$

D'après la définition du convertisseur PWM  $f_{rg}$  est toujours nul, l'expression des courants rapportée au courant de sortie devient :

$$\begin{vmatrix} IL1 \\ IL2 \end{vmatrix} = -F^{-T} \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (1.31)$$

A ce niveau, il sera facile d'éliminer les cas des convertisseurs:

- qui ne possèdent pas un rapport m désiré.
- dégénérés si au moins une des tensions moyennes aux bornes

des condensateurs (C1 et C2) ou des courants moyens dans les inductances (L1 et L2) sont indépendants du coefficient  $\alpha$  ou nuls. En effet, le but est d'extraire seulement les topologies de convertisseurs de quatrième ordre dans lesquels tous les éléments réactifs participent au filtrage et/ou au transfert d'énergie.

- non réalisables ou redondants, comme nous le montrerons dans le paragraphe suivant.

## 5 - ELABORATION DE LA PROCEDURE DE SYNTHESE

### 5.1 - STRUCTURE D'UN CONVERTISSEUR DU QUATRIEME ORDRE

Pour cela, nous allons reprendre le schéma de base d'un convertisseur PWM de la figure 1-19. Dans la cellule du convertisseur nous devons introduire trois éléments réactifs : un condensateur C2 et deux inductances L1 et L2. A l'intérieur de celle-ci, il existe donc un noeud supplémentaire qui est désigné par 3. Le condensateur C2 est obligatoirement disposé entre ce point 3 et un autre des trois points extérieurs (0,1,2) du fait de la nature du générateur et du récepteur. Six dispositions existent pour le condensateur C2 en tenant compte de la polarité de la tension à ses bornes, la figure 1-25 définit celles-ci.

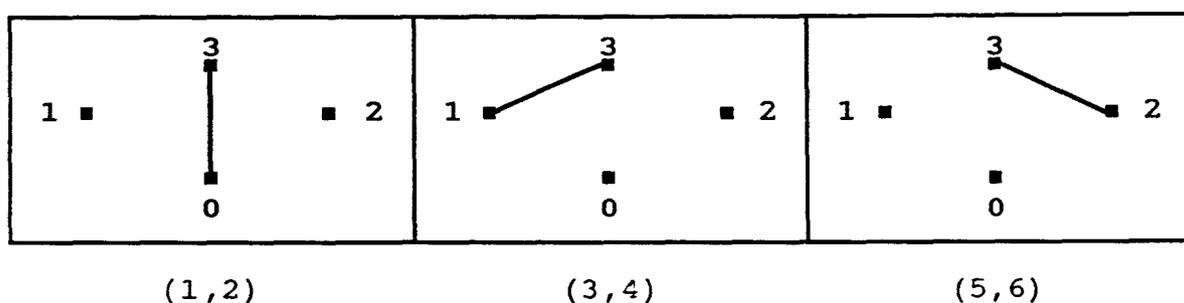


Figure 1-25

Les deux inductances L1 et L2 peuvent être placées entre n'importe quel point; douze positions différentes sont donc envisageables toujours en tenant compte du sens du courant qui les traverse. La figure 1-26 donne le classement de ces différentes positions.

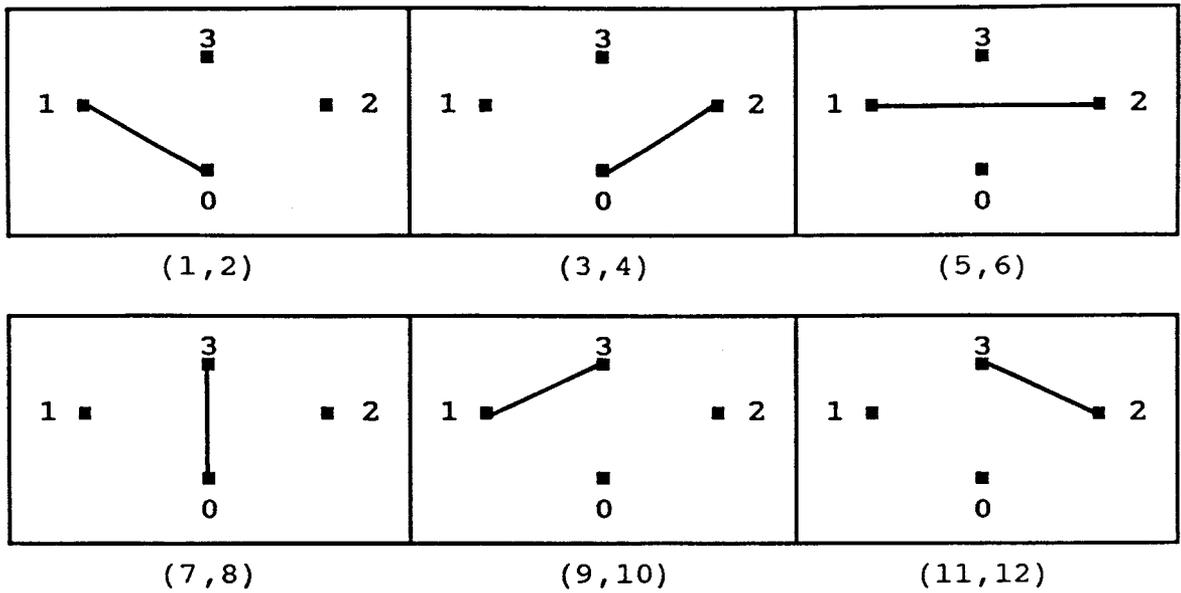


Figure 1-26

A partir des figures 1-25 et 1-26 nous pouvons établir deux matrices donnant les différentes positions des éléments réactifs en vue de créer les paires de matrices d'incidence H1 et H2. Les colonnes correspondent aux numéros de la position des éléments et les rangées aux quatre noeuds des graphes G1 et G2. Pour les deux matrices, les colonnes portant un numéro pair désignent la même position que la colonne précédente portant un numéro impair, seul le sens du courant est inversé.

Matrice des positions de C2:

	1	2	3	4	5	6
0	-1	1	0	0	0	0
1	0	0	-1	1	0	0
2	0	0	0	0	-1	1
3	1	-1	1	-1	1	-1

Matrice des positions de L1 ou L2 :

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	-1	1	-1	1	0	0	-1	1	0	0	0	0
1	1	-1	0	0	-1	1	0	0	-1	1	0	0
2	0	0	1	-1	1	-1	0	0	0	0	-1	1
3	0	0	0	0	0	0	1	-1	1	-1	1	-1

Une paire de matrices d'incidence peut ainsi être définie par une paire de nombre :  $i_1 j_1 k_1, i_2 j_2 k_2$ . Les termes  $i_1$  et  $i_2$  donnent la position du condensateur C2, pour le graphe G1 (indice 1) et pour le graphe G2 (indice 2), ils peuvent prendre des valeurs comprises entre 1 et 6. Les termes  $j_1$  et  $j_2$  correspondent à la position de l'inductance L1,  $k_1$  et  $k_2$  à l'inductance L2, la valeur de ces quatre derniers termes est comprise entre 1 et 12.

Chaque matrice d'incidence  $H_x$  possède 864 ( $6 \cdot 12 \cdot 12$ ) configurations différentes. Une topologie est représentée par une paire de matrices d'incidence, on obtient donc  $864^2 = 746496$  combinaisons possibles. Toutefois, beaucoup de combinaisons sont redondantes ou dégénérées et le nombre de topologies valides est bien inférieur à ce chiffre. De plus, tous les réseaux non réalisables sont éliminés automatiquement par la procédure de synthèse systématique.

REMARQUE : ELIMINATION DES COMBINAISONS REDONDANTES

Quelques règles évitent de prendre en compte des combinaisons redondantes dans la procédure de synthèse :

- on obtient le même convertisseur si n'importe lequel des arcs est inversé simultanément dans les deux graphes G1 et G2. Ainsi, seules les colonnes impaires des matrices de positions de C2 et Lx serviront à construire la matrice d'incidence H1 en ce qui concerne les éléments C2 ( $i_1$ ), L1 ( $j_1$ ) et L2 ( $k_1$ ). Par contre, la matrice H2 utilisera toutes les colonnes des matrices de positions de C2 et Lx toujours pour les mêmes éléments C2 ( $i_2$ ), L1 ( $j_2$ ) et L2 ( $k_2$ ).

- l'inversion de la combinaison ( $i_1 j_1 k_1, i_2 j_2 k_2$ ) par ( $i_2 j_2 k_2, i_1 j_1 k_1$ ) n'altère pas la topologie du convertisseur, donc on peut écrire :

$$i_1 j_1 k_1 \leq i_2 j_2 k_2$$

si  $i_2 = i_1$  alors  $j_2$  part de  $j_1$

$k_2$  part de  $k_1$

si  $i_2 > i_1$  alors  $j_2$  et  $k_2$  partent de 1

- les deux inductances L1 (j1 ou j2) et L2 (k1 ou k2) peuvent aussi être permutées sans affecter la topologie du convertisseur, d'où :

$$j1 \leq k1$$

$$\text{si } i1 = i2 \text{ alors } j1 \leq k1 \leq j2 \leq k2$$

$$\text{si } j1 = k1 \text{ alors } j2 \leq k2$$

En appliquant ces règles pour éliminer les combinaisons redondantes il nous reste 30408 combinaisons possibles à examiner afin d'extraire les topologies correspondant aux critères désirés. Pour cela, nous avons effectué une résolution numérique décomposée en plusieurs étapes, celle-ci fait l'objet du paragraphe suivant.

## 5.2 - DESCRIPTION DES DIFFERENTES ETAPES

A ce niveau, nous avons suffisamment d'éléments pour créer un programme informatique qui analyse les solutions restantes en appliquant la procédure de synthèse systématique. Le programme a été écrit en turbo pascal 6.0 puisque ce langage scientifique est très approprié à ce type de résolution. Le programme est scindé en cinq étapes principales décrites sur l'organigramme de la figure 1-27.

# ORGANIGRAMME

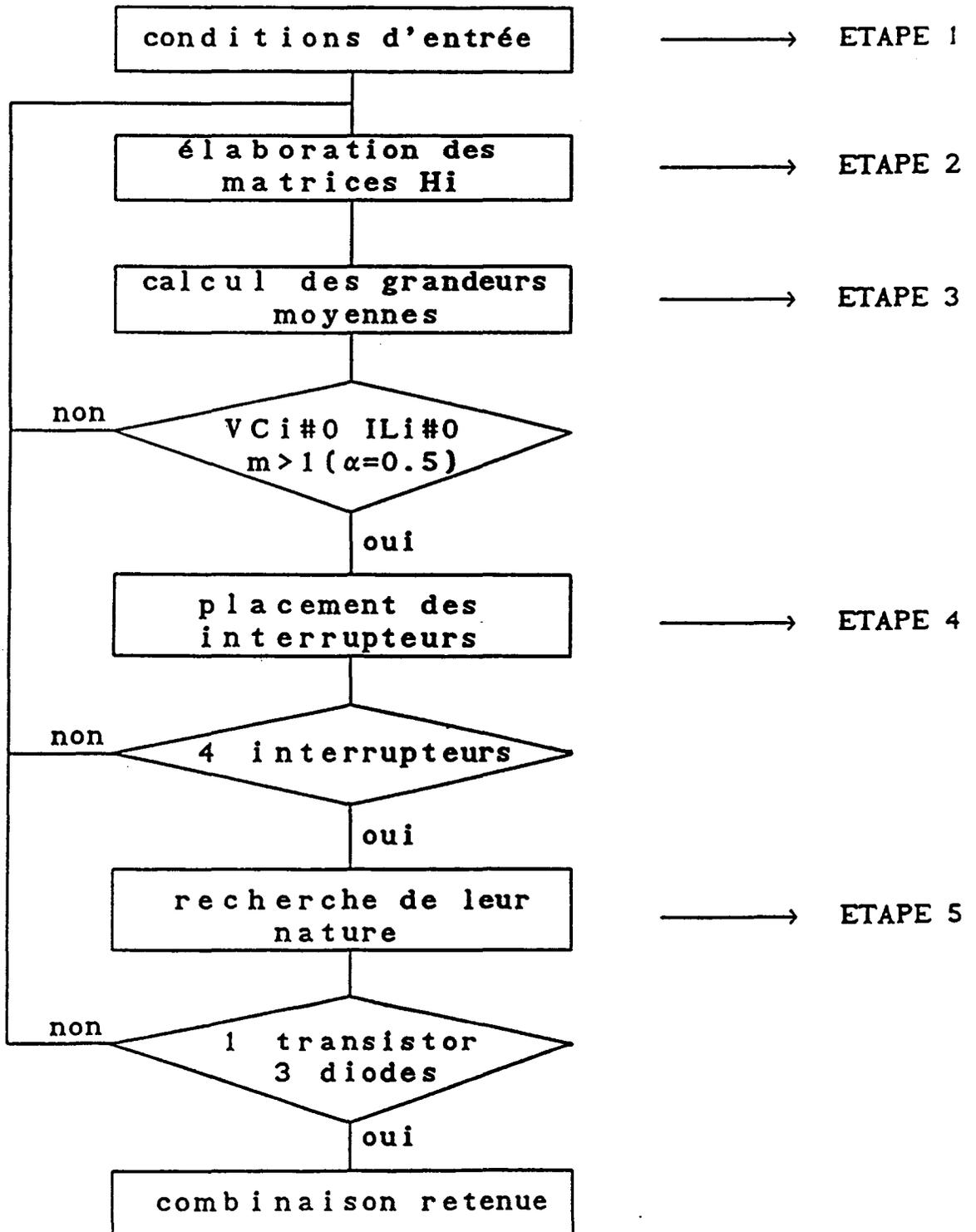


Figure 1-27

### 5.2.1 - ETAPE 1

Les conditions imposées par le cahier des charges constituent les données d'entrée de la procédure de synthèse, elles sont au nombre de trois:

- rapport de transformation  $m$  supérieur à 1 pour  $\alpha = 0,5$ ,
- nombre total d'interrupteurs égal à 4,
- un seul interrupteur commandé.

Le critère permettant de sélectionner les convertisseurs DC-DC élévateurs est  $m > 1$  pour  $\alpha = 0,5$ . En effet, a priori, nous pouvons obtenir des hacheurs fortement élévateurs même si pour  $\alpha = 0$  la caractéristique de  $V_s(\alpha)$  tend vers 0. De plus, le choix  $\alpha = 0,5$  a l'avantage de donner la même valeur du rapport  $m$  quand  $\alpha$  est remplacé par son complément  $(1-\alpha)$  dans le cas où les graphes  $G_1$  et  $G_2$  sont intervertis. S'il en est ainsi, il suffit d'inverser la commande de l'interrupteur commandé pour obtenir la bonne configuration du convertisseur.

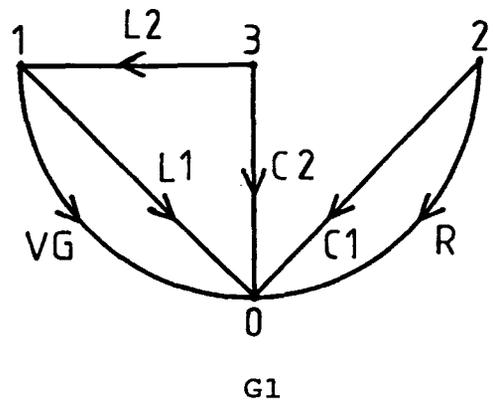
### 5.2.2 - ETAPE 2

C'est la prise en compte d'une combinaison de 2 configurations et l'élaboration des matrices d'incidence  $H_1$  et  $H_2$ . La première combinaison est (111,111) et la dernière (51111,61212). Ainsi, toutes les combinaisons possibles sont testées en insérant dans les matrices  $H_1$  et  $H_2$  les colonnes correspondantes des matrices de positions de  $C_2$ ,  $L_1$  et  $L_2$  à leurs places respectives. A chaque matrice d'incidence  $H_1$  et  $H_2$  est associé un graphe orienté  $G_1$  et  $G_2$ . L'exemple pris au §4.2 (figure 1-24) correspond à la combinaison (117,11011). Nous allons prendre un autre exemple pour lequel les matrices d'incidence  $H_1$  et  $H_2$  et les graphes orientés  $G_1$  et  $G_2$  sont donnés à la figure 1-28.

Combinaison 119,61012

Matrice H1 :

	VG	C1	C2	R	L1	L2
0	-1	-1	-1	-1	-1	0
1	1	0	0	0	1	-1
2	0	1	0	1	0	0
3	0	0	1	0	0	1



Matrice H2 :

	VG	C1	C2	R	L1	L2
0	-1	-1	0	-1	0	0
1	1	0	0	0	1	0
2	0	1	1	1	0	1
3	0	0	-1	0	-1	-1

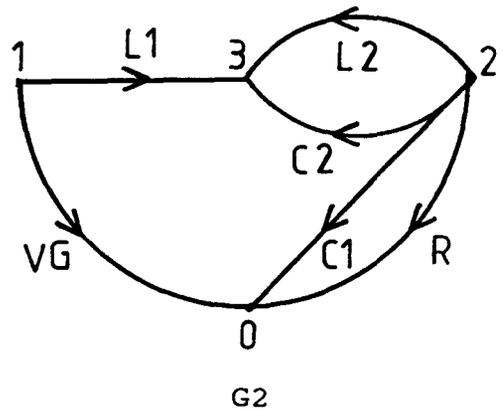


Figure 1-28

### 5.2.3 - ETAPE 3

A l'aide du modèle en continu, nous calculons les grandeurs moyennes des variables d'état en linéarisant les formes d'ondes. La résolution de l'équation (1.23) donne les matrices réduites  $F_{n1}$  et  $F_{n2}$ , puis les équations (1.25) et (1.26) définissent les paramètres du modèle en continu. Nous obtiendrons le rapport de transformation  $m(\alpha)$  à l'aide de l'équation (1.27), les tensions moyennes aux bornes des condensateurs avec l'équation (1.29) et les courants moyens dans les inductances avec l'équation (1.31). Les résultats pour les deux exemples pris précédemment sont :

Exemple 1 : combinaison 117,11011

$$f_{rg} = 0 \quad f_{rc}^T = [ 1 \quad 0 ]$$

$$F = \begin{vmatrix} 0 & \alpha-1 \\ \alpha-1 & 1 \end{vmatrix} \quad fg = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}$$

- rapport de transformation m :

$$m = \frac{1}{(1-\alpha)^2}$$

- tensions moyennes aux bornes des condensateurs C1 et C2 rapportées à VG :

$$VC1 = \frac{1}{(1-\alpha)^2}$$

$$VC2 = \frac{1}{(1-\alpha)}$$

- courants moyens dans les inductances L1 et L2 rapportés à IS :

$$IL1 = \frac{1}{(1-\alpha)^2}$$

$$IL2 = \frac{1}{(1-\alpha)}$$

Si le coefficient de réglage  $\alpha = 0.5$ , on obtient :

$$m = 4$$

$$VC1 = 4$$

$$VC2 = 2$$

$$IL1 = 4$$

$$IL2 = 2$$

Exemple 2 : combinaison 119,61012

$$f_{rg} = 0$$

$$f_{rc}^T = [ 1 \ 0 ]$$

$$F = \begin{vmatrix} \alpha-1 & 1-\alpha \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$fg = \begin{vmatrix} 1 \\ -\alpha \end{vmatrix}$$

- rapport de transformation m :

$$m = \frac{1+\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$$

- tensions moyennes aux bornes des condensateurs C1 et C2 rapportées à VG :

$$VC1 = \frac{1+\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$$

$$VC2 = \alpha$$

- courants moyens dans les inductances L1 et L2 rapportés à IS :

$$IL1 = \frac{1}{1-\alpha}$$

$$IL2 = -1$$

Si le coefficient de réglage  $\alpha = 0.5$ , on obtient :

$$m = 2.5$$

$$VC1 = 2.5$$

$$VC2 = 0.5$$

$$IL1 = 2$$

$$IL2 = -1$$

A ce niveau, nous pouvons éliminer aisément les solutions qui ne possèdent pas un rapport  $m > 1$  pour  $\alpha = 0,5$  ou donnant des valeurs moyennes nulles pour les tensions (VC1 et VC2) ou les courants (IL1 et IL2). Si toutes les conditions requises sont validées, nous passons alors à la quatrième étape pour effectuer le placement des interrupteurs.

#### 5.2.4 - ETAPE 4

A ce stade, les combinaisons possibles sont encore bien trop nombreuses pour envisager une méthode de placement des interrupteurs autre qu'une résolution numérique. Pour cela, une procédure d'insertion des interrupteurs (considérés comme idéaux) est mise en oeuvre. Elle doit permettre de définir le nombre total d'interrupteurs nécessaires pour une combinaison donnée. Le placement des interrupteurs s'effectue à l'aide des matrices d'incidence H1 et H2 et commence par le condensateur C2 puis les inductances L1 et L2.

Le condensateur C2 a besoin de 0 ou 2 interrupteurs pour être placé dans les conditions des graphes G1 et G2. Si nous désignons par  $x_1$  et  $x_2$  le numéro du noeud d'où part l'arc C2 et par  $y_1$  et  $y_2$  le numéro du noeud où rentre l'arc C2, ces informations étant lues dans la colonne C2 des matrices H1 et H2, nous pouvons résoudre les différents cas comme suit:

1-  $x_1 = x_2$  et  $y_1 = y_2$  : l'arc C2 est dans la même position dans les deux graphes G1 et G2, donc aucun interrupteur n'est nécessaire.

2-  $x_1 \neq x_2$  et  $y_1 = y_2$  : dans ce cas,  $y_1 = y_2 = 3$  et  $x_1, x_2$  sont égales à l'un des autres noeuds (0, 1, 2). Deux interrupteurs sont disposés entre les noeuds  $x_1$  et  $x_2$  (figure 1-29a).

-  $x_1 = x_2$  et  $y_1 \neq y_2$  : c'est le cas inverse du précédent,  $x_1 = x_2 = 3$  et  $y_1$  et  $y_2$  sont égales à l'un des autres noeuds. Ici, les deux interrupteurs se trouvent entre les noeuds  $y_1$  et  $y_2$  (figure 1-29b).

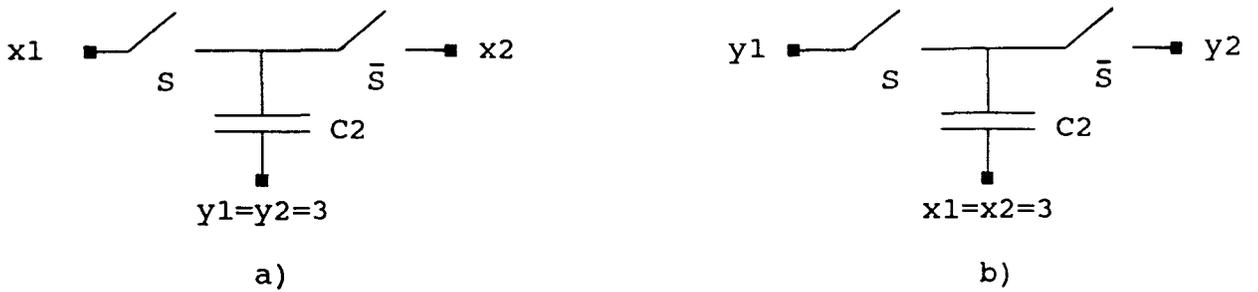


Figure 1-29

3-  $x_1 \neq x_2$  et  $y_1 \neq y_2$  : Dans ces conditions, un des termes  $x_i$  et un des termes  $y_i$  est égal à 3. Nous devons chercher lesquels, puis, nous insérerons deux interrupteurs en série avec C2 et entre les deux autres noeuds correspondant aux termes  $x_i$  et  $y_i$  différents de 3 (figure 1-30).

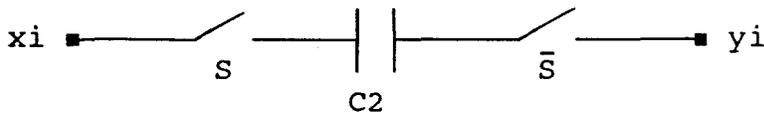


Figure 1-30

On procède de la même façon pour les inductances L1 et L2. On désigne par  $z_1$  et  $z_2$  le numéro du noeud d'où partent les arcs L1 et L2 et par  $w_1$  et  $w_2$  le numéro du noeud où rentrent les arcs L1 et L2; ces informations sont obtenues en scrutant les colonnes L1 et L2 des matrices H1 et H2. Chaque inductance nécessite 0, 2 ou 4 interrupteurs pour satisfaire les dispositions des graphes G1 et G2. Les différents cas envisageables sont les suivants:

1-  $z_1 = z_2 \neq 3$  et  $w_1 = w_2 \neq 3$  : L1 ou L2 possède la même position dans les graphes G1 et G2, aucun interrupteur n'est nécessaire. Par contre, si  $w_1 = w_2 = 3$  et si les deux extrémités de C2 diffèrent (cas 3) alors deux interrupteurs sont disposés comme le montre la figure 1-31 :

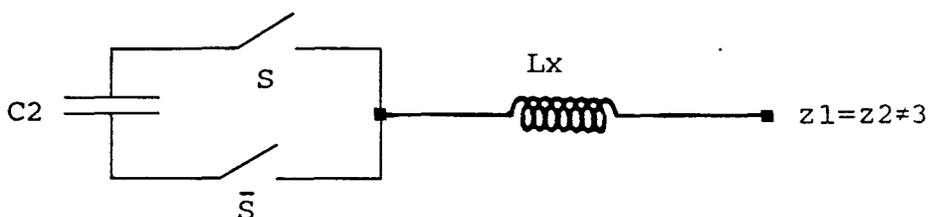


Figure 1-31

2-  $z_1 = z_2 \neq 3$  et  $w_1 \neq w_2$  : deux interrupteurs sont introduits entre les noeuds donnés par  $w_1$  et  $w_2$  (figure 1-32)

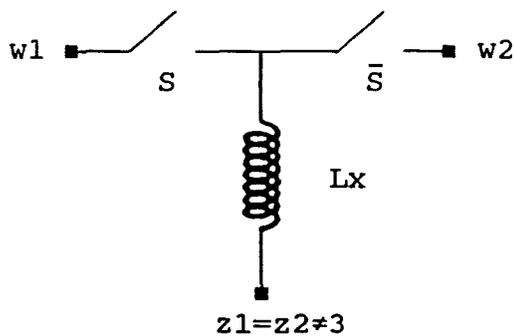
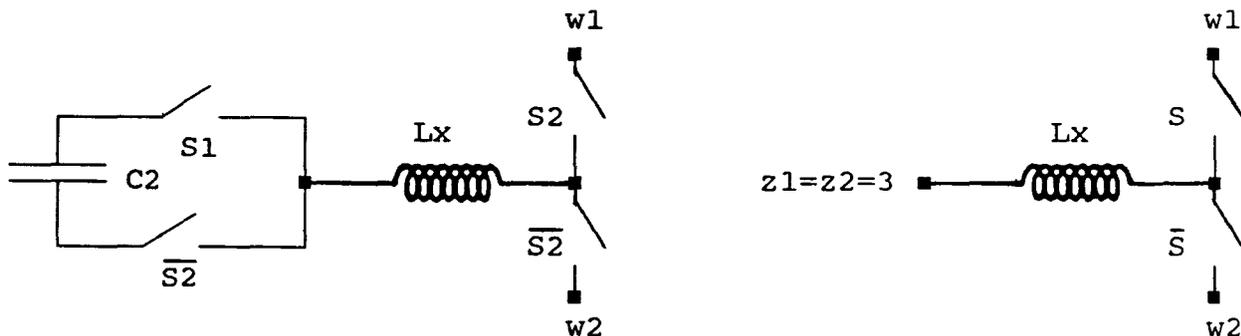


Figure 1-32

3-  $z_1 = z_2 = 3$  et  $w_1 = w_2$  : si  $C_2$  se trouve dans le cas 3, c'est l'inverse de la figure 1-31, deux interrupteurs sont nécessaires. Autrement, si le noeud  $z$  est fixe (cas 1 et 2 pour le condensateur  $C_2$ ) aucun interrupteur n'est requis.

4-  $z_1 = z_2 = 3$  et  $w_1 \neq w_2$ , même analyse que le cas précédent mais, en plus, nous devons disposer deux interrupteurs entre les noeuds désignés par  $w_1$  et  $w_2$ , comme nous le montre la figure 1-33.



a) cas 3 pour  $C_2$

b) cas 1 ou 2 pour  $C_2$

Figure 1-33

5-  $z_1 \neq z_2$  et  $w_1 \neq w_2$  : quatre interrupteurs sont nécessaires, deux entre les noeuds  $z_1$  et  $z_2$ , deux entre  $w_1$  et  $w_2$  (figure 1-34).

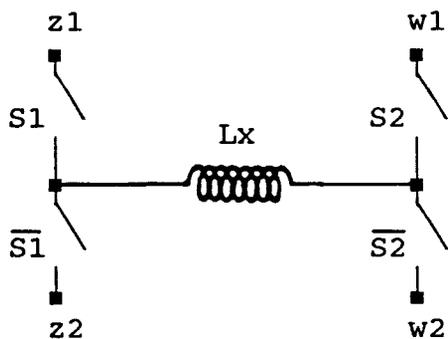


Figure 1-34

Les combinaisons  $z1 \neq z2$  et  $w1 = w2 \neq 3$  sont similaires aux cas précédents, respectivement cas 2 et 4, pour les retrouver, il suffit d'invertir  $z1$  avec  $w1$  et  $z2$  avec  $w2$ .

Les interrupteurs de  $L1$  ou  $L2$  sont insérés seulement s'il n'existe pas déjà un autre interrupteur dans la même position, ceci afin d'obtenir le minimum d'interrupteurs possible. Les interrupteurs sont toujours introduits par paire  $S-\bar{S}$  et leur nombre peut varier entre 2 et 10.

Pour l'exemple donné par la combinaison 117,11011, la position de  $C2$  dans les graphes  $G1$  et  $G2$  correspond au cas 1, la position de  $L1$  au cas 2 et la position de  $L2$  au cas 4. La figure 1-35 indique comment doivent être placés les interrupteurs pour obtenir les deux configurations  $G1$  et  $G2$ .

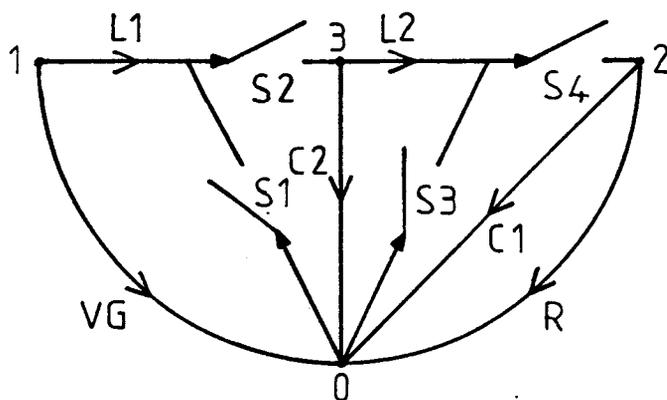


Figure 1-35

Pour l'exemple donné par la combinaison 119,61012, la position de  $C2$  correspond au cas 3, la position de  $L1$  au cas 1 et

la position de L2 au cas 5. La figure 1-36 indique la disposition des interrupteurs pour respecter les configurations G1 et G2.

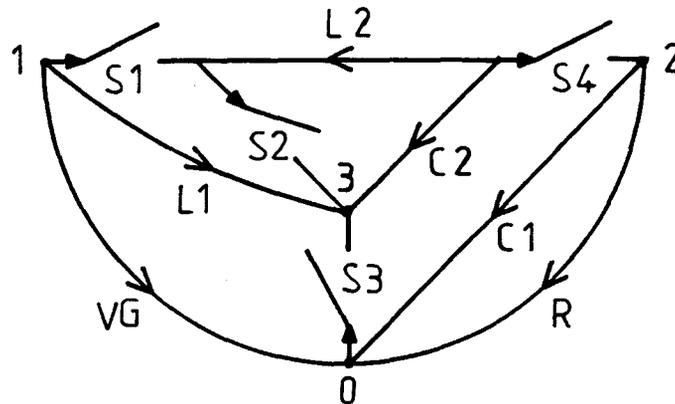


Figure 1-36

#### 5.2.5 - ETAPE 5

Lorsque la structure du convertisseur est élaborée, la dernière étape de cette procédure de synthèse consiste à définir la nature des interrupteurs. Pour cela, nous allons calculer la tension moyenne aux bornes de chaque interrupteur en position ouverte (off) grâce à la loi des mailles et le courant moyen dans chacun en position fermée (on) grâce à la loi des noeuds. Il apparaît deux possibilités pour chaque interrupteur:

- La tension et le courant sont de même signe : l'interrupteur devra être commandé à l'ouverture et à la fermeture.

- La tension et le courant sont de signes contraires : les changements d'état de l'interrupteur sont spontanés.

Le tableau I donne les résultats en ce qui concerne la nature des interrupteurs de l'exemple 1, décrit par la figure 1-35 et le tableau II s'intéresse à l'exemple 2, décrit à la figure 1-36.

Tableau I: combinaison 117,11011

	VSx	équation	signe	ILx	équation	signe	nature
S1	-VC2	$-\frac{1}{1-\alpha}$	—	-IL1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	—	transistor
S2	-VC2	$-\frac{1}{1-\alpha}$	—	IL1	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	+	diode
S3	-VC1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	—	-IL2	$-\frac{1}{1-\alpha}$	—	transistor
S4	-VC1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	—	IL2	$\frac{1}{1-\alpha}$	+	diode

Tableau II : combinaison 119,61012

	VSx	équation	signe	ILx	équation	signe	nature
S1	$\frac{1+VC2}{-VC1}$	$-\frac{\alpha}{1-\alpha}$	—	-IL2	1	+	diode
S2	1	1	+	IL2	-1	—	diode
S3	$\frac{VC2-VC1}{VC1}$	$-\frac{1}{1-\alpha}$	—	$\frac{IL2-IL1}{IL1}$	$-\frac{2-\alpha}{1-\alpha}$	—	transistor
S4	$\frac{VC2-VC1}{VC1}$	$-\frac{1}{1-\alpha}$	—	IL1	$\frac{1}{1-\alpha}$	+	diode

Pour la combinaison 119,61012 (tableau II), seul l'interrupteur S3 doit bloquer une tension et conduire un courant de même signe, c'est donc un interrupteur de type transistor, les trois autres étant du type diode. La figure 1-37 donne le schéma complet du convertisseur élévateur ainsi obtenu. Sur celle-ci le sens du courant  $i_{L2}$  est inversé par rapport au graphe de la figure 1-23. En effet, dans l'étape 3, le courant moyen  $i_{L2}$  était négatif, donc le choix effectué lors de la construction des matrices H1 et H2 ne correspond pas au sens réel. On procède de la même façon pour toute autre grandeur moyenne négative.

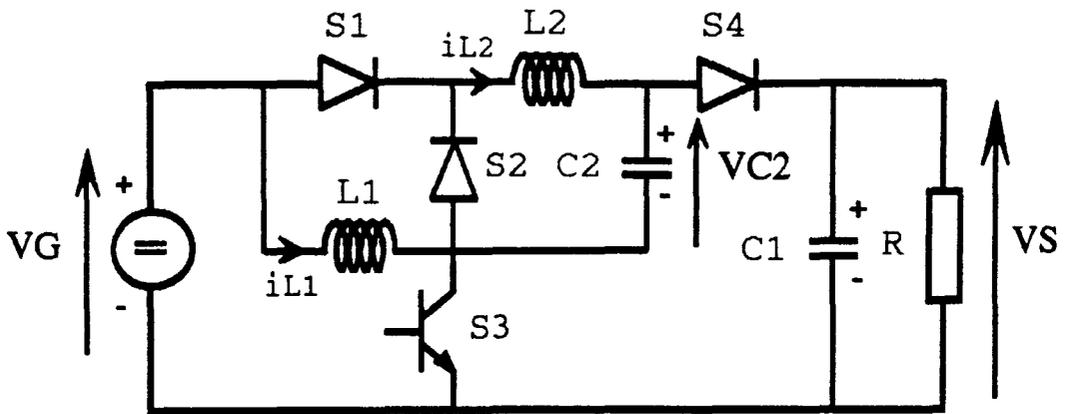


Figure 1-37

Par contre, pour la combinaison 117,11011 (tableau I) deux interrupteurs ( $S_1$  et  $S_3$ ) sont du type transistor. Cela n'implique pas forcément que cette structure ne corresponde pas à toutes les conditions imposées par le cahier des charges (4 interrupteurs dont un seul commandé). Dans ce cas, il faut revenir sur le placement des interrupteurs (étape 4) avant d'énoncer le résultat final. A l'aide de cette étape 4, il faut vérifier si la disposition des 4 interrupteurs est unique. En effet, le placement général des interrupteurs fait qu'une de leurs extrémités est connectée à un noeud (0, 1, 2 ou 3) et l'autre à un élément réactif ( $C_2$ ,  $L_1$  ou  $L_2$ ). Il est donc envisageable qu'une des extrémités ne soit pas directement reliée à un noeud, mais au travers d'un autre interrupteur si celui-ci conduit durant la même phase de fonctionnement. Ainsi, nous pouvons émettre la règle suivante:

- Si deux interrupteurs sont connectés à un même noeud et s'ils conduisent pendant la même phase de fonctionnement du convertisseur, alors une des deux extrémités d'un interrupteur, auparavant reliée au noeud, peut être reliée au point de connexion avec l'élément réactif de l'autre interrupteur. Dans chaque cas, il existe deux possibilités à prendre en compte. En appliquant cette règle à la combinaison 117,11011, nous obtenons la nouvelle structure de la figure 1-38.

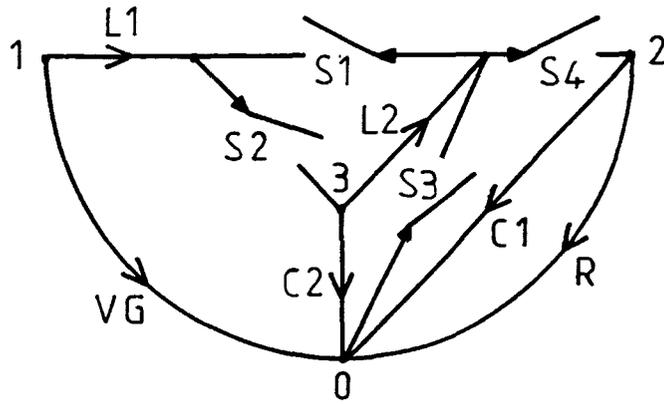


Figure 1-38

Le tableau III indiquant la nature des interrupteurs correspondant à cette nouvelle disposition de l'interrupteur S1 est le suivant:

Tableau III : combinaison 117,11011

	VSx	équation	signe		ILx	équation	signe	nature
S1	VC1- VC2	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	+		-IL1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	-	diode
S2	-VC2	$-\frac{1}{1-\alpha}$	-		IL1	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	+	diode
S3	-VC1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	-		-IL1 -IL2	$-\frac{2-\alpha}{(1-\alpha)^2}$	-	transistor
S4	-VC1	$-\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	-		IL2	$\frac{1}{1-\alpha}$	+	diode

L'interrupteur S1 était initialement un transistor, il est devenu une diode grâce au changement de sa disposition à l'intérieur de la structure du convertisseur. La combinaison 117,11011 est donc à retenir. Le schéma complet du convertisseur, correspondant à cette combinaison et au placement des interrupteurs de la figure 1-38, est donné ci-dessous (figure 1-39).

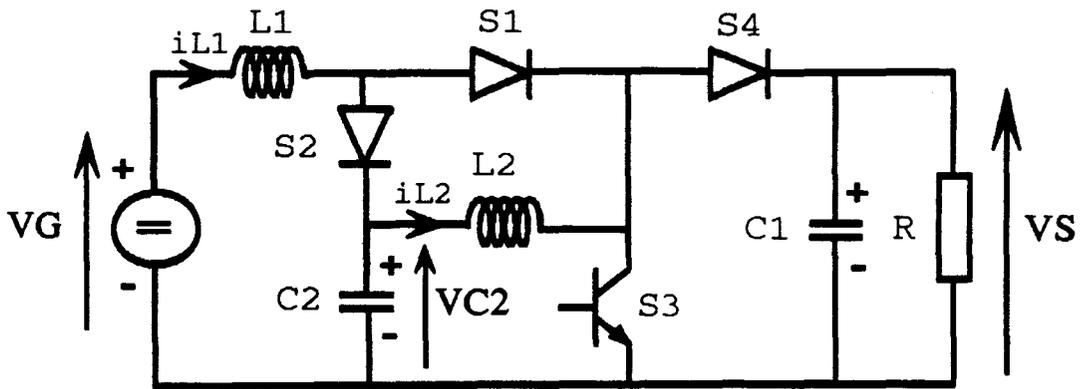


Figure 1-39

Les différentes étapes de la procédure de synthèse étant ainsi définies, une résolution numérique nous a permis de traiter de façon exhaustive toutes les combinaisons possibles se rapportant aux convertisseurs de quatrième ordre. Toutes les solutions répondant aux critères fixés au départ sont exposées dans le paragraphe suivant.

### 5.3 - RESULTATS

Cette procédure de synthèse informatisée conduit à un nouvel ensemble de convertisseurs PWM dont le rapport de transformation  $m$  dépend d'une expression quadratique de  $\alpha$ . De plus, toutes les topologies obtenues possèdent quatre interrupteurs dont un seul commandé, ainsi la commande est similaire à celle d'un convertisseur élémentaire mais avec une nette amélioration des caractéristiques.

En utilisant cette méthode, MAKSIMOVIC et CUK [3] ont obtenu une famille de six hacheurs abaisseurs possédant un rapport  $m \leq 1$  pour  $\alpha = 0,5$ . Nous avons complété l'ensemble de ces convertisseurs de quatrième ordre par une famille de seize hacheurs éleveurs. Ci-dessous sont indiqués, pour chaque structure retenue, l'expression de  $m$  et sa valeur pour  $\alpha = 0,5$ , la combinaison correspondante, les matrices d'incidence  $H1$  et  $H2$  ainsi que le schéma. Le classement, par ordre croissant, est effectué en fonction des valeurs absolues de  $m$ . Pour les

convertisseurs possédant la même valeur absolue de  $m$ , les structures inverseuses sont citées en premier. Dans tous les schémas, le transistor T et la diode D1 conduisent durant l'intervalle  $0-\alpha T$  et les diodes D2 et D3 pendant l'intervalle  $\alpha T-T$ .

$$m = - \frac{2\alpha - \alpha^2}{1 - \alpha}$$

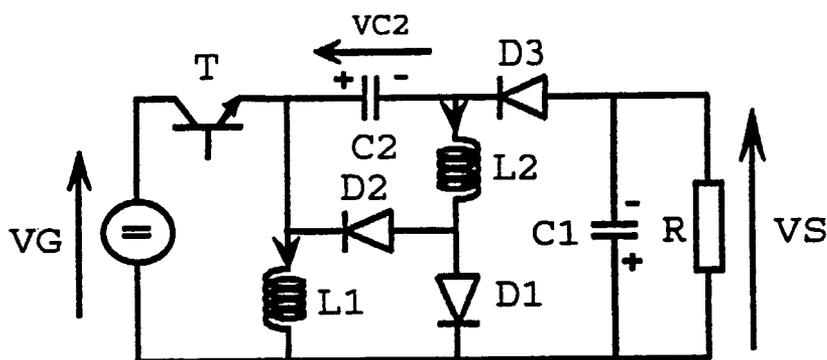
317,6712 ( $m = -1,5$ )

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & -1 \end{array}$$



$$m = \frac{1 - \alpha + \alpha^2}{1 - \alpha}$$

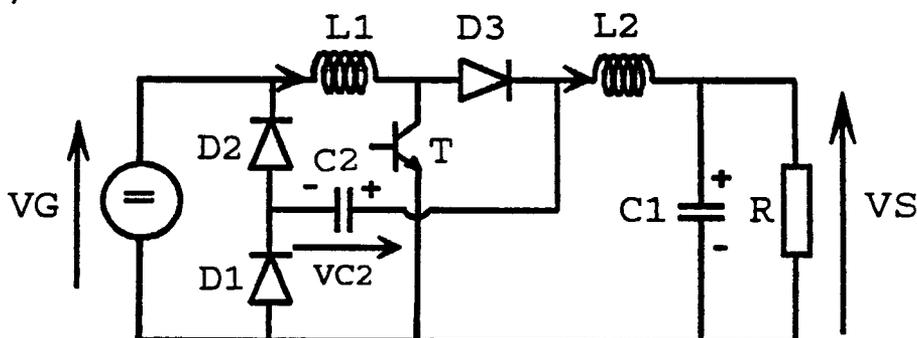
1111,31011 ( $m = 1,5$ )

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{array}$$



$$m = \frac{1 - \alpha + \alpha^2}{1 - \alpha}$$

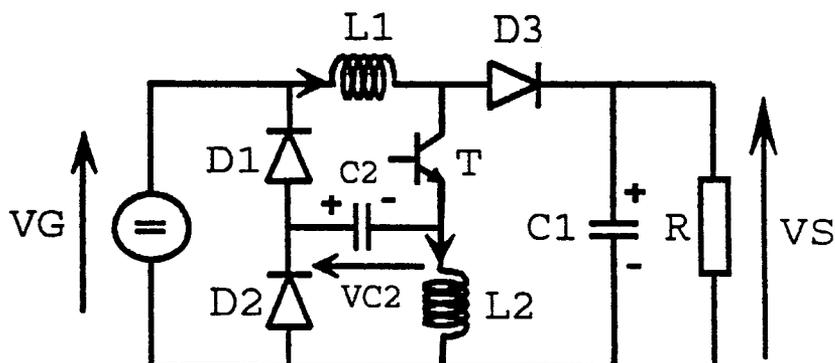
397,157 ( $m = 1,5$ )

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$



$$m = - \frac{\alpha}{(1 - \alpha^2)}$$

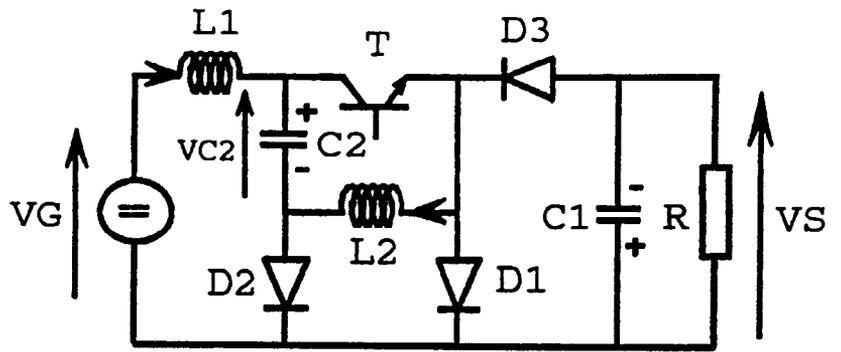
117,2104 (m = -2)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \end{array}$$



$$m = - \frac{\alpha}{(1 - \alpha)^2}$$

317,6113 (m = -2)

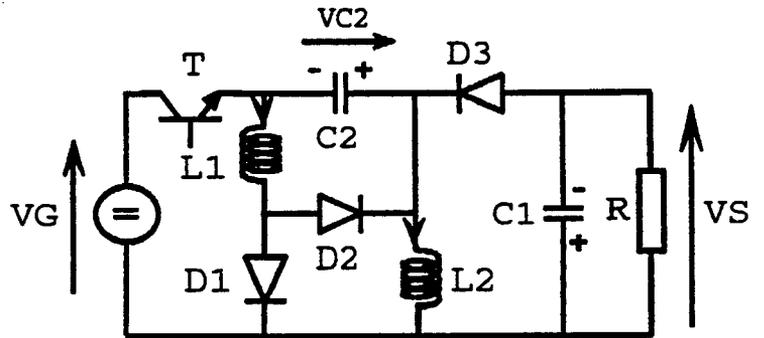
Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

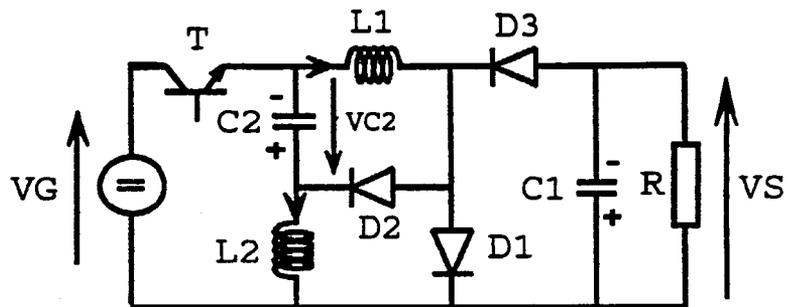
Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \end{array}$$

2 solutions en fonction de la position des interrupteurs



a)



b)

$$m = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)^2} \quad (m = 2)$$

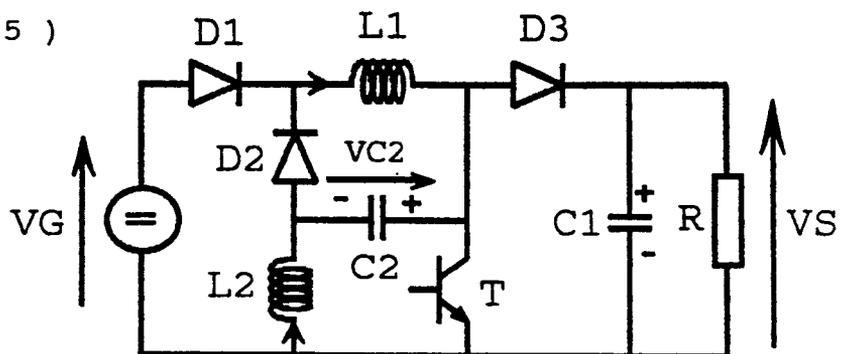
117,5117 (pour  $\alpha > 0,5$ )

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$



$$m = \frac{1 + \alpha - \alpha^2}{1 - \alpha}$$

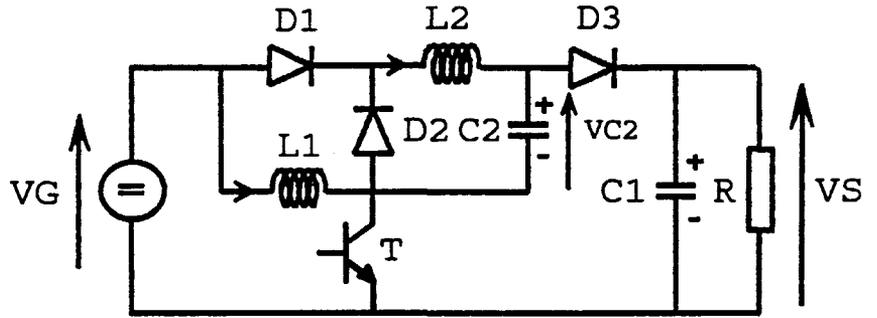
119,61012 (m = 2,5)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & -1 \end{array}$$



$$m = - \frac{2\alpha - \alpha^2}{(1 - \alpha)^2}$$

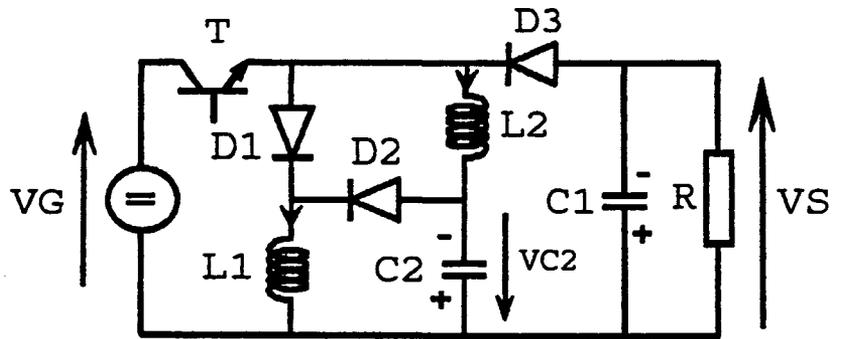
119,1711 (m = - 3)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$



$$m = - \frac{2\alpha - \alpha^2}{(1 - \alpha)^2}$$

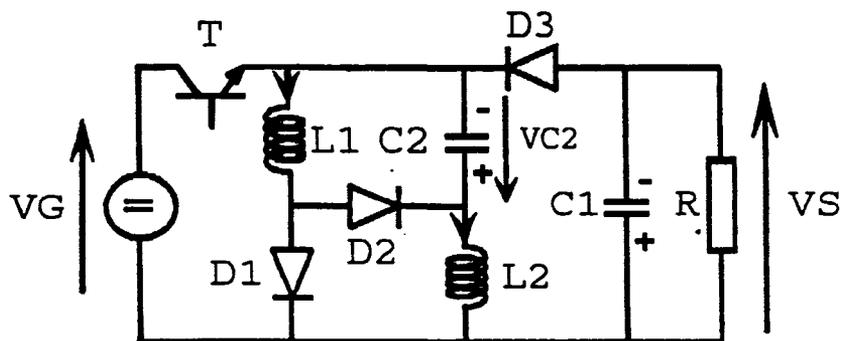
317,5127 (m = - 3)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{array}$$



$$m = - \frac{2\alpha - \alpha^2}{(1 - \alpha)^2}$$

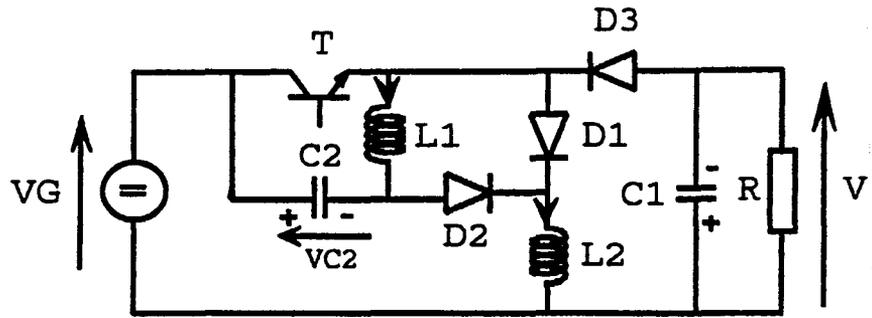
319,3711 (m = - 3)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$



$$m = \frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1 - \alpha)^2}$$

119,6125 (m = 3)

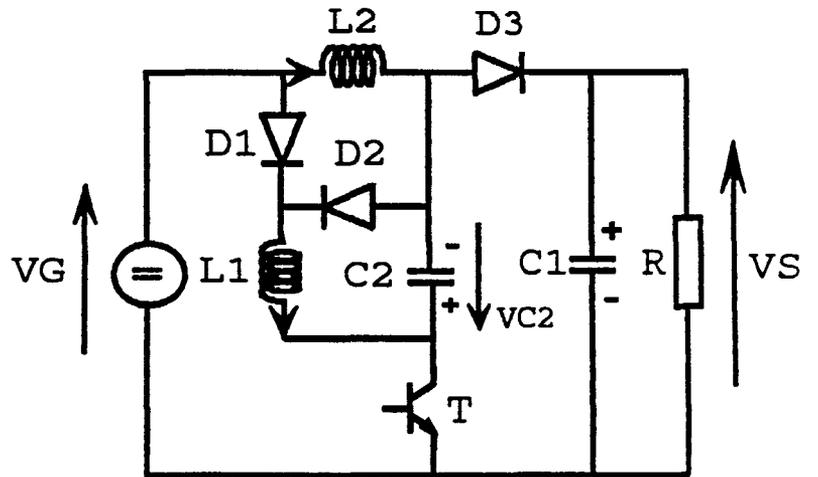
Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

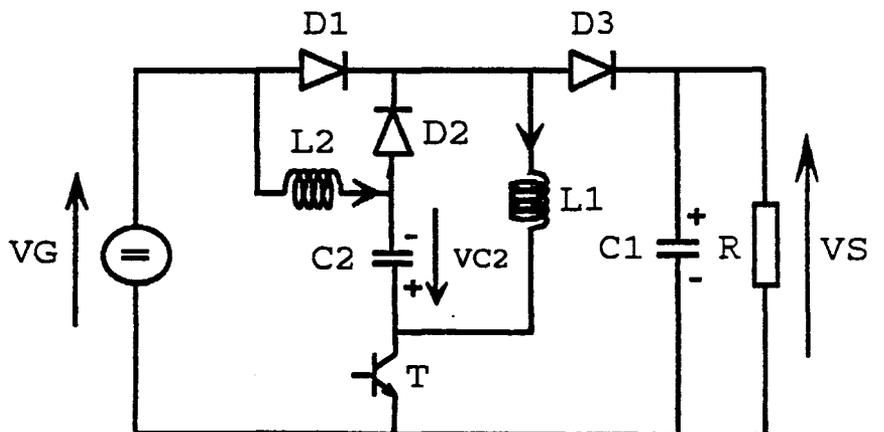
Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \end{array}$$

2 solutions en fonction de la position des interrupteurs



a)



b)

$$m = \frac{1}{(1 - \alpha)^2}$$

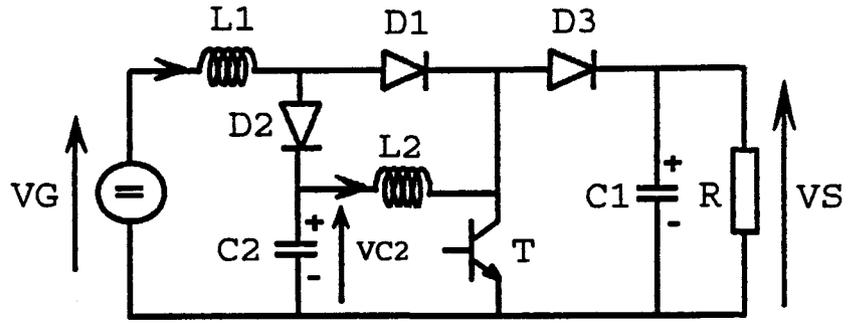
117,11011 (m = 4)

Matrices H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{array}$$



$$m = \frac{1}{(1 - \alpha)^2}$$

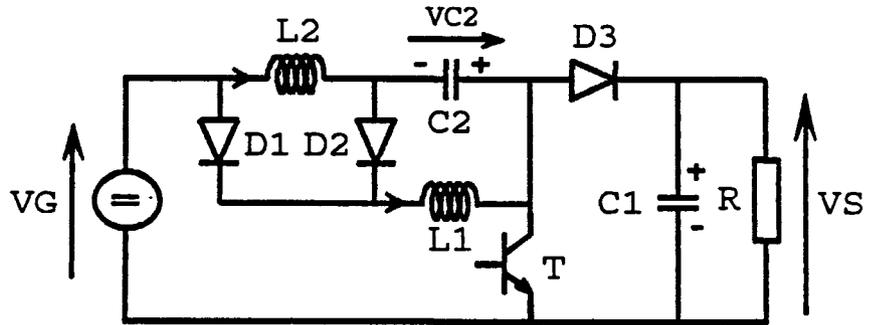
119,5119 (m = 4)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array}$$



$$m = \frac{1}{(1 - \alpha)^2}$$

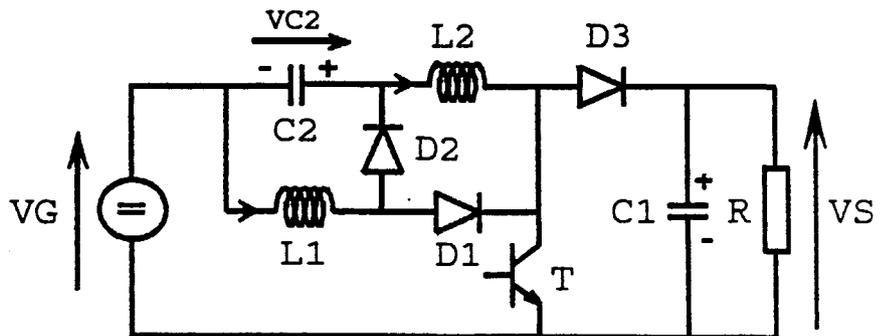
317,31011 (m = 4)

Matrice H1

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array}$$

Matrice H2

$$\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 1 \end{array}$$



## **DEUXIEME PARTIE**

PROPRIETES DES NOUVEAUX  
CONVERTISSEURS DC-DC  
A RAPPORT DE TRANSFORMATION ELEVE

Cette deuxième partie est consacrée à l'étude des caractéristiques des nouveaux convertisseurs élévateurs de quatrième ordre avec un seul interrupteur commandé. Les deux premiers chapitres sont consacrés respectivement à l'étude en régime continu et discontinu, ce qui permet le dimensionnement des composants étudié au troisième chapitre. Enfin, dans le dernier chapitre sont présentées les caractéristiques particulières de deux hacheurs élévateurs possédant deux tensions de sortie distinctes avec un même point de référence.

Pour étudier ces montages, nous supposerons parfaite la source de tension d'entrée UG qui alimente les hacheurs. Cette tension continue peut être fournie par une batterie d'accumulateurs ou par le réseau alternatif après redressement et filtrage. Les temps de commutation des semi-conducteurs sont négligés. D'autres hypothèses simplificatrices seront introduites au début de chaque paragraphe pour mieux présenter le fonctionnement des différentes structures et rendre les résultats généraux plus clairs. Dans les trois premiers chapitres, les différentes études sont effectuées sur un seul convertisseur qui nous sert d'exemple pour illustrer la méthode d'analyse. Pour les autres structures, seuls les résultats sont énoncés.

## 1 - ETUDE EN REGIME CONTINU

Un convertisseur PWM travaille en régime continu s'il n'existe aucun intervalle de fonctionnement pendant lequel une des variables d'état est égale à 0. Dans le mode de conduction, si les éléments réactifs sont bien choisis, l'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs et des courants dans les inductances peut être considérée comme négligeable.

Etant donné le grand nombre de convertisseurs élévateurs générés par la procédure de synthèse, une étude comparative des structures donnant le même rapport de transformation  $m$  doit être effectuée. Pour cela, les valeurs des tensions moyennes aux bornes des condensateurs et des courants moyens dans les inductances servent de référence, on calcule alors les contraintes imposées aux semi-conducteurs. Avec ces informations, la structure possédant les plus petites pertes en conduction et le moins d'énergie stockée (pour une même valeur de  $m$ ) est sélectionnée.

### 1.1 - SELECTION DES STRUCTURES EN FONCTION DE L'ENERGIE STOCKEE ET DES CONTRAINTES SUR LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS

Reprenons un des exemples de la première partie, celui correspondant à la combinaison [119, 61012]. Le schéma de ce convertisseur est rappelé à la figure 2-1 sur laquelle est mentionné le sens positif des courants et des tensions.

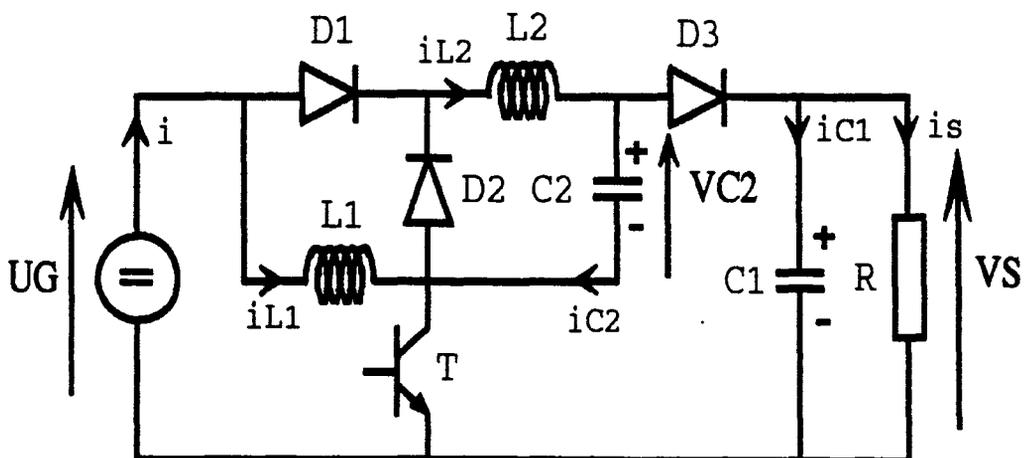


Figure 2-1

Convertisseur C (119,61012)

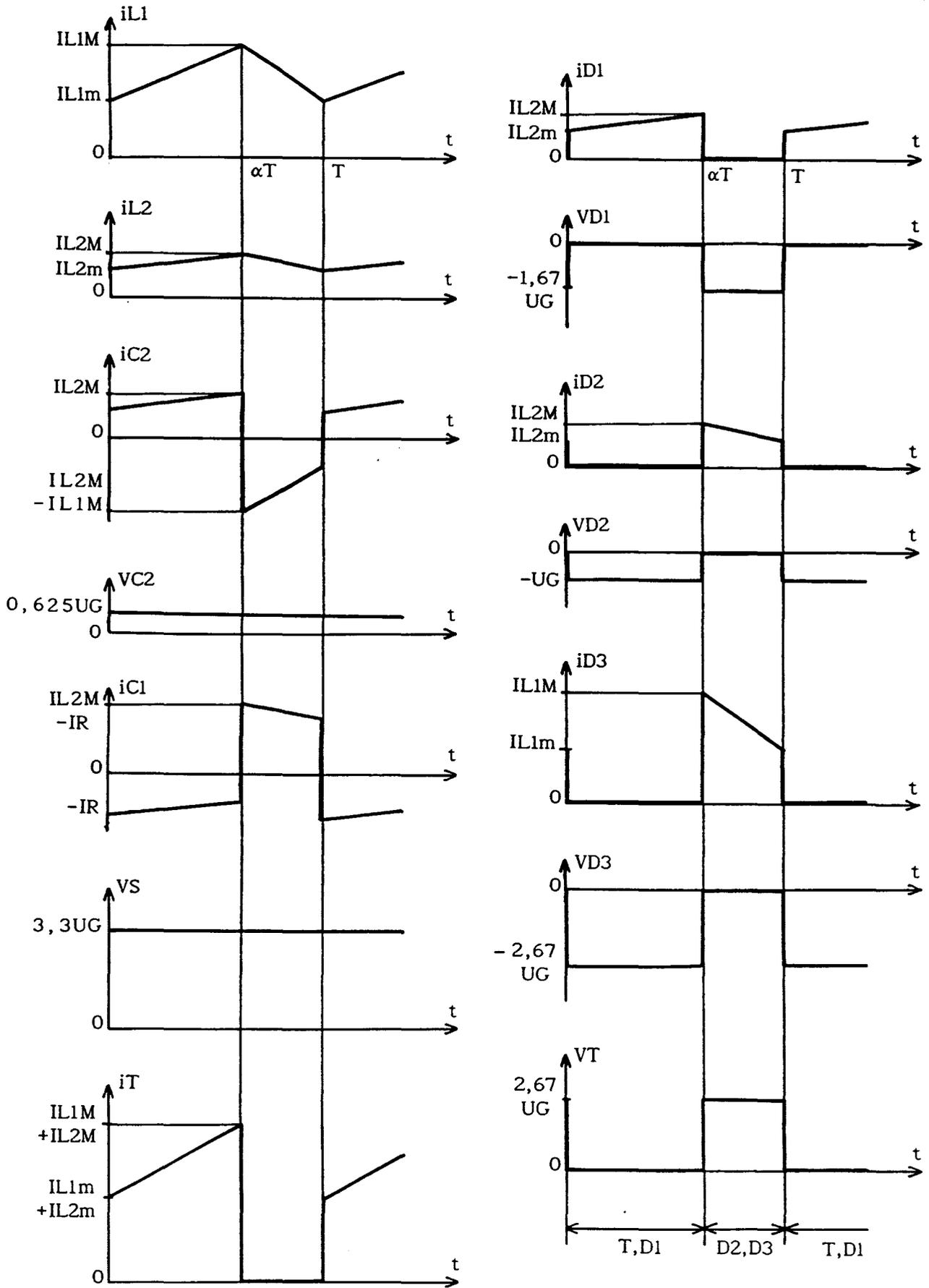


Figure 2-2

$\alpha = 0,625$

La figure 2-2 donne l'allure des formes d'ondes des diverses variables. L'ondulation des tensions VC2 et VS a été négligée, ce qui correspond à des variations linéaires de iL1 et iL2. Le transistor est saturé de t=0 à t=αT et la diode D1 conduit, ils sont bloqués de t=αT à t=T et les diodes D2 et D3 conduisent durant cette même période.

### 1.1.1 - VALEURS MOYENNES DES TENSIONS ET DES COURANTS

Elles sont données par les équations suivantes:

- Pour  $0 < t < \alpha T$  :

$$L1 \frac{diL1}{dt} = UG \qquad c1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = 0$$

$$L2 \frac{diL2}{dt} + VC2 = UG \qquad iC2 = iL2$$

- Pour  $\alpha T < t < T$  :

$$L1 \frac{diL1}{dt} + VS = UG + VC2 \qquad c1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = iL1$$

$$L2 \frac{diL2}{dt} = -VC2 \qquad iC2 = iL2 - iL1$$

En désignant par UC2 et US les valeurs moyennes de VC2 et VS et par IL1 et IL2 les valeurs moyennes de iL1 et iL2, on obtient :

$$L1 \left( \frac{diL1}{dt} \right)_{\text{moy}} + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T VS dt = UG + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T VC2 dt$$

$$c1 \left( \frac{dVS}{dt} \right)_{\text{moy}} + \frac{US}{R} = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T iL1 dt$$

$$L2 \left( \frac{diL2}{dt} \right)_{\text{moy}} + UC2 = \alpha UG$$

$$(iC2)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha} iL2 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (iL2 - iL1) dt$$

Les valeurs moyennes de  $diL1/dt$ ,  $diL2/dt$ ,  $dVC2/dt$  et  $dVS/dt$  sont nulles en régime établi. De plus, les variations de  $iL1$ ,  $iL2$ ,  $VC2$  et de  $VS$  étant quasi-linéaires pendant chacun des intervalles  $(0, \alpha T)$  et  $(\alpha T, T)$ , on peut prendre la même valeur moyenne sur les deux intervalles et écrire:

$$\begin{aligned} (1-\alpha) US &= UG + (1-\alpha) UC2 & US/R &= (1-\alpha) IL1 \\ UC2 &= \alpha UG & 0 &= \alpha IL2 - (1-\alpha) (IL2 - IL1) \end{aligned}$$

On en déduit :

$$\begin{aligned} US &= UG \frac{1+\alpha-\alpha^2}{1-\alpha} & UC2 &= \alpha UG \\ IL1 &= \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} & IL2 &= \frac{US}{R} \end{aligned} \quad (2.1)$$

On retrouve là les résultats déjà établis dans la première partie au paragraphe 3-2.

### 1.1.2 - CONTRAINTES SUR LES INTERRUPTEURS

Elles sont établies en considérant que l'ondulation des tensions et des courants est nulle. On obtient ainsi la valeur de la tension constante qui est appliquée aux bornes d'un composant à l'état bloqué et la valeur du courant constant qu'il doit conduire à l'état passant.

#### - Transistor T

$$\begin{aligned} VT &= US - UC2 & iT &= IL1 + IL2 \\ VT &= \frac{1}{1-\alpha} UG & iT &= \frac{2-\alpha}{1-\alpha} \frac{US}{R} \text{ de } 0 \text{ à } \alpha T \\ iT_{\text{moyen}} &= IT = \alpha \frac{2-\alpha}{1-\alpha} \frac{US}{R} \end{aligned}$$

#### - Diode D1

$$\begin{aligned} VD1 &= UG + UC2 - UC1 & iD1 &= IL2 \\ VD1 &= - \frac{\alpha}{1-\alpha} UG & iD1 &= \frac{US}{R} \text{ de } 0 \text{ à } \alpha T \\ iD1_{\text{moyen}} &= ID1 = \alpha \frac{US}{R} \end{aligned}$$

- Diode D2

$$VD2 = - UG$$

$$iD2 = IL2$$

$$iD2 = \frac{US}{R} \quad \text{de } \alpha T \text{ à } T$$

$$iD2_{\text{moyen}} = ID2 = (1-\alpha) \frac{US}{R}$$

- Diode D3

$$VD3 = UC2 - US$$

$$iD3 = IL1$$

$$VD3 = - \frac{1}{1-\alpha} UG$$

$$iD3 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} \quad \text{de } \alpha T \text{ à } T$$

$$iD3_{\text{moyen}} = ID3 = \frac{US}{R}$$

Ce type d'analyse est répété pour l'ensemble des structures de convertisseurs élévateurs afin d'évaluer les contraintes sur l'ensemble de leurs composants. Celle-ci permet une comparaison des montages ayant le même rapport  $m$ , puis, de sélectionner la structure donnant le moins de pertes en conduction et le moins d'énergie stockée dans les éléments réactifs.

1.1.3 - ETUDE COMPARATIVE DES MONTAGES POSSEDANT LE MEME RAPPORT DE TRANSFORMATION

L'ensemble des résultats de l'analyse préliminaire pour tous les nouveaux convertisseurs élévateurs est donné ci-dessous sous forme de tableau. Toutes les grandeurs qui sont mentionnées dans celui-ci sont des valeurs ramenées à  $UG$  en ce qui concerne les tensions ou à  $IS = US/R$  pour les courants.

Tableau I :

raison	317,6712	1111,31011	397,157	117,2104	317,6113		117,5117	119,61012
					a	b		
$\frac{m}{\alpha=0,5}$	-1,5	1,5		-2			+2	+2,5
$\frac{JC1}{JG}$	$-\frac{\alpha(2-\alpha)}{1-\alpha}$	$\frac{1-\alpha+\alpha^2}{1-\alpha}$		$-\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1+\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$
$\frac{JC2}{JG}$	$\alpha$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\alpha$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$		$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\alpha$
$\frac{IL1}{IS}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{1-\alpha}$
$\frac{IL2}{IS}$	1	1	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$			$\frac{1}{1-\alpha}$	1
$\frac{VT}{UG}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{1-\alpha}$
$\frac{IT}{IS}$	$\frac{\alpha(2-\alpha)}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{\alpha(2-\alpha)}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha(2-\alpha)}{1-\alpha}$
$\frac{VD1}{UG}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	1		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{1-2\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$\frac{ID1}{IS}$	$\alpha$	$\alpha$		$\frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$			$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\alpha$
$\frac{VD2}{UG}$	1	1		$\frac{1}{1-\alpha}$			$\frac{1}{1-\alpha}$	1
$\frac{ID2}{IS}$	$1-\alpha$	$\alpha$		$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$1-\alpha$
$\frac{VD3}{UG}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{1-\alpha}$
$\frac{ID3}{IS}$	1	1		1			1	1

Tableau I (suite) :

Combinaison	119,1711	319,3711	119,6125		117,11011	119,5119
	317,5127		a	b		317,31011
m pour $\alpha=0,5$	-3		3		4	
$\frac{UC1}{UG}$	$-\frac{\alpha(2-\alpha)}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1-\alpha+\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	
$\frac{UC2}{UG}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$		$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$\frac{IL1}{IS}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	
$\frac{IL2}{IS}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{1}{1-\alpha}$	
$\frac{VT}{UG}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	
$\frac{IT}{IS}$	$\frac{\alpha(2-\alpha)}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha(2-\alpha)}{(1-\alpha)^2}$	
$-\frac{VD1}{UG}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	
$\frac{ID1}{IS}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	
$-\frac{VD2}{UG}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{1}{1-\alpha}$	
$\frac{ID2}{IS}$	$\frac{1}{1-\alpha}$		$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	
$-\frac{VD3}{UG}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$		$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	
$\frac{ID3}{IS}$	1		1		1	

Cette étude comparative permet de sélectionner un montage lorsqu'il en existe plusieurs pour un même rapport  $m$ . Ainsi, nous n'analyserons par la suite qu'une seule structure pour un rapport  $m$  donné. Les combinaisons 317,6712 ( $m = -1,5$ ) et 119,61012 ( $m = +2,5$ ) sont sélectionnées automatiquement puisqu'elles sont seules à donner ces rapports  $m$ . La combinaison 117,5117 ( $m = +2$ ) n'est pas retenue à cause des restrictions sur  $\alpha$  (il doit être compris entre 0,5 et 1 pour que la diode D1 commute correctement, ceci entraîne des difficultés dans la mise en oeuvre du montage). La sélection des autres montages s'effectue comme suit:

- Pour  $m = +1,5$ , c'est la combinaison 1111,31011 qui est retenue. Le courant IL2 est inférieur à celui de la combinaison 397,157 lorsque  $\alpha$  devient supérieur à 0,5 (plage de variation de  $\alpha$  utilisée dans les montages élévateurs). La tension UC2 connaît des variations inverses mais la diminution des pertes en conduction constitue le critère principal.

- Pour  $m = -2$ , c'est la combinaison 317,6113a qui est retenue. Elle possède une tension UC2 inférieure à celle de la combinaison 117,2104 mais surtout un courant ID2 inférieur à la fois à cette dernière mais aussi à la combinaison 317,6113b. Même si la tension inverse appliquée à la diode D3 est supérieure aux deux autres combinaisons, ce montage reste la meilleure solution.

- Pour  $m = -3$ , c'est la combinaison 119,1711 qui est retenue. Celle-ci et la combinaison 317,5127 ont une tension UC2 inférieure à celle de la combinaison 319,3711. La combinaison 119,1711 a l'avantage de posséder deux sorties distinctes avec un point commun par rapport à la combinaison 317,5127.

- Pour  $m = +3$  c'est la combinaison 119,6125a qui est retenue puisque le courant ID2 est inférieur à celui de la même combinaison d'indice b.

- Pour  $m = +4$ , c'est la combinaison 119,5119 qui est retenue. La tension UC2 de celle-ci et de la combinaison 317,31011 est inférieure à celle de la combinaison 117,11011. Toutefois, cette dernière sera analysée au paragraphe 4 puisqu'elle aussi possède deux tensions de sortie distinctes avec un point commun.

A l'issue de cette étude comparative, sept structures sont sélectionnées, une pour chaque rapport  $m$ . Les paragraphes suivants ont pour but d'analyser de façon détaillée ces sept

schémas et de déduire les caractéristiques de chacun d'eux. Afin de simplifier et de clarifier les écritures, nous avons désigné les convertisseurs retenus par des lettres. Elles seront suivies par des chiffres dans le cas où deux convertisseurs ont la même valeur absolue de  $m$  pour  $\alpha = 0,5$ . Les désignations appliquées sont les suivantes:

- Combinaison 317,6712 ( $m = -1,5$ )  $\rightarrow$  A1
- Combinaison 1111,31011 ( $m = +1,5$ )  $\rightarrow$  A2
- Combinaison 317,6113a ( $m = -2$ )  $\rightarrow$  B
- Combinaison 119,61012 ( $m = +2,5$ )  $\rightarrow$  C
- Combinaison 119,1711 ( $m = -3$ )  $\rightarrow$  D1
- Combinaison 119,6125a ( $m = +3$ )  $\rightarrow$  D2
- Combinaison 119,5119 ( $m = +4$ )  $\rightarrow$  E

## 1.2 - ANALYSE DETAILLEE DES SOLUTIONS RETENUES. CALCUL DES VALEURS MOYENNES

### 1.2.1 - EXEMPLE DE CALCUL - CONVERTISSEUR C

#### 1.2.1.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

Les valeurs moyennes des tensions  $U_S$  et  $U_{C2}$  et les valeurs moyennes des courants  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$  sont calculées, dans un premier temps, en prenant en compte seulement les pertes dans les inductances et, dans un deuxième temps, en considérant, en plus, les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant. Les résultats permettront de mesurer l'influence de ces éléments sur les caractéristiques de chaque convertisseur.

Le schéma du convertisseur C est donné à la figure 2-1. Les deux phases de fonctionnement sont décomposées ci-dessous afin d'écrire les équations correspondantes.

- Première phase de fonctionnement, le transistor T et la diode D1 conduisent (pour  $0 < t < \alpha T$ ) :

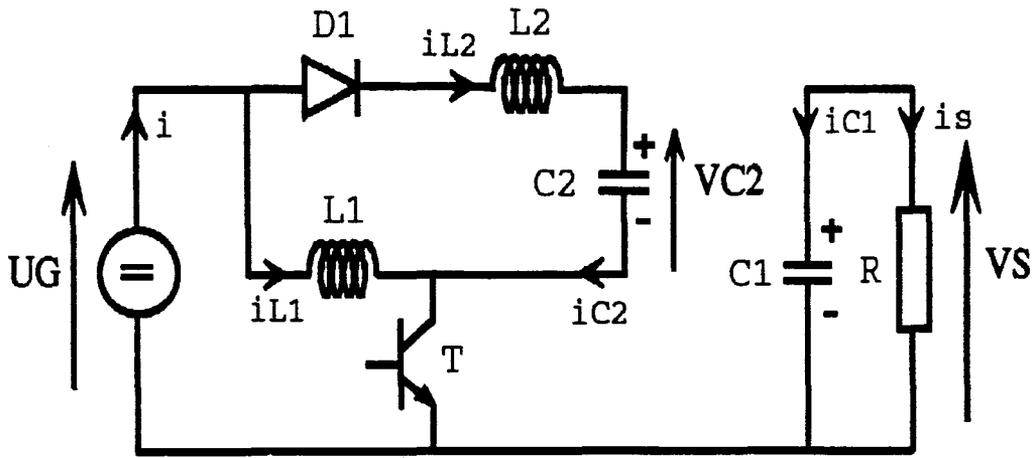


Figure 2-3

- Deuxième phase de fonctionnement, les diodes D2 et D3 conduisent (pour  $\alpha T < t < T$ ) :

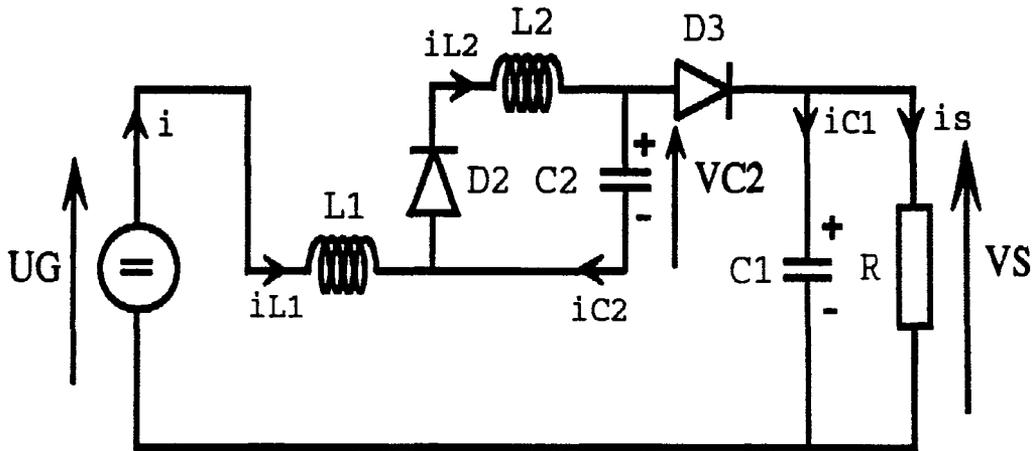


Figure 2-4

En tenant compte des pertes dans les inductances L1 et L2 et en désignant par r1 la résistance interne de l'inductance L1 et par r2 celle de L2, on obtient :

Pour  $0 < t < \alpha T$  :

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_G$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = 0$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + V_{C2} = U_G$$

$$i_{C2} = i_{L2}$$

Pour  $\alpha T < t < T$  :

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + VC_2 = UG + VC_2 \quad c_1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = i_{L1}$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + VC_2 = 0 \quad i_{C2} = i_{L2} - i_{L1}$$

US et UC2 étant les valeurs moyennes de VS et VC2, IL1 et IL2 les valeurs moyennes de  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  et si leurs variations sont quasi-linéaires pendant les deux intervalles , on obtient:

$$r_1 IL_1 + (1-\alpha) US = UG + (1-\alpha) UC_2 \quad IL_1 = (1/1-\alpha) (US/R)$$

$$r_2 IL_2 + UC_2 = \alpha UG \quad IL_2 = US/R$$

On en déduit:

$$US = UG \frac{(1-\alpha) (1+\alpha-\alpha^2)}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.2)$$

$$UC_2 = UG \frac{\alpha(1-\alpha)^2 + (r_1/R)\alpha - (r_2/R) (1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.3)$$

$$IL_1 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} = UG \frac{(1+\alpha-\alpha^2)}{R (1-\alpha)^2 + r_1 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.4)$$

$$IL_2 = \frac{US}{R} = UG \frac{(1-\alpha) (1+\alpha-\alpha^2)}{R (1-\alpha)^2 + r_1 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.5)$$

Si on néglige  $r_1$  et  $r_2$  dans les équations ci-dessus, on retrouve bien les expressions (2.1) des tensions et des courants donnés précédemment.

Sur la figure 2-5, on a tracé les variations de  $m = US/UG$  en fonction de  $\alpha$  pour  $r_1 = r_2 = r = 0$  en trait discontinu et pour  $r_1/R = r_2/R = r/R$  égal à 0,01 et à 0,002 en trait plein. On peut noter la forte influence des valeurs relatives de  $r_1$  et de  $r_2$  sur le maximum de  $m$ .

De même, sur la figure 2-6, on a tracé les variations de  $UC_2/UG$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r_1$  et  $r_2$ . Les variations de  $UC_2/UG$  en fonction de  $\alpha$  sont quasi-linéaires et se rapprochent de droites avec une pente de 1 pour  $r = 0$  ou voisines pour  $r$  différent de 0.

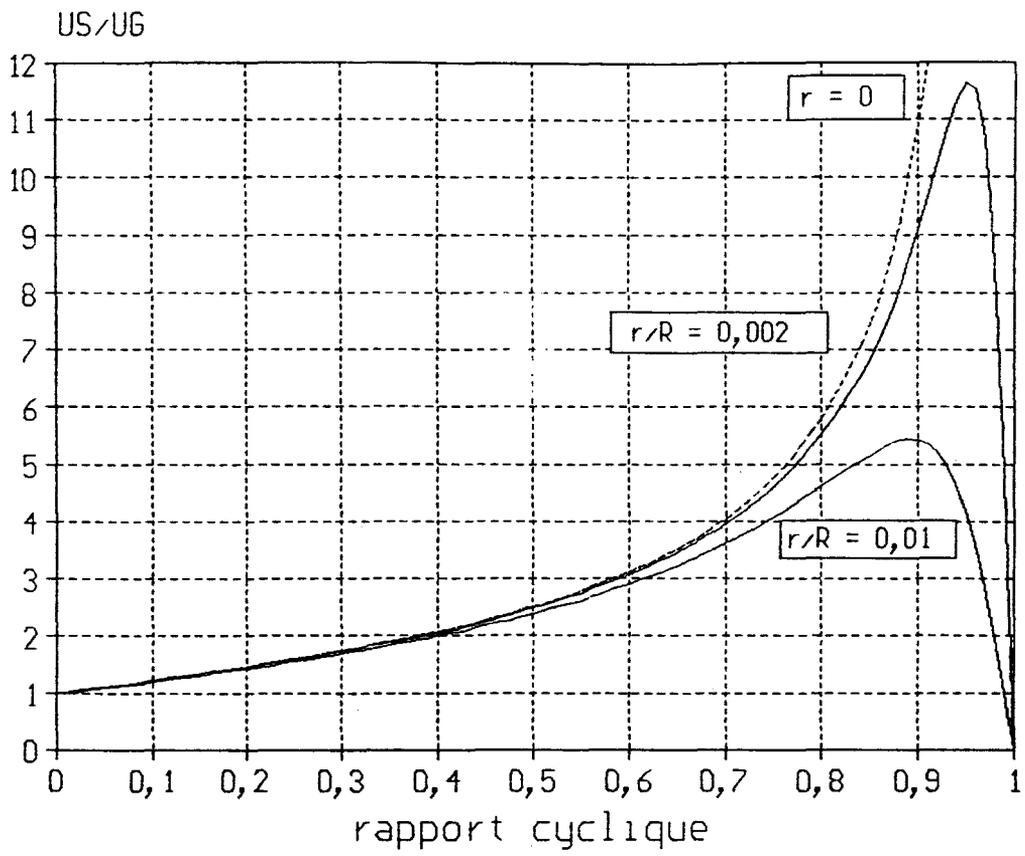


Figure 2-5

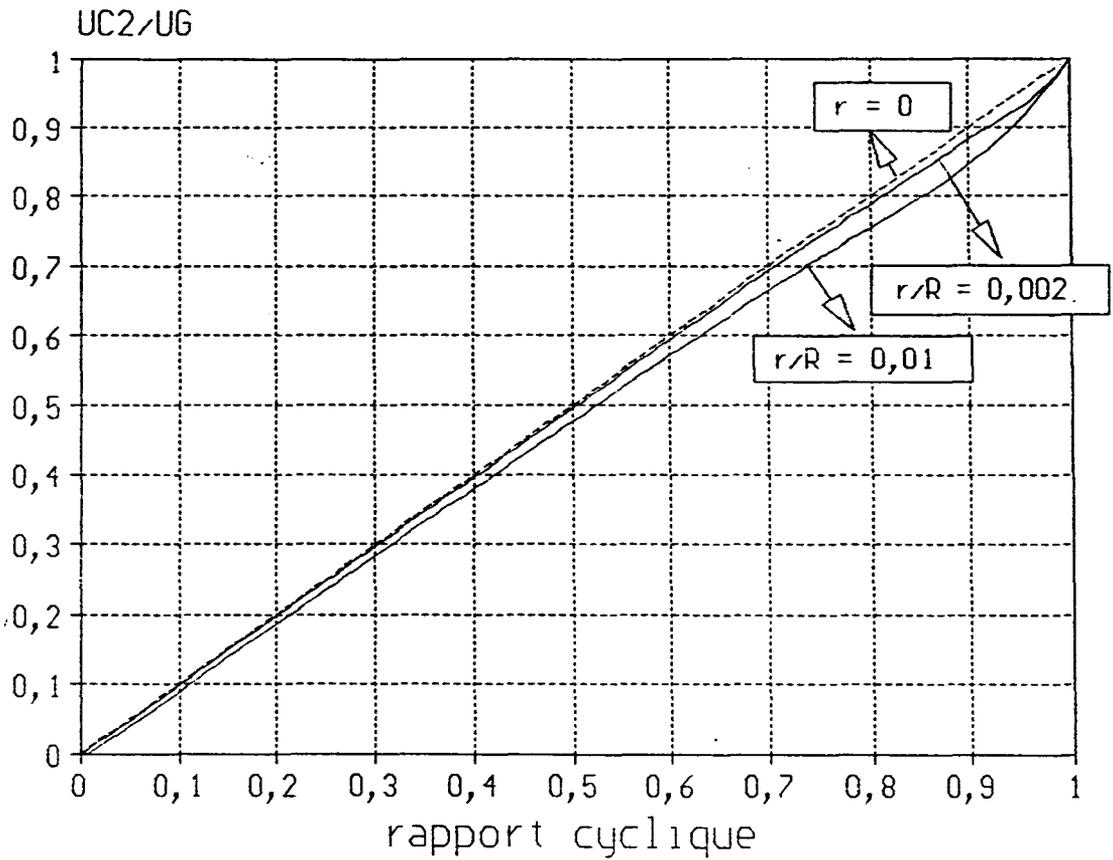


Figure 2-6

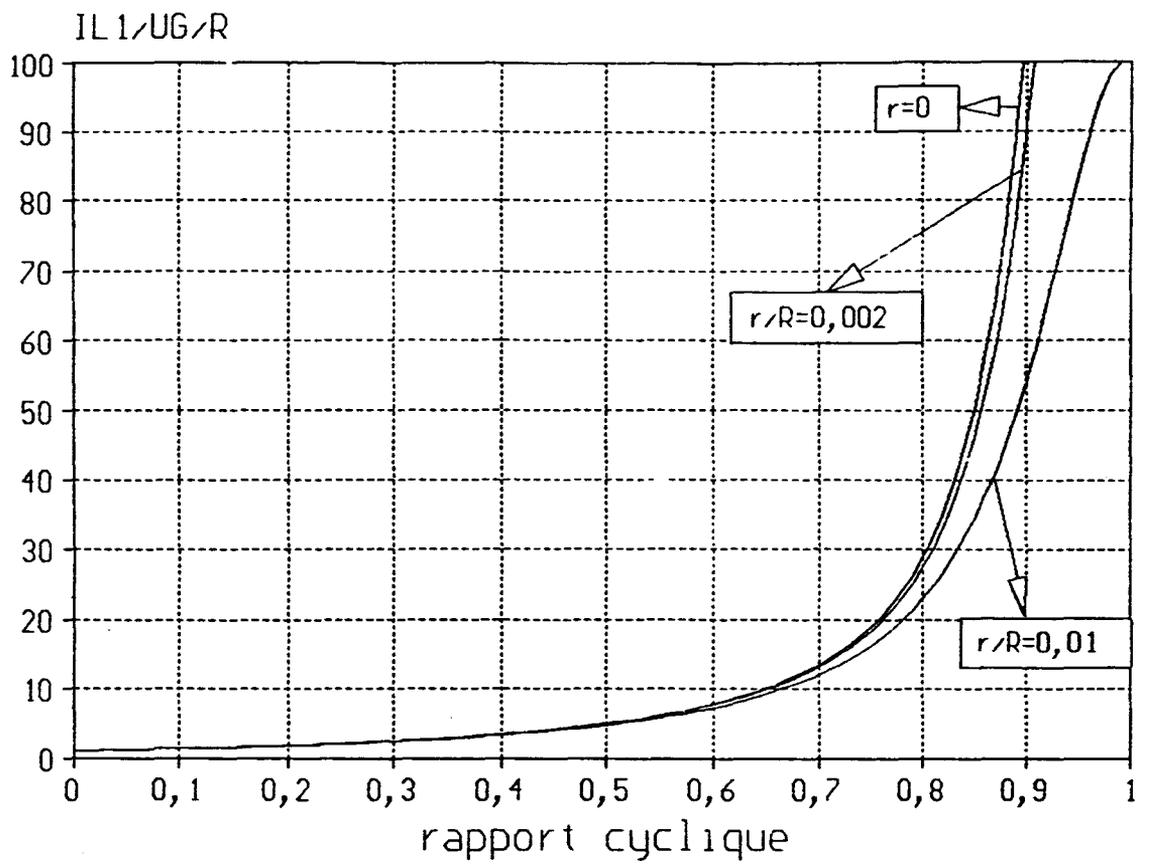


Figure 2-7

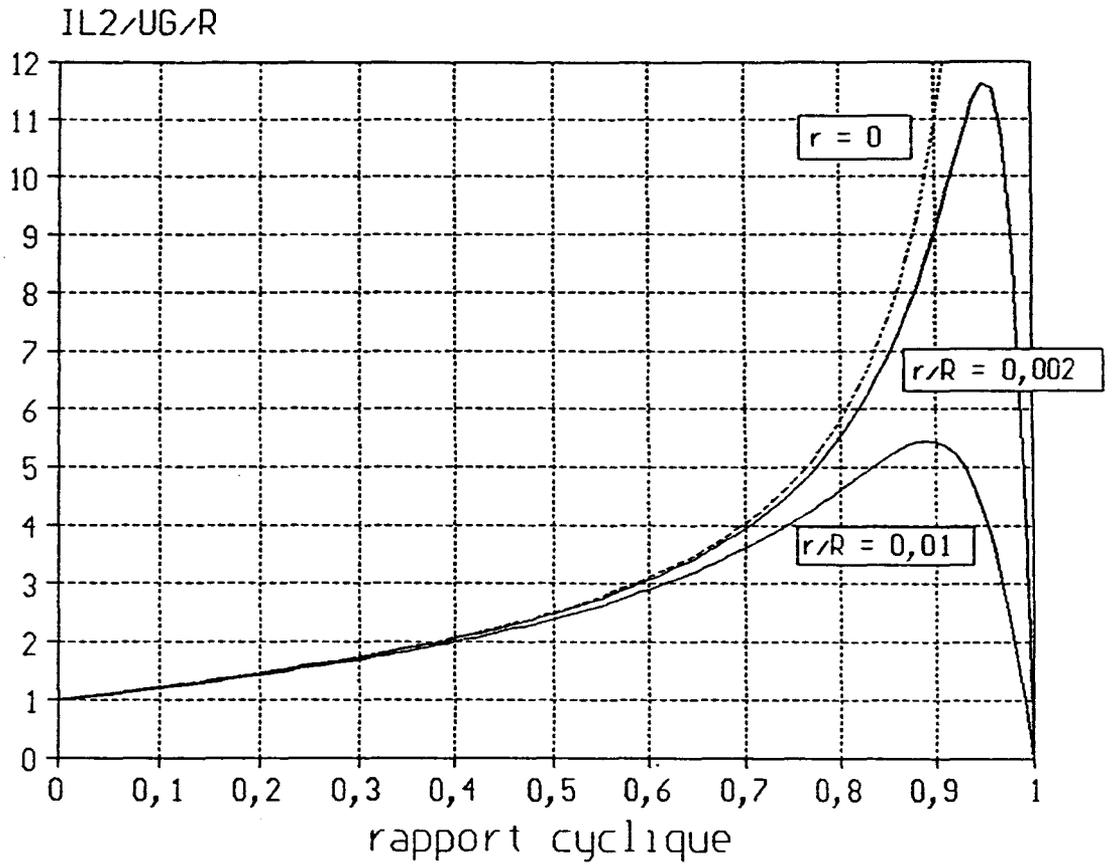


Figure 2-8

Les figures 2-7 et 2-8 donnent respectivement les variations de IL1 et IL2 rapportées à UG/R en fonction de  $\alpha$ . Le courant moyen IL1 est égal à UG/(R+r1+r2) pour  $\alpha$  nul, puis il croît sans cesse en fonction de  $\alpha$  pour atteindre la valeur UG/r1 quand  $\alpha$  égale 1: on peut noter la forte croissance du courant pris à la source quand  $\alpha$  s'approche de l'unité. Le courant moyen IL2 possède la même valeur que IL1 pour  $\alpha$  nul mais passe par un maximum avant de terminer à zéro pour  $\alpha = 1$ . Il est à noter que les caractéristiques IL2/UG/R = f( $\alpha$ ) sont identiques à celles de US/UG = f( $\alpha$ ), cela s'explique à l'aide de l'équation (2.5) dans laquelle IL2 = US/R.

#### 1.2.1.1 - Rendement

Si on linéarise les courants dans les inductances, la valeur moyenne I du courant d'entrée i est égale à :

$$I = \alpha (IL1 + IL2) + (1-\alpha) IL1 = IL1 (1+\alpha-\alpha^2)$$

La valeur moyenne IS du courant de sortie is vaut:

$$IS = (1-\alpha) IL1$$

Le rendement est alors égal à:

$$\eta = \frac{US \ IS}{UG \ I} \longrightarrow \eta = \frac{US}{UG} \cdot \frac{1-\alpha}{1+\alpha-\alpha^2} \quad (2.6)$$

Les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  sont tracées sur la figure 2-9. Le rapport US/UG est donné, pour les deux valeurs r/R = 0,01 et r/R = 0,002, par l'équation (2.2).

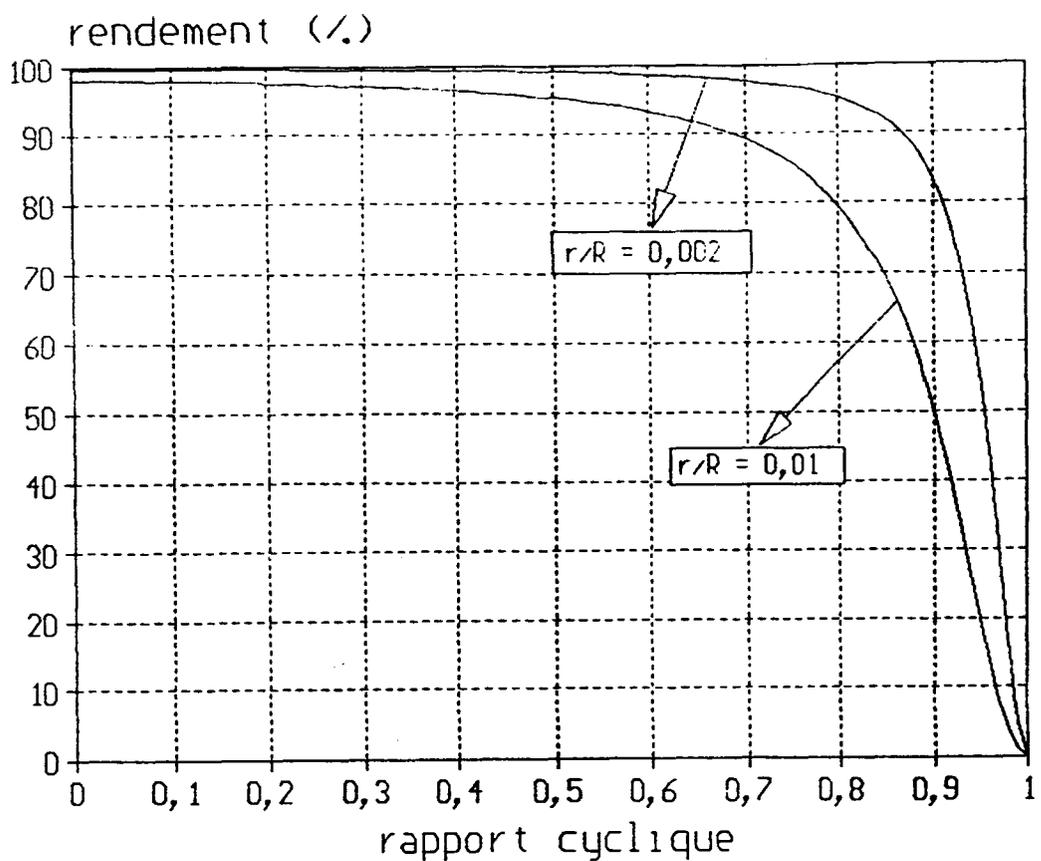


Figure 2-9

1.2.1.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

- Une diode de puissance est caractérisée par son calibre en courant et sa chute de tension directe  $V_F$ . En polarisation directe, cette chute de tension est proportionnelle à la hauteur de la barrière de potentiel ( $E_0$ ) et aux résistances d'accès à la jonction ( $R_0$ ), elle vérifie la relation suivante:  $V_F = E_0 + R_0 \cdot i_F$ . Nous supposons les trois diodes de chaque convertisseur identiques pour l'ensemble des calculs.

- Dans le cas où l'interrupteur commandé est un transistor à effet de champ, la chute de tension à l'état passant ( $V_{DS}$ ) est égale au produit de la résistance apparente ( $R_{dson}$ ) et du courant de drain ( $i_D$ ). La relation liant les trois grandeurs est :

$$V_{DS} = R_{dson} \cdot i_D$$

Les équations correspondant aux deux phases de fonctionnement, décrites aux figures 2-3 et 2-4 et donnant les valeurs moyennes des tensions et des courants sont les suivantes :

Pour  $0 < t < \alpha T$

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + R_{dson} (i_{L1} + i_{L2}) = UG$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + UC_2 + R_{dson} (i_{L1} + i_{L2}) + E_0 + R_0 i_{L2} = UG$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = 0 \quad \text{et} \quad i_{C2} = i_{L2}$$

Pour  $\alpha T < t < T$

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + E_0 + R_0 i_{L1} + V_S = UG + VC_2$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + E_0 + R_0 i_{L2} + VC_2 = 0$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = i_{L1} \quad \text{et} \quad i_{C2} = i_{L2} - i_{L1}$$

En passant aux valeurs moyennes, on peut écrire :

$$I_{L1} [r_1 + \alpha R_{dson} + (1-\alpha) R_0] + I_{L2} [\alpha R_{dson}] + (1-\alpha) E_0 + (1-\alpha) US = UG + (1-\alpha) UC_2$$

$$I_{L1} [\alpha R_{dson}] + I_{L2} [r_2 + R_0 + \alpha R_{dson}] + UC_2 + E_0 = \alpha UG$$

$$I_{L1} = (1/1-\alpha) (US/R) \quad \text{et} \quad I_{L2} = US/R$$

En posant  $KE = E_0/UG$ , on en déduit les équations (2.7) et (2.8) :

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha) [(1+\alpha-\alpha)^2 - 2KE (1-\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R_0/R) (1-\alpha) (2-\alpha)}$$

$$\frac{UC_2}{UG} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 + (r_1/R) \alpha - (r_2/R) (1-\alpha) - (R_{dson}/R) \alpha (1-\alpha) (2-\alpha) - (R_0/R) (1-\alpha)^2}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R_0/R) (1-\alpha) (2-\alpha)}$$

$$- \frac{KE [(1-\alpha)^2 + r_1/R - (r_2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha^2 (2-\alpha) + (R_0/R) \alpha (1-\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R_0/R) (1-\alpha) (2-\alpha)}$$

### 1.2.2 - CONVERTISSEUR A1

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-10 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tensions.

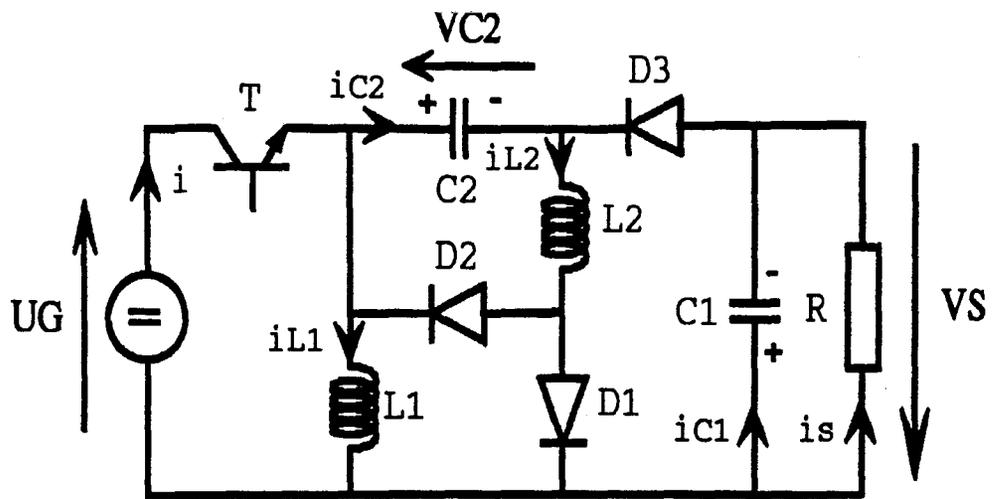


Figure 2-10

La figure 2-11 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

1.2.2.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$U_S = U_G \frac{(1-\alpha)(2\alpha-\alpha^2)}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R)(1-\alpha)^2} \quad (2.9)$$

$$U_{C2} = U_G \frac{\alpha(1-\alpha)^2 + (r_1/R)\alpha - (r_2/R)\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R)(1-\alpha)^2} \quad (2.10)$$

$$I_{L1} = \frac{1}{1-\alpha} \frac{U_S}{R} = U_G \frac{2\alpha-\alpha^2}{R(1-\alpha)^2 + r_1 + r_2(1-\alpha)^2} \quad (2.11)$$

$$I_{L2} = \frac{U_S}{R} = U_G \frac{(1-\alpha)(2\alpha-\alpha^2)}{R(1-\alpha)^2 + r_1 + r_2(1-\alpha)^2} \quad (2.12)$$

La figure 2-12 donne les variations de  $m = U_S/U_G$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Sur la figure 2-13 sont tracées les variations de  $U_{C2}/U_G$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Les figures 2-14 et 2-15 montrent les variations respectivement de  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$ , rapportées à  $U_G/R$ , en fonction de  $\alpha$ .

Convertisseur A1 (317,6712)

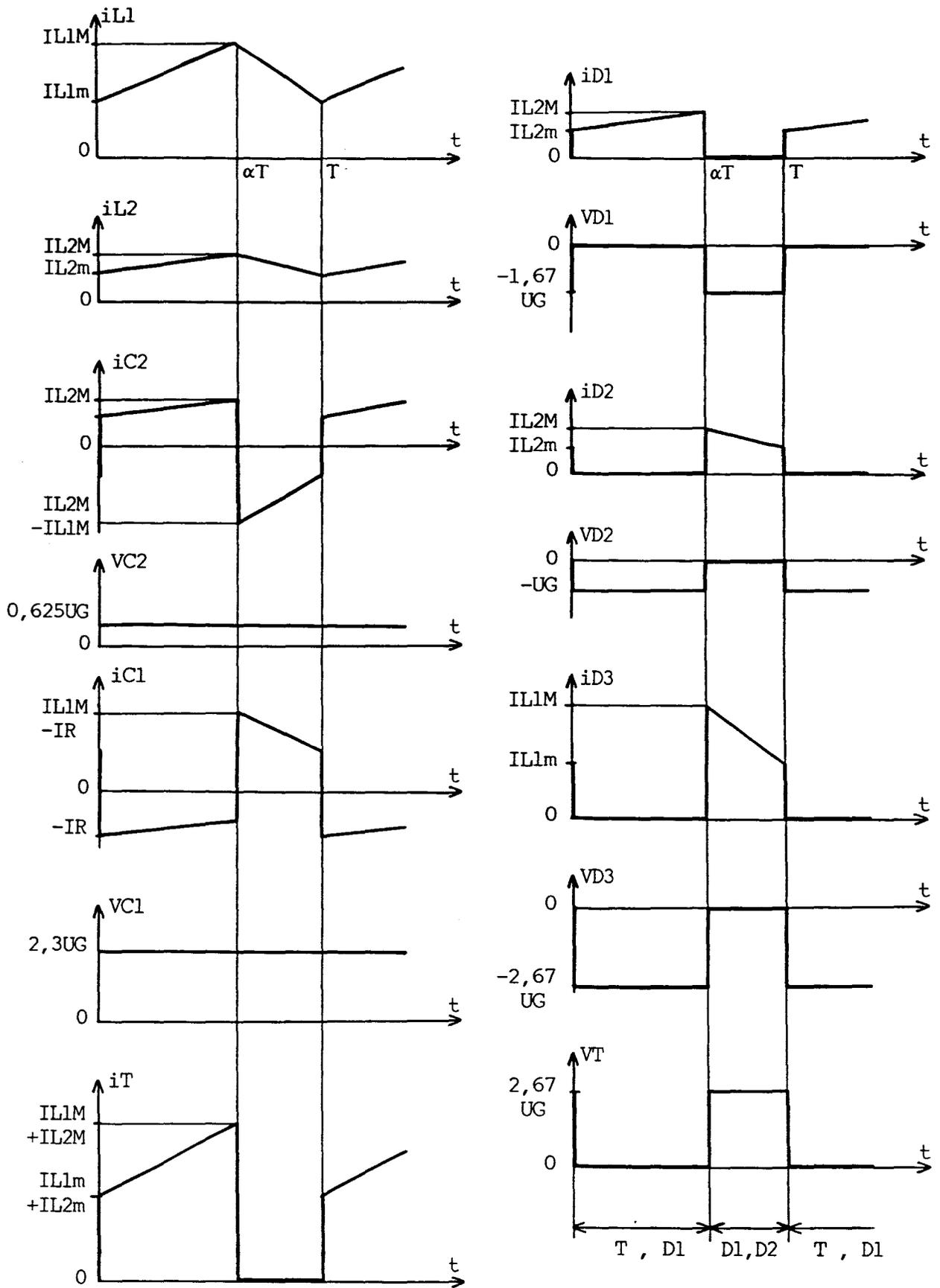


Figure 2-11

$\alpha = 0,625$

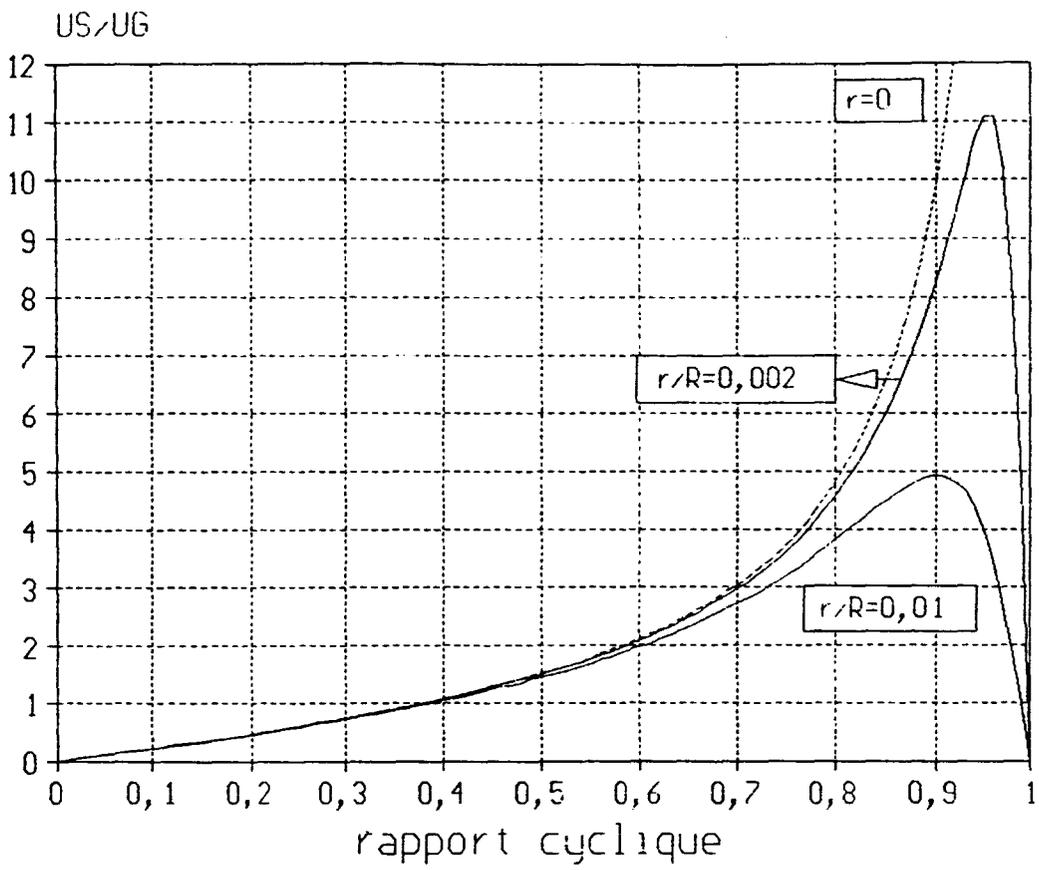


Figure 2-12

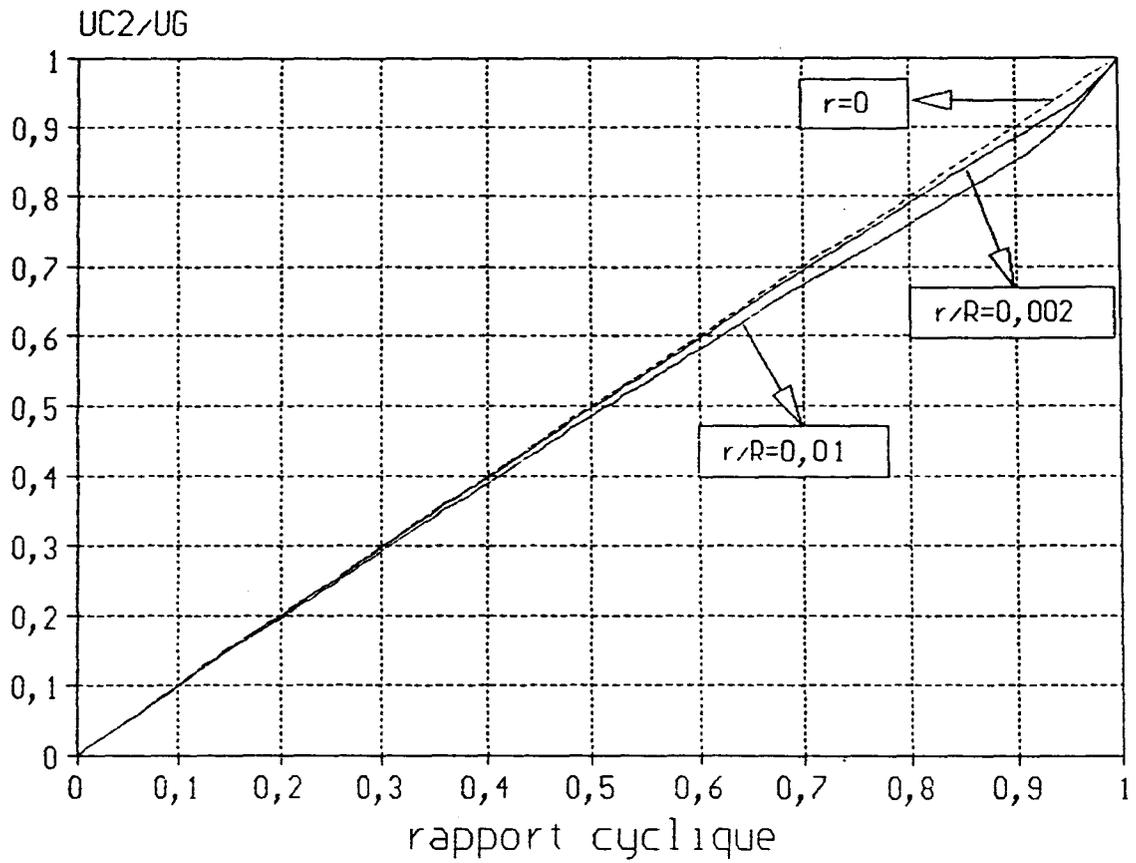


Figure 2-13

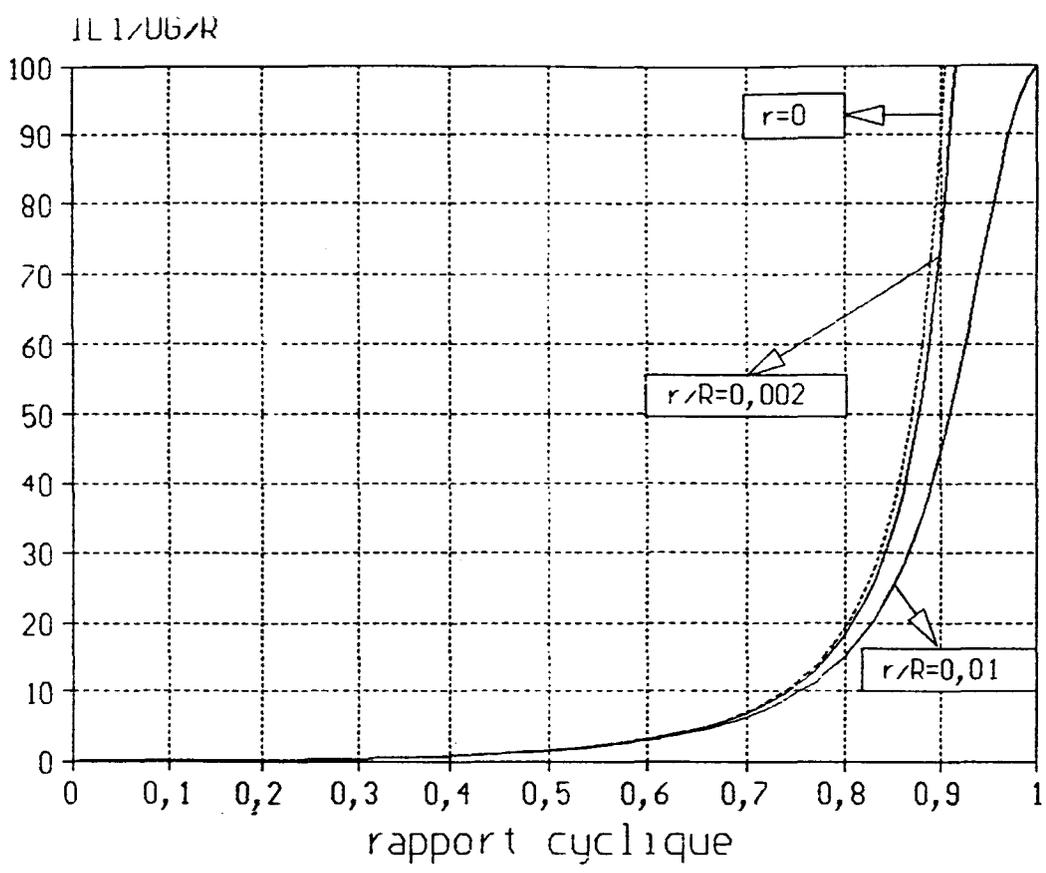


Figure 2-14

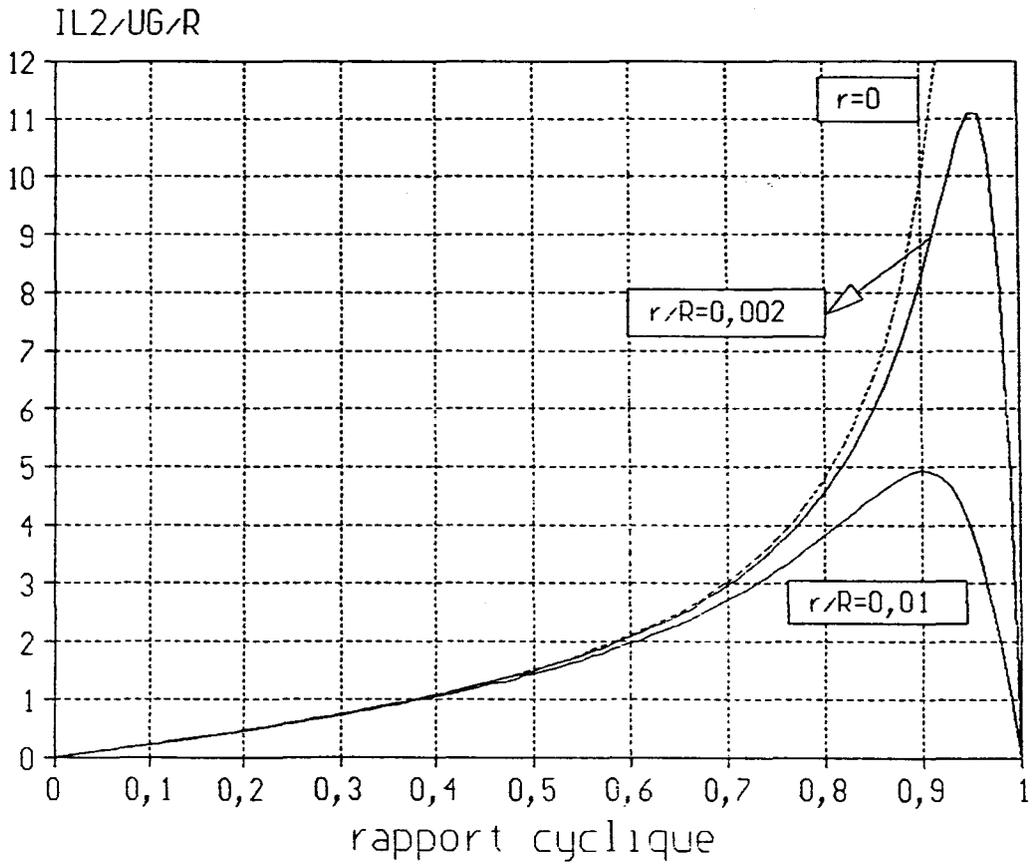


Figure 2-15

### 1.2.2.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} \frac{1-\alpha}{2\alpha-\alpha^2} \quad (2.13)$$

La figure 2-16 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.9).

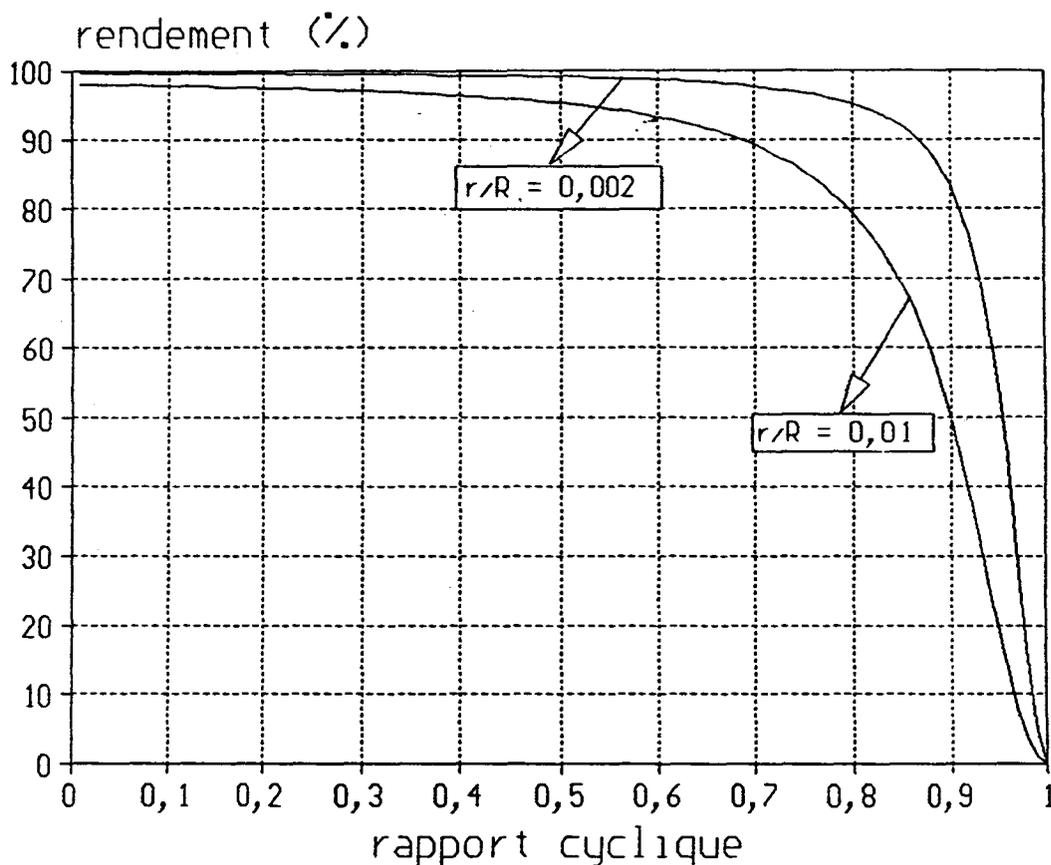


Figure 2-16

### 1.2.2.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

Elles sont données par les équations (2.14) et (2.15).

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha) [(2\alpha-\alpha^2) - 2KE(1-\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r_1/R + (r_2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{ds(on)}/R)\alpha(2-\alpha)^2 + (R_0/R)(1-\alpha)(2-\alpha)}$$

$$\frac{UC2}{UG} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 + (r1/R)\alpha - (r2/R)\alpha(1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha(2-\alpha)^2 + (Ro/R)(1-\alpha)(2-\alpha)}$$

$$\frac{-KE [(1-\alpha)^2 + r1/R - (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha^2(2-\alpha) + (Ro/R)\alpha(1-\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha(2-\alpha)^2 + (Ro/R)(1-\alpha)(2-\alpha)}$$

### 1.2.3 - CONVERTISSEUR A2

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-15 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tensions.

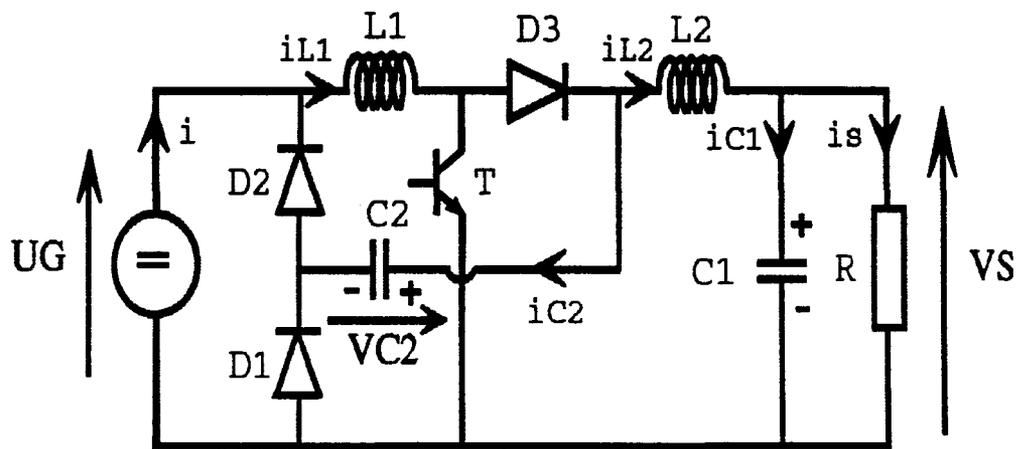


Figure 2-17

La figure 2-18 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

Convertisseur A2 (1111,31011)

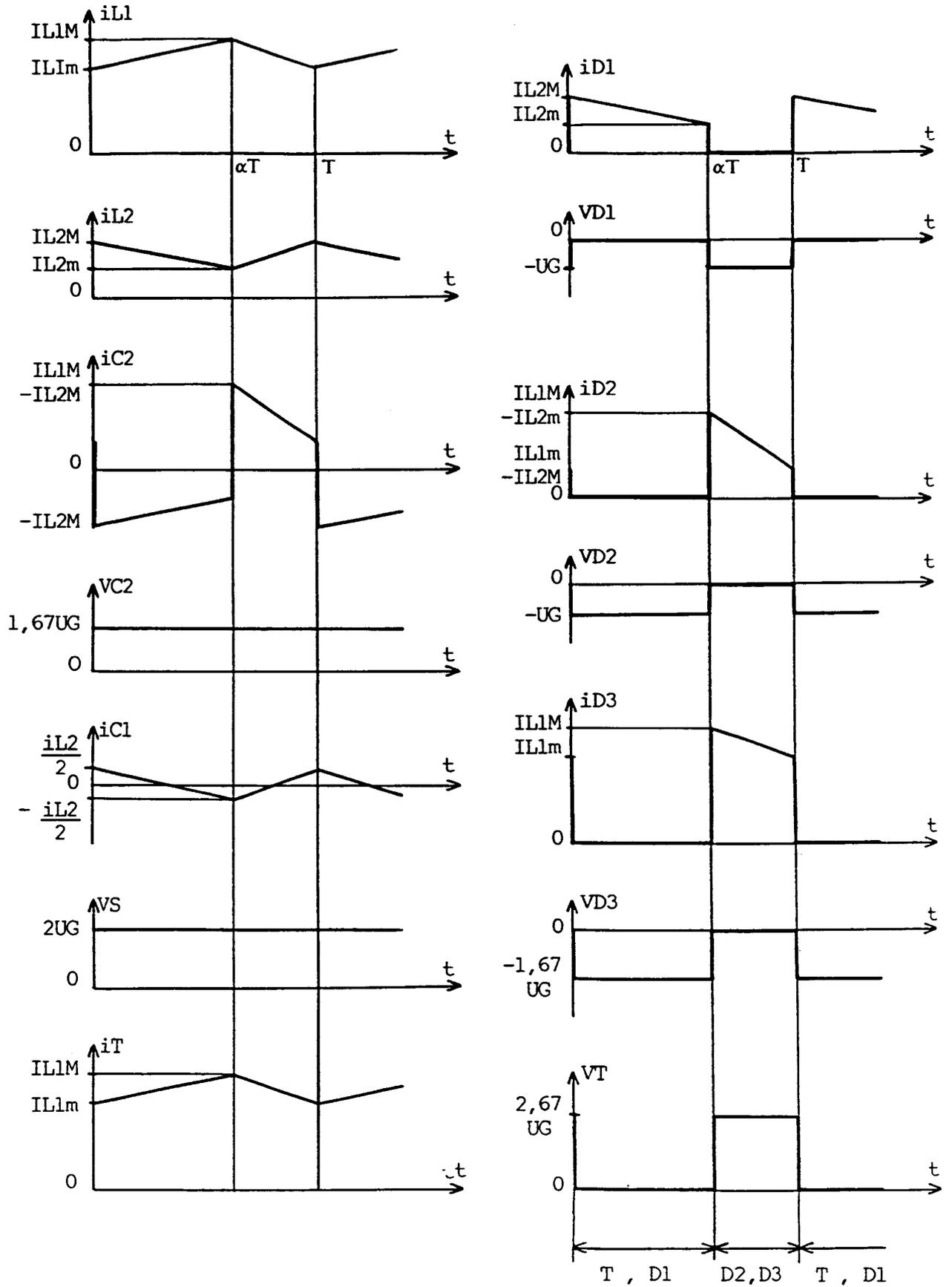


Figure 2-18

$\alpha = 0,625$

1.2.3.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$US = UG \frac{(1-\alpha) (1-\alpha+\alpha)^2}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.16)$$

$$UC2 = UG \frac{\alpha(1-\alpha) - (r1/R) (1-\alpha) + (r2/R) \alpha (1-\alpha)}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.17)$$

$$IL1 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} = UG \frac{1-\alpha+\alpha^2}{R (1-\alpha)^2 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.18)$$

$$IL2 = \frac{US}{R} = UG \frac{(1-\alpha) (1-\alpha+\alpha)^2}{R (1-\alpha)^2 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.19)$$

La figure 2-19 donne les variations de  $m = US/UG$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Sur la figure 2-20 sont tracées les variations de  $UC2/UG$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Les figures 2-21 et 2-22 montrent les variations respectivement de  $IL1$  et  $IL2$ , rapportées à  $UG/R$ , en fonction de  $\alpha$ .

1.2.3.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} \frac{1-\alpha}{2\alpha-\alpha^2} \quad (2.20)$$

La figure 2-23 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.16).

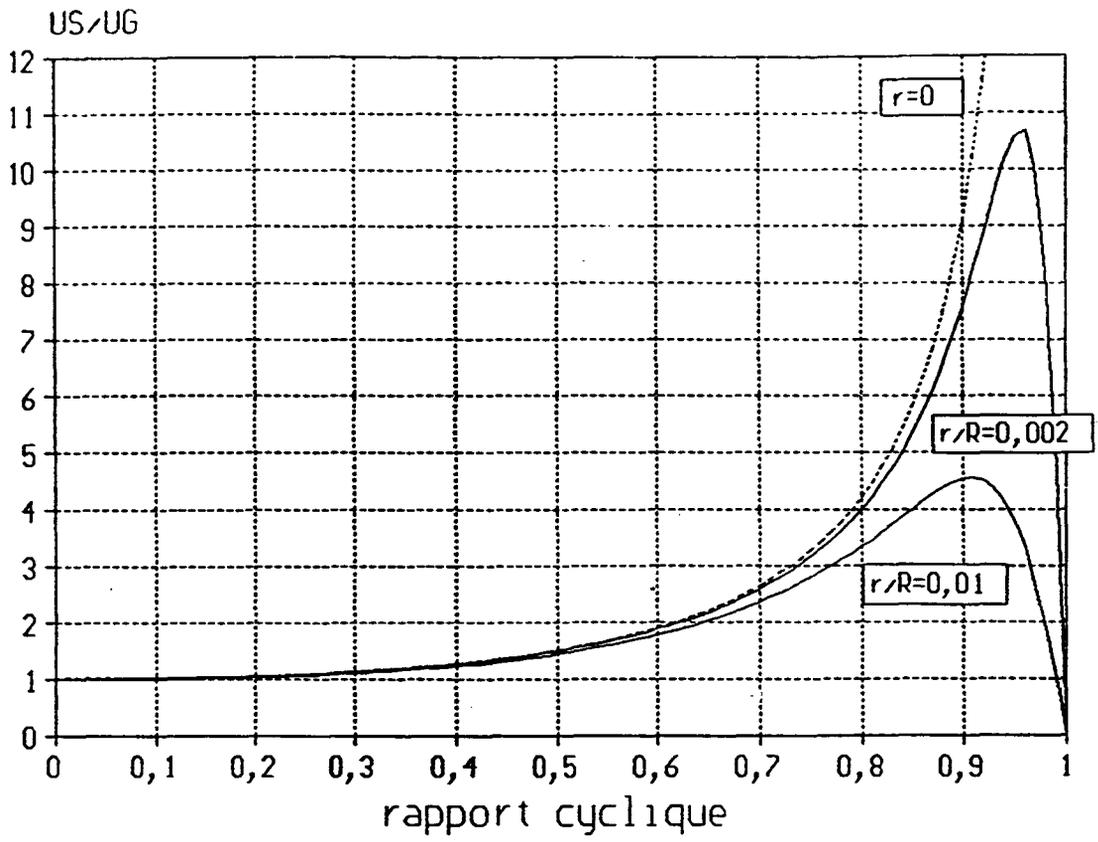


Figure 2-19

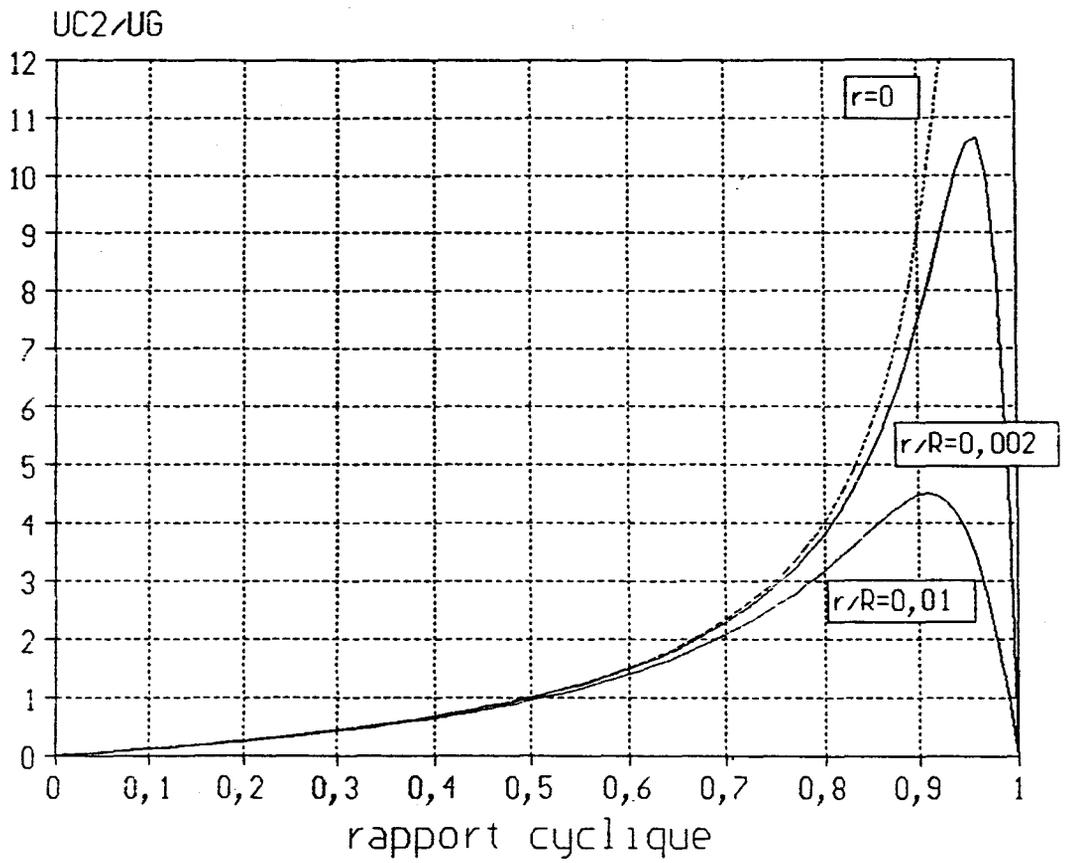


Figure 2-20

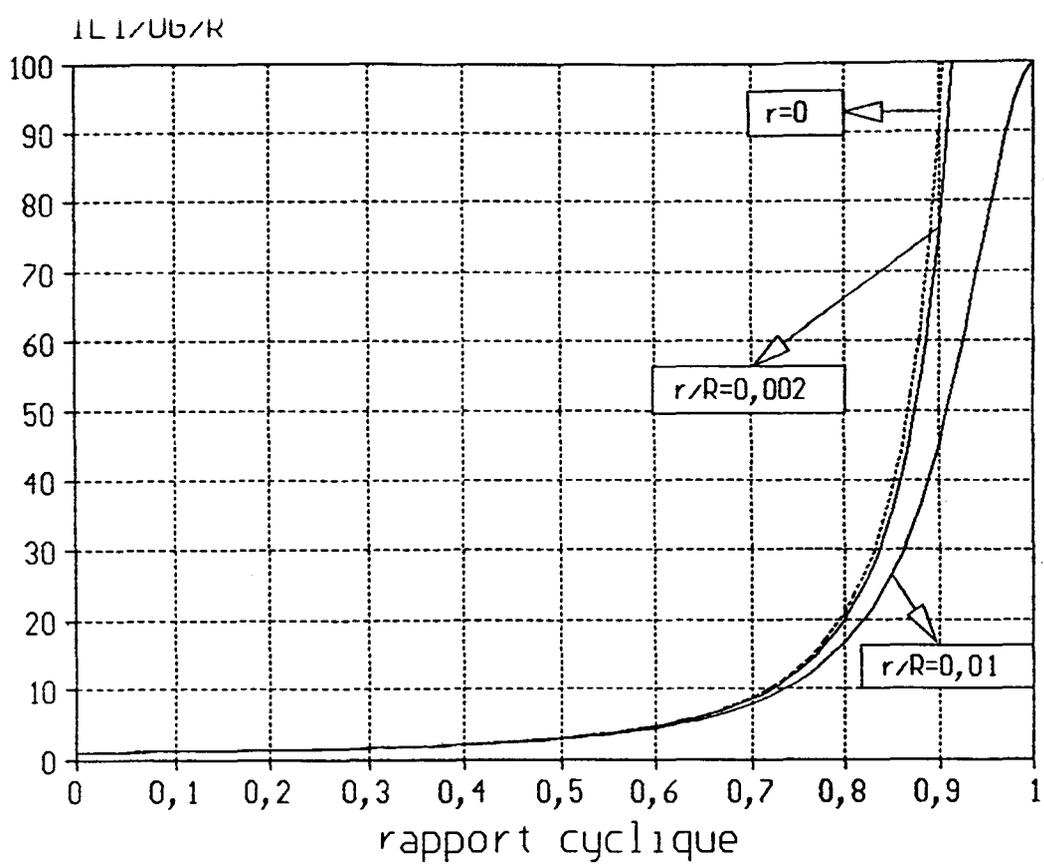


Figure 2-21

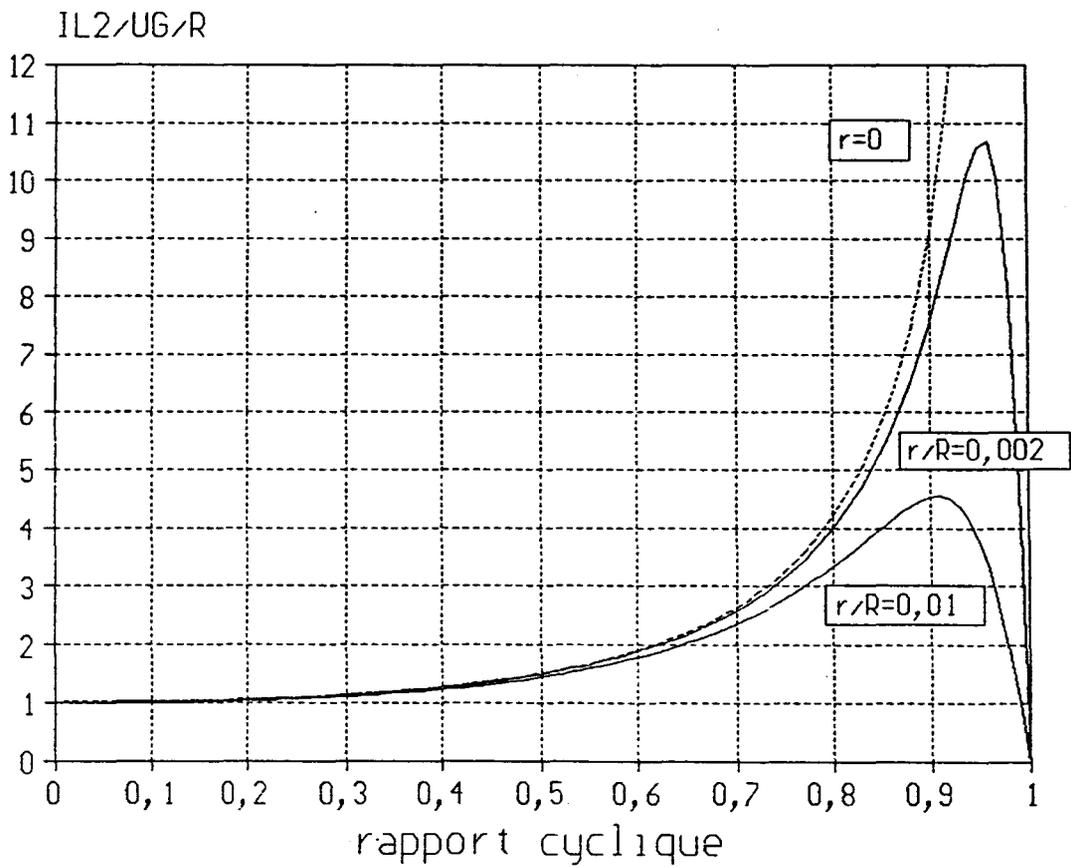


Figure 2-22

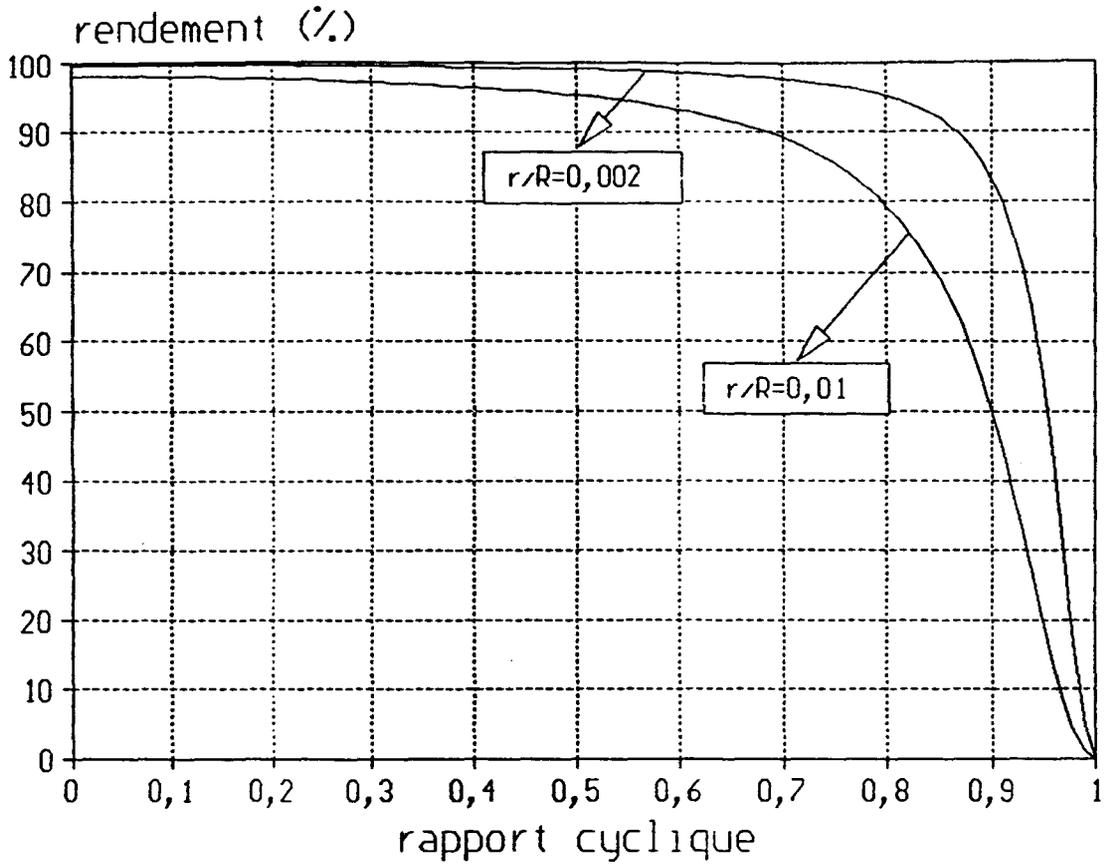


Figure 2-23

1.2.3.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

Elles sont données par les équations (2.21) et (2.22).

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha) [(1-\alpha+\alpha^2) - KE (1+\alpha-2\alpha^2)]}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) (1-\alpha^2)}$$

$$\frac{UC2}{UG} = \frac{\alpha(1-\alpha)^2 - (r1/R) (1-\alpha) + (r2/R) \alpha (1-\alpha) - (R_{dson}/R) \alpha (1-\alpha) - (R0/R) (1+\alpha) (1-\alpha)^2}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) (1-\alpha) (2-\alpha)}$$

$$\frac{-KE [2(1-\alpha)^2 - (r1/R) (2\alpha-1) + (r2/R) 2(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2\alpha-1) + (R0/R) (1-\alpha^2) (1-2\alpha)]}{(1-\alpha)^2 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) (1-\alpha) (2-\alpha)}$$

### 1.2.4 - CONVERTISSEUR B

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-22 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tensions.

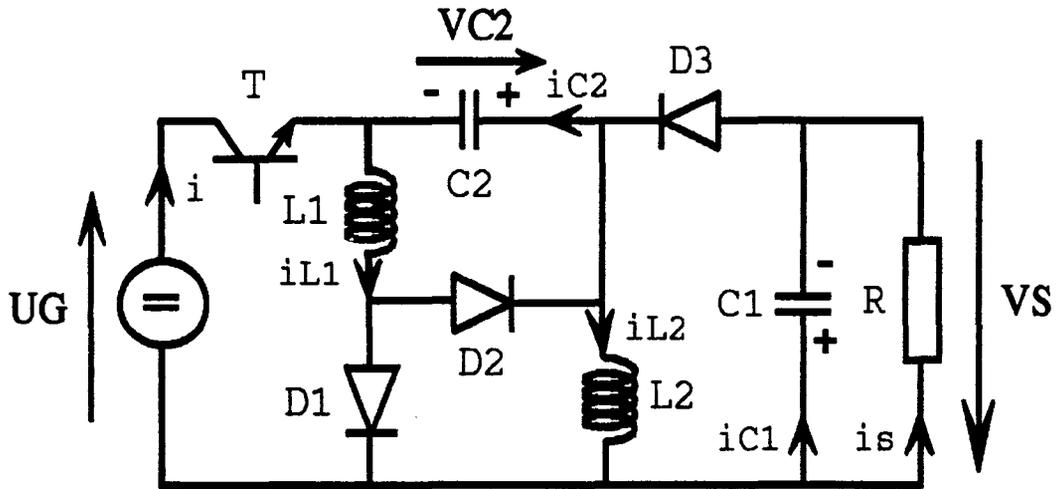


Figure 2-24

La figure 2-25 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

#### 1.2.4.4 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$U_S = U_G \frac{\alpha (1-\alpha)^2}{(1-\alpha)^4 + (r_1/R) \alpha^2 + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.23)$$

$$U_{C2} = U_G \frac{\alpha (1-\alpha)^3 - (r_1/R) \alpha^2 + (r_2/R) \alpha (1-\alpha)}{(1-\alpha)^4 + (r_1/R) \alpha^2 + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.24)$$

$$I_{L1} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)^2} \frac{U_S}{R} = U_G \frac{\alpha^2}{R (1-\alpha)^4 + r_1 \alpha^2 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.25)$$

$$I_{L2} = \frac{1}{1-\alpha} \frac{U_S}{R} = U_G \frac{\alpha (1-\alpha)}{R (1-\alpha)^4 + r_1 \alpha^2 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.26)$$

# Convertisseur B (317,6113)

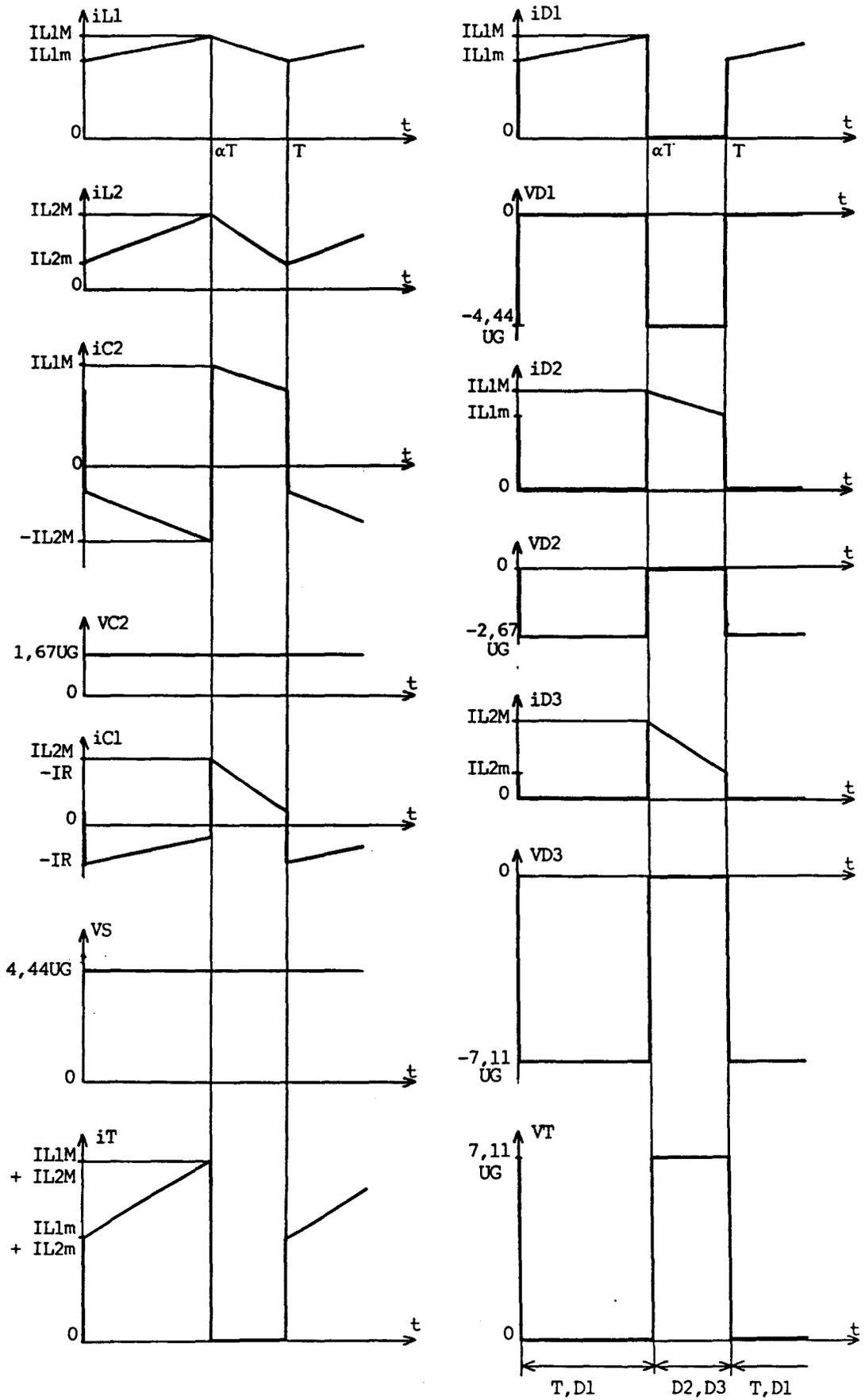


Figure 2-25

$\alpha = 0,625$

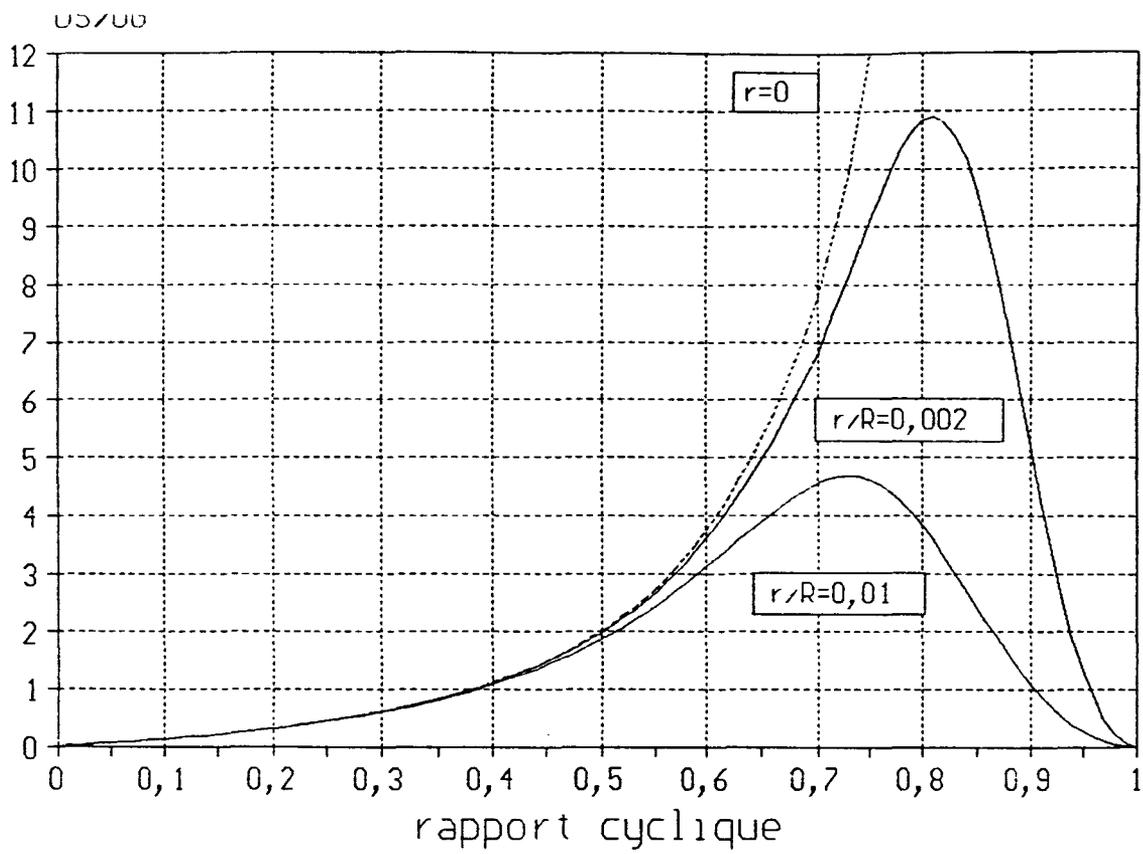


Figure 2-26

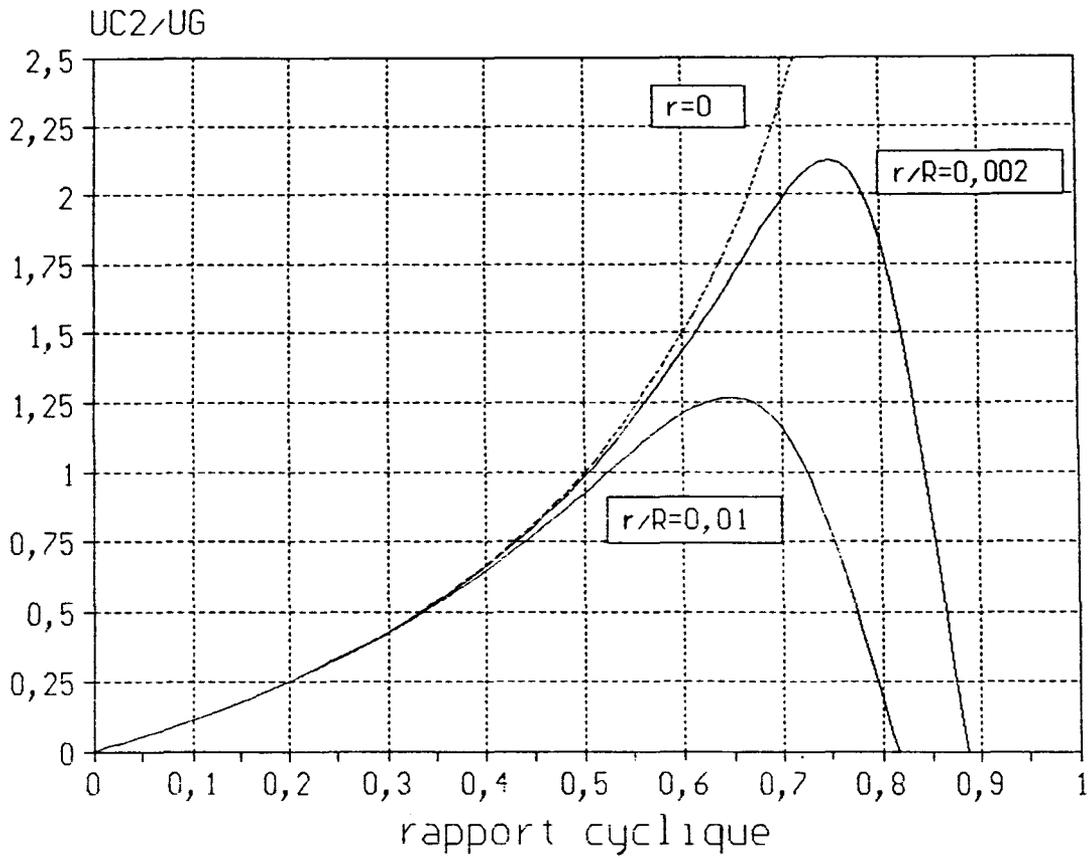


Figure 2-27

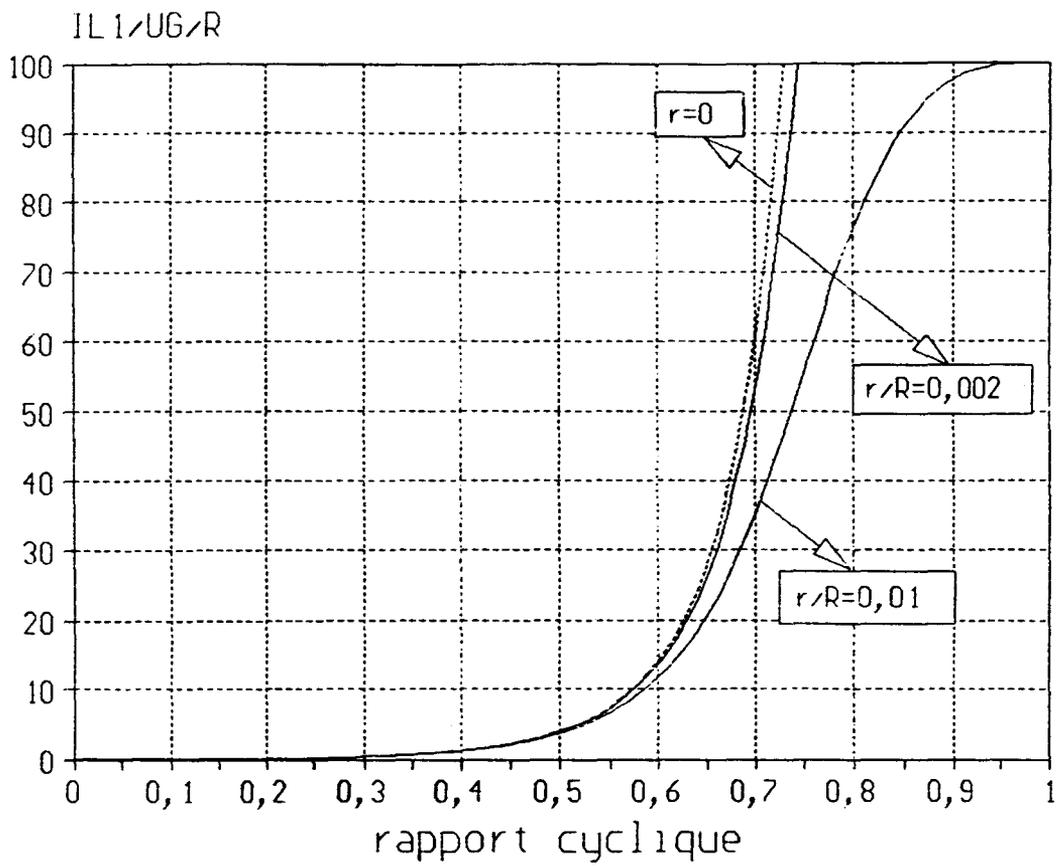


Figure 2-28

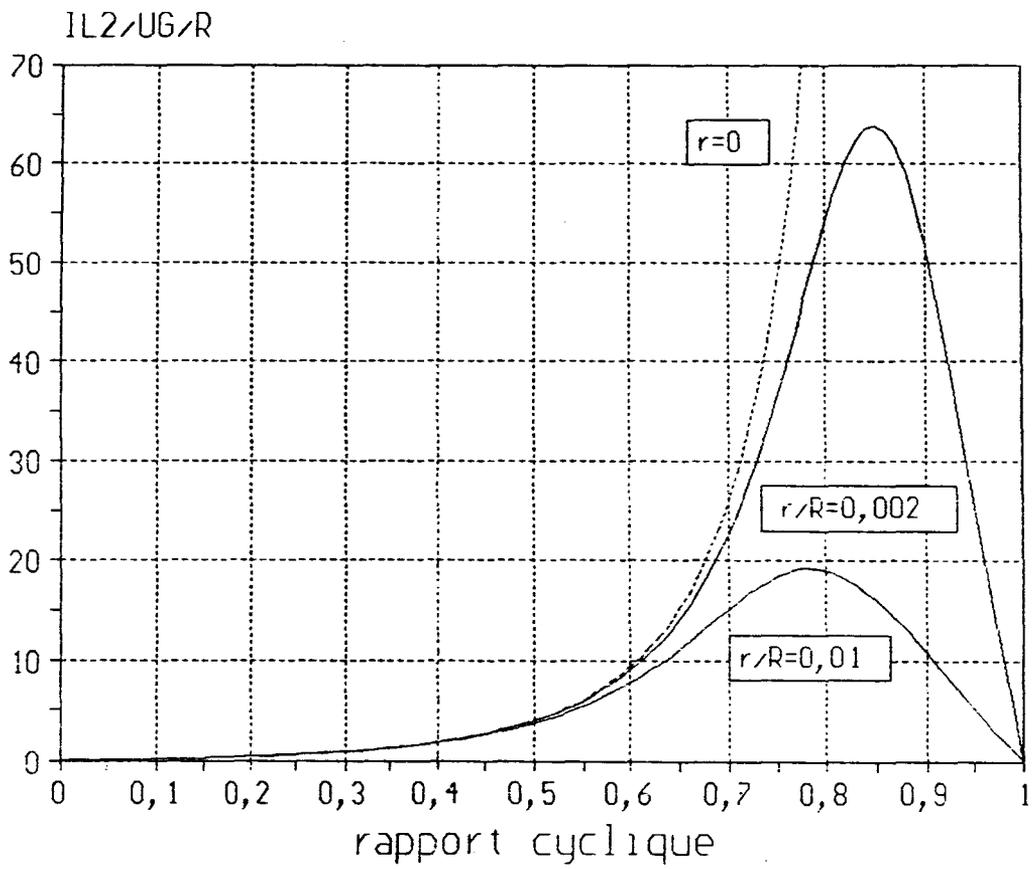


Figure 2-29

La figure 2-26 donne les variations de  $m = US/UG$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Sur la figure 2-27 sont tracées les variations de  $UC2/UG$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Les figures 2-28 et 2-29 montrent les variations respectivement de  $IL1$  et  $IL2$ , rapportées à  $UG/R$ , en fonction de  $\alpha$ .

1.2.4.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha} \quad (2.27)$$

La figure 2-30 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.23).

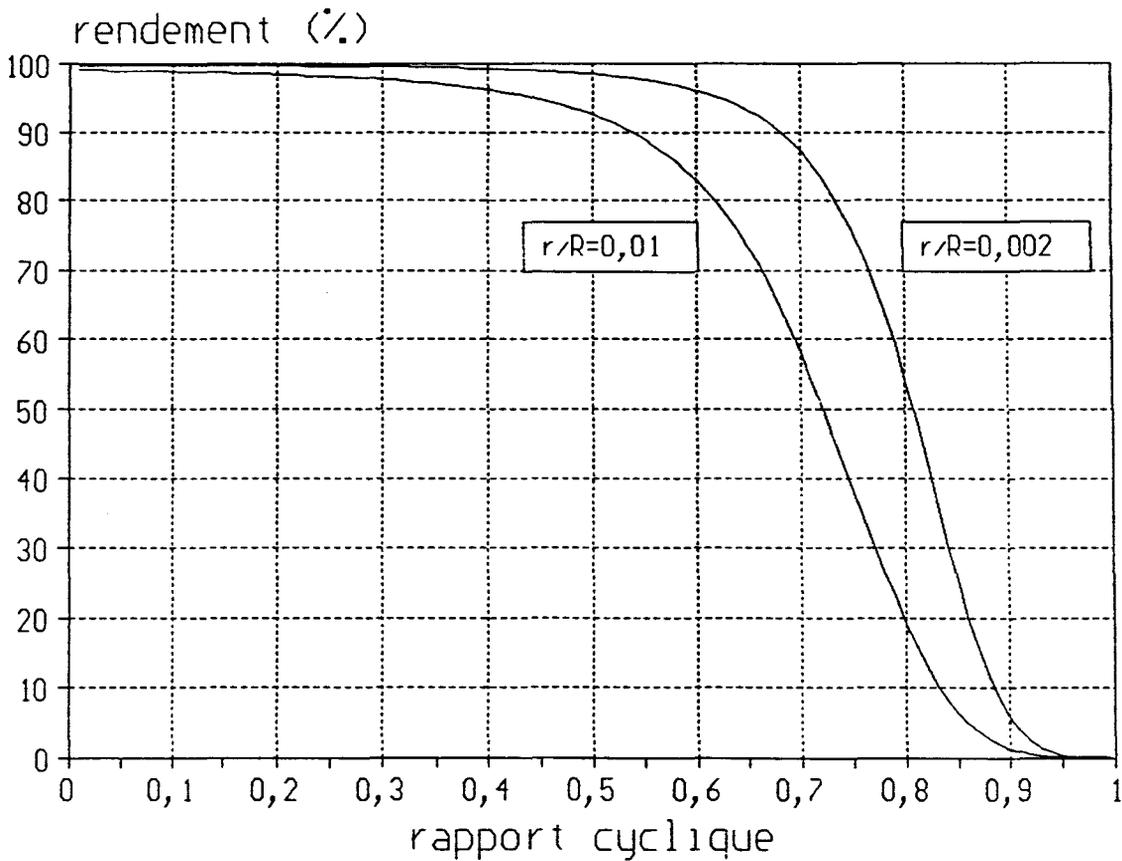


Figure 2-30

1.2.4.3- Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l' état passant

Elles sont données par les équations (2.28) et (2.29).

$$\frac{U_S}{U_G} = \frac{(1-\alpha)^2 [\alpha - KE (1-\alpha+\alpha^2)]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (R_0/R) [\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{UC_2}{U_G} = \frac{\alpha(1-\alpha)^3 - (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)\alpha(1-\alpha) + (R_0/R)\alpha [(1-\alpha)^2 - \alpha]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (R_0/R) [\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{-KE [(1-\alpha)^3 - (r1/R)\alpha(1-\alpha) + (r2/R)(1-\alpha) + (R_{dson}/R)\alpha^2 + (R_0/R)(1-\alpha)(1-2\alpha)]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (R_0/R) [\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

1.2.5 - CONVERTISSEUR D1

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-31 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tension

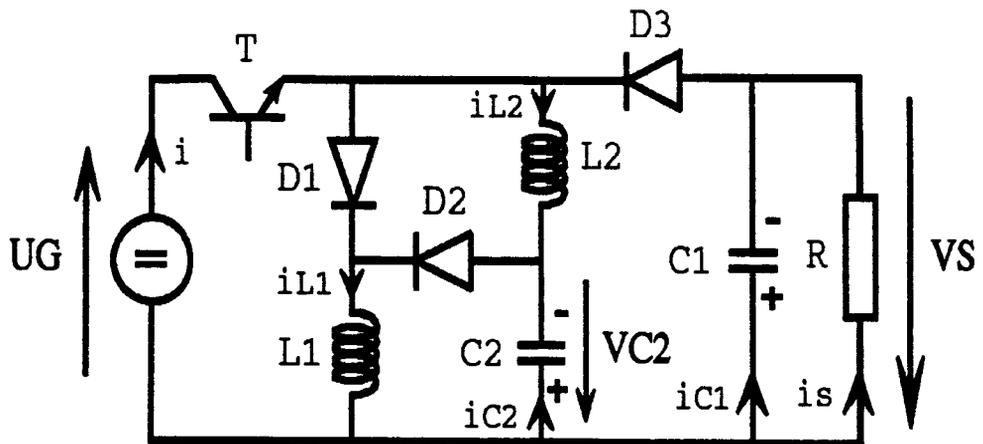


Figure 2-31

La figure 2-32 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

# Convertisseur D1 (119,1711)

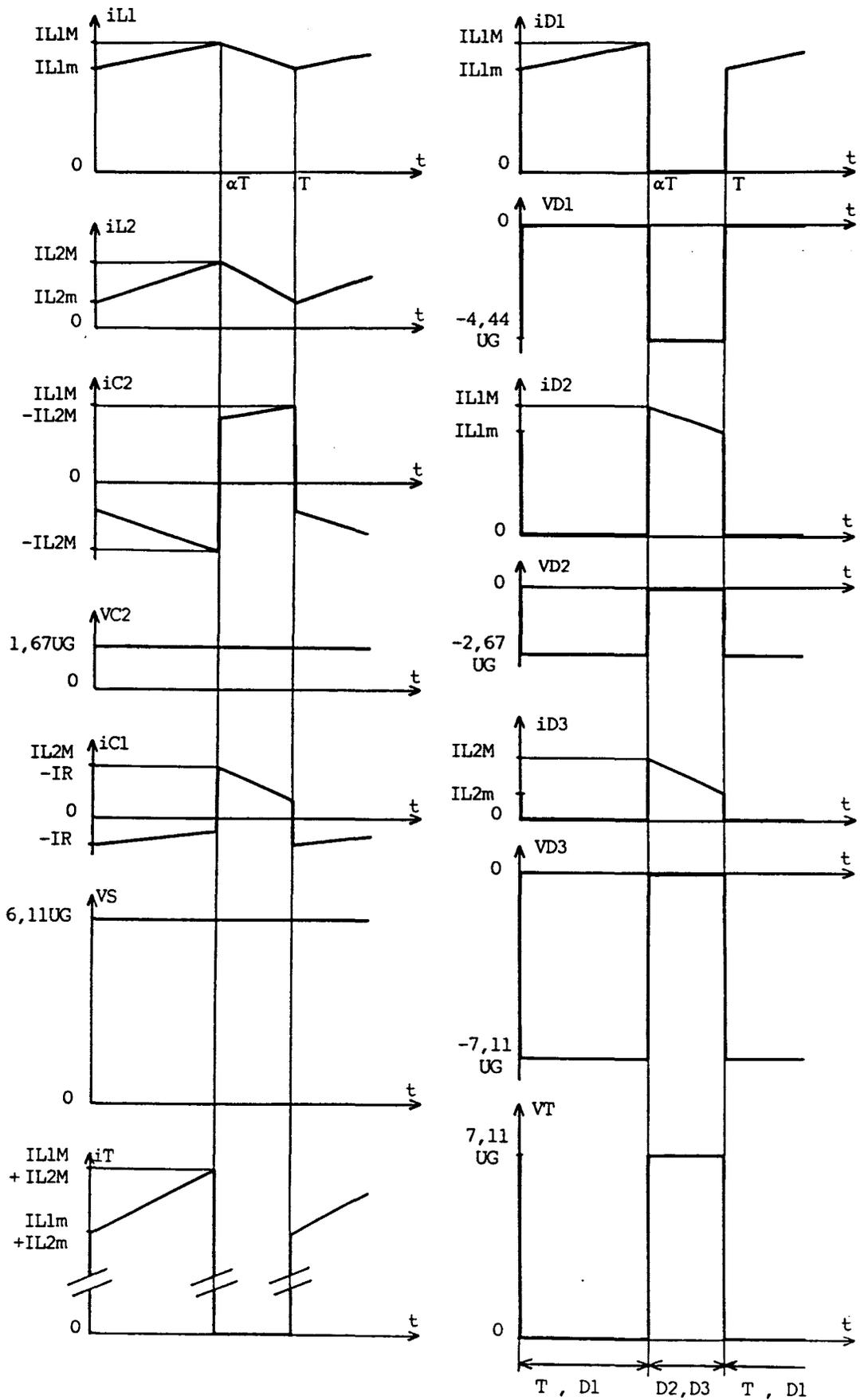


Figure 2-32

$\alpha = 0,625$

1.2.5.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$US = UG \frac{(1-\alpha)^2 \alpha (2-\alpha)}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.30)$$

$$UC2 = UG \frac{\alpha(1-\alpha)^3 - (r1/R) \alpha + (r2/R) \alpha (1-\alpha)}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.31)$$

$$IL1 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} = UG \frac{\alpha (2-\alpha)}{R (1-\alpha)^4 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.32)$$

$$IL2 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} = UG \frac{(1-\alpha) \alpha (2-\alpha)}{R (1-\alpha)^4 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.33)$$

La figure 2-33 donne les variations de  $m = US/UG$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Sur la figure 2-34 sont tracées les variations de  $UC2/UG$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Les figures 2-35 et 2-36 montrent les variations respectivement de  $IL1$  et  $IL2$ , rapportées à  $UG/R$ , en fonction de  $\alpha$ .

1.2.5.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha(2-\alpha)} \quad (2.34)$$

La figure 2-37 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.30).

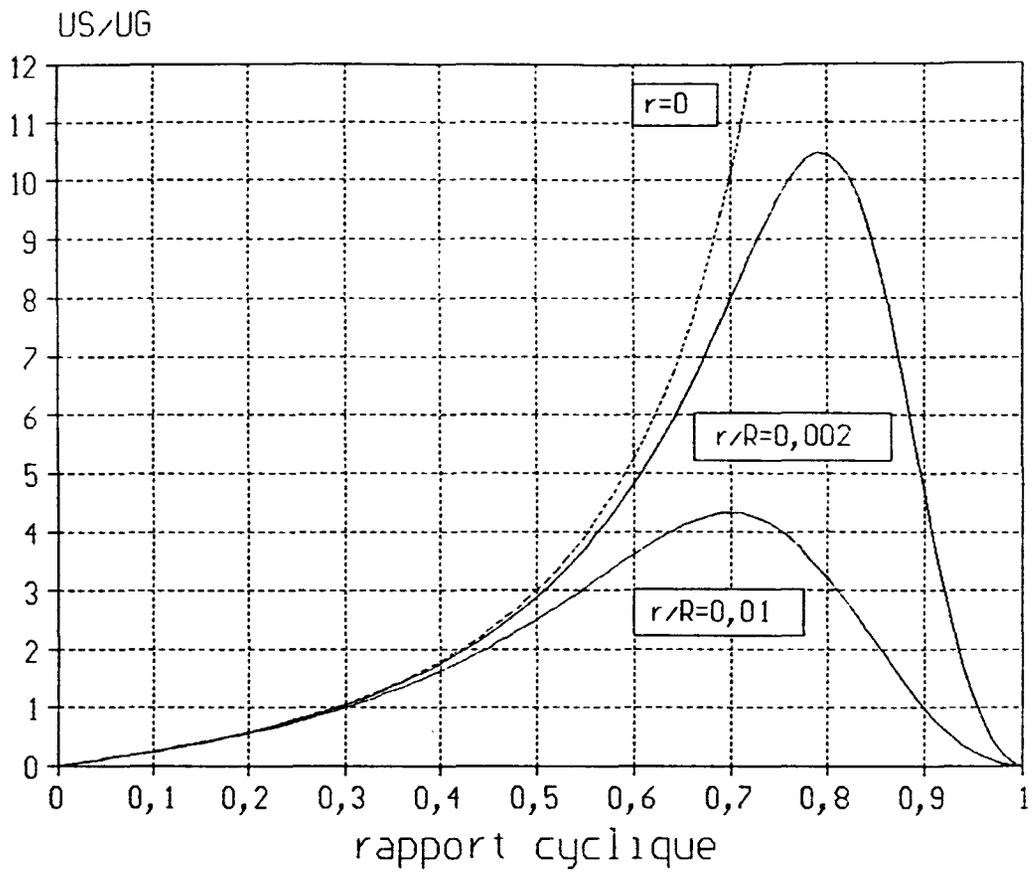


Figure 2-33

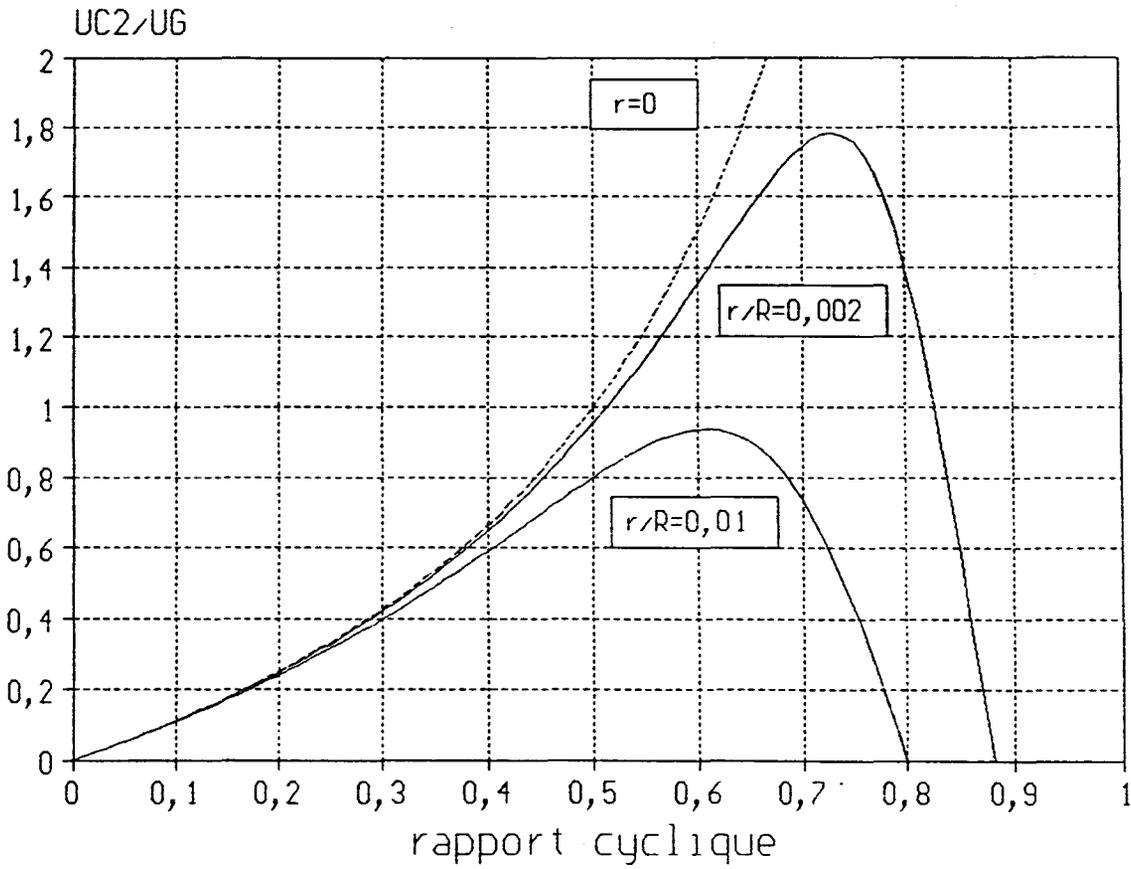


Figure 2-34

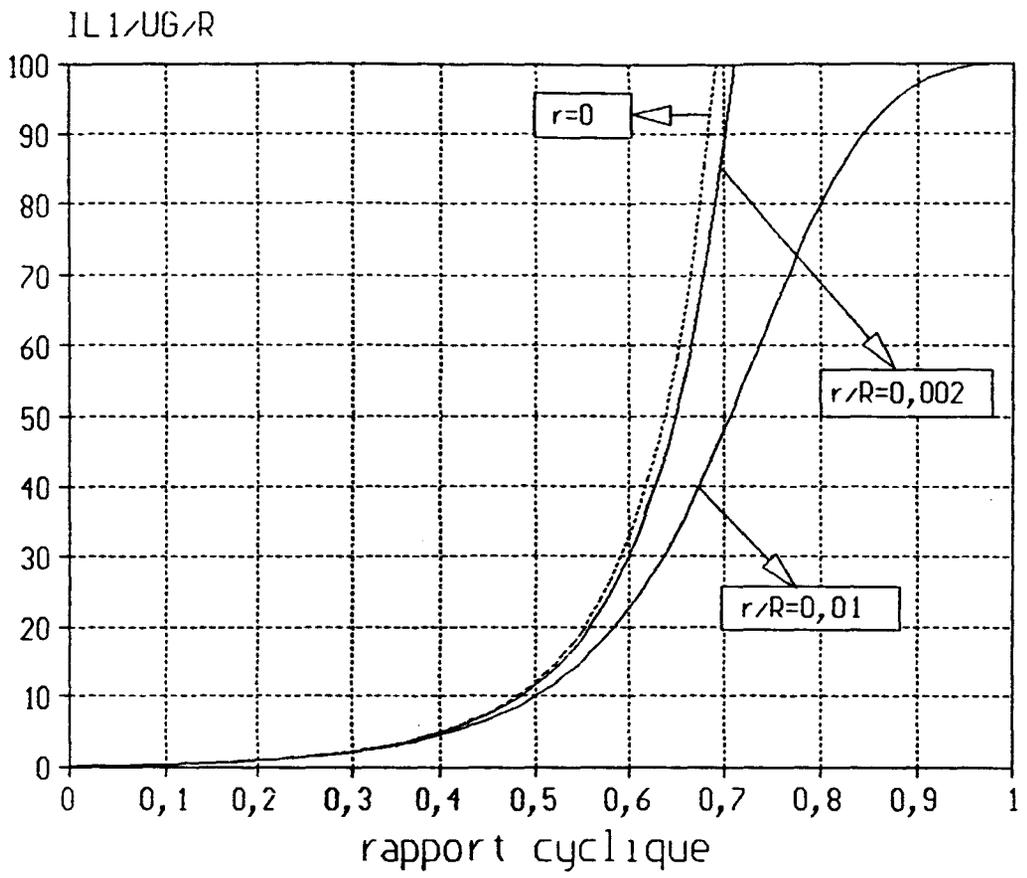


Figure 2-35

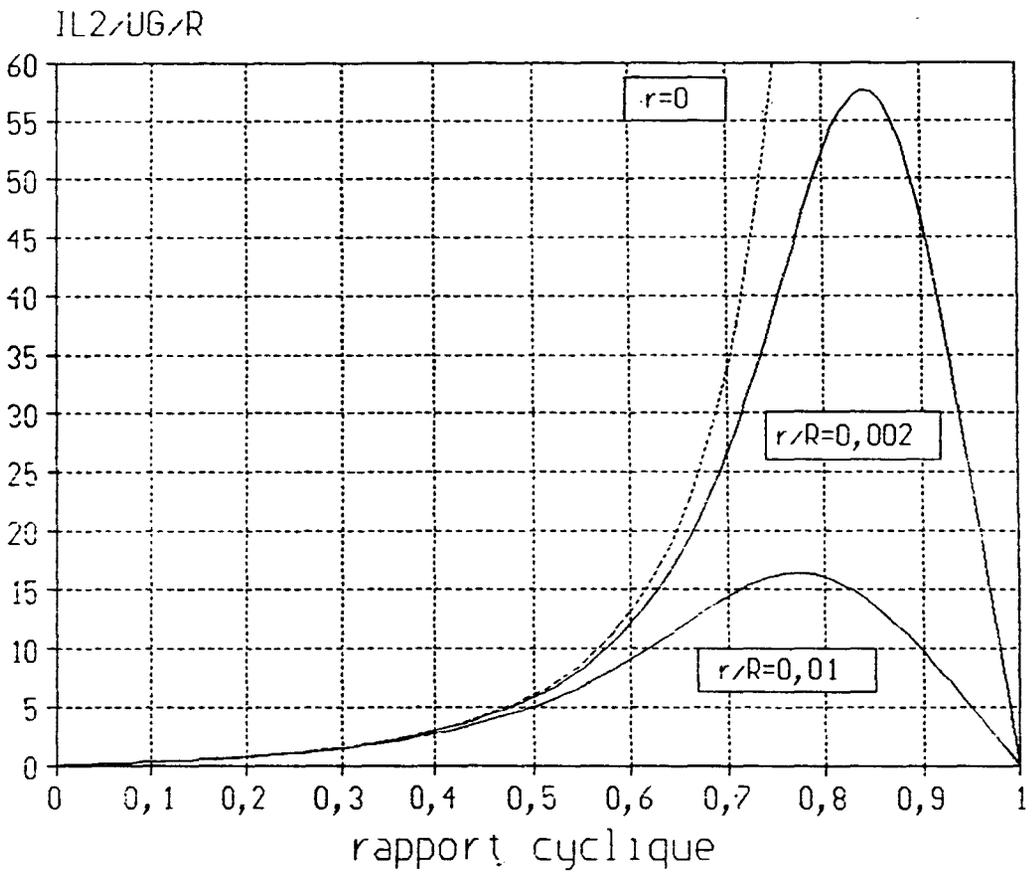


Figure2-36

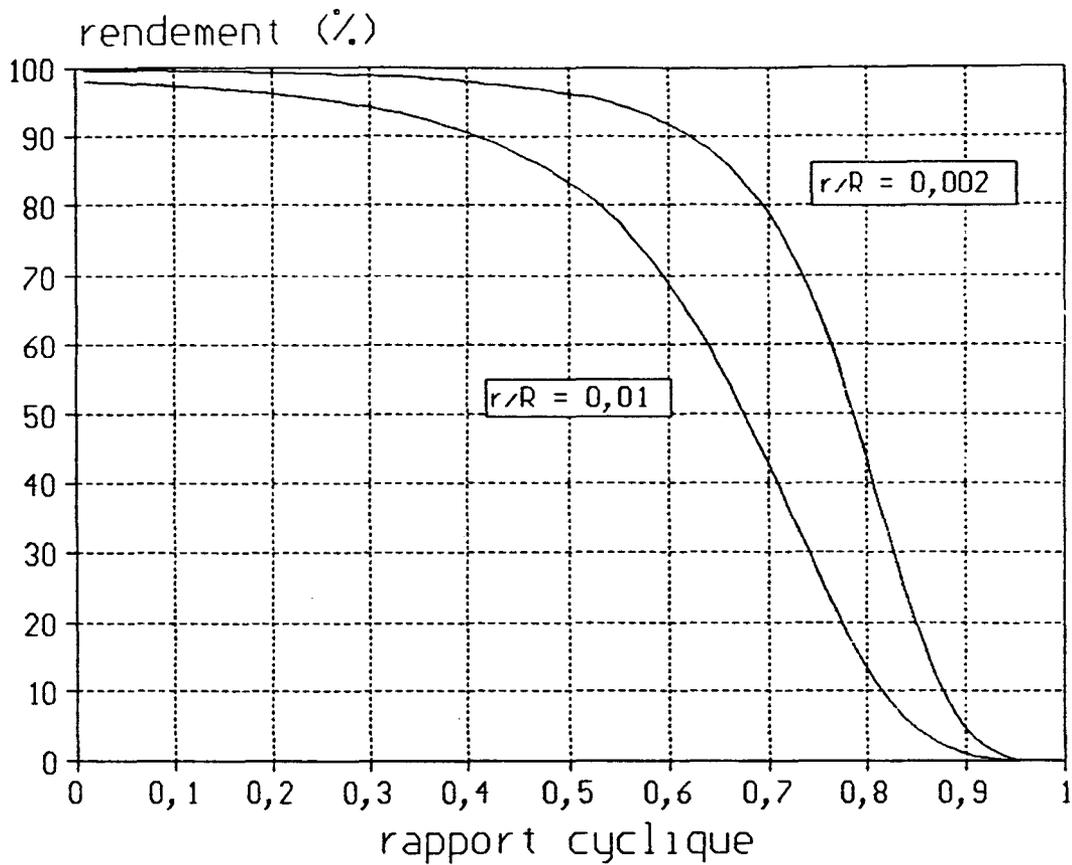


Figure 2-37

1.2.5.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

Elles sont données par les équations (2.35) et (2.36).

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha)^2 [(2-\alpha) - KE (1 + (1-\alpha)^2)]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (Ro/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{UC2}{UG} = \frac{\alpha (1-\alpha)^3 + (r1/R) \alpha + (r2/R) \alpha (1-\alpha) + (Ro/R) \alpha [(1-\alpha)^2 - 1]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (Ro/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

$$- \frac{KE [(1-\alpha)^3 (r1/R) (1-\alpha) + (r2/R) (1-\alpha) + (R_{dson}/R) \alpha^2 (2-\alpha) - (Ro/R) \alpha (1-\alpha)]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (Ro/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

### 1.2.6 - CONVERTISSEUR D2

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-38 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tensions.

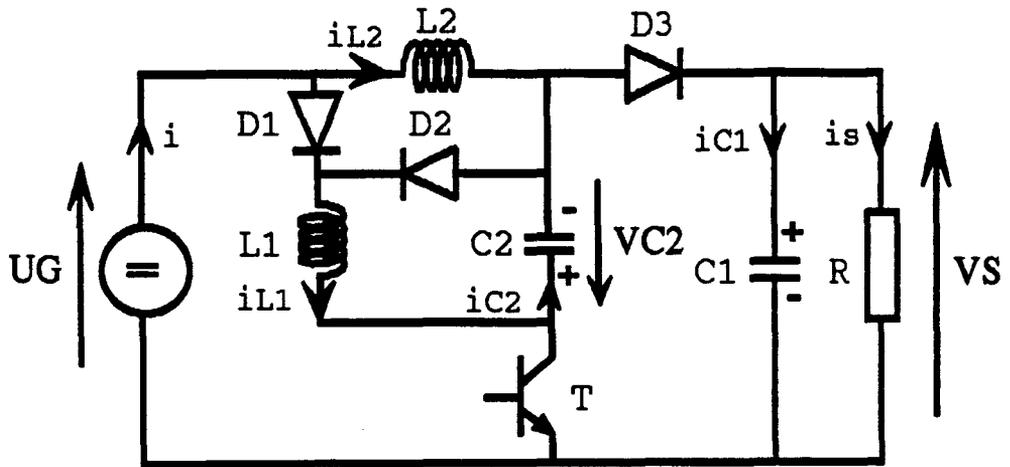


Figure 2-38

La figure 2-39 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

#### 1.2.6.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$U_S = U_G \frac{(1-\alpha)^2 (1-\alpha+\alpha^2)^2}{(1-\alpha)^4 + (r_1/R) \alpha^2 + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.37)$$

$$U_{C2} = U_G \frac{\alpha(1-\alpha)^3 - (r_1/R) \alpha + (r_2/R) \alpha (1-\alpha)}{(1-\alpha)^4 + (r_1/R) \alpha^2 + (r_2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.38)$$

$$I_{L1} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)^2} \frac{U_S}{R} = U_G \frac{\alpha (1-\alpha+\alpha^2)^2}{R (1-\alpha)^4 + r_1 \alpha^2 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.39)$$

$$I_{L2} = \frac{1}{1-\alpha} \frac{U_S}{R} = U_G \frac{(1-\alpha) (1-\alpha+\alpha^2)}{R (1-\alpha)^4 + r_1 \alpha^2 + r_2 (1-\alpha)^2} \quad (2.40)$$

La figure 2-40 donne les variations de  $m = U_S/U_G$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Sur la figure 2-41 sont tracées les variations de  $U_{C2}/U_G$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r_1$  et de  $r_2$ .

Les figures 2-42 et 2-43 montrent les variations respectivement de  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$ , rapportées à  $U_G/R$ , en fonction de  $\alpha$ .



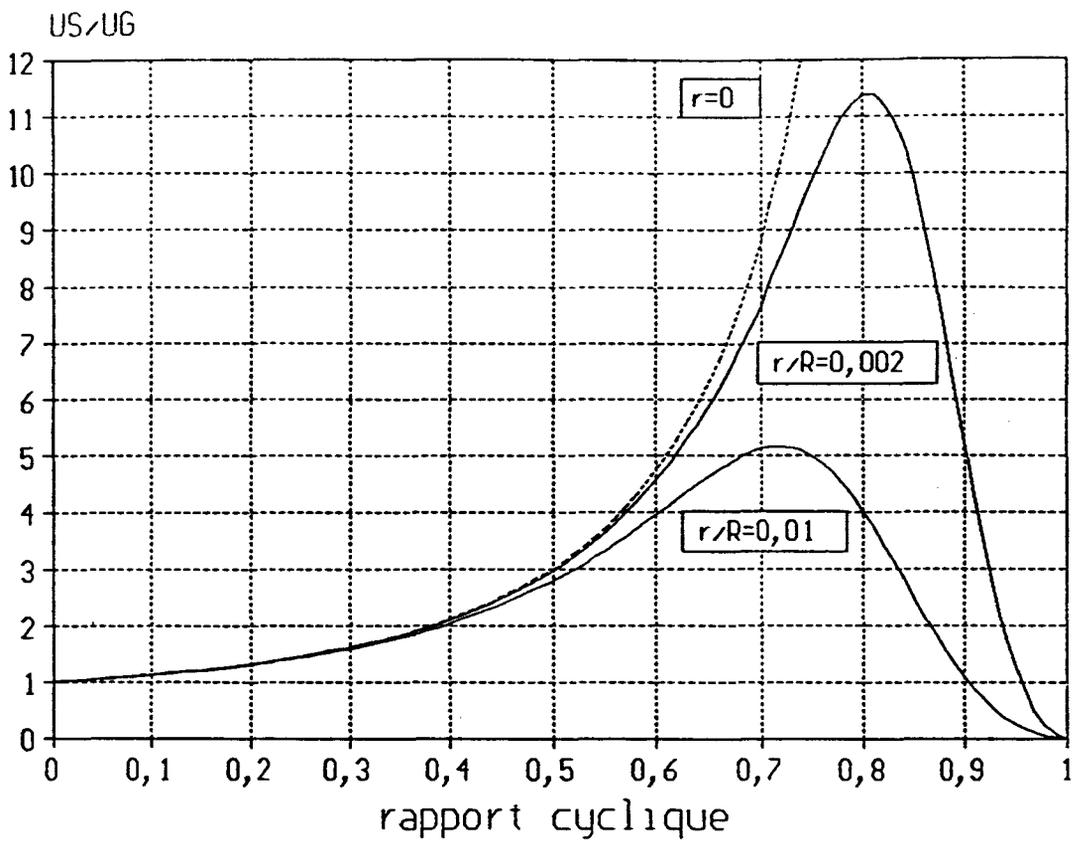


Figure 2-40

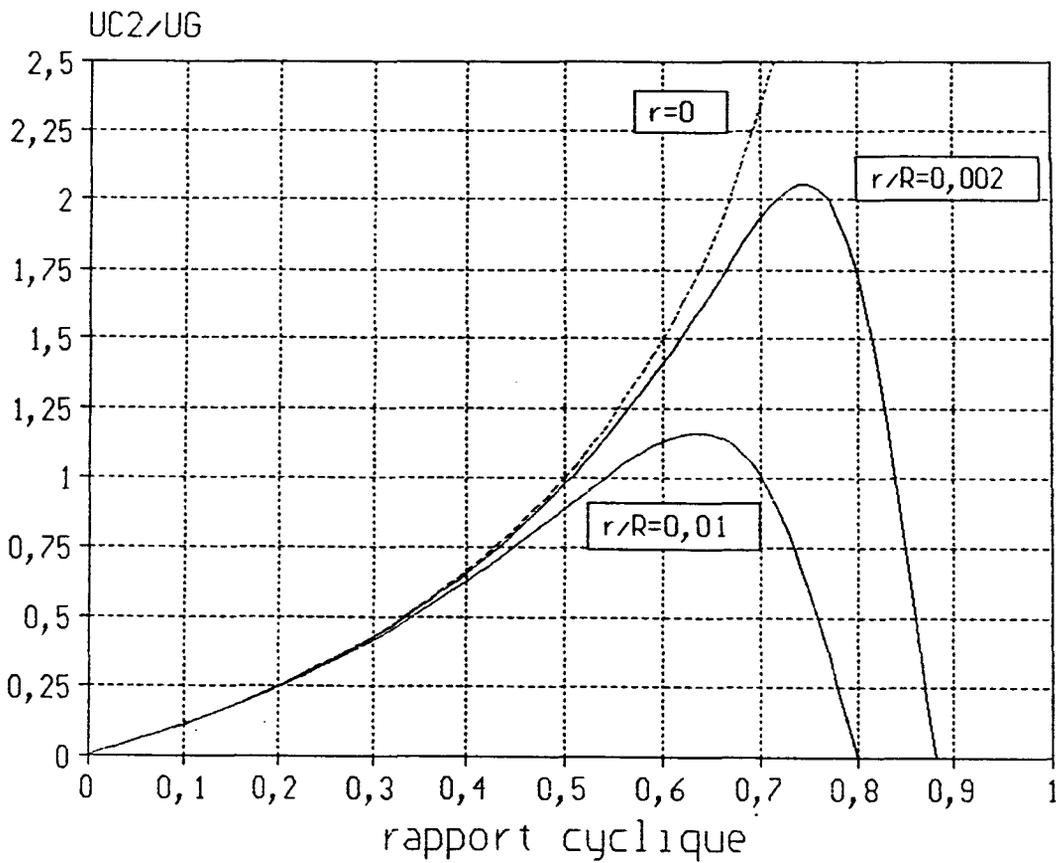


Figure 2-41

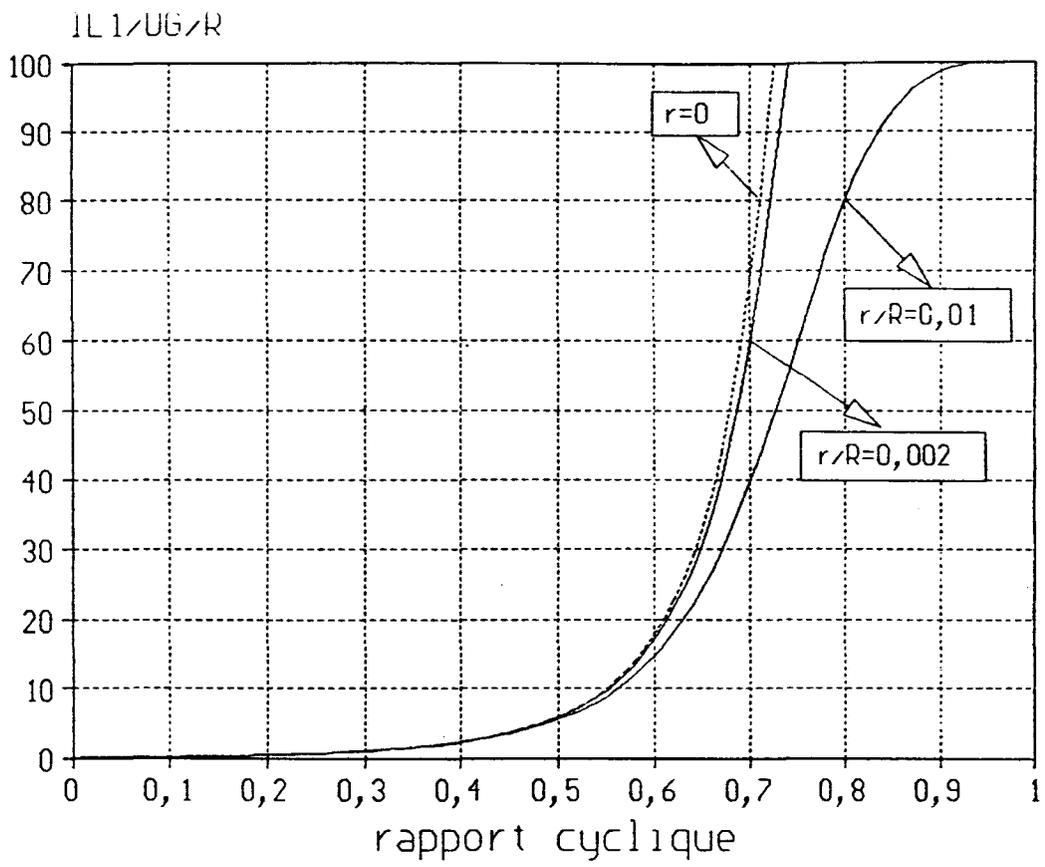


Figure 2-42

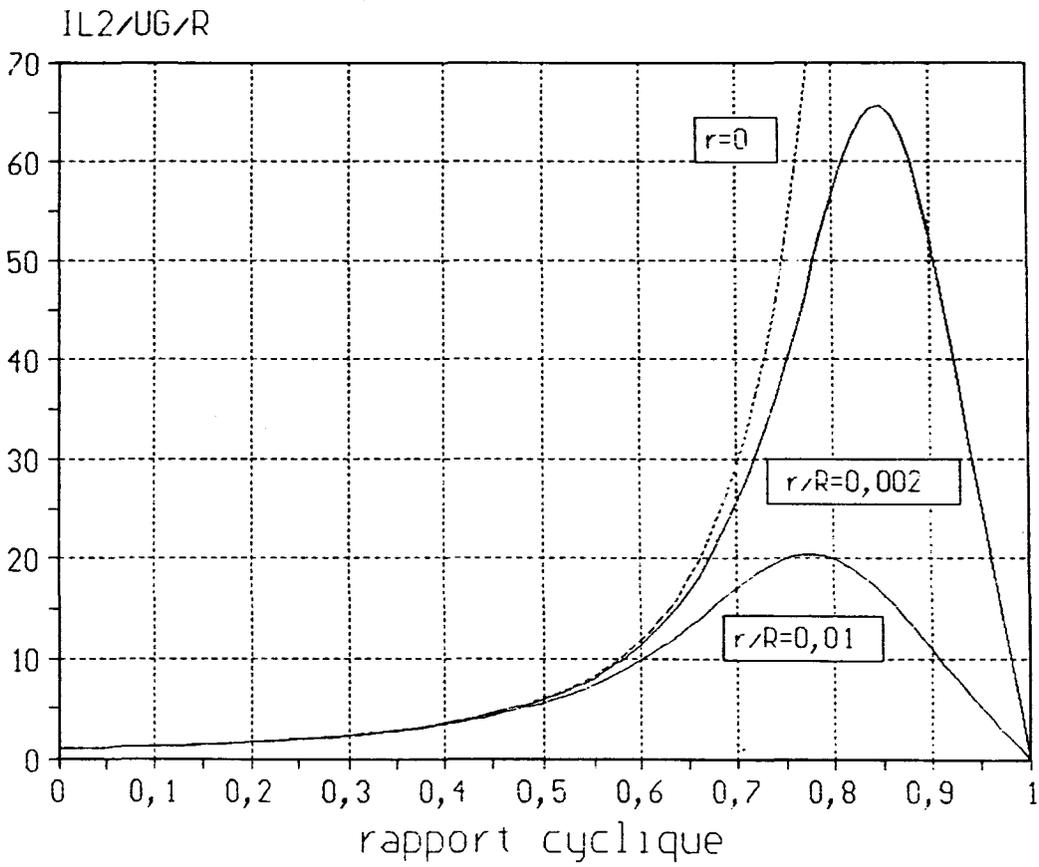


Figure 2-43

### 1.2.6.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} \frac{(1-\alpha)^2}{1-\alpha+\alpha^2} \quad (2.41)$$

La figure 2-44 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.37).

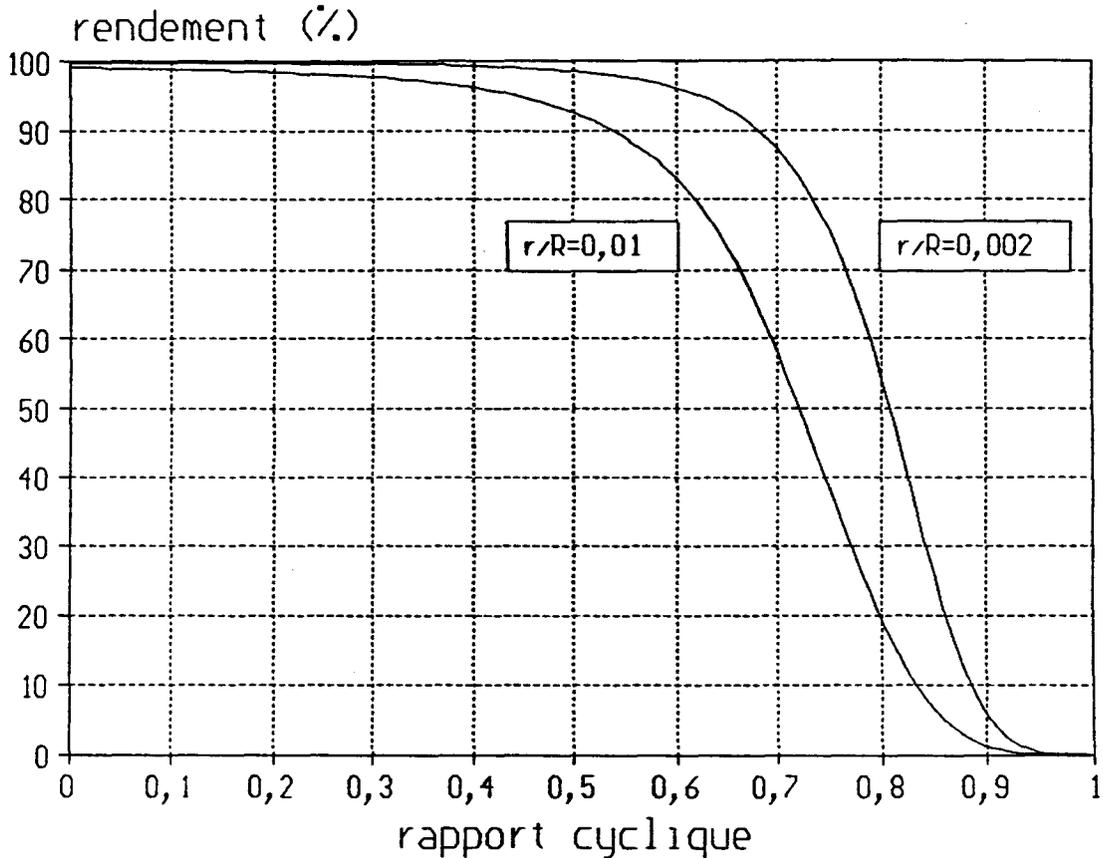


Figure 2-44

### 1.2.6.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

Elles sont données par les équations (2.42 et 2.43).

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha)^2 [(1-\alpha+\alpha^2) - KE (\alpha+(1-\alpha)^2)]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (R_0/R) [\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{UC2}{UG} = \frac{\alpha(1-\alpha)^3 - (r1/R)\alpha + (r2/R)\alpha(1-\alpha) - (R_{dson}/R)\alpha(1-\alpha) - (Ro/R)\alpha[1-(1-\alpha)^2]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (Ro/R)[\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{-KE [(1-\alpha)^3 - (r1/R)\alpha(1-\alpha) + (r2/R)(1-\alpha) + (R_{dson}/R)\alpha^2 + (Ro/R)(1-\alpha)(1-2\alpha)]}{(1-\alpha)^4 + (r1/R)\alpha^2 + (r2/R)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R)\alpha + (Ro/R)[\alpha^2 + (1-\alpha)^3]}$$

### 1.2.7 - CONVERTISSEUR E

Le schéma de celui-ci est donné par la figure 2-45 sur laquelle on a indiqué le sens positif des courants et des tensions.

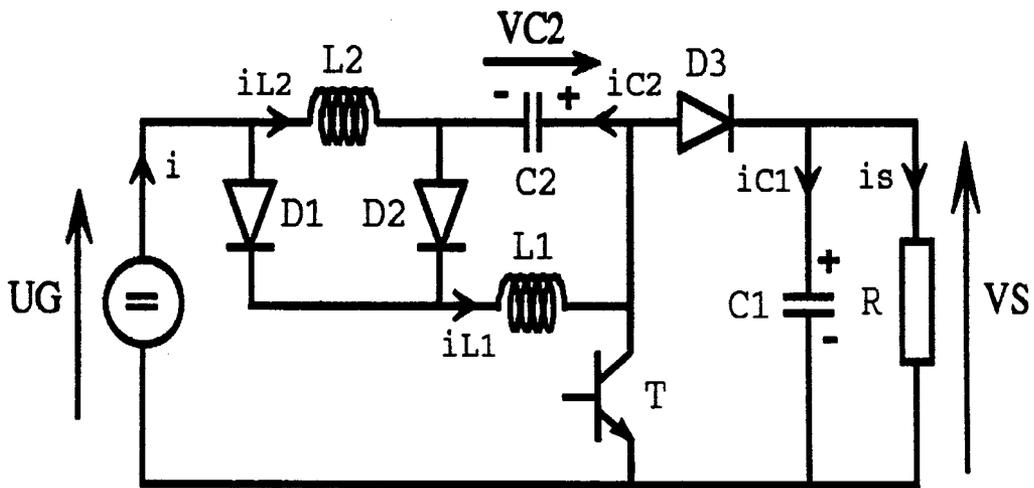


Figure 2-45

La figure 2-46 donne l'allure des formes d'ondes des différentes grandeurs.

# Convertisseur E (119,5119)

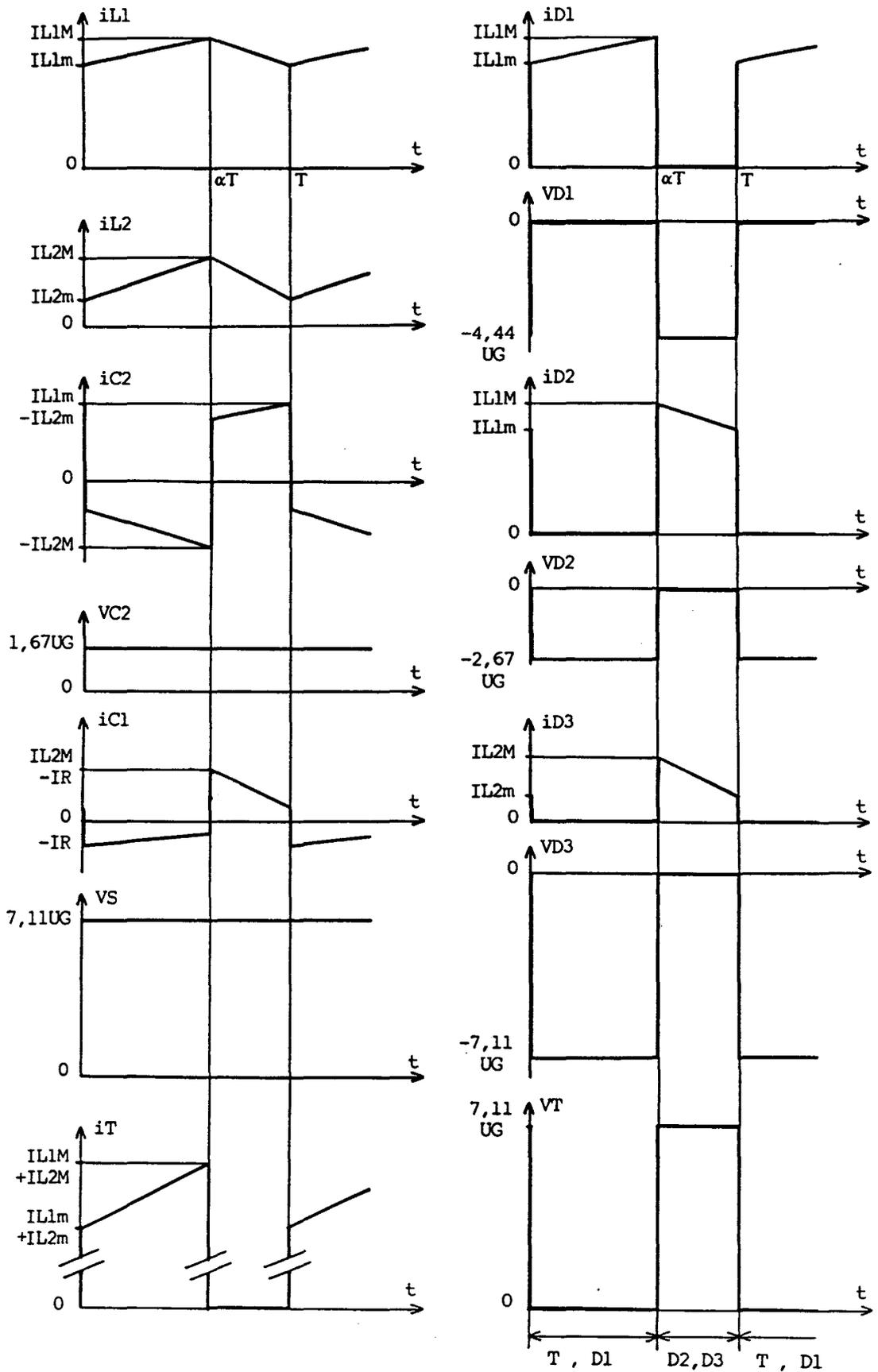


Figure 2-46

$\alpha = 0,625$

1.2.7.1 - Valeurs moyennes en tenant compte des pertes dans les inductances

$$US = UG \frac{(1-\alpha)^2}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.44)$$

$$UC2 = UG \frac{\alpha (1-\alpha)^3 - r1/R + (r2/R) \alpha (1-\alpha)}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2} \quad (2.45)$$

$$IL1 = \frac{1}{(1-\alpha)^2} \frac{UG}{R} = UG \frac{1}{R (1-\alpha)^4 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.46)$$

$$IL2 = \frac{1}{1-\alpha} \frac{US}{R} = UG \frac{1-\alpha}{R (1-\alpha)^4 + r1 + r2 (1-\alpha)^2} \quad (2.47)$$

La figure 2-47 donne les variations de  $m = US/UG$  en fonction de  $\alpha$  pour les différentes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Sur la figure 2-48 sont tracées les variations de  $UC2/UG$  en fonction de  $\alpha$  toujours pour les mêmes valeurs de  $r1$  et de  $r2$ .

Les figures 2-49 et 2-50 montrent les variations respectivement de  $IL1$  et  $IL2$ , rapportées à  $UG/R$ , en fonction de  $\alpha$ .

1.2.7.2 - Rendement

$$\eta = \frac{US}{UG} (1-\alpha)^2 \quad (2.48)$$

La figure 2-51 représente les variations du rendement en fonction de  $\alpha$  pour les deux valeurs de  $r/R$  différentes de zéro. Le rapport  $US/UG$  est donné par l'équation (2.44).

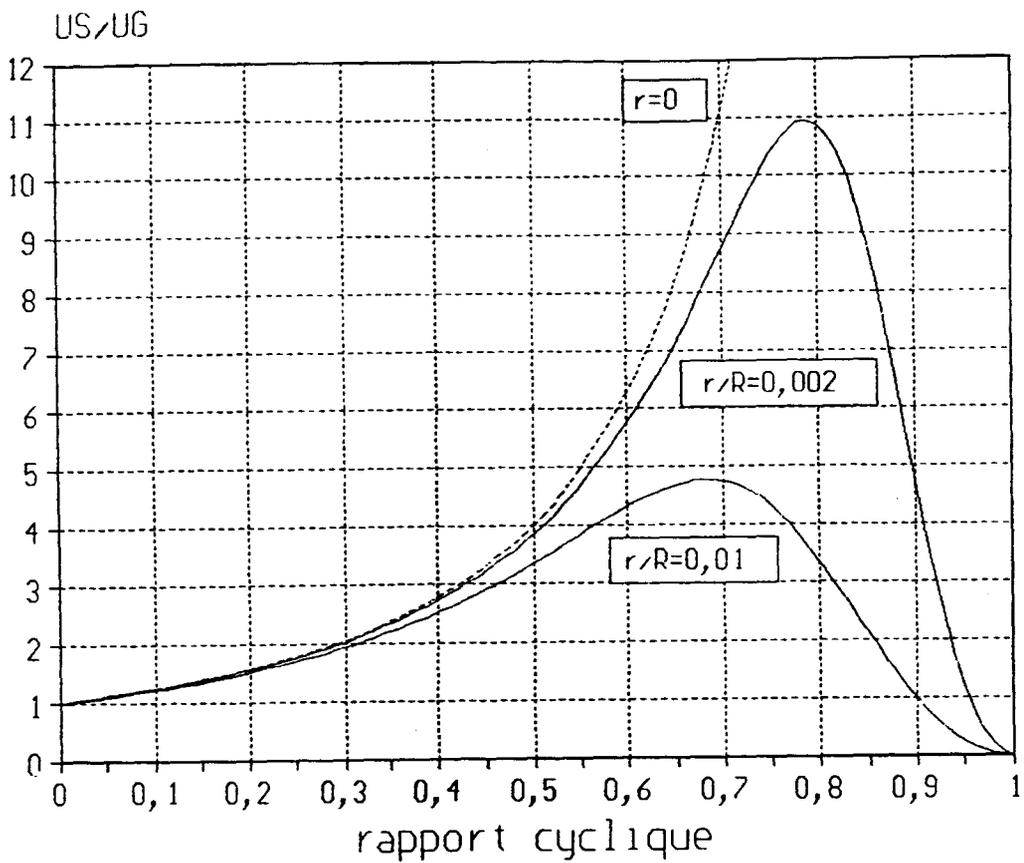


Figure 2-47

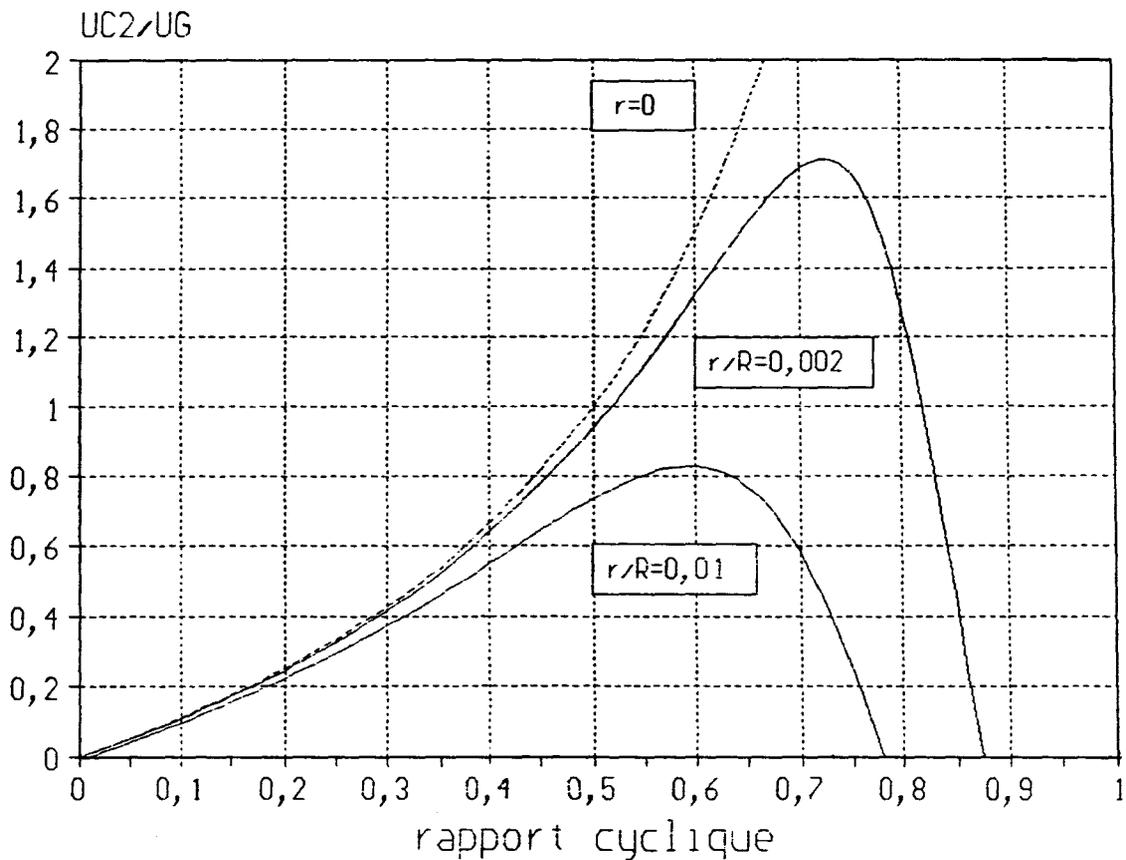


Figure 2-48

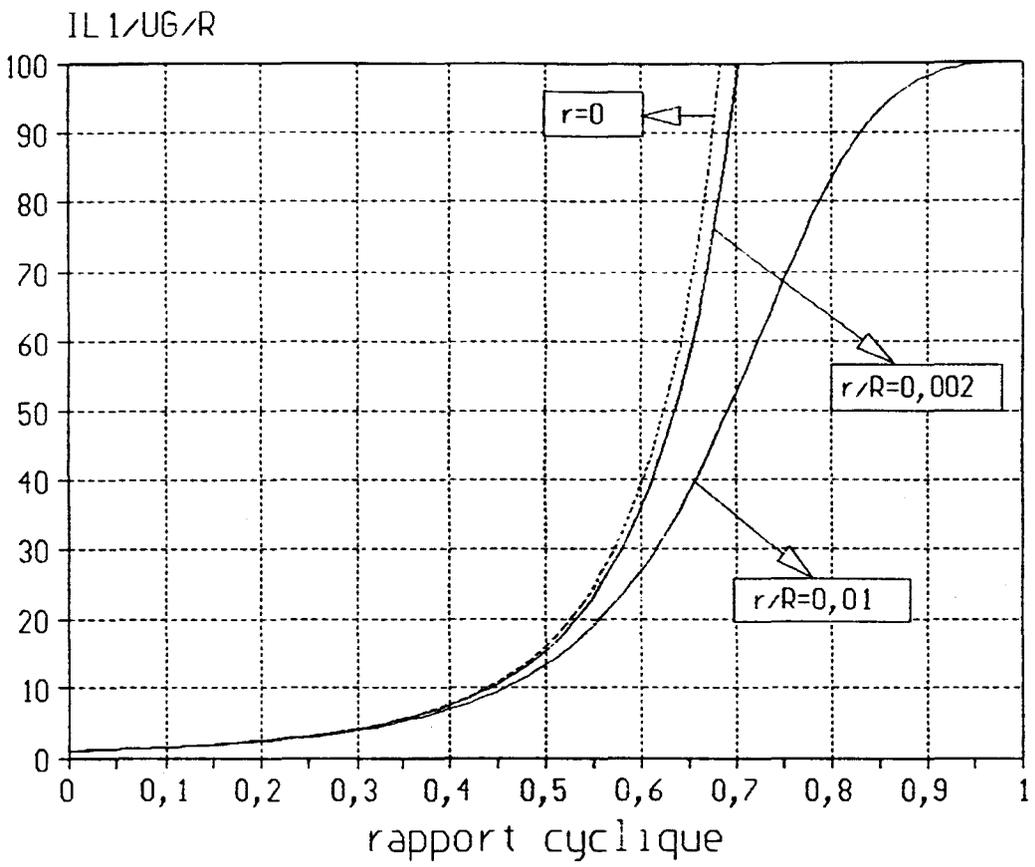


Figure 2-49

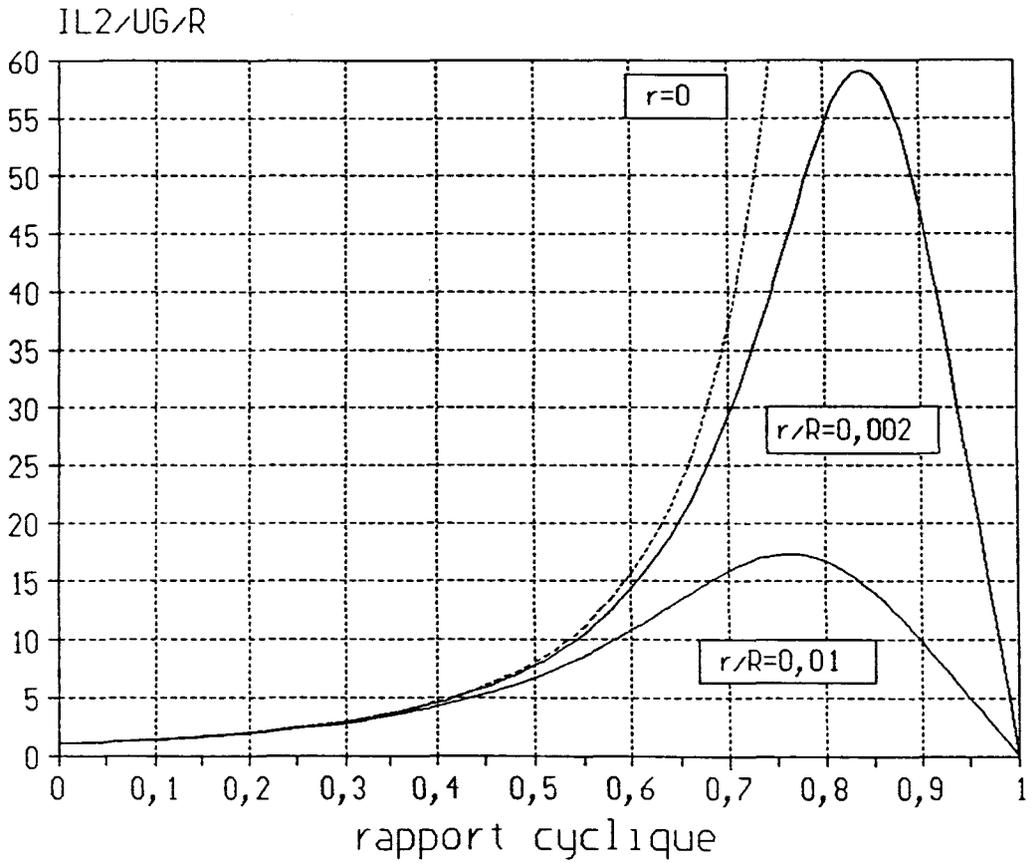


Figure 2-50

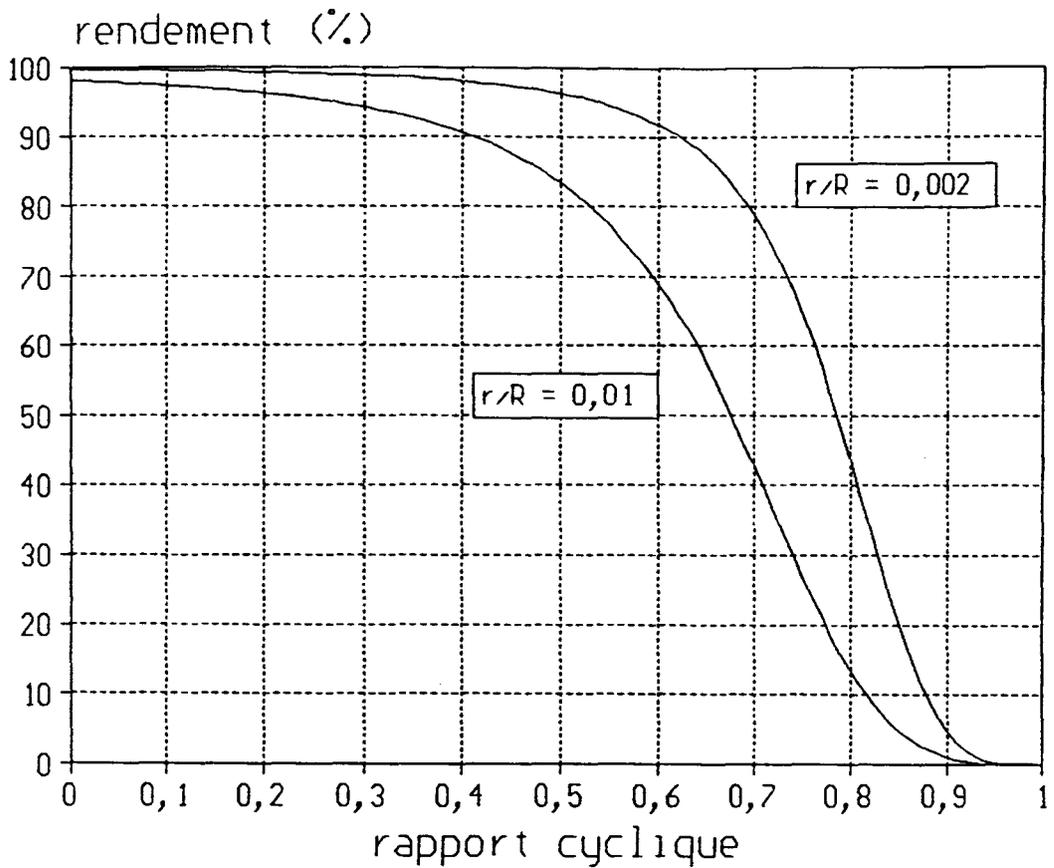


Figure 2-51

1.2.7.3 - Valeurs moyennes en considérant les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs à l'état passant

Elles sont données par les équations (2.49) et (2.50).

$$\frac{US}{UG} = \frac{(1-\alpha)^2 [1 - KE (1-\alpha)^2]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{UC2}{UG} = \frac{\alpha(1-\alpha)^3 - r1/R + (r2/R) \alpha (1-\alpha) - (R_{dson}/R) \alpha (1-\alpha) (2-\alpha) + (R0/R) [\alpha (1-\alpha)^2 - 1]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

$$\frac{-KE [(1-\alpha)^3 - (r1/R) (1-\alpha) + (r2/R) (1-\alpha) + (R_{dson}/R) \alpha^2 (2-\alpha) - (R0/R) \alpha (1-\alpha)]}{(1-\alpha)^4 + r1/R + (r2/R) (1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R) \alpha (2-\alpha)^2 + (R0/R) [1 + (1-\alpha)^3]}$$

A l'examen des caractéristiques  $US/UG = f(\alpha)$  nous pouvons constater que le rapport maximal  $m$ , avec  $r$  différent de 0, est atteint pour des valeurs de  $\alpha$  voisines de 0,9 pour les

convertisseurs A3, A2 et C et pour  $\alpha$  compris entre 0,65 et 0,8 pour les convertisseurs B, D1, D2 et E. Les sept structures retenues forment donc deux groupes désignés par la suite, respectivement par la première et la deuxième famille de convertisseurs.

### 1.3- ONDULATION DES COURANTS ET DES TENSIONS

Les résultats de simulation [16] montrent que, dans pratiquement tous les cas où l'ondulation des tensions et des courants est maintenue à un niveau raisonnable, on peut linéariser les variations de ces tensions et courants pendant chaque intervalle de fonctionnement. Donc, pour établir les expressions des courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$ , on néglige les ondulations des tensions aux bornes des condensateurs et on prend leurs valeurs moyennes (  $U_S$  et  $U_{C2}$  ). De la même façon, pour établir les expressions des tensions  $V_{C2}$  et  $V_S$  on considère les inductances comme des générateurs de courant parfaits et on prend leur valeurs moyennes (  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$  ).

Nous détaillons ci-dessous la méthode utilisée pour évaluer les ondulations dans le cas du Convertisseur C. Le schéma de celui-ci est représenté à la figure 2-1 et les deux réseaux correspondant aux deux phases de fonctionnement du convertisseur sont donnés à la figure 2-3 pour l'intervalle  $0-\alpha T$  et à la figure 2-4 pour l'intervalle  $\alpha T-T$ . Les résultats de simulation sont donnés à la figure 2-52.

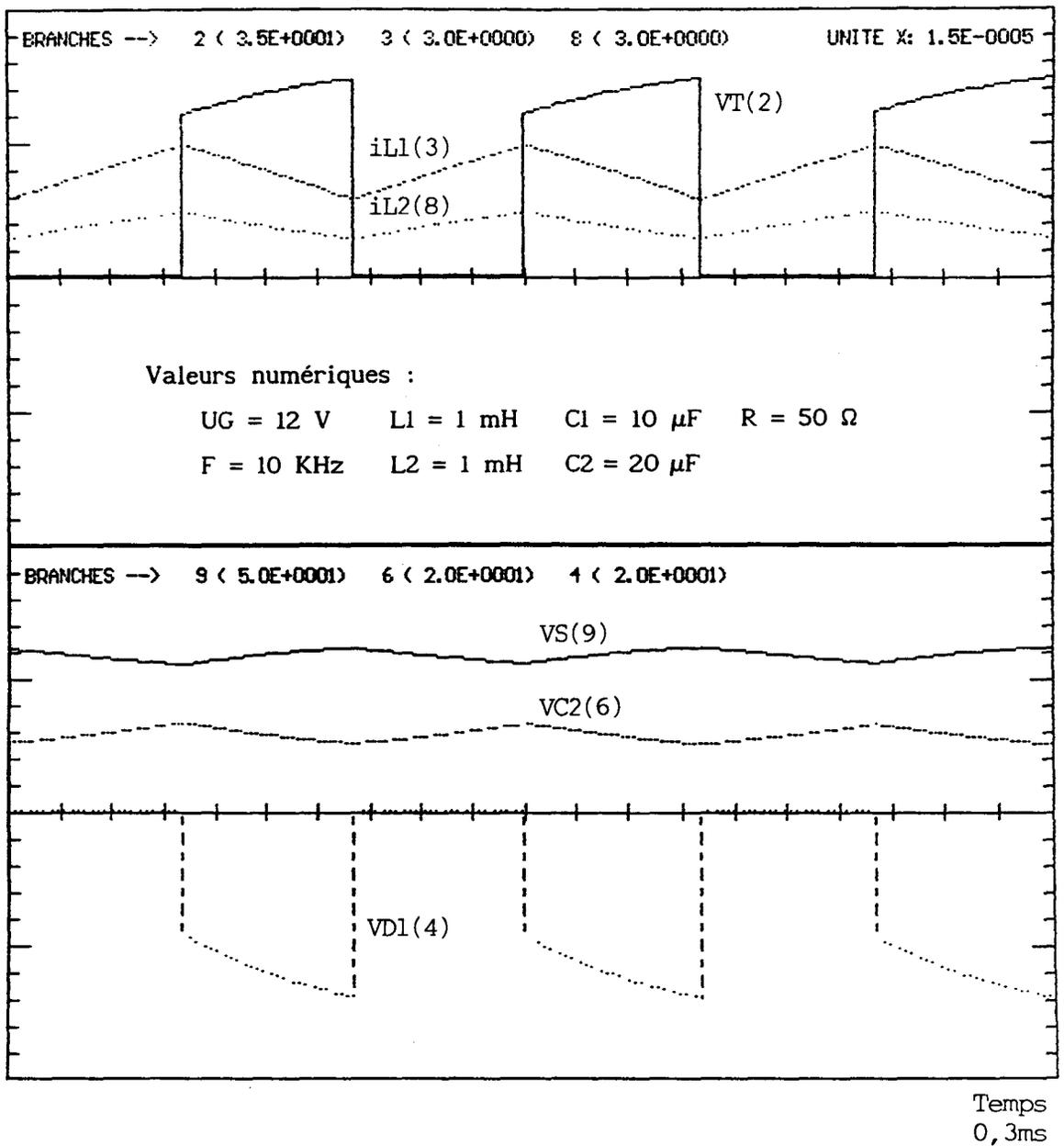


Figure 2-52

### 1.3.1- Equations des courants et des tensions

1.3.1.1- Pour  $0 < t < \alpha T$  (T et D1 conduisent) :

$$r_{l1} i_{L1} + L1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_G$$

$$C1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = 0$$

$$r_{l2} i_{L2} + L2 \frac{di_{L2}}{dt} + VC2 = U_G$$

$$i_{C2} = i_{L2}$$

\* Expression du courant  $i_{L1}$  :

$$\frac{di_{L1}}{dt} + \frac{i_{L1}}{(L1/r1)} = \frac{UG}{L1} \quad \text{on pose } \tau_1 = L1 / r1$$

Pour  $t = 0$   $i_{L1} = IL1min$  d'où :

$$i_{L1}(t) = IL1min e^{-t/\tau_1} + \frac{UG}{r1} (1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (2.49)$$

Si on néglige  $r1$ , on obtient :

$$i_{L1}(t) = \frac{UG}{L1} t + IL1min \quad (2.49')$$

\* Expression du courant  $i_{L2}$  :

$$\frac{di_{L2}}{dt} + \frac{i_{L2}}{(L2/r2)} = \frac{UG - UC2}{L2} \quad \text{on pose } \tau_2 = L2 / r2$$

Pour  $t = 0$   $i_{L2} = IL2min$  d'où :

$$i_{L2}(t) = IL2min e^{-t/\tau_2} + \frac{UG - UC2}{r2} (1 - e^{-t/\tau_2}) \quad (2.50)$$

Si on néglige  $r2$ , on obtient :

$$i_{L2}(t) = \frac{UG - UC2}{L1} t + IL2min \quad (2.50')$$

\* Expression de la tension  $VS$  :

$$\frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{RC1} = 0 \quad , \text{ pour } t = 0 \quad VS = VSmax \text{ d'où :}$$

$$VS(t) = VSmax e^{-t/RC1} \quad (2.51)$$

\* Expression de la tension  $VC2$  :

$$\frac{dVC2}{dt} = \frac{IL2}{C2} \quad , \text{ pour } t = 0 \quad VC2 = VC2min \text{ d'où :}$$

$$VC2(t) = \frac{IL2}{C2} t + VC2min$$

Comme on suppose la variation de  $i_{L2}$  quasi-linéaire, la valeur moyenne de  $IL2$  est égale à  $US/R$  (équation 2.1). L'expression  $VC2$  devient :

$$VC2(t) = \frac{US}{RC2} t + VC2min \quad (2.52)$$

1.3.1.2- Pour  $\alpha T < t < T$  (D2 et D3 conduisent) :

$$r1iL1 + L1 \frac{diL1}{dt} + VS = UG + VC2 \quad C1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = iL1$$

$$r2iL2 + L2 \frac{diL2}{dt} = -VC2 \quad iC2 = iL2 - iL1$$

\* Expression du courant  $iL1$  :

$$\frac{diL1}{dt} + \frac{iL1}{(L1/r1)} = \frac{UG + UC2 - US}{L1}$$

on pose  $\tau_1 = L1 / r1$  et  $t' = t - \alpha T$

Pour  $t' = 0$   $iL1 = IL1max$  d'où :

$$iL1(t') = IL1max e^{-t'/\tau_1} + \frac{UG + UC2 - US}{r1} (1 - e^{-t'/\tau_1}) \quad (2.53)$$

Si on néglige  $r1$ , on obtient :

$$iL1(t') = \frac{UG + UC2 - US}{L1} t' + IL1max \quad (2.53')$$

\* Expression du courant  $iL2$  :

$$\frac{diL2}{dt} + \frac{iL2}{(L2/r2)} = - \frac{UC2}{L2}$$

on pose  $\tau_2 = L2 / r2$  et  $t' = t - \alpha T$

Pour  $t' = 0$   $iL2 = IL2max$  d'où :

$$iL2(t') = IL2max e^{-t'/\tau_2} + \frac{UC2}{r2} (e^{-t'/\tau_2} - 1) \quad (2.54)$$

Si on néglige  $r2$ , on obtient :

$$iL2(t') = - \frac{UC2}{L1} t' + IL2max \quad (2.54')$$

\* Expression de la tension VS :

$$\frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{RC1} = \frac{IL1}{C1} \quad , \text{ pour } t'=0 \quad VS = VS_{\min} \text{ d'où :}$$

$$VS(t') = VS_{\min} e^{-t'/RC1} + RIL1 (1 - e^{-t'/RC1}) \quad (2.55)$$

\* Expression de la tension VC2 :

$$\frac{dVC2}{dt} = \frac{IL2 - IL1}{C2} \quad , \text{ pour } t'=0 \quad VC2 = VC2_{\max} \text{ d'où :}$$

$$VC2(t') = \frac{IL2 - IL1}{C2} t' + VC2_{\max}$$

Les équations 2.1 permettent d'exprimer VC2(t') en fonction de US, on obtient alors :

$$VC2(t) = - \left[ \frac{\alpha US}{(1-\alpha)RC2} \right] t' + VC2_{\max} \quad (2.56)$$

### 1.3.2- CALCUL DES ONDULATIONS

#### 1.3.2.1- Ondulation du courant iL1

En négligeant r1 et d'après l'équation (2.49'), la valeur approchée de l'ondulation ΔiL1 est donnée par :

$$\Delta iL1 = IL1_{\max} - IL1_{\min} = \frac{UG}{L1} \alpha T \quad (2.57)$$

L'équation (2.53') nous fournit le même résultat à condition d'exprimer UC2 et US en fonction de UG grâce aux équations (2.1). ΔiL1 croît proportionnellement à α, pour α égal à 1, il vaut UGT/L1. Si on tient compte de la résistance interne de l'inductance L1, on obtient d'après les équations (2.49) et (2.53) :

$$IL_{1max} = \frac{1}{1-e^{-T/\tau_1}} \left[ \frac{UG+UC2-US}{r_1} (e^{-\alpha T/\tau_1} - e^{-T/\tau_1}) + \frac{UG}{r_1} (1-e^{-\alpha T/\tau_1}) \right]$$

$$IL_{1min} = \frac{1}{1-e^{-T/\tau_1}} \left[ \frac{UG}{r_1} (e^{(\alpha T-T)/\tau_1} - e^{-T/\tau_1}) + \frac{UG+UC2-US}{r_1} (1-e^{(\alpha T-T)/\tau_1}) \right]$$

$$\Delta i_{L1} = IL_{1max} - IL_{1min}$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{US - UC2}{r_1} \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/\tau_1}}{1 - e^{-T/\tau_1}} (1 - e^{-\alpha T/\tau_1}) \quad (2.58)$$

La différence est très faible si la constante de temps  $\tau_1$  de l'inductance est grande devant la période  $T$  de hachage. D'ailleurs, si  $\tau_1$  est très supérieur à  $T$  et en prenant le développement limité de  $e^x$  d'ordre 1, nous retrouvons l'expression  $\Delta i_{L1}$  de l'équation (2.57).

### 1.3.2.2- Ondulation du courant $i_{L2}$

En négligeant  $r_2$  et d'après les équations (2.50) et (2.54'), la valeur approchée de l'ondulation  $\Delta i_{L2}$  est donnée par :

$$\Delta i_{L2} = IL_{2max} - IL_{2min} = \frac{UG}{L_2} (1-\alpha) \alpha T \quad (2.59)$$

Pour des valeurs de  $UG$ ,  $L_2$  et  $T$ , l'ondulation  $\Delta i_{L2}$  est maximale pour  $\alpha = 1/2$  et vaut :

$$\Delta i_{L2} = UGT / 4L_2$$

-Si on tient compte de la résistance interne de l'inductance  $L_2$ , les équations (2.50) et (2.54) nous donnent :

$$IL_{2max} = \frac{1}{1-e^{-T/\tau_2}} \left[ \frac{UC2}{r_2} (e^{-T/\tau_2} - e^{-\alpha T/\tau_2}) + \frac{UG - UC2}{r_2} (1-e^{-\alpha T/\tau_2}) \right]$$

$$IL_{2min} = \frac{1}{1-e^{-T/\tau_2}} \left[ \frac{UG - UC2}{r_2} (e^{(\alpha T-T)/\tau_2} - e^{-T/\tau_2}) + \frac{UC2}{r_2} (e^{(\alpha T-T)/\tau_2} - 1) \right]$$

$$\Delta iL2 = IL2max - IL2min$$

$$\Delta iL2 = \frac{UG}{r2} \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/\tau_2}}{1 - e^{-T/\tau_2}} (1 - e^{-\alpha T/\tau_2}) \quad (2.60)$$

Ici aussi, la différence est très faible si la constante de temps  $\tau_2$  est grande devant la période de hachage. Dans ces conditions et en prenant le développement limité de  $e^x$  d'ordre 1, on obtient l'expression de  $\Delta iL2$  donnée par l'équation (2.59).

### 1.3.2.3- Ondulation de la tension Vs

Les équations 2.51 et 2.55 permettent d'écrire :

$$VSmax = \frac{1}{1 - e^{-T/RC1}} \left[ R IL1 (1 - e^{(\alpha T - T)/RC1}) \right]$$

$$VSmin = \frac{1}{1 - e^{-T/RC1}} \left[ R IL1 (e^{-\alpha T/RC1} - e^{(\alpha T - T)/RC1}) \right]$$

$$\Delta VS = VSmax - VSmin \quad \text{d'où}$$

$$\Delta VS = R IL1 \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/RC1}}{1 - e^{-T/RC1}} (1 - e^{-\alpha T/RC1}) \quad (2.61)$$

Si la valeur de  $RC1$  est très supérieure à  $T$  et en prenant le développement limité de  $e^x$  d'ordre 1, on trouve :

$$\Delta VS = R IL1 (1 - \alpha) \frac{\alpha T}{RC1}$$

ou, puisque  $IL1$  égale  $US/(1-\alpha)R$  :

$$\Delta VS = US \frac{\alpha T}{RC1} \quad (2.62)$$

$\Delta VS$  croît proportionnellement à  $\alpha$  et vaut  $UST/RC1$  pour  $\alpha = 1$ .

#### 1.3.2.4-Ondulation de la tension VC2

La valeur approchée de l'ondulation  $\Delta VC2$  se déduit de l'équation (2.52) ou (2.56) :

$$\text{Pour } t = \alpha T \quad VC2 = VC2_{\min} \quad \text{et} \quad VC2_{\max} = US \alpha T/RC2 + VC2_{\min}$$

$$\text{donc } \Delta VC2 = VC2_{\max} - VC2_{\min} = US \frac{\alpha T}{RC2} \quad (2.62)$$

Les variations de  $\Delta VC2$  sont aussi une fonction linéaire de  $\alpha$  et l'ondulation  $\Delta VC2$  est maximale lorsque  $\alpha = 1$  et vaut  $US T/RC2$ . Si la valeur de  $C1$  égale celle de  $C2$ , alors les ondulations  $\Delta VS$  et  $\Delta VC2$  sont identiques.

Nous avons ici détaillé la démarche et les calculs conduisant aux expressions des ondulations des courants et des tensions. Ce type de résolution est effectué sur l'ensemble des convertisseurs à l'exception du calcul de l'ondulation  $\Delta VS$  de la tension de sortie du convertisseur A2 que nous allons expliciter ci-dessous.

#### 1.3.2.5- Ondulation de la tension VS du convertisseur A2

On peut calculer l'ondulation  $\Delta VS$  de la tension VS, à partir de l'expression approchée de l'ondulation  $\Delta iL2$  du courant  $iL2$ . Si VS varie peu, il en est de même pour le courant  $iR$  dans la résistance R. Les variations du courant  $iL2$  de part et d'autre de sa valeur moyenne correspondent au courant  $iC1$  de charge et de décharge de la capacité (figure 2-53). Ce courant peut s'écrire :

$$\text{Pour } 0 < t < \alpha T \quad iC1 = \frac{\Delta iL12}{2} - \Delta iL2 \frac{t}{\alpha T}$$

$$\text{Pour } \alpha T < t < T \quad iC1 = - \frac{\Delta iL12}{2} - \Delta iL2 \frac{t - \alpha T}{T - \alpha T}$$

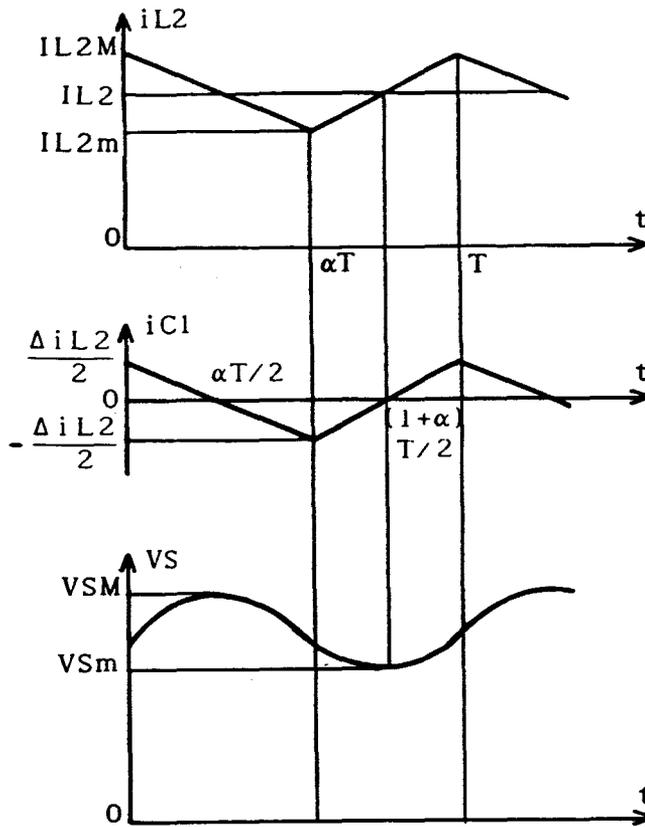


Figure 2-53

Puisque  $i_{C1}$ , égal à  $C_1 \frac{dV_S}{dt}$ , est négatif durant l'intervalle  $(\alpha T/2, (1+\alpha)T/2)$  l'amplitude des variations de  $V_S$  est donnée par :

$$\Delta V_S = V_{S\max} - V_{S\min} = - \frac{1}{C_1} \int_{\alpha T/2}^{(1+\alpha)T/2} i_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \Delta i_{L2} \frac{T}{8}$$

En remplaçant l'ondulation  $\Delta i_{L2}$  par sa valeur approchée qui est égale à :  $(U_G/L_2)(1-\alpha)\alpha T$ , nous obtenons :

$$\Delta V_S = \frac{U_G}{8 L_2 C_1} (1-\alpha)\alpha T^2 \quad (2.63)$$

Si la valeur de  $\alpha$  est fixée,  $\Delta V_S$  est inversement proportionnelle à  $L_2$ ,  $C_1$  et au carré de la fréquence  $1/T$  de hachage. Si les valeurs  $L_2$ ,  $C_1$  et  $T$  sont fixées,  $\Delta V_S$  part de zéro et passe par un maximum pour  $\alpha = 0,5$  qui vaut :

$$\Delta VS = \frac{UG T^2}{32 L2 C1}$$

Nous pouvons remarquer que les variations de  $\Delta iL2$  et de  $\Delta VS$  en fonction de  $\alpha$  suivent la même loi.

Les résultats des autres convertisseurs, y compris pour le convertisseur C, apparaissent dans le tableau ci-dessous. Dans celui-ci les termes  $Q1$ ,  $Q2$ , et  $QV$  correspondent aux expressions suivantes :

$$Q1 = \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/\tau_1}}{1 - e^{-T/\tau_1}} (1 - e^{-\alpha T/\tau_1})$$

$$Q2 = \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/\tau_2}}{1 - e^{-T/\tau_2}} (1 - e^{-\alpha T/\tau_2})$$

$$QV = \frac{1 - e^{(\alpha-1)T/RC1}}{1 - e^{-T/RC1}} (1 - e^{-\alpha T/RC1})$$

Tableau II :

	A1	A2	B
$m$ si $\alpha=0.5$	-1,5	+1,5	-2
$\Delta iL1$ approchée	$\frac{UG}{L1} \alpha \cdot T$	$\frac{UG}{L1} \alpha \cdot T$	$\frac{UG}{L1} \alpha \cdot T$
$\Delta iL1$ avec $r1$	$\frac{UG-UC2+US}{r1} Q1$	$\frac{UG+UC2}{r1} Q1$	$\frac{UG+UC2}{r1} Q1$
$\Delta iL2$ approchée	$\frac{UG}{L2} (1-\alpha) \alpha T$	$\frac{UG}{L2} (1-\alpha) \alpha T$	$\frac{UG}{L2} \frac{\alpha T}{(1-\alpha)}$
$\Delta iL2$ avec $r2$	$\frac{UG}{r2} Q2$	$\frac{UG}{r2} Q2$	$\frac{UG+UC2+US}{r2} Q2$
$\Delta VS$	$R \cdot IL1 \cdot QV$		$R \cdot IL2 \cdot QV$
$\Delta VS$ si $RC1 \gg T$	$US \cdot \frac{\alpha \cdot T}{RC1}$	$\frac{UG}{8 \cdot L2 \cdot C1} (1-\alpha) \cdot \alpha \cdot T^2$	$US \cdot \frac{\alpha \cdot T}{RC1}$
$\Delta VC2$ approchée	$US \cdot \frac{\alpha \cdot T}{RC2}$	$US \cdot \frac{\alpha \cdot T}{RC2}$	$US \cdot \frac{\alpha \cdot T}{RC2 (1-\alpha)}$

Tableau II (suite) :

	C	D1	D2	E
$\overset{m}{\Delta iL1}$ si $\alpha=0.5$	+2,5	-3	+3	+4
$\Delta iL1$ approchée	$\frac{UG}{L1} \alpha.T$	$\frac{UG}{L1} \alpha.T$	$\frac{UG}{L1} \alpha.T$	$\frac{UG}{L1} \alpha.T$
$\Delta iL1$ avec $r_1$	$\frac{US-UC2}{r_1} Q1$	$\frac{UG+UC2}{r_1} Q1$	$\frac{UG+UC2}{r_1} Q1$	$\frac{UG+UC2}{r_1} Q1$
$\Delta iL2$ approchée	$\frac{UG}{L2} (1-\alpha)\alpha T$	$\frac{UG}{L2} \frac{\alpha T}{(1-\alpha)}$	$\frac{UG}{L2} \frac{\alpha T}{(1-\alpha)}$	$\frac{UG}{L2} \frac{\alpha T}{(1-\alpha)}$
$\Delta iL2$ avec $r_2$	$\frac{UG}{r_2} Q2$	$\frac{US+UG}{r_2} Q2$	$\frac{US+UC2}{r_2} Q2$	$\frac{US}{r_2} Q2$
$\Delta VS$	R. IL1. Qv	R. IL2. Qv	R. IL2. Qv	R. IL2. Qv
$\Delta VS$ si $RC1 \gg T$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC1}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC1}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC1}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC1}$
$\Delta VC2$ approchée	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC2}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC2(1-\alpha)}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC2(1-\alpha)}$	$US \cdot \frac{\alpha.T}{RC2(1-\alpha)}$

Dans le tableau II nous constatons que les expressions approchées de l'ondulation  $\Delta iL1$  et de  $\Delta VS$  (à l'exception du convertisseur A2) sont identiques pour l'ensemble des convertisseurs. De plus, nous pouvons décomposer la famille des sept convertisseurs en deux groupes. Le premier est constitué des convertisseurs A1, A2 et C, le deuxième des convertisseurs B, D1, D2 et E. A l'intérieur de chaque groupe, les expressions approchées de  $\Delta iL2$  et de  $\Delta VC2$  sont identiques. On retrouve les deux groupes qui ont été mis en évidence dans le § 1.2.1 où les variations de  $US/UG = f(\alpha)$ , pour  $r$  différent de 0, passent par un maximum pour une valeur de  $\alpha$  sensiblement identique à l'intérieur des deux groupes.

## 2 - ETUDE EN REGIME DISCONTINU

Pour tous les montages étudiés dans le régime continu il existe deux phases de fonctionnement distinctes : pendant la phase 1 (de  $t = 0$  à  $t = \alpha T$ ) le transistor et la diode D1 conduisent et pendant la phase 2 (de  $t = \alpha T$  à  $t = T$ ) les diodes D2 et D3 sont passantes. La commutation des diodes est donc imposée par le changement d'état du transistor.

Par contre, en régime discontinu, les commutations des diodes ne sont pas forcément synchrones avec le changement d'état du transistor. Dans un convertisseur élémentaire (à 2 interrupteurs), le régime discontinu du courant dans l'inductance apparaît lorsque le courant dans la diode devient nul avant la commande de fermeture du transistor. Dans les nouvelles structures étudiées ici, le régime discontinu du courant dans les inductances doit être associé à chaque diode avec le critère suivant: le régime de fonctionnement d'un convertisseur est discontinu si la commutation d'une diode n'est pas synchrone avec celle du transistor.

Dans cette partie, l'ondulation des courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  est prise en compte, par contre, nous considérerons que l'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs est faible et donc négligeable.

Cette étude analyse le fonctionnement à faible charge [14] afin de déterminer la valeur de  $R$  pour laquelle on obtient le régime discontinu et les nouvelles expressions des tensions et des courants. Nous retrouvons ici les deux familles précédentes de convertisseurs. Elles se distinguent par le fait que les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  deviennent discontinus pour le même instant dans la première famille de convertisseurs (A1, A2 et C) à condition que les valeurs de  $L1$  et  $L2$  soient égales. Par contre, pour la deuxième famille (B, D1, D2 et E), seul le courant  $i_{L2}$  possède un régime discontinu alors que  $i_{L1}$  demeure toujours positif. Pour la première famille nous étudierons en détail le régime discontinu pour les convertisseurs C et A2 et nous établirons un tableau récapitulatif, pour la deuxième famille le convertisseur B sera étudié en détail et les résultats des autres

convertisseurs apparaitront dans un autre tableau récapitulatif.

## 2.1 - CONVERTISSEURS DE LA PREMIERE FAMILLE

### 2.1.1 - CONVERTISSEUR C

- Pour le courant  $i_{L1}$  :

En négligeant la résistance  $r_1$  de l'inductance  $L_1$ , le courant  $i_{L1}$  est constamment positif si :

$$I_{L1} \geq \frac{\Delta i_{L1}}{2}$$

$$\text{Avec } I_{L1} = U_G \frac{1+\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2 R} \quad (\text{Equation 2.1})$$

$$\text{et } \Delta i_{L1} = \frac{U_G}{L_1} \alpha T \quad (\text{Equation 2.57})$$

l'inégalité peut s'écrire :

$$R \leq 2L_1 \frac{1+\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2 \alpha T} \quad (2.64)$$

Lorsque la résistance de charge  $R$  est supérieure à cette limite, le courant  $i_{L1}$  devient intermittent.

- Pour le courant  $i_{L2}$  :

En négligeant  $r_2$ , pour que le courant  $i_{L2}$  soit constamment positif, il faut :

$$I_{L2} \geq \frac{\Delta i_{L2}}{2}$$

$$\text{Avec } I_{L2} = U_G \frac{1+\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha) R} \quad (\text{Equations 2.1})$$

$$\text{Et } \Delta i_{L2} = \frac{U_G}{L_2} (1-\alpha) \alpha T \quad (\text{Equation 2.59})$$

l'inégalité devient :

$$R \leq 2 L_2 \frac{1+\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2 \alpha T} \quad (2.65)$$

La limite du régime discontinu survient pour la même valeur de  $R$  si les inductances  $L1$  et  $L2$  sont identiques. Lorsque la résistance  $R$  est supérieure à cette limite, les courants  $iL1$  et  $iL2$  deviennent intermittents. Ils croissent de  $t = 0$  à  $t = \alpha T$ , décroissent de  $t = \alpha T$  à  $t = \beta T$  et restent nuls de  $t = \beta T$  à  $t = T$  comme nous le montrent les formes d'ondes de la figure 2-54a. Les résultats de simulation (figure 2-54b) correspondent bien aux formes d'ondes indiquées à la figure 2-54a.

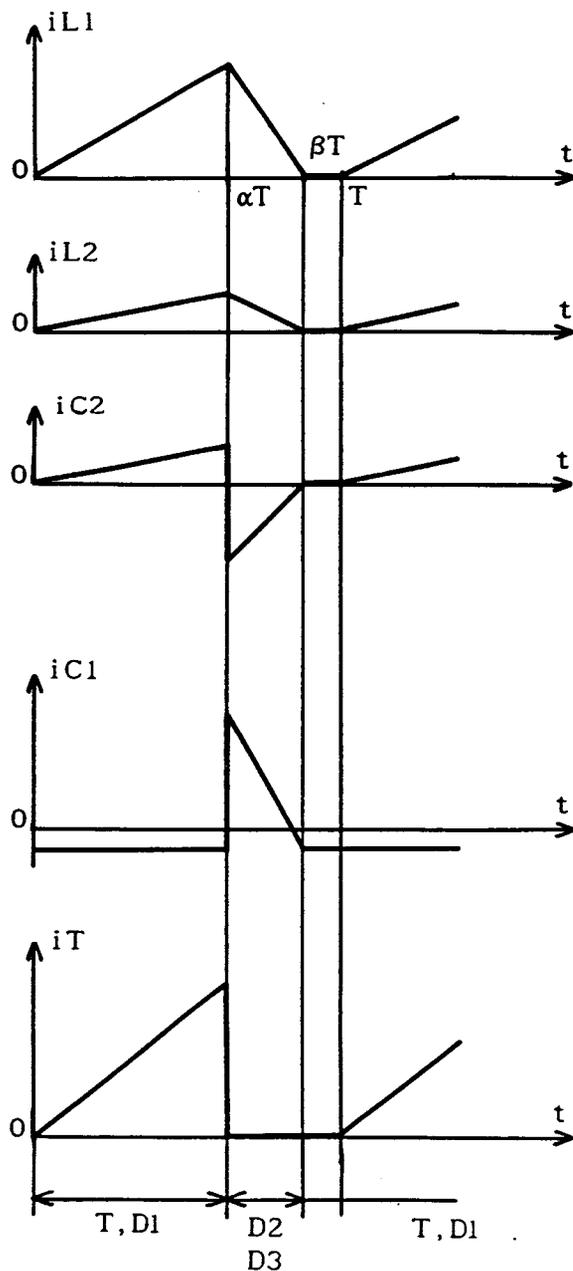
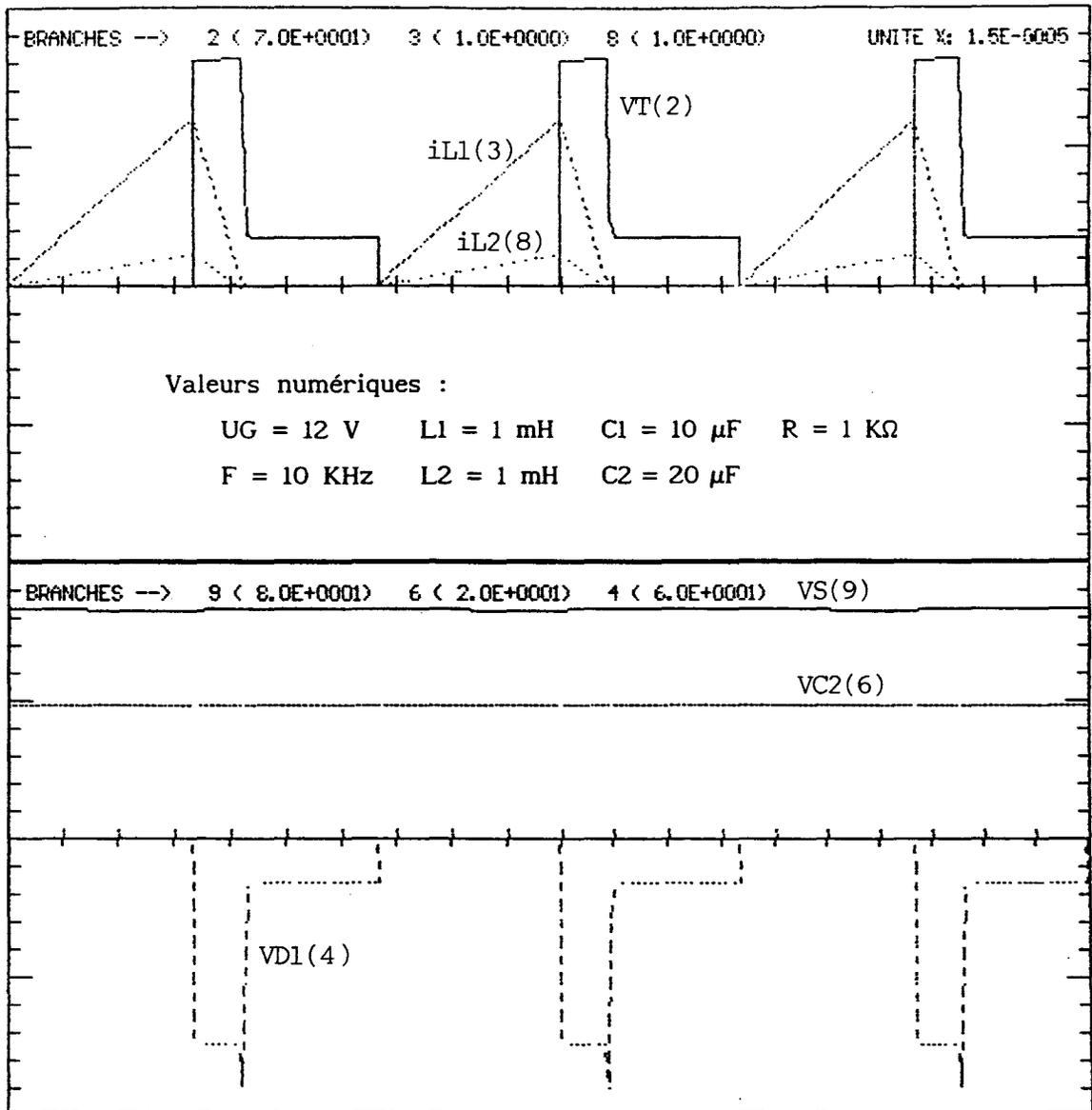


Figure 2-54a



Temps  
0,3ms

Figure 2-54b

Si les résistances internes  $r_1$  et  $r_2$  sont négligées, nous pouvons écrire :

- Pour  $0 < t < \alpha T$

$$L1 \frac{diL1}{dt} = UG \longrightarrow iL1 = \frac{UG}{L1} t$$

$$L2 \frac{diL2}{dt} = UG - UC2 \longrightarrow iL2 = \frac{UG - UC2}{L2} t$$

- Pour  $\alpha T < t < \beta T$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_G + UC_2 - U_S$$

$$\longrightarrow i_{L1} = \frac{U_G + UC_2 - U_S}{L_1} (t - \alpha T) + i_{L1}(\alpha T)$$

- Pour  $t = \alpha T$

$$i_{L1}(\alpha T) = \frac{U_G}{L_1} \alpha T \quad \longrightarrow \quad i_{L1} = \frac{U_G + UC_2 - U_S}{L_1} (t - \alpha T) + \frac{U_G}{L_1} \alpha T$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = - UC_2 \quad \longrightarrow \quad i_{L2} = - \frac{UC_2}{L_2} (t - \alpha T) + i_{L2}(\alpha T)$$

avec :

$$i_{L2}(\alpha T) = \frac{U_G - UC_2}{L_2} \alpha T \quad \longrightarrow \quad i_{L2} = - \frac{UC_2}{L_2} t + \frac{U_G}{L_2} \alpha T$$

- Pour  $\beta T < t < T$   $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  sont nuls

- Si  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  s'annulent pour  $t = \beta T$ , on obtient :

$$\beta U_G + (\beta - \alpha) UC_2 - (\beta - \alpha) U_S = 0$$

$$\beta UC_2 = \alpha U_G$$

Ces deux équations permettent d'écrire :

$$UC_2 = \frac{\alpha}{\beta} U_G \quad (2.66)$$

$$\frac{U_S}{U_G} = \frac{\beta^2 + \alpha (\beta - \alpha)}{\beta (\beta - \alpha)} \quad (2.67)$$

La valeur de  $\beta$  est liée au courant IS par la relation :

$$C_1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = i_{L1}$$

En passant aux valeurs moyennes, l'équation devient :

$$C_1 \left( \frac{dVS}{dt} \right)_{\text{moy}} + IS = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} i_{L1} dt$$

La valeur moyenne de  $\frac{dVS}{dt}$  est nulle en régime établi, donc

$$IS = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} \left[ \frac{U_G}{L_1} \alpha T + \frac{U_G + UC_2 - U_S}{L_1} (t - \alpha T) \right] dt$$

Après résolution, IS a pour valeur :

$$IS = \frac{UG \alpha T}{2L1} (\beta - \alpha) \quad (2.68)$$

Si on élimine  $\beta$  entre les relations (2.67) et (2.68), on obtient

$$\frac{US}{UG} = 1 + \alpha^2 \frac{\left( 4 \frac{L1IS}{UG T} + \alpha^2 \right)}{2 \frac{L1IS}{UG T} \left( 2 \frac{L1IS}{UG T} + \alpha^2 \right)} \quad (2.69)$$

Cette relation permet de tracer (figure 2-55), dans le système d'axes  $(L1IS)/(UG.T)$ ,  $US/UG$ , les courbes montrant comment, à  $\alpha$  donné, le rapport  $US/UG$  augmente quand le courant débité diminue. Nous voyons aussi apparaître la coupure entre le régime continu (partie linéaire) et le régime discontinu. Cette courbe limite est obtenue lorsque  $IL1 = \Delta iL1/2$ , ce qui s'écrit par :

$$\frac{RT}{2L1} = \frac{US T}{IS 2 L1} = \frac{1 + \alpha - \alpha^2}{\alpha (1-\alpha)^2}$$

Ou puisque  $\frac{US}{UG} = \frac{1 + \alpha - \alpha^2}{1 - \alpha}$  on peut écrire

$$\frac{L1_{limite} IS}{UG T} = \frac{\alpha (1-\alpha)}{2} \quad (2.70)$$

Ainsi, pour un  $\alpha$  donné, on obtient la valeur du rapport  $m$  en conduction continue puis directement pour la limite de conduction continu la quantité  $L1_{limite} IS / UG T$ .

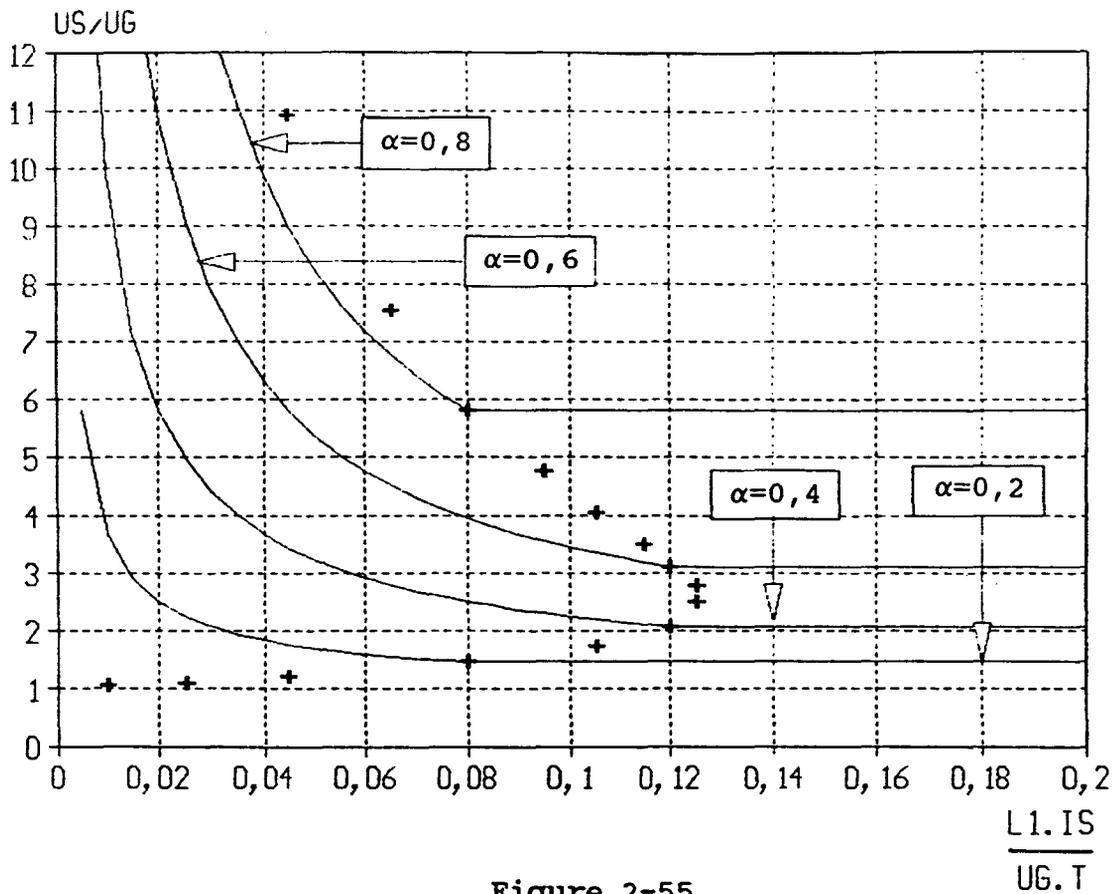
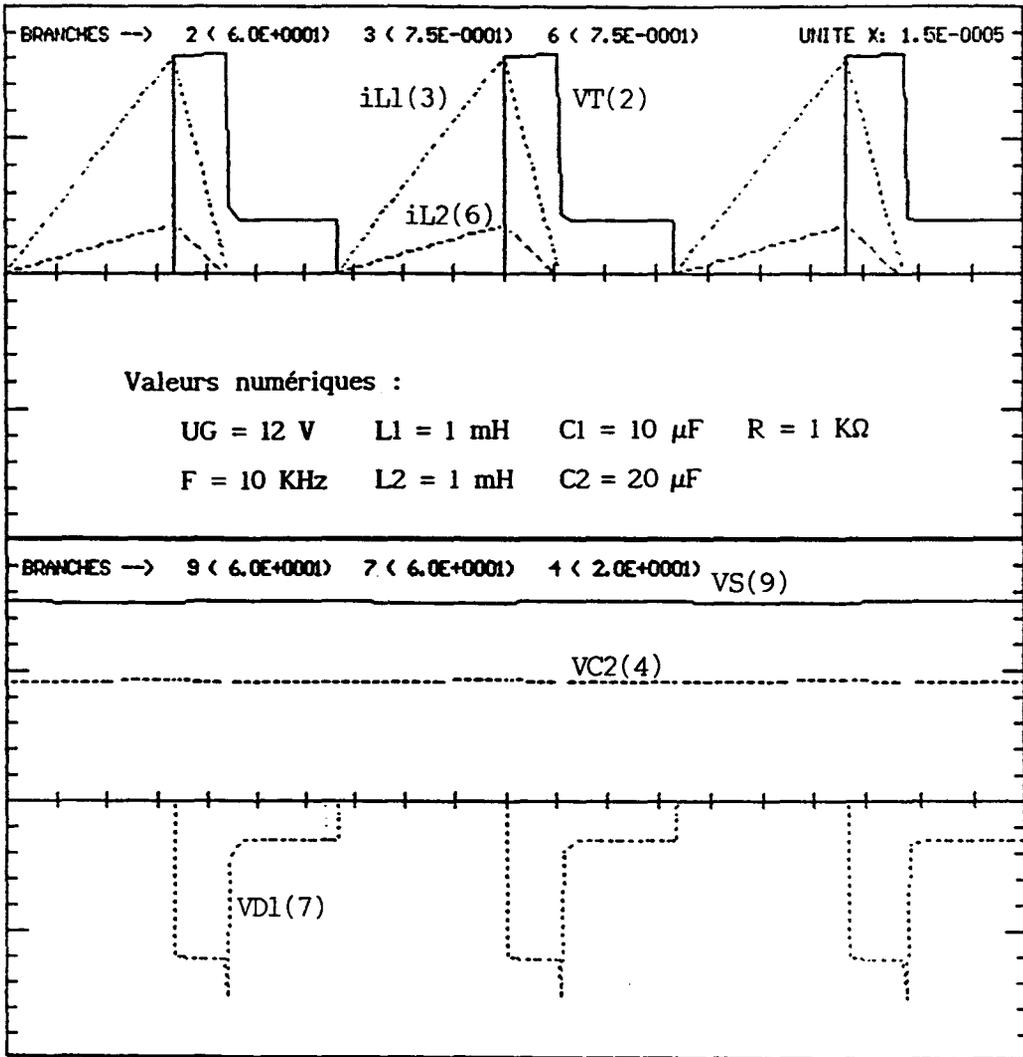


Figure 2-55

### 2.1.2 Convertisseur A1

Les résultats de simulation, en régime discontinu, sont donnés à la figure 2-56. Les relations caractérisant ce régime apparaissent dans le tableau III. Les caractéristiques de  $US/UG = f(L1.IS/UG.T)$  sont tracées sur la figure 2-57. Ici aussi, l'expression du rapport  $L1_{limite} IS/UG.T$  est égale à celle donnée par la relation (2.70).

# Convertisseur A1



Temps  
0,3ms

Figure 2-56

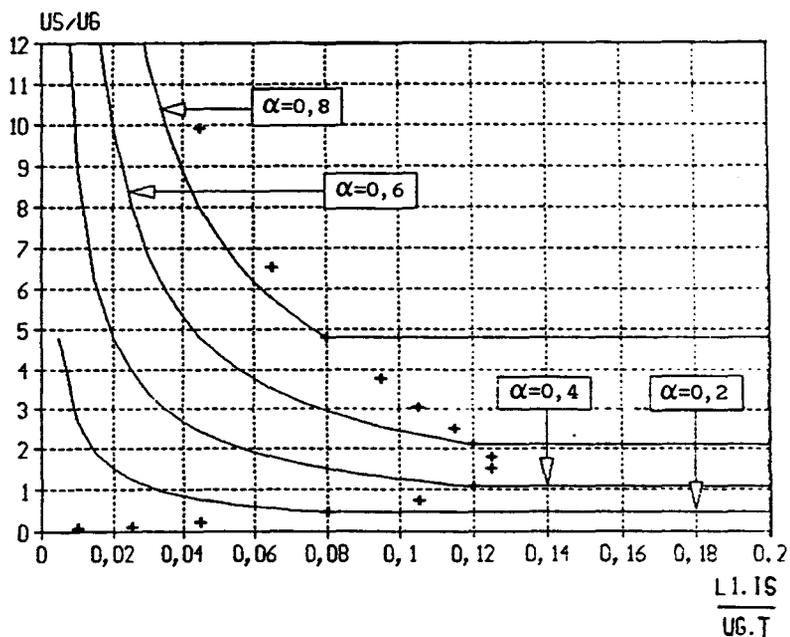


Figure 2-57

### 2.1.3 Convertisseur A2

Dans ce convertisseur seulement, la condition limite de discontinuité du courant  $i_{D2}$  de la diode D2 ne correspond pas directement à celle du courant dans une inductance [15]. Seul le courant  $i_{D3}$  s'annule en même temps que le courant  $i_{L1}$  :

#### 2.1.3.1 - Etude du régime discontinu pour les courants dans les inductances

-Pour le courant  $i_{L1}$  :

En négligeant  $r_1$ , pour que le courant  $i_{L1}$  soit constamment positif, il faut :

$$I_{L1} \geq \frac{\Delta i_{L1}}{2}$$

$$\text{Avec } I_{L1} = U_G \frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1-\alpha)^2 R} \quad (\text{Tableau I}) \quad \text{et}$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_G}{2L1} \alpha T \quad (\text{Tableau II}), \text{ on obtient}$$

$$R \leq \frac{2L1 (1 - \alpha + \alpha^2)}{(1-\alpha)^2 \alpha T} \quad (2.71)$$

- Pour le courant  $i_{L2}$

En négligeant  $r_1$ , pour que le courant  $i_{L2}$  soit constamment positif, il faut :

$$I_{L2} \geq \frac{\Delta i_{L2}}{2}$$

$$\text{Avec } I_{L2} = U_G \frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1-\alpha) R} \quad (\text{Tableau I}) \quad \text{et}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{U_G}{2L2} \alpha T \quad (\text{Tableau II}), \text{ on déduit :}$$

$$R \leq \frac{2L2 (1 - \alpha + \alpha^2)}{(1-\alpha)^2 \alpha T} \quad (2.71')$$

La limite de conduction continue pour les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  est atteinte pour la même valeur de la résistance de charge R si les inductances L1 et L2 sont identiques.

Les formes d'ondes caractérisant le régime discontinu sont données à la figure 2-58a. Sur celles-ci, on remarque que le courant  $i_{L2}$  est nul de  $t = 0$  à  $t = \alpha T$ , puis croissant de  $t = \alpha T$  à  $\beta_1 T$  et décroissant de  $t = \beta_1 T$  à  $t = \beta_2 T$ , sur cette phase de fonctionnement ( $t = \alpha T$  à  $t = \beta_2 T$ ) le courant  $i_{C2}$  est égal à  $(i_{L1} - i_{L2})$ . Les formes d'ondes obtenues par simulation (figure 2.58b) correspondent bien à celles indiquées à la figure 2.58a.

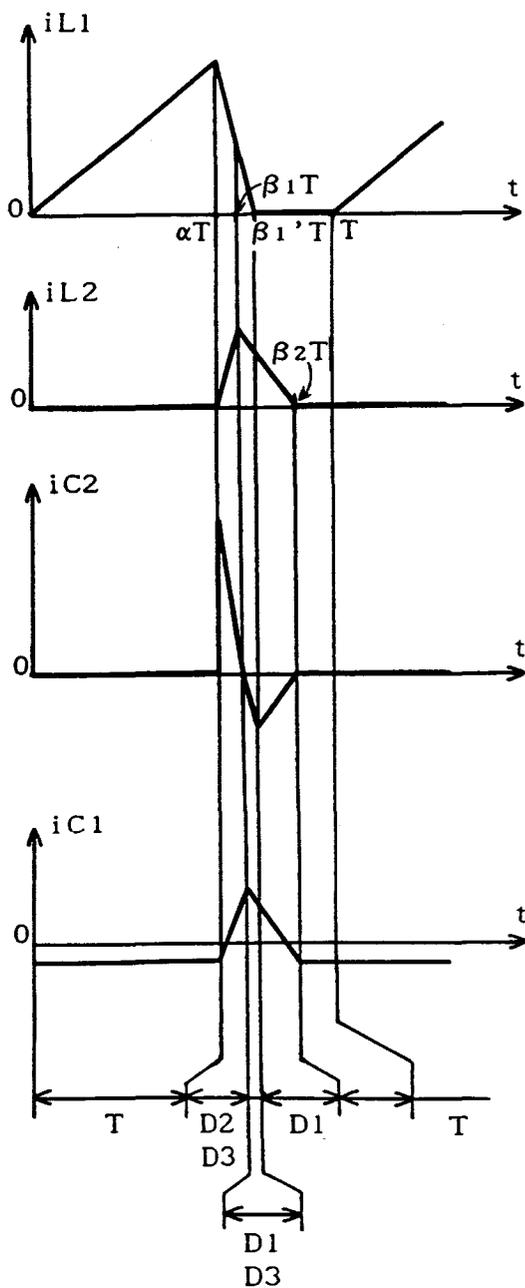
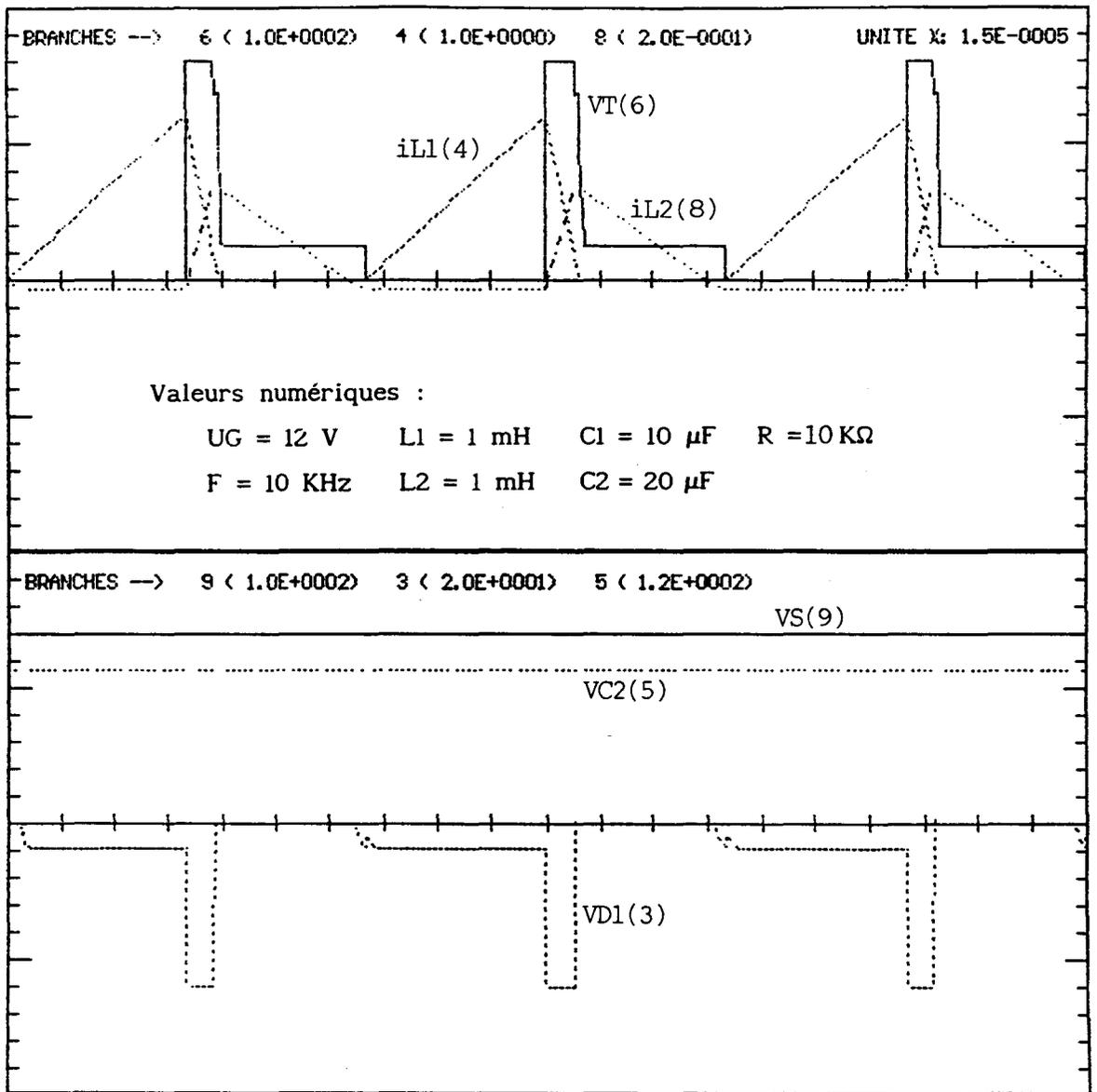


Figure 2-58a



Temps  
0, 3ms

Figure 2-58b

- pour  $0 < t < \alpha T$

$$L1 \frac{diL1}{dt} = U_g \quad \longrightarrow \quad iL1 = - \frac{U_g}{L1} t$$

$$iL2 = 0$$

- pour  $\alpha T < t < \beta_1 T$

$$L1 \frac{diL1}{dt} = -UC2 \quad \longrightarrow \quad iL1 = - \frac{UC2}{L1} (t - \alpha T) + \frac{U_g}{L1} \alpha T$$

$$L2 \frac{diL2}{dt} = U_g + UC2 - US \quad \longrightarrow \quad iL2 = \frac{U_g + UC2 - US}{L2} (t - \alpha T)$$

- pour  $\beta_1 T < t < \beta_1' T$

$$L_1 \frac{diL_1}{dt} = UG - UC_2$$

$$\longrightarrow iL_1 = \frac{UG - UC_2}{L_1} (t - \beta_1 T) - \frac{UC_2}{L_1} (t - \alpha T) + \frac{UG}{L_1} \alpha T$$

à  $t = \beta_1' T$   $iL_1 = 0$ , on déduit ainsi :

$$UC_2 = UG \frac{\beta_1' - 2\beta_1 - \alpha}{\beta_1' - \beta_1 + \alpha} \quad (2.72)$$

- pour  $\beta_1 T < t < \beta_2 T$

$$L_2 \frac{diL_2}{dt} = UC_2 - US$$

$$\longrightarrow iL_2 = \frac{UC_2 - US}{L_2} (t - \beta_1 T) + \frac{UG + UC_2 - US}{L_2} (\beta_1 - \alpha) T$$

à  $t = \beta_2 T$   $iL_2 = 0$ , on déduit alors :

$$US = UG (\beta_2 - \alpha) \frac{(\beta_2 - \alpha)(\beta_1' - 2\beta_1 - \alpha) + (\beta_1 - \alpha)(\beta_1' - \beta_1 + \alpha)}{\beta_1' - \beta_1 + \alpha} \quad (2.73)$$

Sur la figure 2-59 apparaît seulement la limite entre les deux régimes, qui est toujours donnée par l'expression (2.70) en ce qui concerne le rapport  $L_{limite} IS / UG T$ , l'expression du rapport  $US / UG$  se trouve dans le tableau I.

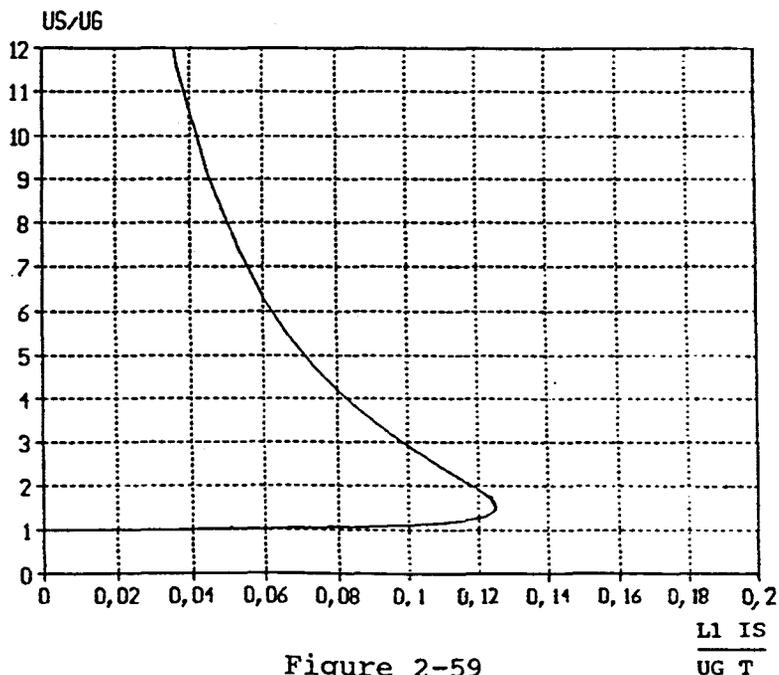


Figure 2-59

2.1.3.2-Etude du régime discontinu pour les courants dans les diodes.

La limite de conduction continue pour le courant dans la diode D2 est donnée par :

$$i_{D2} = i_{L1} - i_{L2}$$

Pour  $t = \alpha T$  à  $t = T$   $i_{L1}$  décroît et  $i_{L2}$  croît, il faut donc que les deux inégalités suivantes soit vérifiées :

$$\text{à } t = \alpha T \quad i_{L1\max} > i_{L2\min} \longrightarrow I_{L1} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} > I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2}$$

$$\text{à } t = T \quad i_{L1\min} > i_{L2\max} \longrightarrow I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} > I_{L2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2}$$

D'après les équations du tableau I donnant les valeurs moyennes respectivement de  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$  et des équations donnant l'ondulation de  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  du tableau II, les deux inégalités deviennent :

$$\frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1-\alpha)^2} > -\frac{1}{K1} - \frac{1 - \alpha}{K2} \quad \text{avec } K1 = \frac{2L1}{RT} \text{ et } K2 = \frac{2L2}{RT}$$

$$\frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1-\alpha)^2} > \frac{1}{K1} + \frac{1 - \alpha}{K2}$$

La limite de conduction continue dans la diode D2 s'écrit :

$$\frac{1 - \alpha + \alpha^2}{(1-\alpha)^2} > \left| \frac{1}{K1} + \frac{1 - \alpha}{K2} \right| \quad (2.74)$$

La limite de conduction continue du courant  $i_{L1}$  dans la diode D3 est donnée par :

$$I_{D3} = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} > 0$$

Après résolution, on a la relation suivante :

$$K1 > \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{1 - \alpha + \alpha^2} \quad (2.75)$$

Le tableau III résume les conditions pour que les convertisseurs de la première famille fonctionnent en régime continu et les nouvelles expressions des tensions et des courants pour le régime discontinu. Les constantes figurant dans ce tableau sont les suivantes :

$$X1 = \frac{UG T}{2 L1} \quad \text{et} \quad Y1 = \frac{L1 IS}{UG T}$$

Tableau III :

	A1	A2	C
$R \leq$ IL1	$\frac{2L1}{T} \frac{2-\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L1}{T} \frac{1-\alpha+\alpha^2}{\alpha(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L1}{T} \frac{1+\alpha-\alpha^2}{\alpha(1-\alpha)^2}$
$R \leq$ IL2	$\frac{2L2}{T} \frac{2-\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L2}{T} \frac{1-\alpha+\alpha^2}{\alpha(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L2}{T} \frac{1+\alpha-\alpha^2}{\alpha(1-\alpha)^2}$
$\frac{UC2}{UG}$	$\frac{\alpha}{\beta}$	$\frac{\beta_1 - 2\beta_1 - \alpha}{\beta_1 - \beta_1 + \alpha}$	$\frac{\alpha}{\beta}$
$\frac{US}{UG}$	$\frac{\alpha(2\beta-\alpha)}{\beta(\beta-\alpha)}$	Eq 2.73	$\frac{\beta^2 + \alpha(\beta-\alpha)}{\beta(\beta-\alpha)}$
Is	$X1 \cdot \alpha(\beta-\alpha)$		$X1 \cdot \alpha(\beta-\alpha)$
$\frac{US}{UG}$	$\frac{\alpha^2(4Y1+\alpha^2)}{2Y1(2Y1+\alpha^2)}$		$1 + \alpha^2 \frac{(4Y1+\alpha^2)}{2Y1(2Y1+\alpha^2)}$

## 2.2 - CONVERTISSEURS DE LA DEUXIEME FAMILLE

### 2.2.1- CONVERTISSEUR B

Les calculs effectués sur les structures de cette famille et les résultats de simulation montrent que la discontinuité du courant iL2 apparait bien avant celle de iL1. On étudiera uniquement le cas où seul iL2 est discontinu.

Pour que le courant iL2 soit constamment positif, il faut :

$$IL2 \geq \frac{\Delta iL2}{2}$$

$$\text{Avec } IL2 = \frac{\alpha UG}{R(1-\alpha)^3} \quad (\text{tableau I}) \quad \text{et} \quad \Delta iL2 = \frac{UG}{L2} \frac{\alpha T}{1-\alpha} \quad (\text{tableau II})$$

on obtient :

$$R \leq \frac{2 L2}{(1-\alpha)^2 T} \quad (2.76)$$

Dans ce type de convertisseur, même si les inductances  $L1$  et  $L2$  sont identiques, le courant  $iL2$  est discontinu si  $R$  est supérieur à la limite donnée par l'inéquation (2.76) alors que  $iL1$  demeure toujours positif (figure 2.60a). La figure 2.60b correspond aux formes d'ondes issues de la simulation.

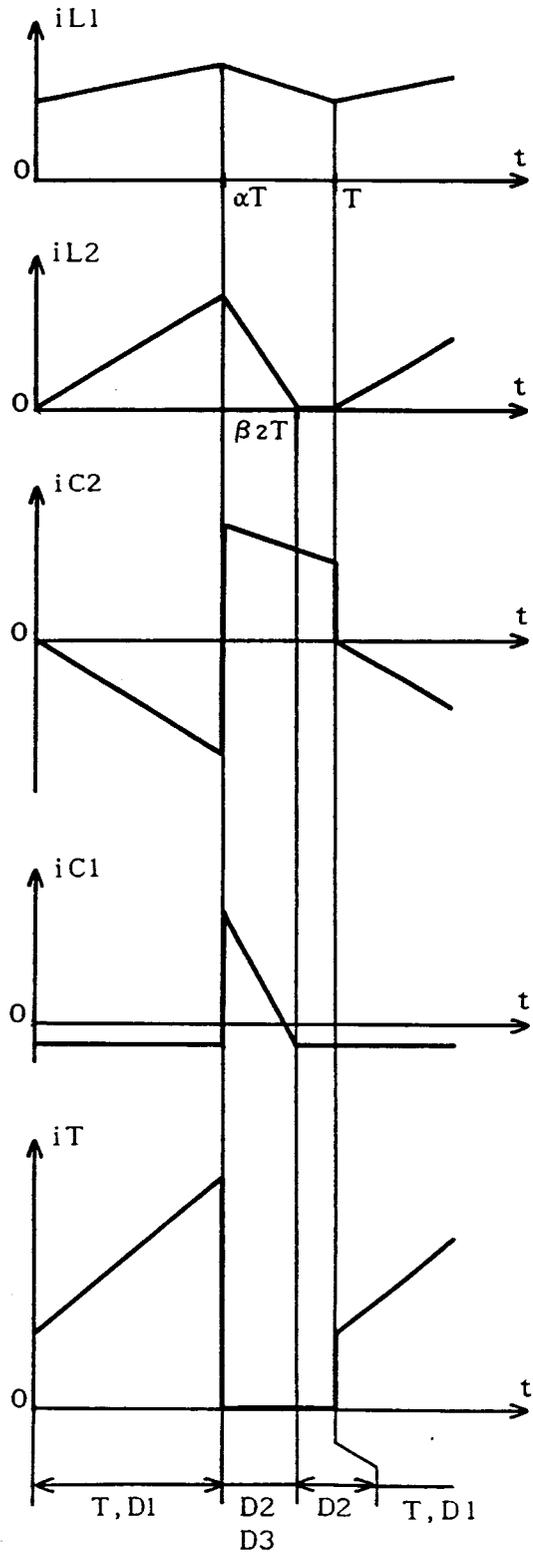


Figure 2-60a

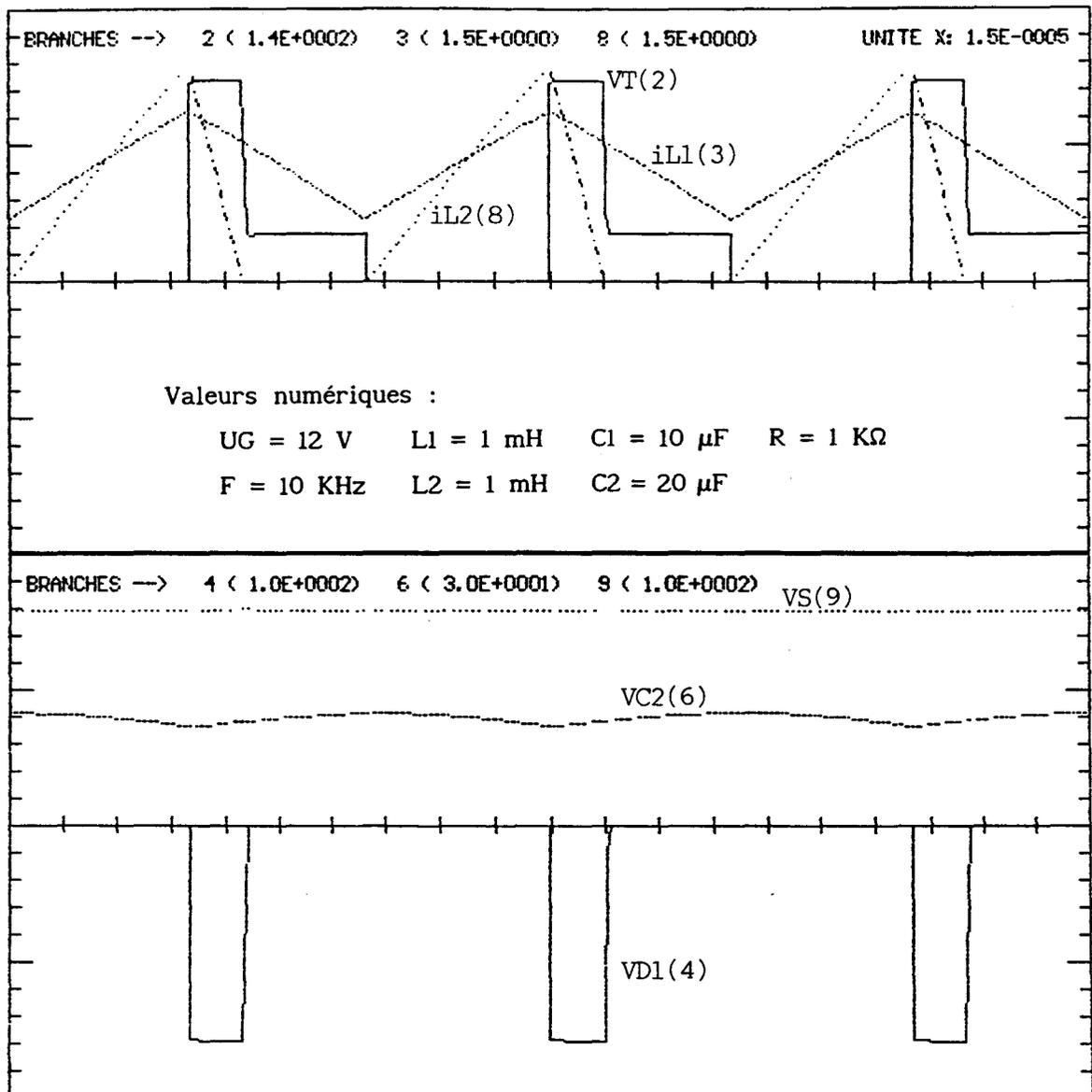


Figure 2-60b

2.2.1.1-Equations en régime discontinu

\* Pour  $0 < t < \alpha T$

$$i_{L1} = \frac{U_G}{L_1} t + I_{L1min} \quad \text{et} \quad i_{L2} = \frac{U_G + UC_2}{L_2} t$$

\* Pour  $\alpha T < t < \beta_2 T$

$$i_{L2} = - \frac{US}{L_2} (t - \alpha T) + i_{L2}(\alpha T)$$

$$\text{d'où } i_{L2} = - \frac{US}{L_2} t + \frac{U_G + UC_2 + US}{L_2} \alpha T$$

\* Pour  $\alpha T < t < T$

$$i_{L1} = - \frac{UC2}{L1} (t - \alpha T) + i_{L1max}$$

\* Pour  $\beta_2 T$  le courant  $i_{L2}$  est nul et  $i_{L1}$  positif, on peut alors calculer les expressions de UC2 et de US :

$$UC2 = \frac{\alpha UG}{1 - \alpha} \quad (2.77)$$

et 
$$\frac{US}{UG} = \frac{\alpha}{(\beta_2 - \alpha)(1 - \alpha)} \quad (2.78)$$

La valeur de  $\beta_2$  est liée au courant IS par :

$$C1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R} = i_{L2}, \text{ en passant aux valeurs moyennes, il vient:}$$

$$IS = \frac{UG T}{2 L2} \frac{\alpha(\beta_2 - \alpha)}{1 - \alpha} \quad (2.79)$$

Si on élimine  $\beta_2$  entre la relation (2.78) et (2.79), il résulte :

$$\frac{US}{UG} = \frac{\alpha^2}{\frac{2 L2 IS}{UG T} (1 - \alpha)^2} \quad (2.80)$$

Pour obtenir la courbe limite entre le régime continu et discontinu il faut :

$$i_{L2} = \frac{\Delta i_{L2}}{2}, \text{ ce qui se traduit par}$$

$$\frac{R T}{2 L2} = \frac{US T}{IS 2 L2} = \frac{1}{(1 - \alpha)^2}$$

En prenant  $m = \frac{US}{UG} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)^2}$ , on peut écrire la valeur limite

$$\frac{L2_{limite} IS}{UG T} = \frac{\alpha}{2} \quad (2.81)$$

Pour un  $\alpha$  donné, la valeur du rapport  $m$  et de la quantité  $L2_{limite} IS/UG T$  est calculable. De plus, l'expression (2.81) est valable pour l'ensemble des convertisseurs de la deuxième famille. Donc, pour un  $\alpha$  donné la quantité  $L2_{limite} IS/UG T$  est

identique pour tous les convertisseurs de cette deuxième famille, seul le rapport  $m$  est différent.

La figure 2-61 donne l'évolution du rapport  $US/UG$  en fonction de  $L2 IS/UG T$ . Sur celle-ci nous constatons, à  $\alpha$  donné, la très forte augmentation de  $US/UG$  lorsque le courant de sortie diminue. Pour les valeurs de  $\alpha = 0,6$  ou  $\alpha = 0,7$  le régime discontinu apparaît plus vite car celles-ci correspondent aux valeurs maximales de  $US/UG$  pour les convertisseurs de la deuxième famille. La coupure correspondant à la limite entre les deux régimes apparaît sur le tracé.

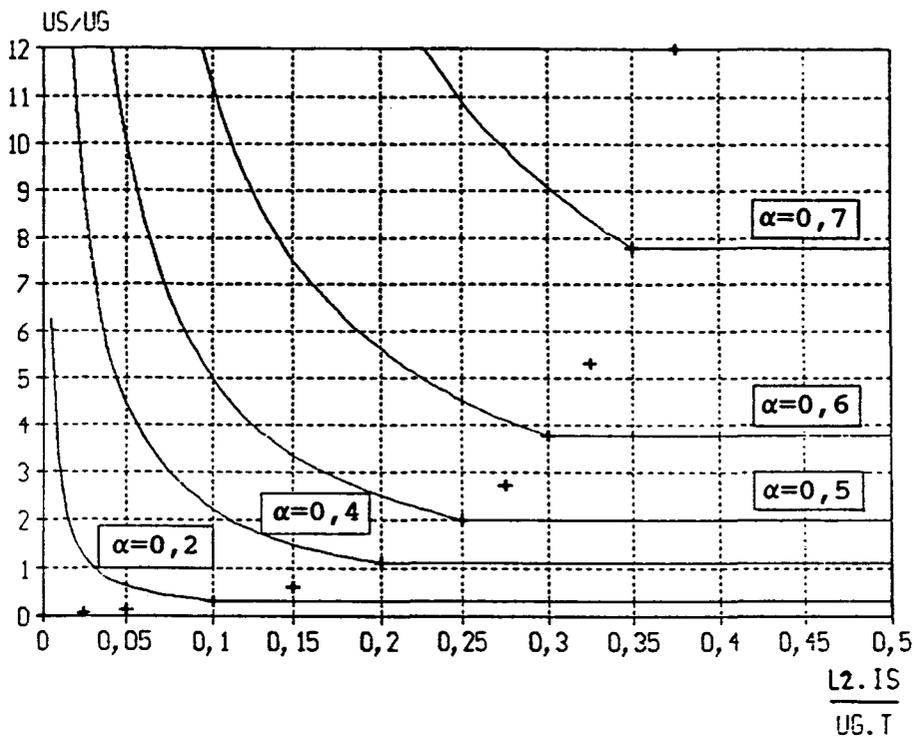


Figure 2-61

Dans le tableau IV est mentionné l'ensemble des résultats correspondants aux convertisseurs de cette deuxième famille. Les constantes figurant dans ce tableau sont les suivantes :

$$X2 = \frac{UG T}{2 L2} \quad \text{et} \quad Y2 = \frac{L2 IS}{UG T}$$

Tableau IV :

	B	D1	D2	E
$R \leq$ IL2	$\frac{2L2}{T} \frac{1}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L2}{T} \frac{(2-\alpha)}{\alpha(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L2}{T} \frac{1-\alpha+\alpha^2}{\alpha(1-\alpha)^2}$	$\frac{2L2}{T} \frac{1}{\alpha(1-\alpha)^2}$
$\frac{UC2}{UG}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$\frac{US}{UG}$	$\frac{\alpha}{(\beta_2-\alpha)(1-\alpha)}$	$\frac{\alpha(\beta_2+1-\alpha)}{(\beta_2-\alpha)(1-\alpha)}$	$\frac{\beta_2-\alpha\beta_2+\alpha^2}{(\beta_2-\alpha)(1-\alpha)}$	$\frac{\beta_2}{(\beta_2-\alpha)(1-\alpha)}$
IS	$X2 \frac{\alpha(\beta_2-\alpha)}{(1-\alpha)}$	$X2 \frac{\alpha(\beta_2-\alpha)}{(1-\alpha)}$	$X2 \frac{\alpha(\beta_2-\alpha)}{(1-\alpha)}$	$X2 \frac{\alpha(\beta_2-\alpha)}{(1-\alpha)}$
$\frac{US}{UG}$	$\frac{\alpha^2}{2Y2(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{\alpha^2}{2Y2(1-\alpha)^2}$	$1 + \frac{\alpha^2}{2Y2(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{1-\alpha} + \frac{\alpha^2}{2Y2(1-\alpha)^2}$

2.2.2- CONVERTISSEUR D1

Les caractéristiques de  $US/UG = f(L2 IS/UG T)$  sont tracées sur la figure 2-62. Les résultats de simulation en régime discontinu sont donnés à la figure 2-63.

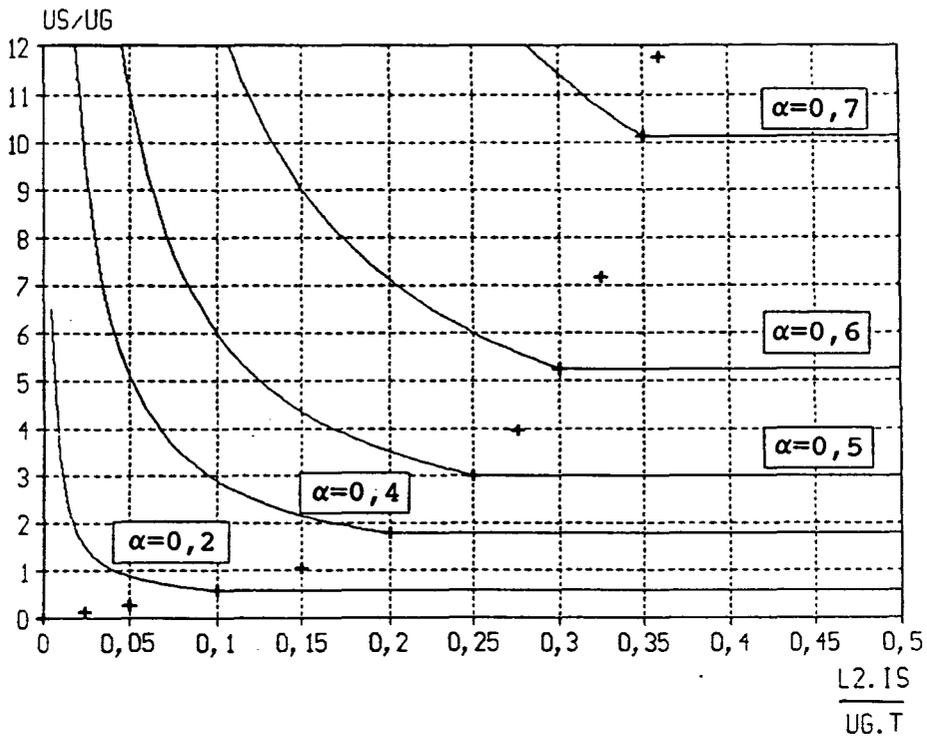


Figure 2-62

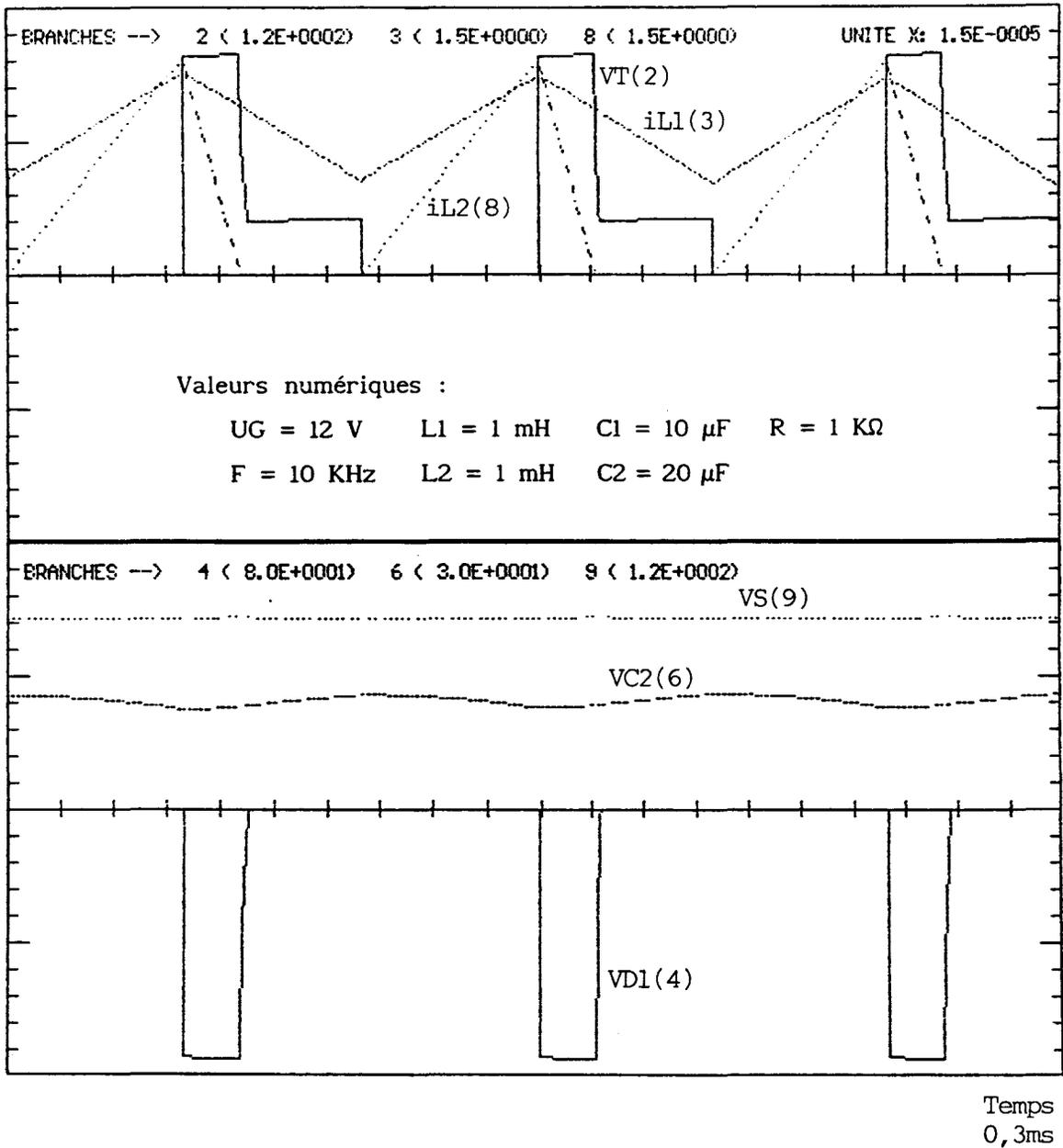


Figure 2-63

### 2.2.3- CONVERTISSEUR D2

Les caractéristiques de  $US/UG = f(L2 IS/UG T)$  sont tracées sur la figure 2-64. Les résultats de simulation en régime discontinu sont donnés à la figure 2-65.

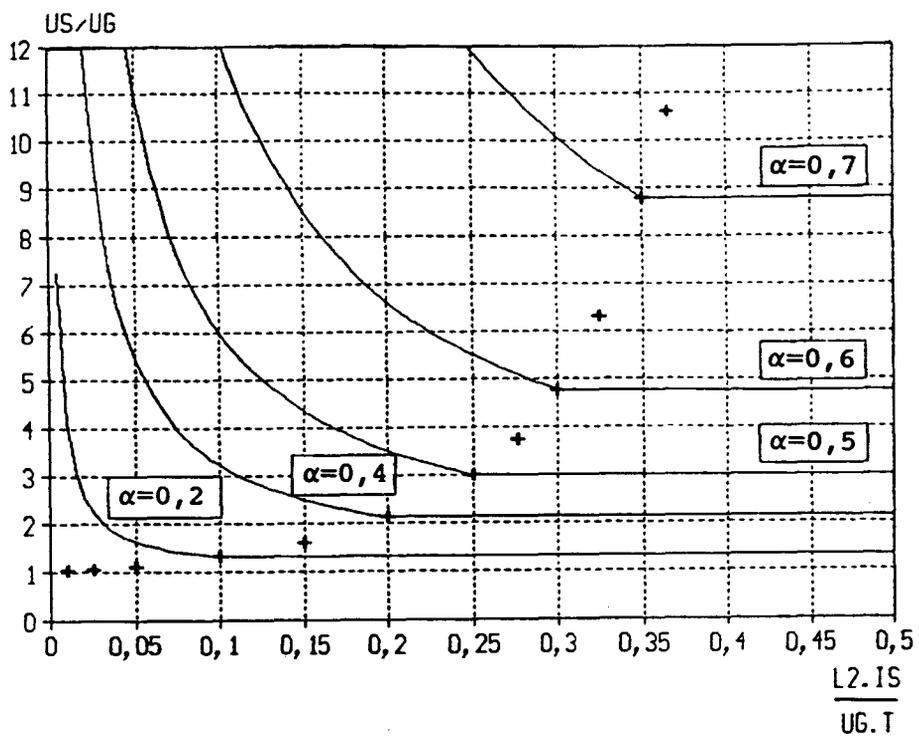


Figure 2-64

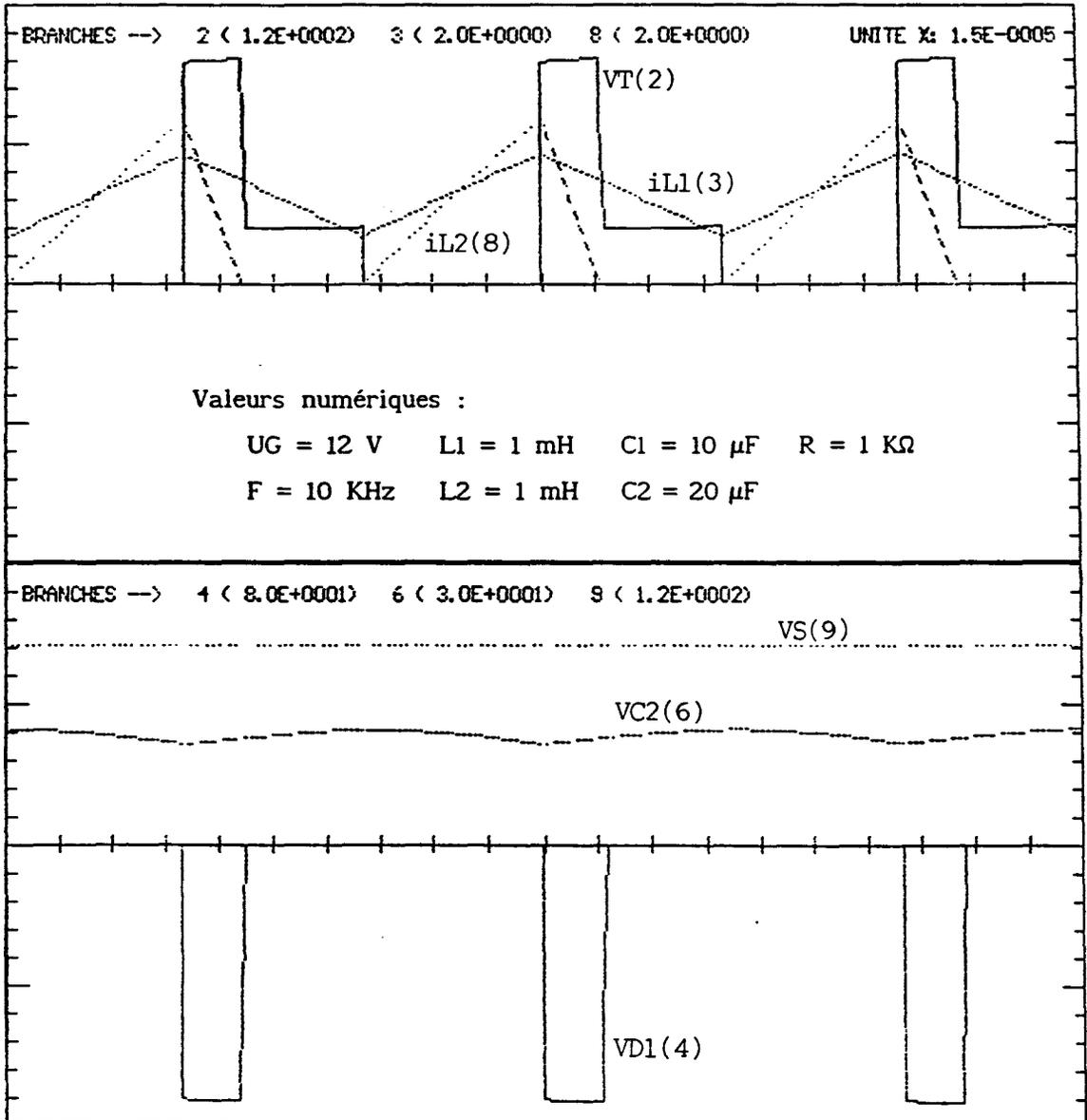


Figure 2-65

Temps  
0,3ms

### 2.2.4- CONVERTISSEUR E

Les résultats de simulation en régime discontinu sont donnés à la figure 2-66. Les caractéristiques de  $U_S/U_G = f(L_2 I_S/U_G T)$  sont tracées sur la figure 2-67.

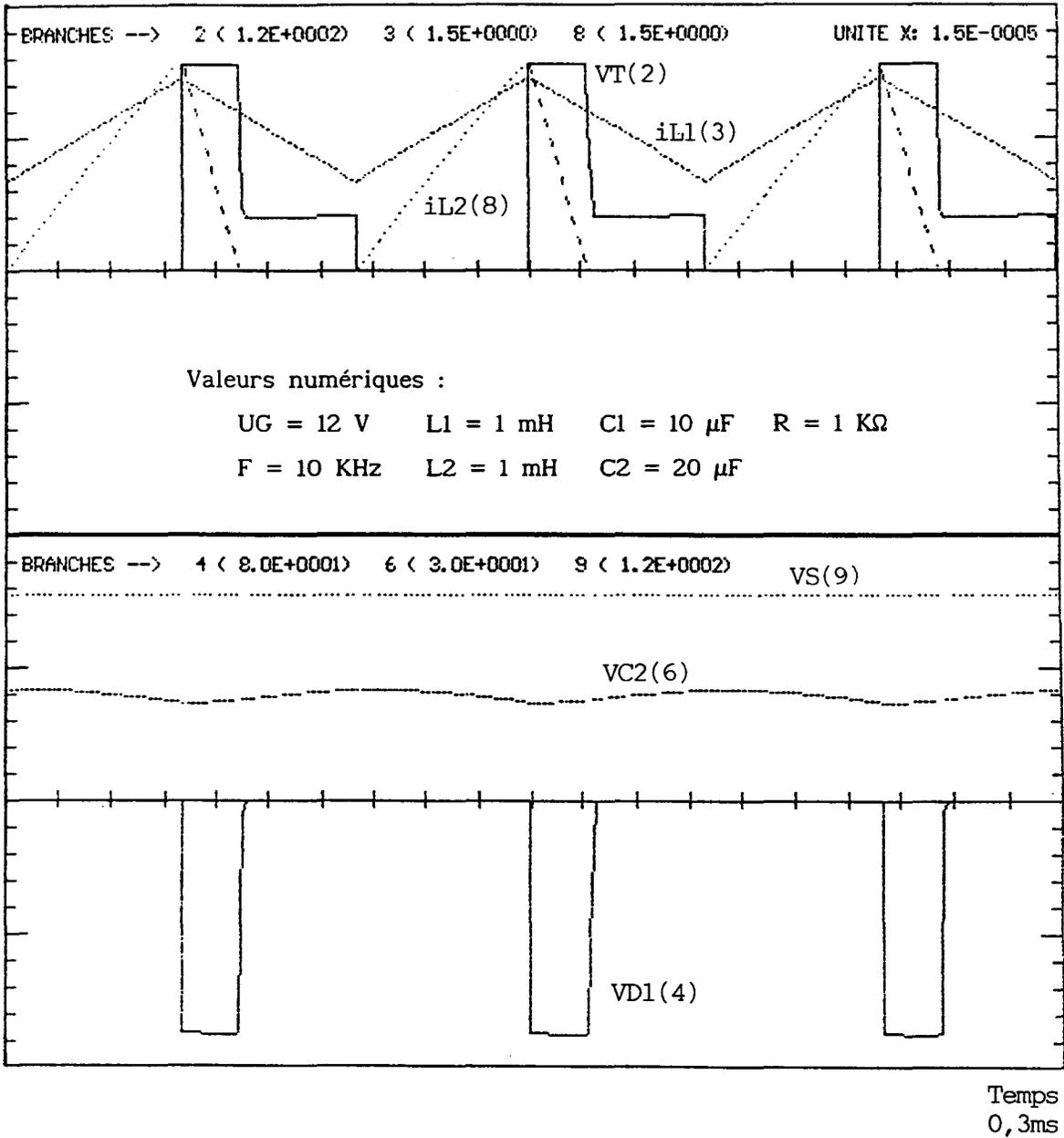


Figure 2-66

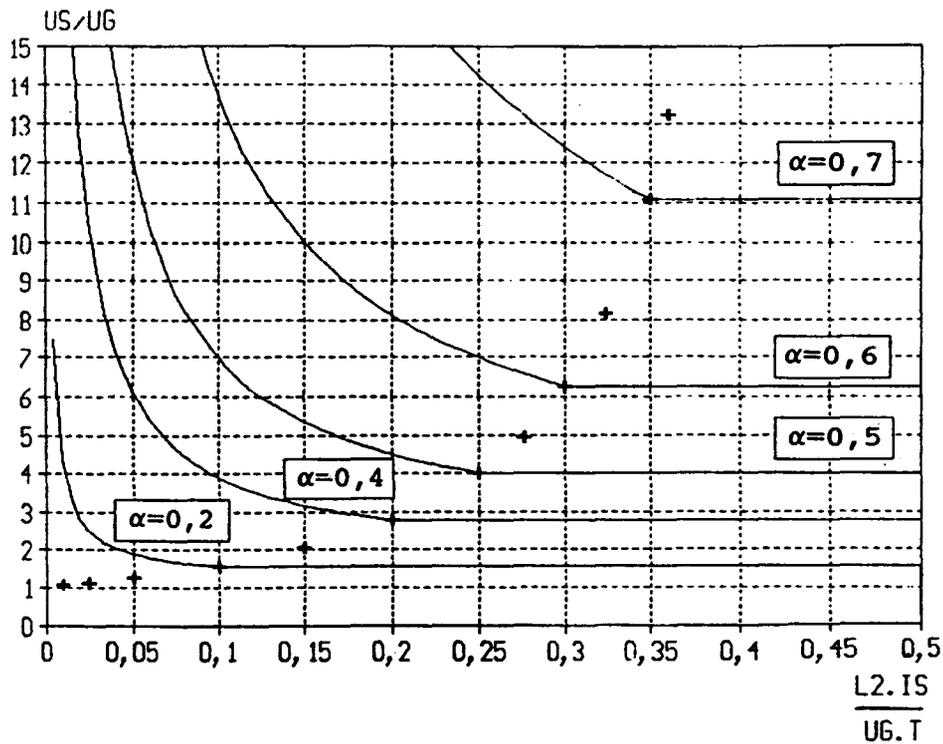


Figure 2-67

A partir de cette étude, on peut noter que la valeur maximale de R qui entraîne le régime discontinu est généralement supérieure à celle des hacheurs élémentaires. Prenons l'exemple du hacheur à stockage inductif [14] pour lequel la résistance de charge R doit être inférieure à  $2 L / (1-\alpha)^2 T$  pour être en conduction continue. Si nous la comparons au nouveau convertisseur C (tableau III), nous constatons que dans celui-ci la valeur maximale de R, pour  $\alpha = 0,5$  et avec  $L1 = L$ , est multipliée par 2,5. Seul le convertisseur B possède la même valeur limite de R qui entraîne le régime discontinu. Maintenant, si nous prenons le cas du hacheur élévateur de tension où la valeur de R doit être inférieure à  $2 L / (1-\alpha)^2 \alpha T$ . La comparaison avec les nouveaux convertisseurs de la première famille montre que seule la limite de R du convertisseur A1 est inférieure; avec les convertisseurs de la deuxième famille, les structures B et E possèdent une limite inférieure pour R.

### 3- DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS

Cette partie va permettre de calibrer à la fois les composants réactifs et les semi-conducteurs en fonction de critères prédéfinis.

#### 3.1- LES ELEMENTS REACTIFS

Ils sont au nombre de quatre : les deux inductances L1 et L2 et les deux condensateurs C1 et C2.

##### - EXEMPLE DE CALCUL - CONVERTISSEUR C

###### \* Inductance L1

Le choix des inductances est conditionné par la limite de conduction continue de chaque montage, son courant moyen  $i_{L1}$  et l'ondulation de celui-ci.

- La limite de conduction discontinue donnée par l'inégalité (2.64) permet d'écrire :

$$\frac{L1}{RT} > \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2(1+\alpha-\alpha^2)} \quad (2.82)$$

La figure 2-67 donne la limite des régimes discontinu et continu en fonction de  $\alpha$ .

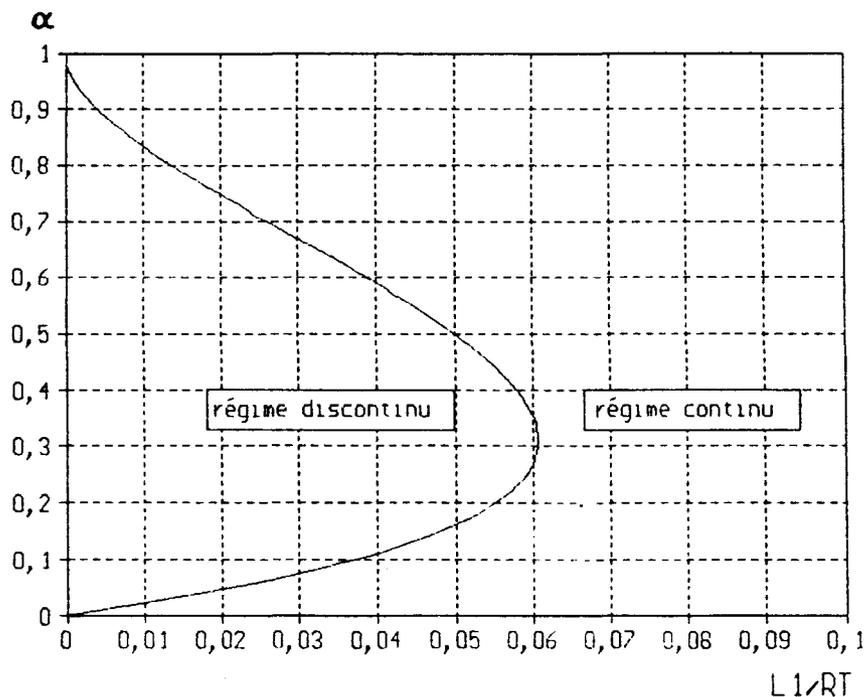


Figure 2-67

- Le courant moyen (Equation 2.1) dans l'inductance L1 est :

$$i_{L1\text{moy}} = I_{L1} = \frac{US}{R} \cdot \frac{1}{1-\alpha} = IS \cdot \frac{1}{1-\alpha}$$

-L'équation (2.57) donne la valeur approchée de l'ondulation  $\Delta i_{L1}$  :

$$\Delta i_{L1} = \frac{UG \alpha \cdot T}{L1}$$

En fixant la valeur maximale de l'ondulation de  $i_{L1}$ , on déduit la valeur minimale de L1.

#### \* Inductance L2

- La limite de conduction discontinue donnée par l'inégalité (2.65) permet d'écrire :

$$\frac{L2}{R T} > \frac{\alpha (1-\alpha)^2}{2 (1+\alpha-\alpha^2)} \quad (2.83)$$

La limite des régimes discontinu et continu est identique à celle de la figure 2-67.

- Le courant moyen (équation 2.1) dans l'inductance L2 est :

$$i_{L2\text{moy}} = I_{L2} = \frac{US}{R} = IS$$

- L'équation (2.59) donne la valeur approchée de l'ondulation  $\Delta i_{L2}$  :

$$\Delta i_{L2} = \frac{US}{L2} (1-\alpha) \alpha T$$

#### \* Condensateur C1

Pour les condensateurs, nous prendrons en compte pour le dimensionnement la tension moyenne aux bornes, l'ondulation de celle-ci et le courant efficace qui les traverse.

- L'expression de la tension moyenne aux bornes du condensateur C1 est identique à celle de la tension de sortie et vaut :

$$VC1_{moy} = UC1 = UG \cdot \frac{1 + \alpha - \alpha^2}{1 - \alpha}$$

- L'ondulation approchée de la tension VC1 égale :

$$\Delta VC1 = \Delta VS = US \cdot \frac{\alpha T}{RC1}$$

- La valeur efficace du courant dans le condensateur C1 s'écrit :

$$(iC1_{eff})^2 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\alpha T} (-IS)^2 dt + \int_{\alpha T}^T (IL1 - IS)^2 dt \right]$$

$$d'où iC1_{eff} = IS \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (2.84)$$

#### \* Condensateur C2

- L'expression de la tension moyenne (équation 2.1) aux bornes du condensateur C2 est :

$$VC2_{moy} = UC2 = \alpha \cdot UG$$

- L'ondulation approchée de la tension VC2 égale (équation 2.62) :

$$\Delta VC2 = US \cdot \frac{\alpha T}{RC2}$$

-La valeur efficace du courant dans le condensateur C2 s'écrit :

$$(i_{C2eff})^2 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\alpha T} \alpha^T (i_{L2})^2 dt + \int_{\alpha T}^T \frac{T}{\alpha T} (i_{L2} - i_{L1})^2 dt \right]$$

$$d'où i_{C2eff} = I_S \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad (2.85)$$

### - CAS DES AUTRES CONVERTISSEURS

Pour l'ensemble des autres convertisseurs, le tableau V donne les caractéristiques des inductances L1 et L2. En ce qui concerne les condensateurs, nous allons définir leurs caractéristiques qui sont semblables d'un convertisseur à l'autre. Les tensions moyennes aux bornes des condensateurs C1 et C2 sont données dans le tableau I. L'ondulation  $\Delta V_{C1}$  et le courant efficace  $i_{C1eff}$  du convertisseur C sont identiques pour l'ensemble des convertisseurs, à l'exception du convertisseur A2 pour lequel les expressions de  $\Delta V_{C1}$  et  $i_{C1eff}$  sont les suivantes:

- Avec l'équation (2.63) on obtient:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_S = U_G \frac{(1-\alpha) \alpha T^2}{8 L_2 C_1}$$

- La forme d'onde du courant  $i_{L2}$  est donnée à la figure 2-53 et les équations de  $i_{C1}$  sont rappelées ci-dessous :

$$\text{de } 0 < t < \alpha T \quad i_{C1} = \frac{\Delta i_{L2}}{2} - \Delta i_{L2} \frac{t}{\alpha T}$$

$$\text{de } \alpha T < t < T \quad i_{C2} = -\frac{\Delta i_{L2}}{2} + \Delta i_{L2} \frac{t-\alpha T}{T-\alpha T}$$

$$(i_{C1eff})^2 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\alpha T} \left( \frac{\Delta i_{L2}}{2} - \Delta i_{L2} \frac{t}{\alpha T} \right)^2 dt + \int_{\alpha T}^T \left( -\frac{\Delta i_{L2}}{2} + \Delta i_{L2} \frac{t-\alpha T}{T-\alpha T} \right)^2 dt \right]$$

Après résolution, on obtient :

$$i_{C1eff} = \sqrt{\Delta i_{L2} \left( \frac{1}{12} + \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \right)}$$

En prenant la valeur approchée de  $\Delta i_{L2}$  (Tableau II) on a :

$$i_{C1eff} = \sqrt{\frac{UG (1-\alpha) \alpha T}{L2} \left( \frac{1}{12} + \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \right)} \quad (2.86)$$

Les expressions  $\Delta VC2$  ET  $IC2eff$  pour le condensateur  $C2$  différent si les structures appartiennent à l'une ou à l'autre des deux familles. Pour la première famille, ces expressions sont identiques à celles du convertisseur  $C$ . Dans la deuxième famille, on obtient les expressions suivantes:

$$\Delta VC2 = \frac{US}{R} \cdot \frac{\alpha T}{(1-\alpha) C2} \quad \text{et} \quad IS = \sqrt{\frac{\alpha}{(1-\alpha)^3}} \quad (2.87)$$

Tableau V :

		A1	A2	B
L1	$\Delta i_{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$
	$\frac{L1}{RT}$	$\frac{(1-\alpha)^2}{2(2-\alpha)}$	$\frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2(1-\alpha+\alpha^2)}$	$\frac{(1-\alpha)^4}{2\alpha}$
	$\frac{IL1}{IS}$	$\frac{1}{(1-\alpha)}$	$\frac{1}{(1-\alpha)}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$
L2	$\Delta i_{L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha (1-\alpha) \cdot T}{L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha (1-\alpha) \cdot T}{L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{(1-\alpha) \cdot L2}$
	$\frac{L2}{RT}$	$\frac{(1-\alpha)^2}{2(2-\alpha)}$	$\frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2(1-\alpha+\alpha^2)}$	$\frac{(1-\alpha)^2}{2}$
	$\frac{IL2}{IS}$	1	1	$\frac{1}{(1-\alpha)}$

Tableau V (suite) :

		D1	D2	E
L1	$\Delta i_{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$
	$\frac{L1}{RT}$	$\frac{(1-\alpha)^4}{2(2-\alpha)}$	$\frac{(1-\alpha)^4}{2(1-\alpha+\alpha^2)}$	$\frac{\alpha(1-\alpha)^4}{2}$
	$\frac{IL1}{IS}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$
L2	$\Delta i_{L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{(1-\alpha)L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{(1-\alpha)L2}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{(1-\alpha)L2}$
	$\frac{L2}{RT}$	$\frac{(1-\alpha)^2}{2(2-\alpha)}$	$\frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2(1-\alpha+\alpha^2)}$	$\frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2}$
	$\frac{IL2}{IS}$	$\frac{1}{(1-\alpha)}$	$\frac{1}{(1-\alpha)}$	$\frac{1}{(1-\alpha)}$

### 3.2- LES SEMI-CONDUCTEURS

#### - EXEMPLE DE CALCUL : CONVERTISSEUR C

\* Transistor

- La valeur moyenne du courant  $i_T$  vaut :

$$i_{T\text{moy}} = I_T = \alpha (IL1 + IL2) \longrightarrow I_T = \frac{US}{R} \frac{\alpha(2-\alpha)}{1-\alpha}$$

$$\text{ou } \frac{I_T}{IS} = \frac{\alpha(2-\alpha)}{1-\alpha} \quad (2.88)$$

-L'ondulation du courant  $i_T$  égale :

$$\Delta i_T = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}$$

D'après les résultats du tableau II il vient :

$$\Delta i_T = UG \alpha T \left[ \frac{1}{L1} + \frac{1-\alpha}{L2} \right] \quad (2.89)$$

en considérant  $L1 = L2 = L$  on obtient :

$$\Delta i_T = \frac{U_G T}{L} (2\alpha - \alpha^2) \quad (2.89')$$

- La valeur maximale du courant s'écrit :

$$i_{Tmax} = \frac{I_T}{\alpha} + \frac{\Delta i_T}{2}$$

- La valeur efficace du courant  $i_T$  est donnée par :

$$(i_{Teff})^2 = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\alpha T} \left( \frac{\Delta i_T}{\alpha T} t + I_T - \frac{\Delta i_T}{2} \right)^2 dt \right]$$

Après résolution, on obtient :

$$i_{Teff} = \sqrt{\alpha I_T^2 \left[ 1 - \frac{1}{6} \left( \frac{\Delta i_T}{I_T} \right)^2 \right]} \quad (2.90)$$

-Valeur maximale de la tension  $V_T$

$V_{Tmax} = U_{Smax} = V_{C2min}$ , puisque de  $t=0$  à  $t=\alpha T$  la tension  $V_{C2}$  croît alors que  $U_S$  décroît et de  $t=\alpha T$  à  $t=T$  c'est l'inverse qui se produit (figure 2-2). On obtient ainsi :

$$V_{Tmax} = U_{Smax} + \frac{\Delta V_S}{2} - \left( U_{C2} - \frac{\Delta V_{C2}}{2} \right)$$

$$V_{Tmax} = - U_{C2} + U_{Smax} \left[ 1 + \frac{\alpha_{max} T}{2 R} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \right] \quad (2.91)$$

avec  $C = C_1 = C_2$  on peut écrire :

$$V_{Tmax} = - U_{C2} + U_{Smax} \left[ 1 + \frac{\alpha_{max} T}{RC} \right] \quad (2.91')$$

\* Diode D1

-La valeur moyenne du courant  $i_{D1}$  vaut :

$$i_{D1moy} = I_{D1} = \alpha I_{L2} \quad \longrightarrow \quad I_{D1} = \alpha \frac{U_S}{R}$$

$$I_{D1} = \alpha I_S \quad (2.92)$$

L'ondulation du courant  $i_{D1}$  égale :

$$\Delta i_{D1} = \Delta i_{L2} = \frac{UG}{L2} (1-\alpha) \alpha T$$

La valeur maximale du courant  $i_{D1}$  s'écrit :

$$i_{D1max} = \frac{ID1}{\alpha} + \frac{\Delta i_{D1}}{2}$$

La valeur efficace du courant  $i_{D1}$  est donnée par l'équation (2.90) en remplaçant  $IT$  par  $ID1$  et  $\Delta iT$  par  $\Delta i_{D1}$ .

Valeur maximale de la tension  $VD1$  :

$$VD1max = UG + VC2min - VSmax$$

$$VTmax = UG + UC2 - USmax \left[ 1 + \frac{\alpha_{max} T}{2 R} \left( \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} \right) \right] \quad (2.93)$$

avec  $C = C1 = C2$  on peut écrire :

$$VD1max = UG + UC2 - USmax \left[ 1 + \frac{\alpha_{max} T}{RC} \right] \quad (2.93')$$

#### \* Diode D2

- La valeur moyenne du courant  $i_{D2}$  est égale à :

$$i_{D2moy} = ID2 = (1-\alpha) IL2 \longrightarrow ID2 = \frac{US}{R} (1-\alpha)$$

$$ID2 = (1-\alpha) IS$$

- L'ondulation du courant  $i_{D2}$  égale :

$$\Delta i_{D2} = \Delta i_{L2} = \frac{UG}{L2} (1-\alpha) \alpha T$$

- La valeur maximale du courant  $i_{D2}$  s'écrit :

$$i_{D2max} = \frac{ID2}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta i_{D2}}{2}$$

- La valeur efficace du courant  $i_{D2}$  est donnée par:

$$(i_{D2eff})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left[ -\frac{\Delta i_{D2}}{\alpha T} t + ID2 + \frac{\Delta i}{2} \right]^2 dt$$

$$i_{D2eff} = \sqrt{(1-\alpha) (ID2)^2 \left[ 1 - \frac{1}{6} \left( \frac{\Delta i_{D2}}{ID2} \right)^2 \right]} \quad (2.94)$$

- Valeur maximale de la tension VD2 :

$$VD2max = - UG$$

\* Diode D3

- La valeur moyenne du courant  $i_{D3}$  vaut :

$$i_{D3moy} = ID3 = (1-\alpha) IL1 \quad \longrightarrow \quad ID3 = \frac{US}{R}$$

$$ID3 = IS$$

- L'ondulation du courant  $i_{D3}$  égale :

$$\Delta i_{D3} = \Delta i_{L1} = \frac{UG}{L1} \alpha T$$

- La valeur maximale du courant  $i_{D3}$  s'écrit:

$$i_{D3max} = \frac{ID3}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta i_{D3}}{2}$$

- La valeur efficace du courant  $i_{D3}$  est donnée par l'expression (2.94) en remplaçant  $ID2$  par  $ID3$  et  $\Delta i_{D2}$  par  $\Delta i_{D3}$ .

- Valeur maximale de la tension VD3 :

$$VD3max = VC2min - VSmax = -VTmax \quad (\text{équation 2.91})$$

Le tableau VI donne les résultats pour les autres convertisseurs. Les expressions des courants efficaces sont identiques pour l'ensemble des structures.

Tableau VI :

avec :

$$L = L1 = L2$$

$$C = C1 = C2$$

$$KM1 = 1 + \frac{\alpha_{max} \cdot T}{2RC} \frac{2-\alpha_{max}}{1-\alpha_{max}} ; \quad KM2 = \frac{\alpha_{max} \cdot T}{2RC \cdot (1-\alpha_{max})}$$

		A1	A2	B	D1	D2	E
T	$\frac{IT}{IS}$	$\frac{2\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{2\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{2\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$
	$\Delta IT$	$\frac{UG \cdot T}{L} (2\alpha-\alpha^2)$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L} \frac{2-\alpha}{1-\alpha}$			
	$VT_{max}$	$UG-UC2+US_{max}+US_{max} \cdot (\alpha_{max} \cdot T/RC)$	$UG+UC2+US_{max}(\alpha_{max} \cdot T/2RC2)$	$UG+UC2+US_{max} \cdot KM1$	$UG + US_{max} + US_{max} \cdot (\alpha_{max}T/2RC1)$	$UC2 + US_{max} \cdot KM1$	$US_{max} \cdot (1 + \frac{\alpha_{max} \cdot T}{2RC1})$
D1	$\frac{ID1}{IS}$	$\alpha$	$\alpha$	$\frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$
	$\Delta ID1$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L2} (1-\alpha)$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L2} (1-\alpha)$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$			
	$VD1_{max}$	$UC2-US_{max}-US_{max} \cdot (\alpha_{max} \cdot T/RC)$	$-UG$	$-US_{max} \cdot (1 + \frac{\alpha_{max} \cdot T}{2RC1})$	$UC2-US_{max} \cdot KM1$	$UG - US_{max} - US_{max} \cdot (\alpha_{max}T/2RC1)$	$UG+UC2-US_{max} \cdot KM1$
D2	$\frac{ID2}{IS}$	$1-\alpha$	$\alpha$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$
	$\Delta ID2$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L2} (1-\alpha)$	$\frac{UG \cdot T}{L} (2\alpha-\alpha^2)$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$			
	$VD2_{max}$	$-UG$	$-UG$	$-UG-UC2-US_{max} \cdot KM2$	$-UG-UC2-US_{max} \cdot KM2$	$-UG-UC2-US_{max} \cdot KM2$	$-UG-UC2-US_{max} \cdot KM2$
D3	$\frac{ID3}{IS}$	1	1	1	1	1	1
	$\Delta ID3$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L1}$	$\frac{UG \cdot \alpha \cdot T}{L2} \frac{1}{1-\alpha}$			
	$VD3_{max}$	$-UG+UC2-US_{max}-US_{max} \cdot (\alpha_{max} \cdot T/RC)$	$-UC2-US_{max} \frac{\alpha_{max} \cdot T}{2RC2}$	$-UG-UC2-US_{max} \cdot KM1$	$-UG - US_{max} - US_{max} \cdot (\alpha_{max}T/2RC1)$	$-UC2 - US_{max} \cdot KM1$	$-US_{max} - US_{max} \cdot (\alpha_{max}T/2RC1)$

### 3.3 - NOTES SUR LE DIMENSIONNEMENT DU TRANSISTOR

Comme les nouvelles structures possèdent toutes un seul interrupteur commandé, il est intéressant de comparer les contraintes sur celui-ci par rapport à celles imposées au même élément dans un hacheur élémentaire. Le montage le plus approprié pour la comparaison est le hacheur à stockage inductif puisqu'il possède un élément intermédiaire de stockage d'énergie.

Le montage et les caractéristiques US/UG en fonction de  $\alpha$  sont donnés au début de la première partie. Le rapport  $m$ , lorsque la résistance interne de l'inductance n'est pas prise en compte, a pour expression :

$$m = \frac{US}{UG} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

Les contraintes imposées au transistor dépendent de la valeur de  $\alpha$ . La tension directe aux bornes du transistor T a pour valeur :

$$UT = UG + US$$

$$\text{d'où } \frac{UT}{UG} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (2.95)$$

Le courant efficace dans le transistor a pour valeur :

$$(i_{Teff})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (IL)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left( \frac{IS}{1-\alpha} \right)^2 dt$$

$$\text{d'où } \frac{i_{Teff}}{IS} = \sqrt{\alpha} \frac{1}{1-\alpha} \quad (2.96)$$

Les convertisseurs C et D2, appartenant respectivement à la première et à la deuxième famille des nouvelles structures, sont choisis pour effectuer la comparaison.

Pour le convertisseur C, l'expression de la tension aux bornes du transistor est donnée par:

$$UT = US - UC2$$

Avec les équations 2.1 on obtient :

$$\frac{UT}{UG} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (2.98)$$

L'expression du courant efficace iTeff est :

$$(i_{Teff})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (IL1 + IL2)^2 dt$$

$$d'où \frac{i_{Teff}}{IS} = \sqrt{\alpha} \cdot \frac{2-\alpha}{1-\alpha} \quad (2.99)$$

Dans le cas du convertisseur D2, la tension appliquée aux bornes du transistor est :

UT = UG + UC2 d'après les résultats du tableau I, il vient :

$$\frac{UT}{UG} = \frac{1}{(1-\alpha)^2} \quad (2.100)$$

Le courant efficace est donné par :

$$(i_{Teff})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha} (IL1 + IL2)^2 dt$$

$$d'où \frac{i_{Teff}}{IS} = \sqrt{\alpha} \frac{1}{(1-\alpha)^2} \quad (2.101)$$

Pour comparer l'évolution des contraintes sur les transistors, les caractéristiques UT/UG = f(m) (figure 2-68) et iTeff/IS = f(m) (figure 2-69) sont tracées. Les chiffres disposés sur ces figures désignent :

- 1 : convertisseur C
- 2 : convertisseur D2
- 3 : convertisseur à stockage inductif

De cette comparaison il résulte que les contraintes imposées au transistor du convertisseur C sont toujours inférieures à celles du stockage inductif et de D2. La tension aux bornes du transistor de D2 devient plus importante que celle du hacheur à stockage inductif lorsque m est supérieur à 3. Ainsi, ces caractéristiques montrent que dans les nouvelles structures les calibres en tension et en courant du transistor seront sensiblement identiques à ceux du hacheur à stockage inductif.

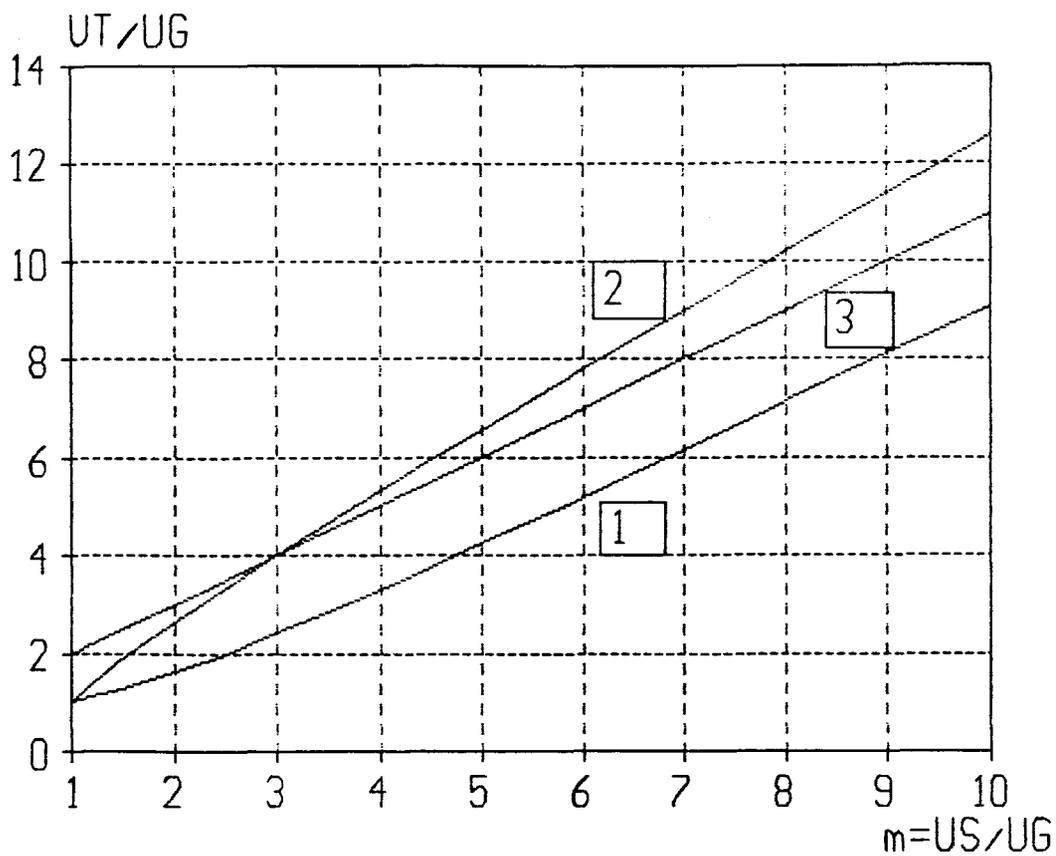


Figure 2-68

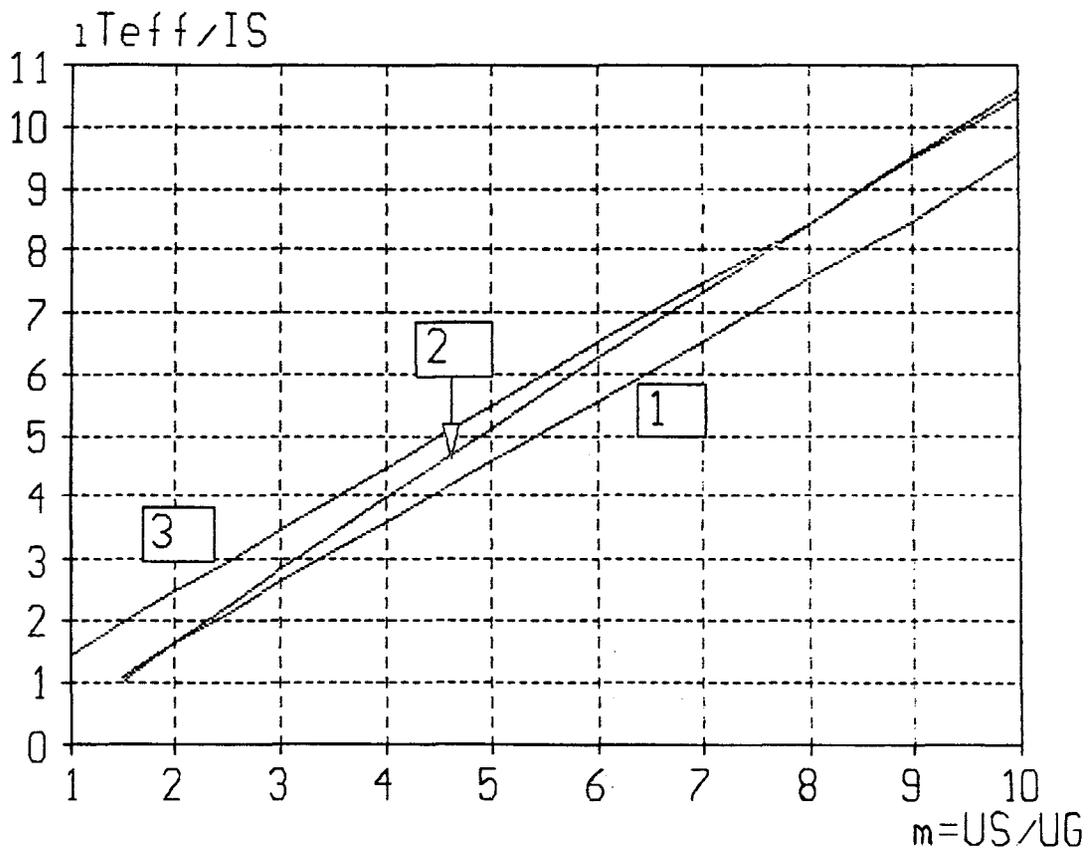


Figure 2-69

#### 4 - MONTAGES POSSEDANT DEUX TENSIONS DE SORTIE

Sur l'ensemble des nouvelles structures, il est intéressant de remarquer que deux d'entre elles possèdent deux tensions de sortie distinctes ayant une référence commune. Ces deux montages correspondent à la combinaison 119,1711, il s'agit du convertisseur D1, et 117,11011 que l'on désignera par le convertisseur F. Sur ces convertisseurs une charge résistive R1 est toujours connectée aux bornes du condensateur C1 et une nouvelle charge R2 est disposée aux bornes du condensateur C2. Cette partie est consacrée à l'étude des caractéristiques de ces deux montages et à l'influence des deux charges sur les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  et sur les tensions  $V_S$  et  $V_{C2}$ .

##### 4.1 - CONVERTISSEUR D1

Le schéma du convertisseur avec les deux résistances de charge R1 et R2 est donné par la figure 2-70. Les résultats de simulation apparaissent sur la figure 2-71.

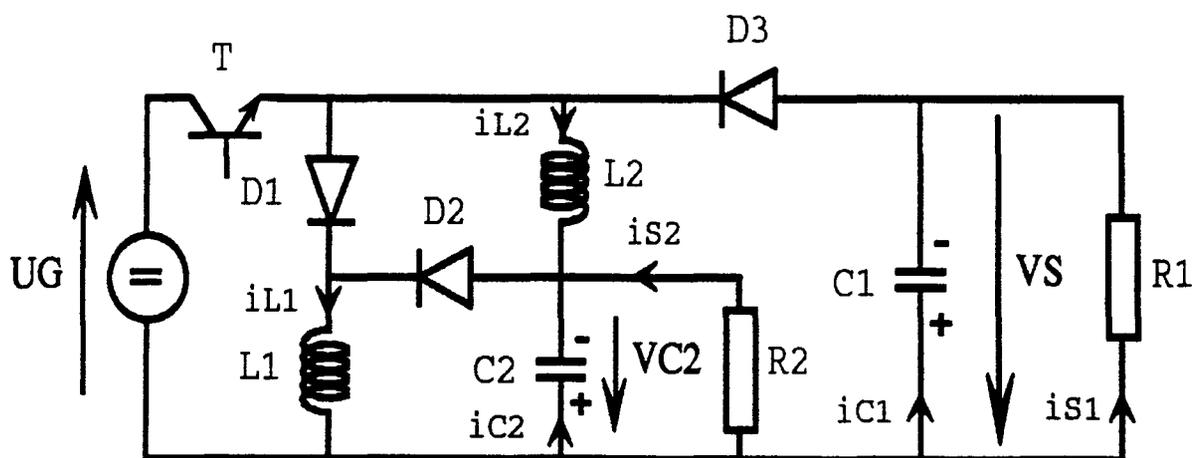


Figure 2-70

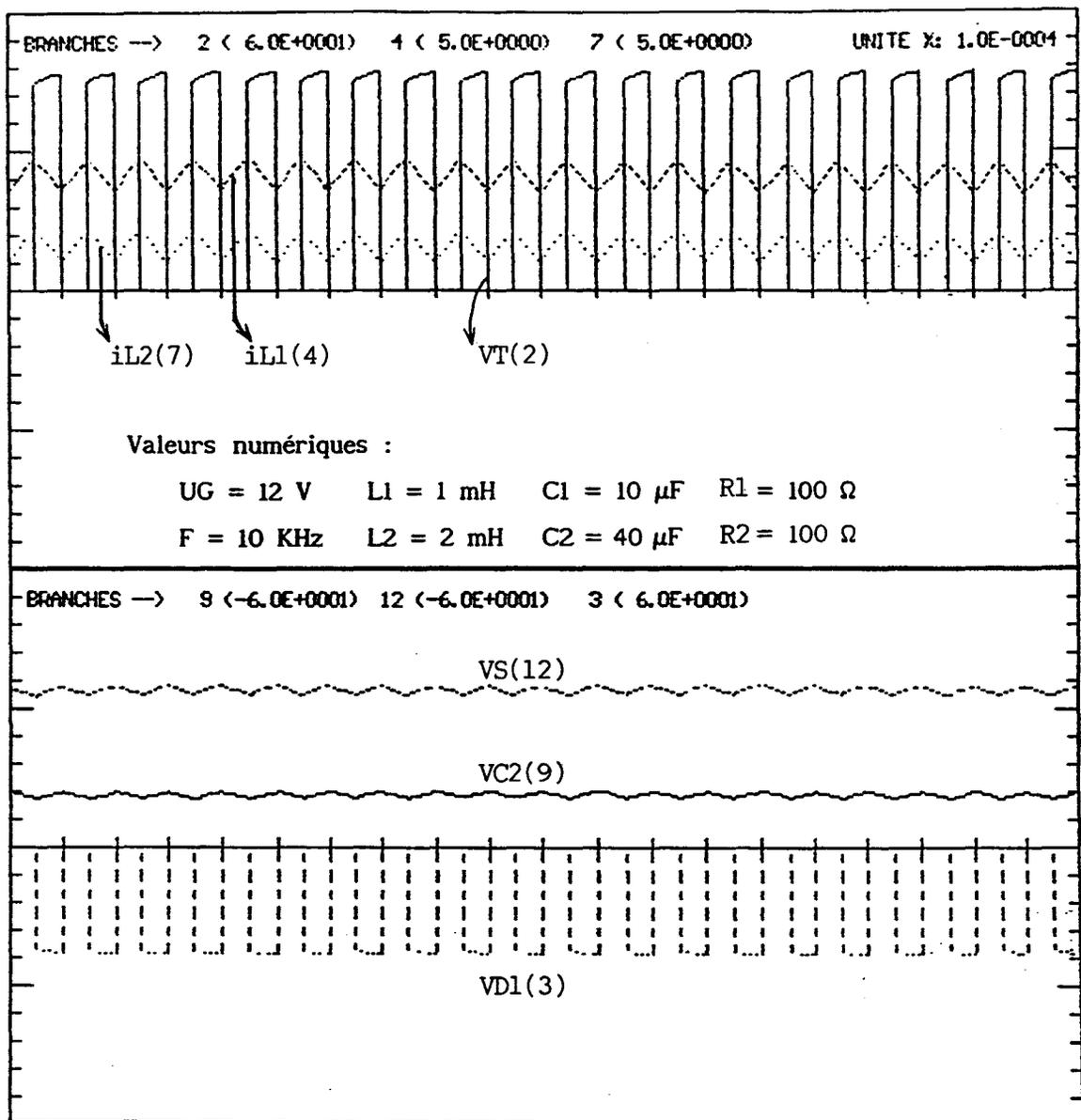


Figure 2-71

Temps  
2 ms

Les deux phases de fonctionnement sont décomposées ci-dessous afin d'écrire les équations correspondantes (figures 2-72 et 2-73)

4.1.1- PHASE 1 : de  $t = 0$  à  $t = \alpha T$

$$r1 \ iL1 + L1 \frac{diL1}{dt} = UG$$

$$C1 \frac{dVS}{dt} + \frac{VS}{R1} = 0$$

$$r2 \ iL2 + L2 \frac{diL2}{dt} = UG + VC2$$

$$iC2 = -iL2 - iS2$$

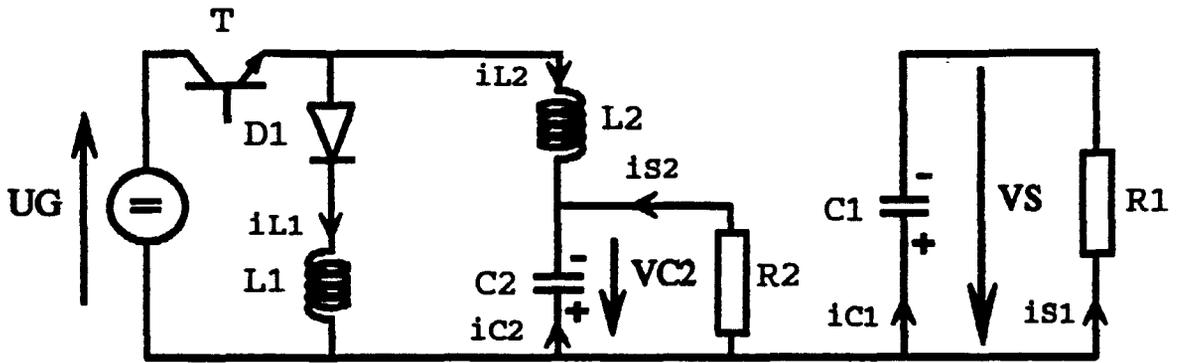


Figure 2-72

4.1.2- PHASE 2 : de  $t = \alpha T$  à  $t = T$

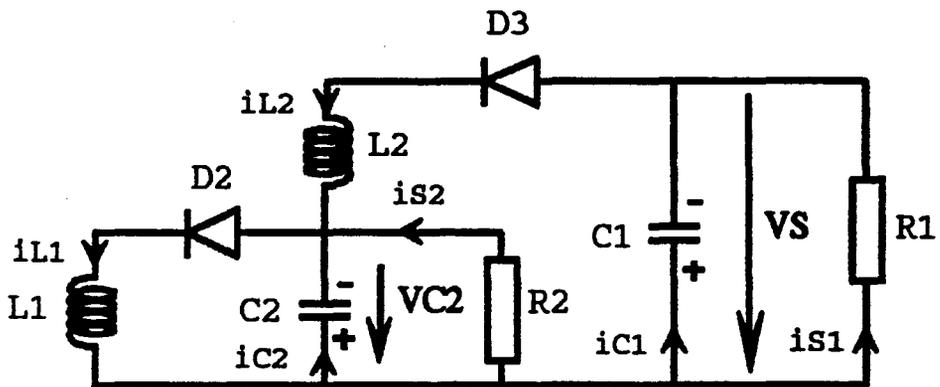


Figure 2-73

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -VC_2$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_1} = i_{L2}$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = VC_2 - V_S$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_{L2} - i_{S2}$$

En passant aux valeurs moyennes, on obtient:

Pour les tensions :

$$r_1 I_{L1} + (1-\alpha) U_{C2} = \alpha U_G$$

$$r_2 I_{L2} + (1-\alpha) U_S = \alpha U_G + U_{C2}$$

Pour les courants :

$$I_{L2} = \frac{U_S}{R_1(1-\alpha)} \quad (2.102)$$

$$(1-\alpha) I_{L1} = I_{S2} + I_{L2} \text{ d'où}$$

$$I_{L1} = \frac{U_{C2}}{R_2(1-\alpha)} + \frac{U_S}{R_1(1-\alpha)^2} \quad (2.103)$$

En introduisant les valeurs des courants  $IL_1$  et  $IL_2$  dans les équations des tensions, on déduit :

$$US = UG \frac{\alpha (1-\alpha) [ r_1/R_2 + (1-\alpha)(2-\alpha) ]}{r_1/R_1 + [ r_1/R_2 + (1-\alpha)^2 ] [ r_2/R_1 + (1-\alpha)^2 ]} \quad (2.104)$$

$$UC_2 = UG \frac{\alpha [ (r_2/R_1)(1-\alpha) - r_1/R_1 + (1-\alpha)^3 ]}{r_1/R_1 + [ r_1/R_1 + (1-\alpha)^2 ] [ r_2/R_2 + (1-\alpha)^2 ]} \quad (2.105)$$

Dans ces deux dernières expressions, si on néglige les résistances internes  $r_1$  et  $r_2$  on obtient les mêmes valeurs de  $US$  et de  $UC_2$  (tableau I) que pour le convertisseur D1 avec une seule sortie.

Pour l'ensemble des figures qui suivent on considère  $r_1 = r_2 = r$ . Sur la figure 2-74 sont tracées les variations de  $US_{max}/UG$  et  $UC_{2max}/UG$  lorsque  $r/R_2$  est constant et vaut 0,003 et pour des valeurs de  $r/R_1$  allant de  $6.10^{-4}$  à 0,03. Sur la figure 2-75 c'est l'inverse,  $r/R_1 = 0,003$  et là le rapport  $r/R_2$  prend les valeurs comprises entre  $6.10^{-4}$  et 0,03.

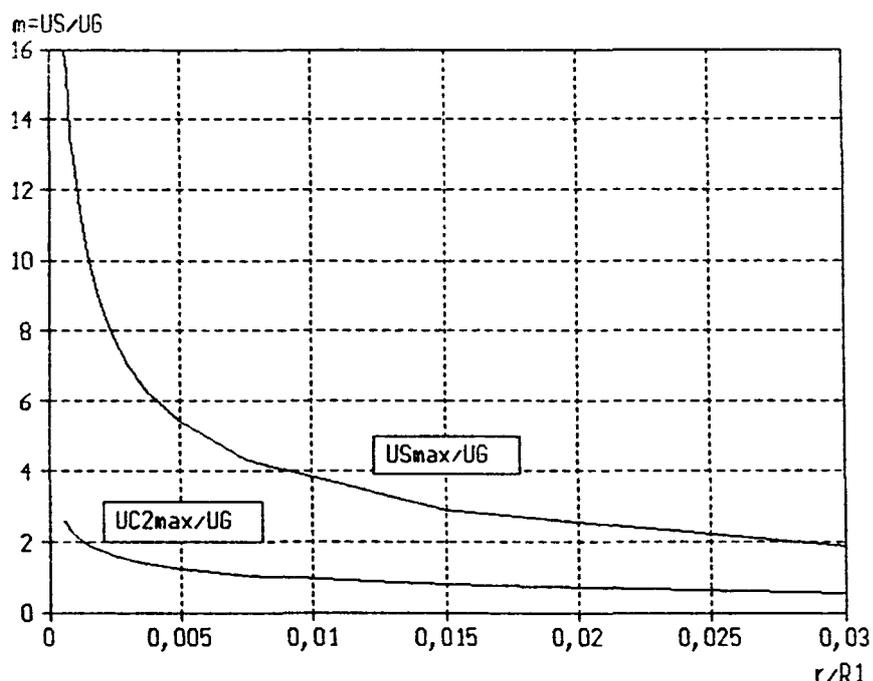


Figure 2-74

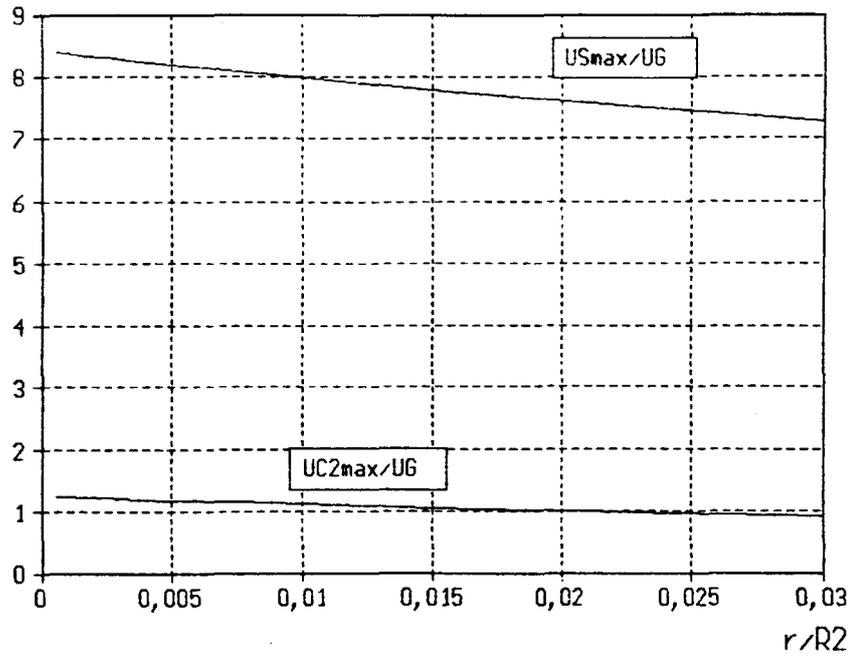


Figure 2-75

A partir de ces graphes, nous pouvons conclure que les variations de la résistance R2 influencent peu les valeurs des rapports  $US_{max}/UG$  et  $UC2_{max}/UG$ , ce qui n'est pas le cas pour les variations de R1.

La figure 2-76 donne les variations de  $US/UG$ , de  $UC2/UG$  et de  $US/UC2$  en fonction de  $\alpha$  et ceci pour les valeurs de  $r/R1 = r/R2 = 0,002$ .

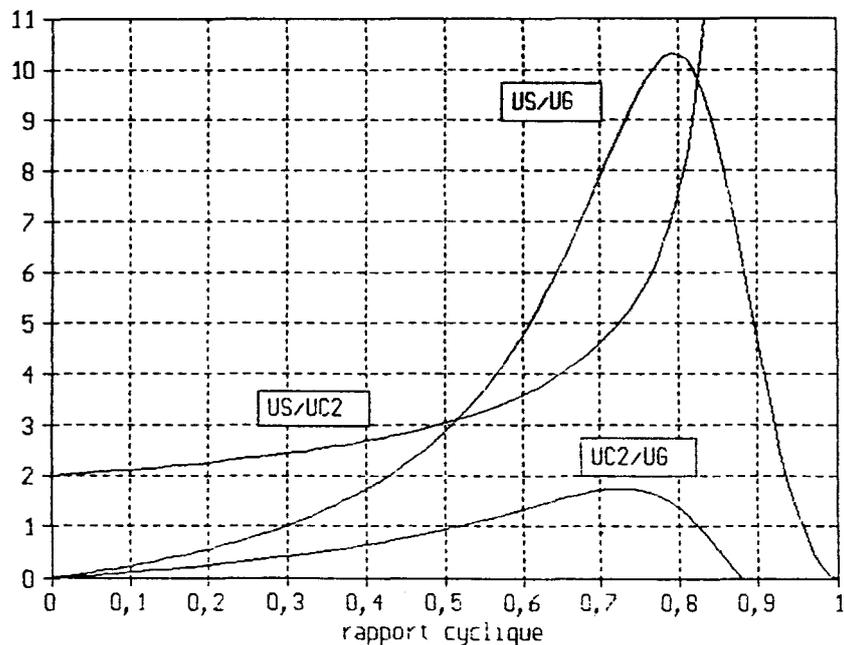


Figure 2-76

4.1.3- CALCUL DES RENDEMENTS EN LINEARISANT LES COURANTS  
DANS LES INDUCTANCES

Le rendement global s'écrit :

$$\eta_g = \frac{(US IS1) + (UC2 IS2)}{UG IG}$$

Il est constitué par la somme de deux rendements partiels  $\eta_1$  et  $\eta_2$ .

\* Entre la sortie VS et l'entrée, on a :

$$IG = \alpha (IL1 + IL2)$$

$$IS1 = US/R1$$

A l'aide des équations (2.102) et (2.103), on peut écrire :

$$IG = \frac{UG \alpha(2-\alpha)}{R1(1-\alpha)^2} + \frac{UC2 \alpha}{R2(1-\alpha)}$$

$$d'où \eta_1 = \frac{US IS1}{UG IG} = \frac{US}{UG} \frac{\frac{US}{UG R1}}{\frac{US \alpha(2-\alpha)}{UG R1(1-\alpha)^2} + \frac{UC2 \alpha}{UG R2(1-\alpha)}} \quad (2.106)$$

si  $R1 = R2 = R$ , on obtient:

$$\eta_1 = \frac{US}{UG} \frac{\frac{US}{UG} (1-\alpha)^2}{\frac{US}{UG} \alpha(2-\alpha) + \frac{UC2}{UG} \alpha(1-\alpha)} \quad (2.106')$$

\* Entre la tension VC2 et l'entrée, on a :

$$IG = \alpha (IL1 + IL2)$$

$$IS2 = UC2/R2$$

Avec l'expression de IG précédente, il vient :

$$\eta_2 = \frac{UC2 IS2}{UG IG} = \frac{UC2}{UG} \frac{\frac{UC2}{UG R2}}{\frac{US \alpha(2-\alpha)}{UG R1(1-\alpha)^2} + \frac{UC2 \alpha}{UG R2(1-\alpha)}} \quad (2.107)$$

si  $R1 = R2 = R$ , on obtient :

$$\eta_2 = \frac{UC2}{UG} \frac{\frac{UC2}{UG} (1-\alpha)^2}{\frac{US}{UG} \alpha(2-\alpha) + \frac{UC2}{UG} \alpha(1-\alpha)} \quad (2.107')$$

La figure 2-77 montre l'évolution des rendements  $\eta_1$  et  $\eta_2$  et du rendement global en fonction de  $\alpha$  pour les valeurs  $r/R_1 = r/R_2 = 0,002$ .

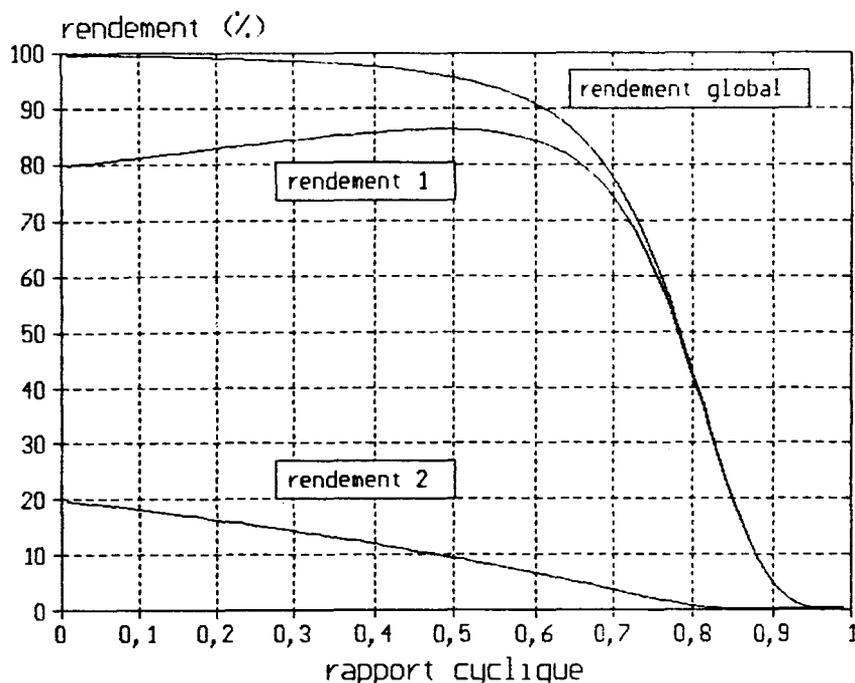


Figure 2.77

#### 4.1.4- CARACTERISTIQUES DE REGULATION DE LA TENSION DE SORTIE

Puisque dans cette structure nous disposons de deux tensions non indépendantes, nous pouvons étudier comment doit varier  $\alpha$  pour maintenir la tension de sortie  $U_S$  à une valeur constante lorsque le rapport  $r/R_1$  varie et pour  $r/R_2$  constant. La figure 2-78 donne une famille de caractéristique correspondant à  $r/R_2 = 0,003$  pour  $r/R_1$  variant de 0,002 à 0,02. Sur ces caractéristiques, on observe que le rapport cyclique  $\alpha$  doit augmenter lorsque  $R_1$  diminue pour une même valeur de  $m$ , ce qui était prévisible. Sur la figure 2-79 on a tracé les variations de  $U_{C2}/U_G$  en fonction du rapport  $r/R_1$ , pour les mêmes valeurs de  $m = U_S/U_G$ , dues à la régulation sur  $\alpha$ . On constate que le rapport  $U_{C2}/U_G$  augmente lorsque  $r/R_1$  diminue. Ceci s'explique par le fait que le rapport  $U_{C2max}/U_G$  devient plus important si  $r/R_1$  diminue (figure 2-74). Ainsi, le phénomène d'élévation de la courbe  $U_{C2}/U_G$  en fonction de  $\alpha$  lorsque  $R_1$  augmente annule la diminution de  $\alpha$  qui maintient  $m$  constant.

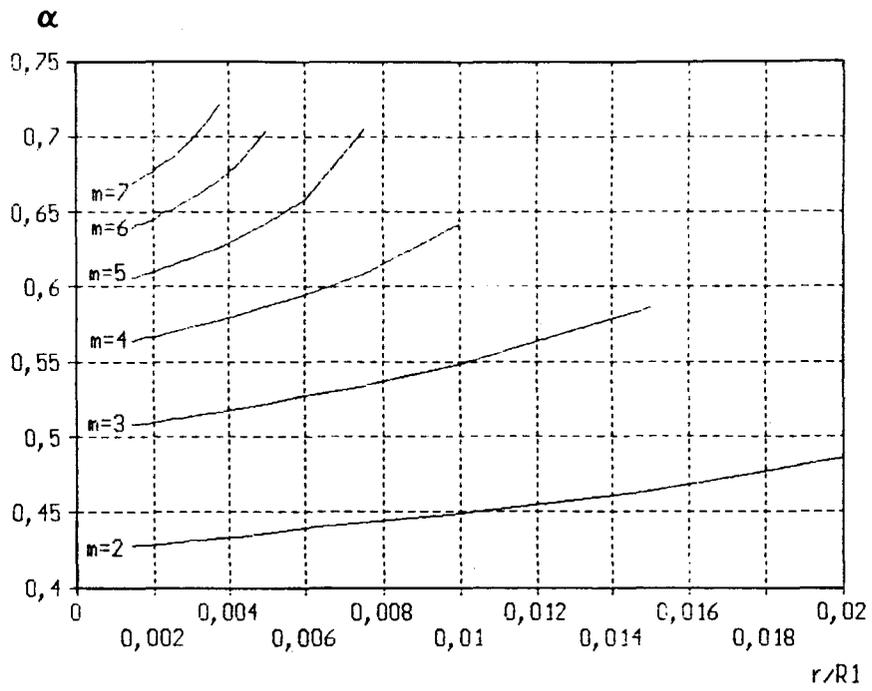


Figure 2-78

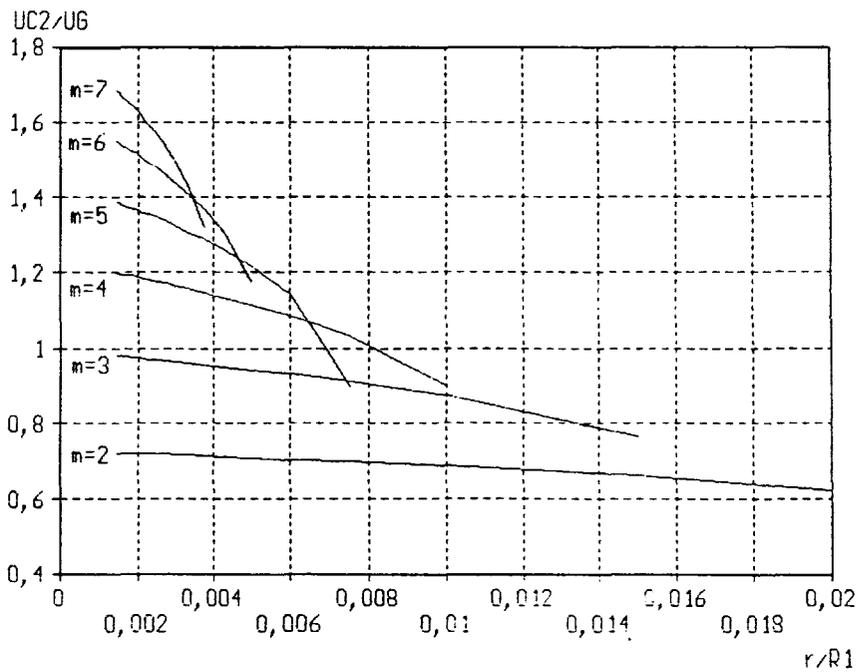


Figure 2-79

4.1.5-VALEURS MOYENNES EN CONSIDERANT, EN PLUS, LES CHUTES DE TENSIONS AUX BORNES DES SEMI-CONDUCTEURS

équations (2.108) et (2.109)

$$U_S = U_G \frac{(1-\alpha)^2 [\alpha(1-\alpha)(2-\alpha) + ((r_1+R_0)/R_2)\alpha]}{[(r_1+R_0)/R_1 + (R_{ds(on)}/R_1)(2\alpha-\alpha^2)] [(1-\alpha) - (R_{ds(on)}/R_2)\alpha]} \\ \frac{-KE [(1-\alpha) + (1-\alpha)^3 + (1-\alpha)((r_1+R_0)/R_2) - (R_{ds(on)}/R_2)\alpha^2]}{+ [(1-\alpha)^2 + (r_1+R_0)/R_2 + (R_{ds(on)}/R_2)\alpha]} \\ [(1-\alpha)^3 + (r_2/R_1)(1-\alpha) + (R_{ds(on)}/R_1)\alpha(2-\alpha) + (R_0/R_1)(1-\alpha)^2]$$

$$U_{C2} = U_G \frac{(1-\alpha) [\alpha(1-\alpha)^3 + (r_2/R_1)\alpha(1-\alpha) - (r_1/R_1)\alpha + (R_0/R_1)\alpha((1-\alpha)^2 - 1)]}{[(r_1+R_0)/R_1 + (R_{ds(on)}/R_1)(2\alpha-\alpha^2)] [(1-\alpha) - (R_{ds(on)}/R_2)\alpha]} \\ \frac{-KE [(1-\alpha)^3 + ((r_2-r_1)/R_1)(1-\alpha) - (R_0/R_1)\alpha(1-\alpha) + (R_{ds(on)}/R_1)\alpha^2(2-\alpha)]}{+ [(1-\alpha)^2 + (r_1+R_0)/R_2 + (R_{ds(on)}/R_2)\alpha]} \\ [(1-\alpha)^3 + (r_2/R_1)(1-\alpha) + (R_{ds(on)}/R_1)\alpha(2-\alpha) + (R_0/R_1)(1-\alpha)^2]$$

4.2- CONVERTISSEUR F

Le schéma du convertisseur avec les deux résistances de charge R1 et R2 est donné par la figure 2-80. Les résultats de simulation apparaissent à la figure 2-81.

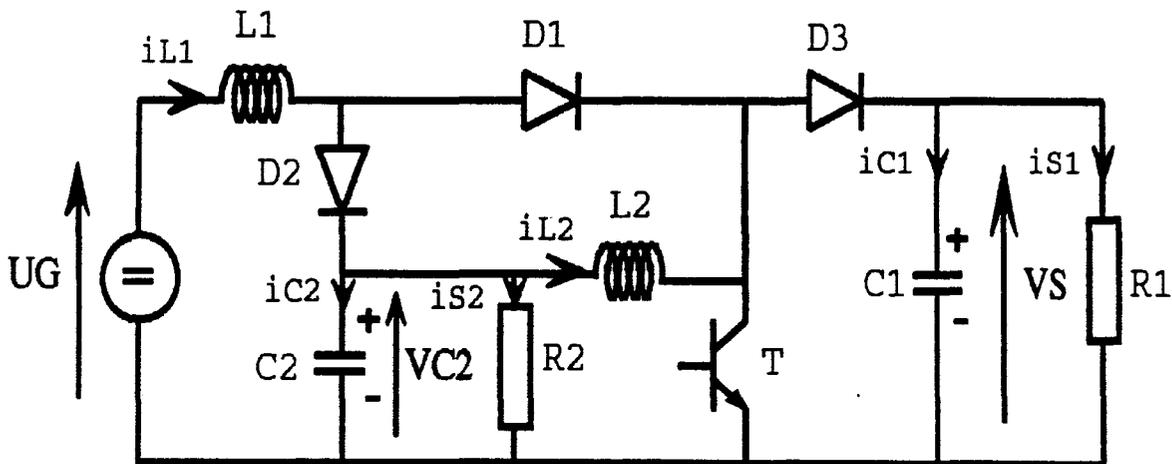


Figure 2-80

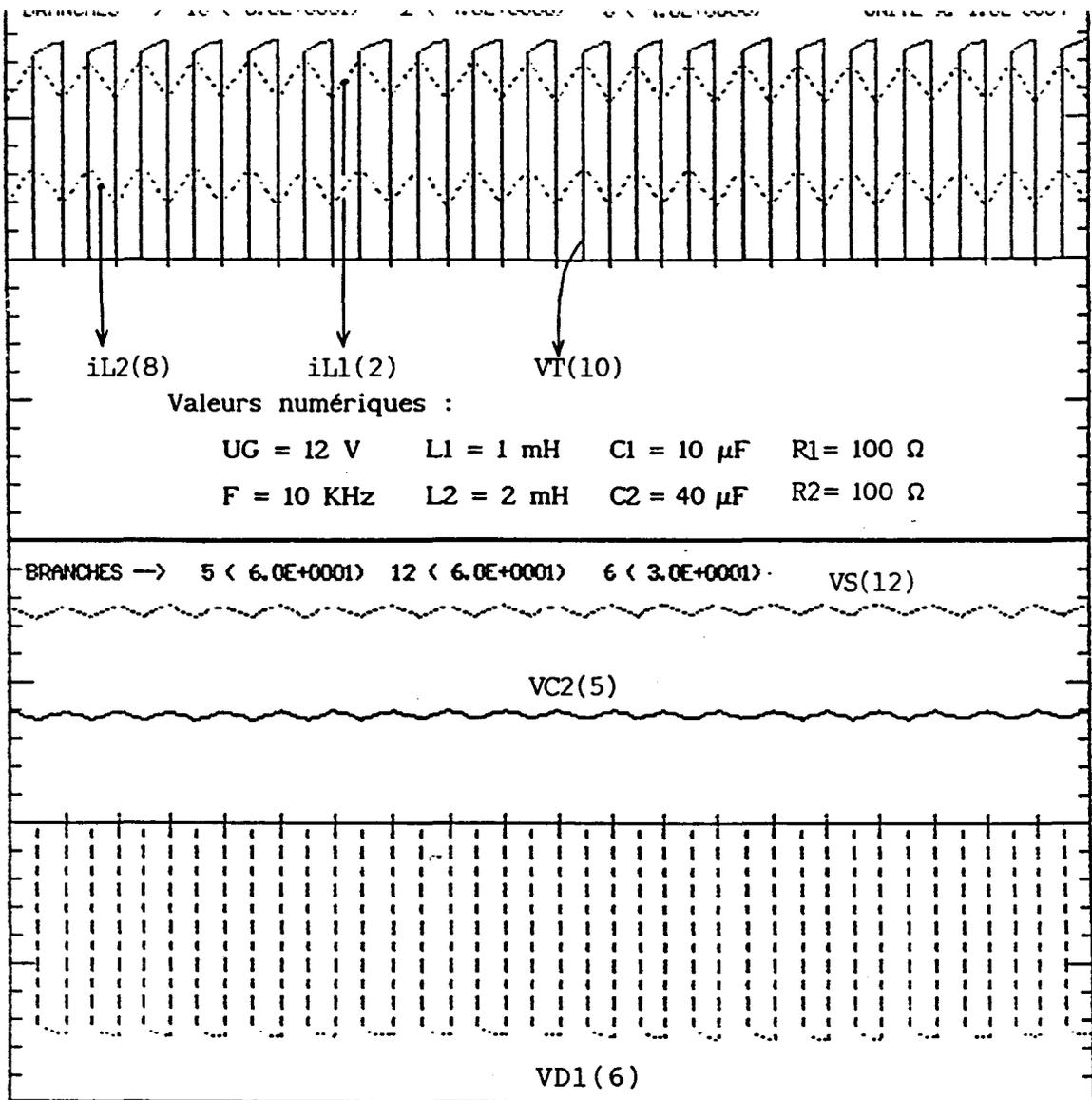


Figure 2-81

Temps  
2 ms

Les deux phases de fonctionnement sont décomposées ci-dessous afin d'écrire les équations correspondantes (figures 2-82 et 2-83)

4.2.1- PHASE 1 : de  $t = 0$  à  $t = \alpha T$

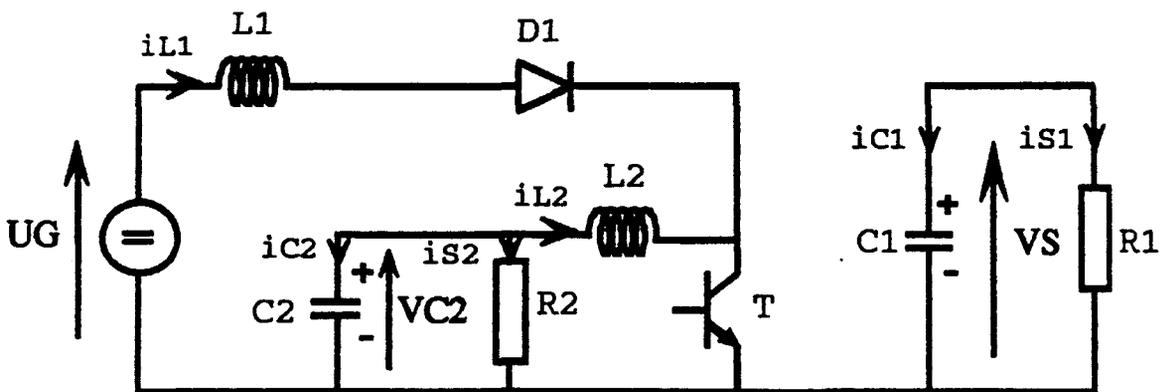


Figure 2-82

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_G$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_1} = 0$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C2}$$

$$i_{C2} = -i_{L2} - i_{S2}$$

4.2.2- PHASE 2 : de  $t = \alpha T$  à  $t = T$

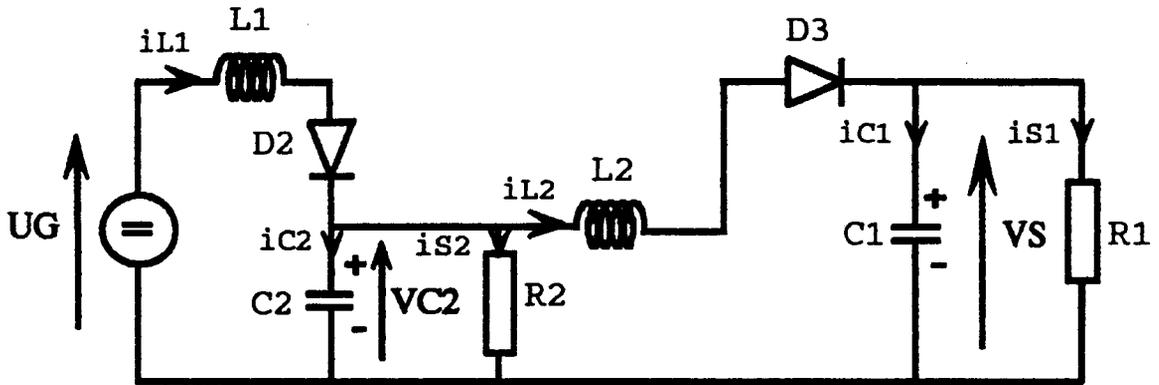


Figure 2-83

$$r_1 i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_G - V_{C2}$$

$$C_1 \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_1} = i_{L2}$$

$$r_2 i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C2} - V_S$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_{L2} - i_{S2}$$

En passant aux valeurs moyennes, on obtient:

Pour les tensions :

$$r_1 I_{L1} + (1-\alpha) U_{C2} = U_G$$

$$r_2 I_{L2} + (1-\alpha) U_S = U_{C2}$$

Pour les courants :

$$I_{L2} = \frac{U_S}{R_1(1-\alpha)} \quad (2.110)$$

$$(1-\alpha) I_{L1} = I_{S2} + I_{L2} \quad \text{d'où}$$

$$I_{L1} = \frac{U_{C2}}{R_2(1-\alpha)} + \frac{U_S}{R_1(1-\alpha)^2} \quad (2.111)$$

En introduisant les valeurs des courants  $IL_1$  et  $IL_2$  dans les équations des tensions, on déduit :

$$US = UG \frac{(1-\alpha)^2}{r_1/R_1 + [r_1/R_2 + (1-\alpha)^2] [r_2/R_1 + (1-\alpha)^2]} \quad (2.112)$$

$$UC_2 = UG \frac{(1-\alpha) [r_2/R_1 + (1-\alpha)^2]}{r_1/R_1 + [r_1/R_2 + (1-\alpha)^2] [r_2/R_1 + (1-\alpha)^2]} \quad (2.113)$$

Pour l'ensemble des figures qui suivent on considère  $r_1=r_2=r$ . Sur la figure 2-84 sont tracées les variations de  $US_{max}/UG$  et  $UC_{2max}/UG$  lorsque  $r/R_2$  est constant et vaut 0,003 et pour des valeurs de  $r/R_1$  allant de  $6.10^{-4}$  à 0,03. Sur la figure 2-85 c'est l'inverse,  $r/R_1 = 0,003$  et là le rapport  $r/R_2$  prend les valeurs comprises entre  $6.10^{-4}$  et 0,03.

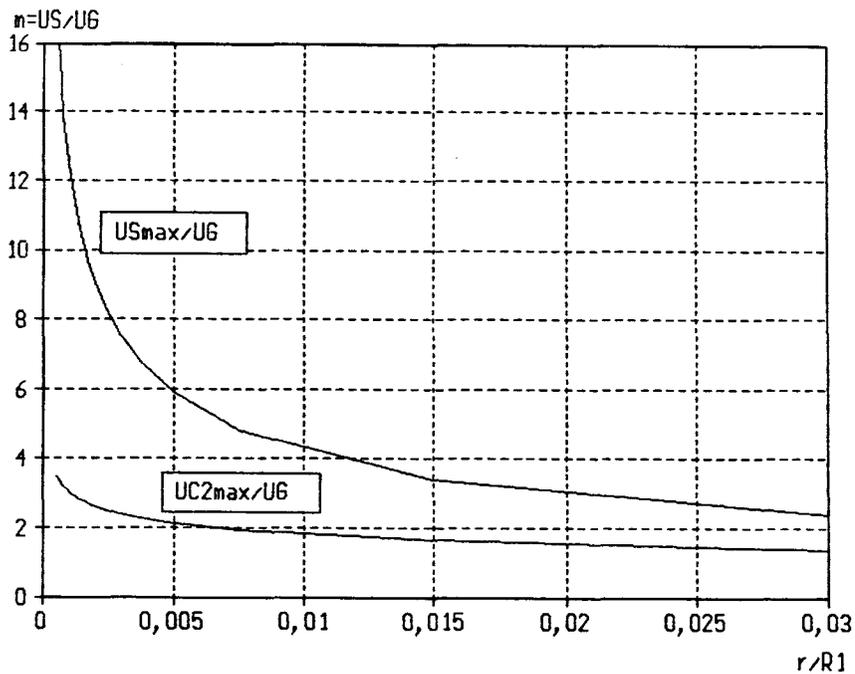


Figure 2-84

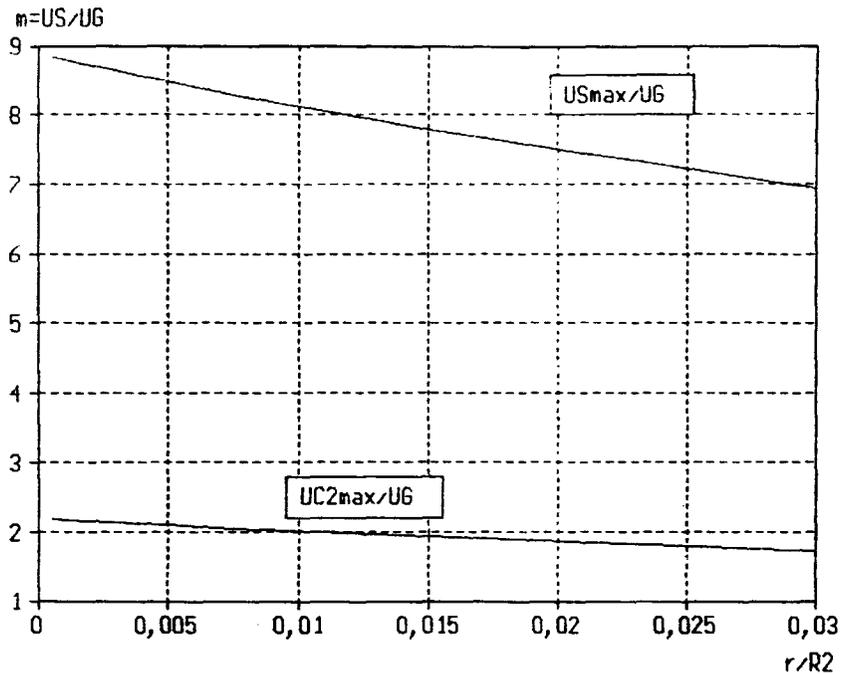


Figure 2-85

L'augmentation du rapport  $r/R1$  entraine des variations importantes de  $US_{max}/UG$  et aussi de  $UC2_{max}/UG$  mais dans des proportions moindres. Les variations de  $r/R2$  influent peu sur les valeurs maximales de  $US$  et  $UC2$ .

La figure 2-86 donne les variations de  $US/UG$ , de  $UC2/UG$  et de  $US/UC2$  en fonction de  $\alpha$  et ceci pour les valeurs de  $r/R1 = r/R2 = 0,002$ .

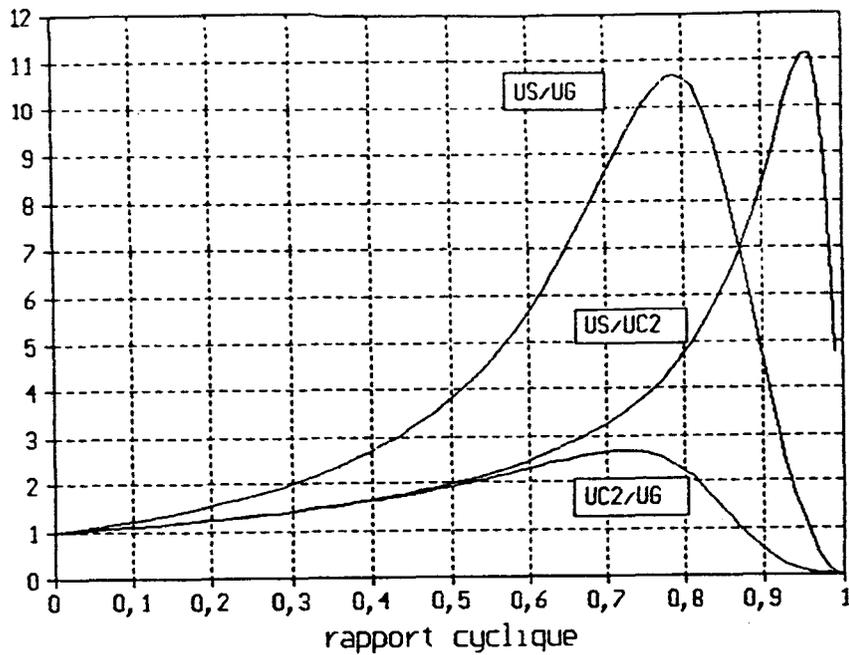


Figure 2-86

4.2.3- CALCUL DES RENDEMENTS EN LINEARISANT LES COURANTS DANS LES INDUCTANCES

Le rendement global s'écrit :

$$\eta_g = \frac{(US \ IS1) + (UC2 \ IS2)}{UG \ IG}$$

C'est donc la somme de deux rendements partiels  $\eta_1$  et  $\eta_2$ .

\* Entre la sortie VS et l'entrée, on a :

$$IG = IL1$$

$$IS1 = US/R1$$

A l'aide de équation (2.111), on peut écrire :

$$d'où \ \eta_1 = \frac{US \ IS1}{UG \ IG} = \frac{US}{UG} \frac{\frac{US}{UG \ R1}}{\frac{US}{UG \ R1(1-\alpha)^2} + \frac{UC2}{UG \ R2(1-\alpha)}} \quad (2.114)$$

si  $R1 = R2 = R$ , on obtient:

$$\eta_1 = \frac{US}{UG} \frac{\frac{US}{UG} (1-\alpha)^2}{\frac{US}{UG} + \frac{UC2}{UG} (1-\alpha)} \quad (2.114')$$

\* Entre la tension VC2 et l'entrée, on a :

$$IG = IL1$$

$$IS2 = UC2/R2$$

On calcule de la même façon  $\eta_2$  :

$$\eta_1 = \frac{UC2}{UG} \frac{IS2}{IG} = \frac{UC2}{UG} \frac{\frac{UC2}{UG R2}}{\frac{US}{UG R1(1-\alpha)^2} + \frac{UC2}{UG R2(1-\alpha)}} \quad (2.115)$$

si  $R1 = R2 = R$ , on obtient :

$$\eta_2 = \frac{UC2}{UG} \frac{\frac{UC2}{UG} (1-\alpha)^2}{\frac{US}{UG} + \frac{UC2}{UG} (1-\alpha)} \quad (2.115')$$

La figure 2-87 montre l'évolution des rendements  $\eta_1$  et  $\eta_2$  et du rendement global en fonction de  $\alpha$  pour les valeurs  $r/R1 = r/R2 = 0,002$ .

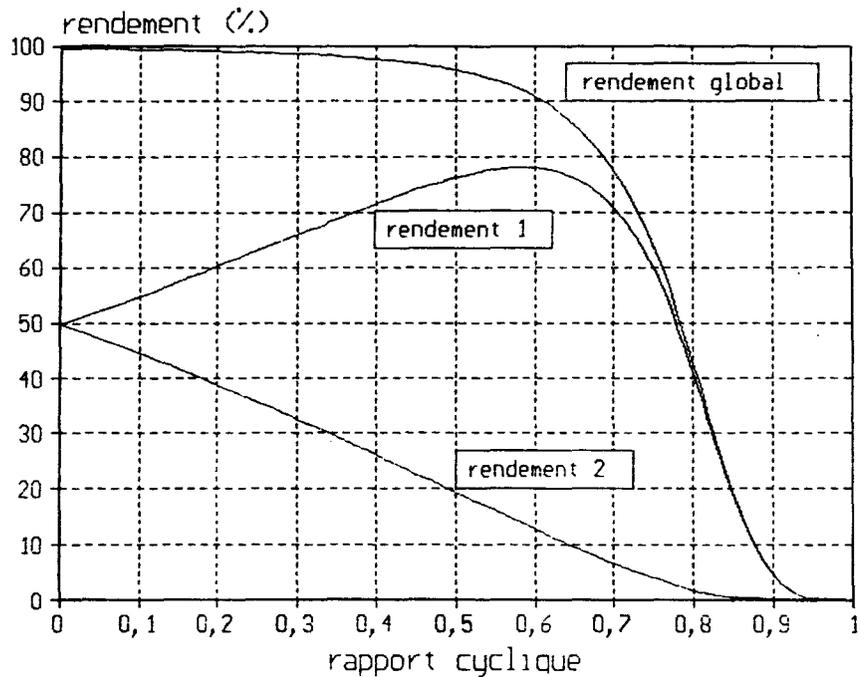


Figure 2-87

#### 4.2.4- CARACTERISTIQUES DE REGULATION DE LA TENSION DE SORTIE

Comme dans le cas du convertisseur D1, nous pouvons étudier comment doit varier  $\alpha$  de façon à maintenir à une valeur constante

le rapport US/UG malgré les variations de la résistance R1 et avec un rapport  $r/R2$  constant. La figure 2-88 indique les variations de  $\alpha$  en fonction de  $r/R1$  pour des rapports de  $m$  donnés, avec  $r/R2 = 0,003$ . La figure 2-89 donne l'évolution du rapport UC2/UG en fonction de  $r/R1$  lorsque la régulation sur  $\alpha$  est appliquée. Sur ces deux figures, l'évolution des caractéristiques est sensiblement identique à celle du convertisseur D1.

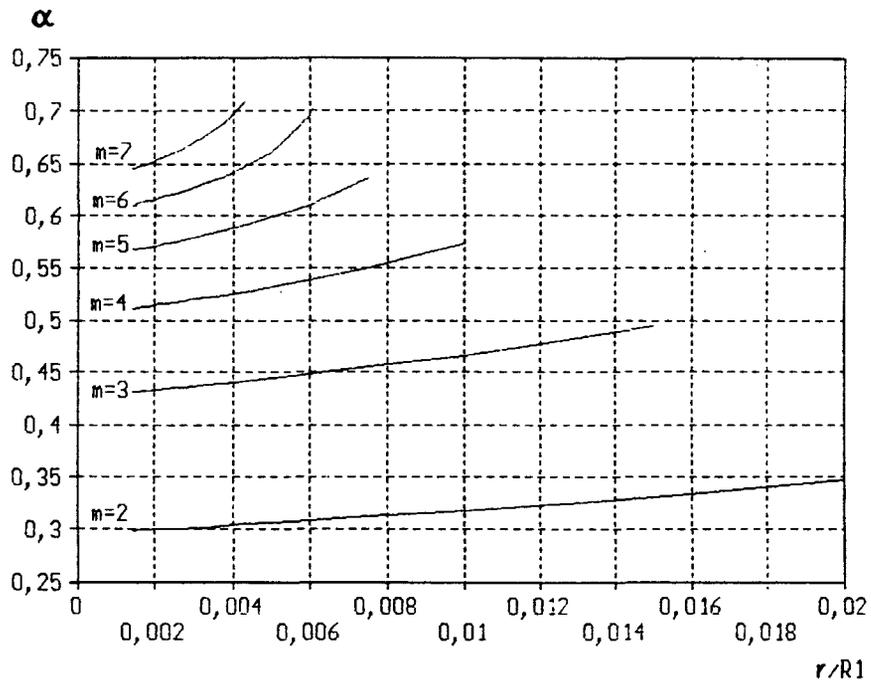


Figure 2-88

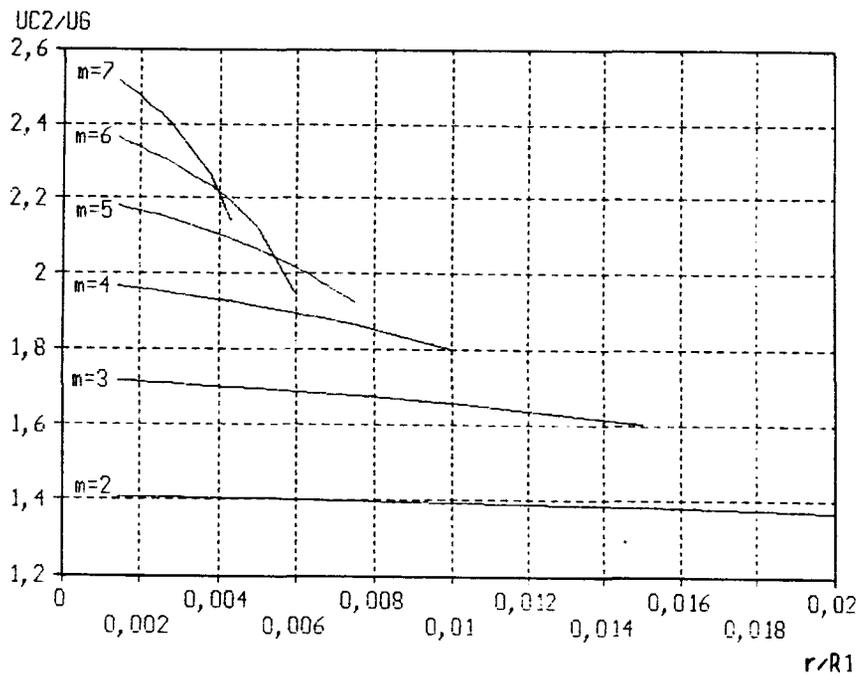


Figure 2-89

4.1.5-VALEURS MOYENNES EN CONSIDERANT, EN PLUS, LES CHUTES  
DE TENSIONS AUX BORNES DES SEMI-CONDUCTEURS

équations (2.116) et (2.117)

$$US = UG \frac{(1-\alpha)^2 [(1-\alpha) - (R_{dson}/R2)\alpha]}{[(r1+R0)/R1 + (R_{dson}/R1)(2\alpha - \alpha^2)] [(1-\alpha) - (R_{dson}/R2)\alpha]} \\ - \frac{KE [(1-\alpha) + (1-\alpha)^3 + ((r1+R0)/R2)(1-\alpha) - (R_{dson}/R2)\alpha^2]}{+ [(1-\alpha)^2 + (r1+R0)/R2 + (R_{dson}/R2)\alpha]} \\ + \frac{[(1-\alpha)^3 + (r2/R1)(1-\alpha) + (R0/R1)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R1)\alpha(2-\alpha)]}{}$$

$$UC2 = UG \frac{(1-\alpha) [(1-\alpha)^3 + (r2/R1)(1-\alpha) + (R_{dson}/R1)(2\alpha - \alpha^2) + (R0/R1)(1-\alpha)^2]}{[(r1+R0)/R1 + (R_{dson}/R1)(2\alpha - \alpha^2)] [(1-\alpha) - (R_{dson}/R2)\alpha]} \\ - \frac{KE [(1-\alpha)^3 + ((r2-r1)/R1)(1-\alpha) - (R0/R1)\alpha(1-\alpha) + (R_{dson}/R1)\alpha^2(2-\alpha)]}{+ [(1-\alpha)^2 + (r1+R0)/R2 + (R_{dson}/R2)\alpha]} \\ + \frac{[(1-\alpha)^3 + (r2/R1)(1-\alpha) + (R0/R1)(1-\alpha)^2 + (R_{dson}/R1)\alpha(2-\alpha)]}{}$$

## **TROISIEME PARTIE**

---

### **VERIFICATIONS EXPERIMENTALES**

Dans le but de vérifier les caractéristiques de chaque nouvelle structure, une maquette évolutive, sur laquelle tous les montages peuvent être réalisés, a été mise en oeuvre. Les valeurs pratiques sont comparées avec les formes d'ondes tracées à l'aide des formules établies dans la deuxième partie en tenant compte de l'ensemble des chutes de tension (dans les inductances et aux bornes des semi-conducteurs).

Pour les essais, l'interrupteur commandé est un transistor à effet de champ. Celui-ci a été retenu du fait de ses temps de commutations faibles par rapport aux transistors bipolaires ou à l'IGBT. De plus, il présente l'avantage d'être commandable en tension, avec une grande impédance d'entrée, et non en courant. La commande en modulation de largeur d'impulsion est réalisée à l'aide d'un circuit intégré spécialisé (TDA 1060 RTC) permettant d'obtenir un coefficient de réglage compris entre 0 et  $\alpha$  max, avec une fréquence de hachage fixe.

Pour les essais, les caractéristiques des composants utilisés sont les suivantes :

- Transistor à effet de champ IRF 250 :  $R_{dson} = 0,15 \Omega$
- Diodes MUR 1540 :  $E_o = 0,7 \text{ V}$  ,  $R_o = 30 \text{ m}\Omega$
- Inductances :  $L = 3,3 \text{ mH}$  ( $2 \times \text{E55/28/21}$ , 135 spires de 2 fils en parallèle de diamètre 0,8 mm)  
 $r = 0,3 \Omega$
- Condensateurs :  $C1 = 10 \mu\text{F}$ ,  $C2 = 20 \mu\text{F}$  (type imprégné de faible résistance série)
- Fréquence de hachage : 50 KHz
- Tension d'entrée :  $U_G = 12 \text{ V}$
- Résistance de charge :  $R = 100 \Omega$

A l'aide de ces valeurs numériques, introduites dans les formules établies dans la deuxième partie, le tableau I permet de comparer les sept schémas retenus issus de la procédure de synthèse. Les deux premières lignes rappellent l'expression simplifiée du rapport de transformation  $m$  et sa valeur pour  $\alpha=0,5$ .

Tableau I :

	A1	A2	B	C	D1	D2	E
$m=f(\alpha)$	$\frac{2\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$	$\frac{1-\alpha+\alpha^2}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1+\alpha-\alpha^2}{1-\alpha}$	$\frac{2\alpha-\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1-\alpha+\alpha^2}{(1-\alpha)^2}$	$\frac{1}{(1-\alpha)^2}$
$m$ $\alpha=0.5$	-1.5	+1.5	-2	+2.5	-3	+3	+4
$\alpha$	0.63	0	0.47	0.53	0.42	0	0.24
$m$	2.14	0.93	1.46	2.49	1.69	0.93	1.57
$\eta$ maxi	91.5	93.6	88.1	93.3	83.9	93.9	89.2
$\alpha$	0.93	0.93	0.77	0.93	0.74	0.76	0.73
$m$ maxi	7.26	6.98	6.29	7.76	5.98	6.78	6.45
$\eta$	48.1	46.4	44.1	51.3	41.7	47.8	45.5
$m=2$ $\alpha$	0.61	0.65	0.52	0.42	0.46	0.41	0.33
$\eta$	91.4	90.7	87.6	92.9	83.7	92.5	88.9
$m=5$ $\alpha$	0.84	0.86	0.68	0.79	0.66	0.65	0.61
$\eta$	82.7	79.8	72.1	87.5	66.3	79.7	74.8

Dans ce tableau, les deux familles se distinguent facilement, notamment dans la ligne donnant  $m$  maximum. En effet, le rapport  $m$  maximal est obtenu pour  $\alpha = 0,93$  dans le cas de la première famille et pour  $\alpha$  compris entre 0,73 et 0,77 pour la deuxième famille. Nous constatons aussi que les rapports  $m$  maximaux des convertisseurs de la première famille sont plus élevés que pour la deuxième.

### 1- COURBES EXPERIMENTALES DES CONVERTISSEURS RETENUS

Sur les figures, les relevés expérimentaux sont indiqués par des carrés en ce qui concerne les tensions et par des triangles pour les rendements.

#### 1.1 - CONVERTISSEURS A1, A2, B

Sur les figures 3-1, 3-3, 3-5 sont tracées les variations de  $m$  et du rendement en fonction de  $\alpha$ , sur les figures 3-2, 3-4, 3-6 le rendement en fonction de  $m$ .

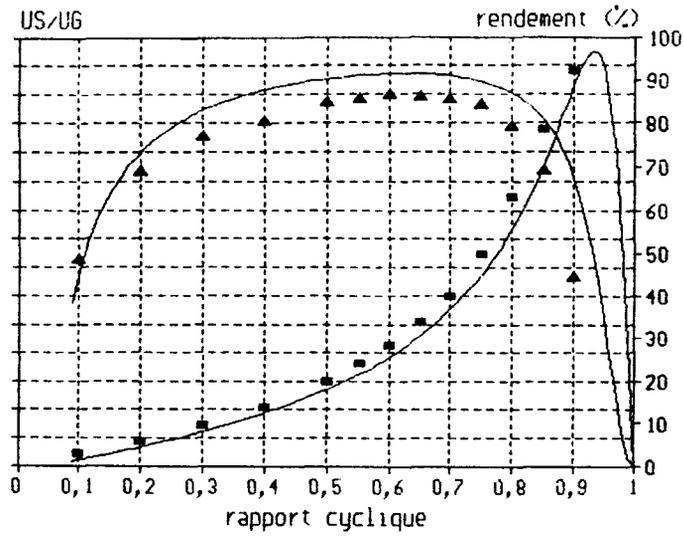


Figure 3-1

A1

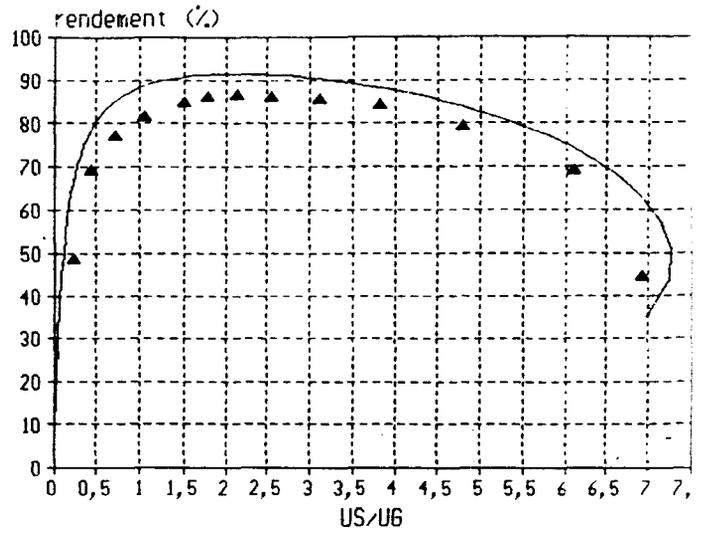


Figure 3-2

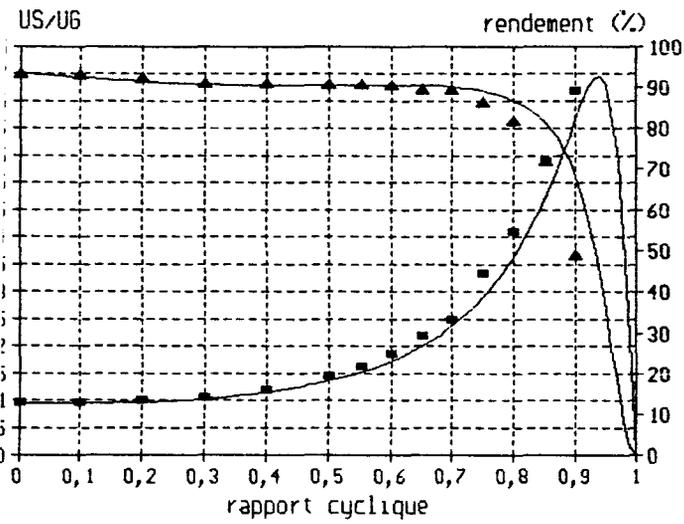


Figure 3-3

A2

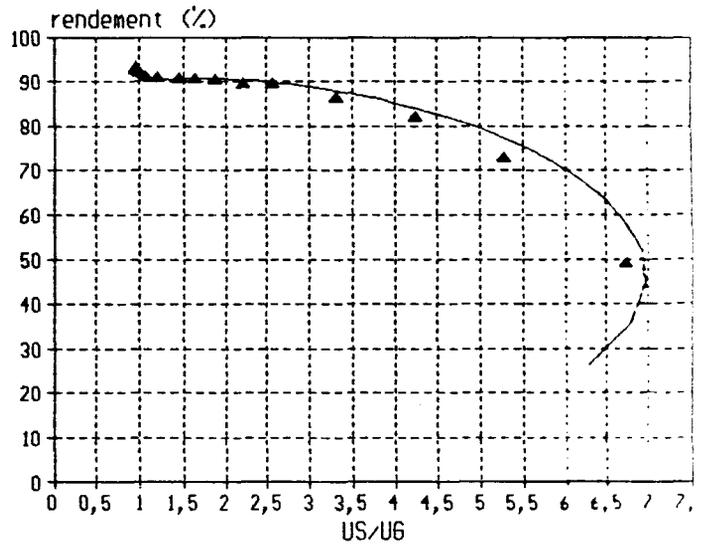


Figure 3-4

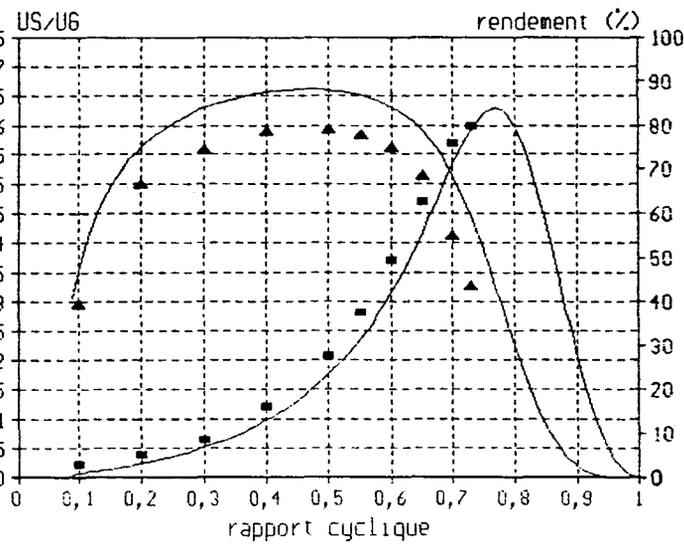


Figure 3-5

B

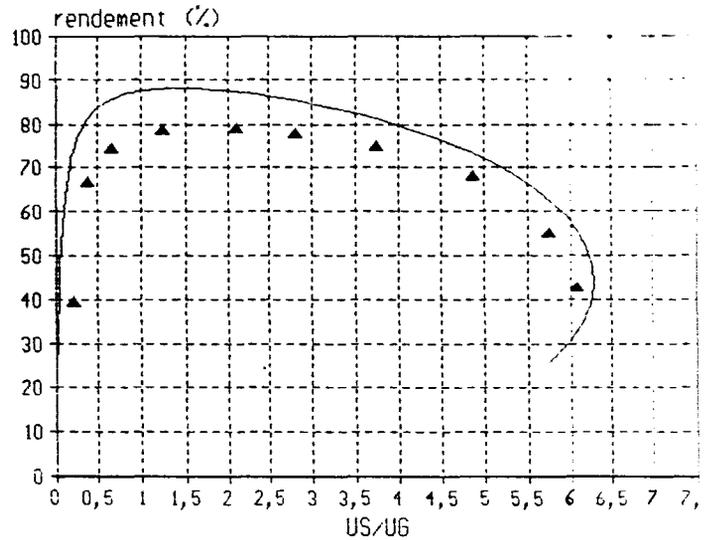


Figure 3-6

## 1.2 - CONVERTISSEUR C

Les relevés des formes d'ondes :

- des tensions  $V_{ns}$  aux bornes du transistor et  $V_S$  à la sortie,
- des courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$

sont reproduits à la figure 3-7. Sur la figure 3-8 sont tracées les variations de  $m$  et du rendement en fonction de  $\alpha$ , sur la figure 3-9 le rendement en fonction de  $m$ . Pour les relevés de  $m$  en fonction de  $\alpha$  la courbe pratique est très proche de la théorique. Sur la courbe donnant le rendement en fonction  $m$  l'écart est plus important, ceci vient du fait que le calcul théorique considère les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  comme étant linéaires.

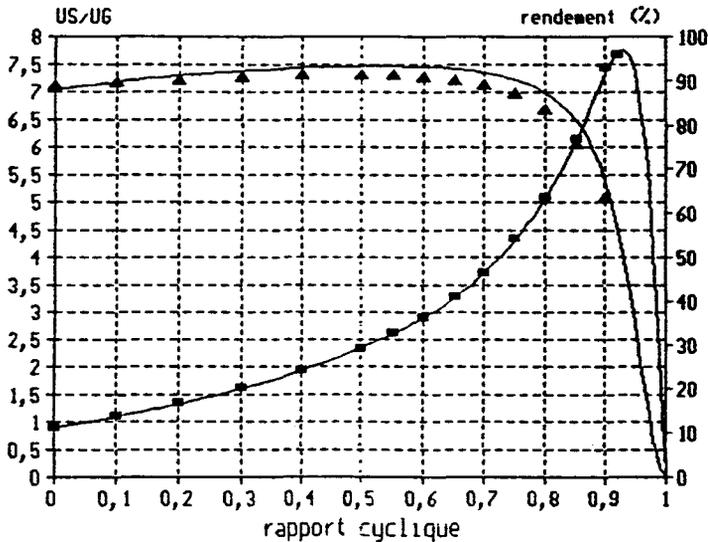


Figure 3-8

C

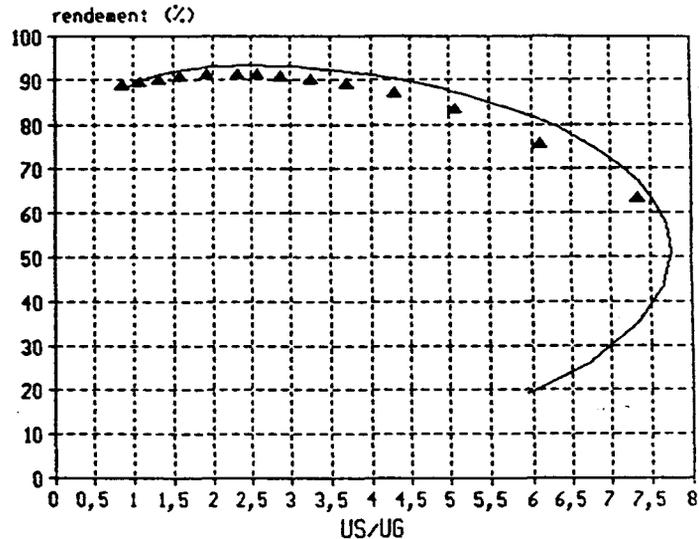


Figure 3-9

## 1.3 - CONVERTISSEURS D1, D2 ,E

Sur la figure 3-10, 3-12, 3-14 sont tracées les variations de  $m$  et du rendement en fonction de  $\alpha$ , sur la figure 3-11, 3-13, 3-15 le rendement en fonction de  $m$ .

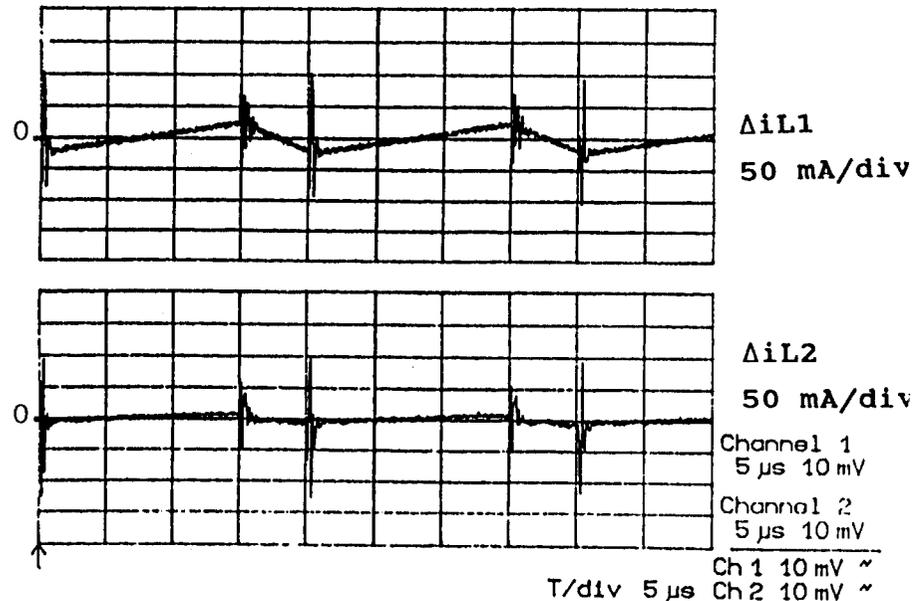
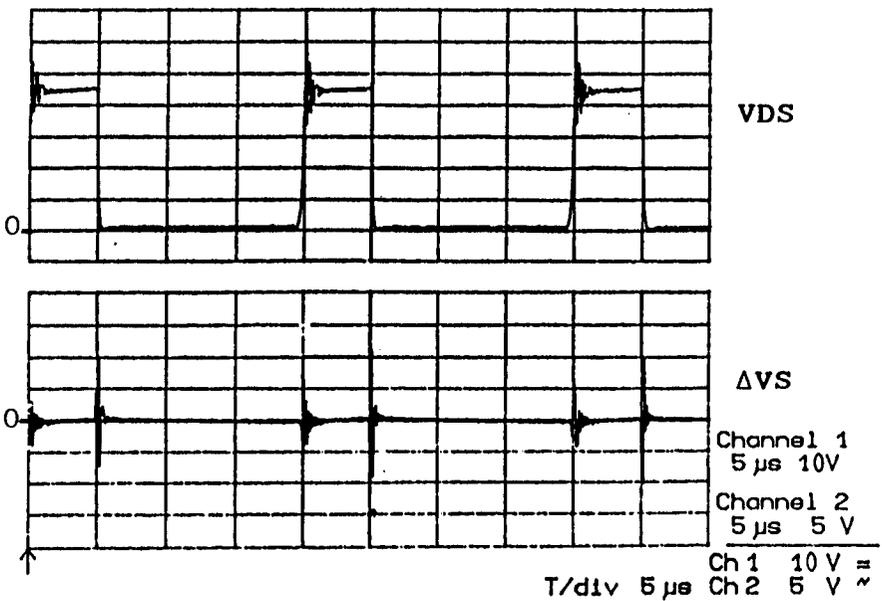
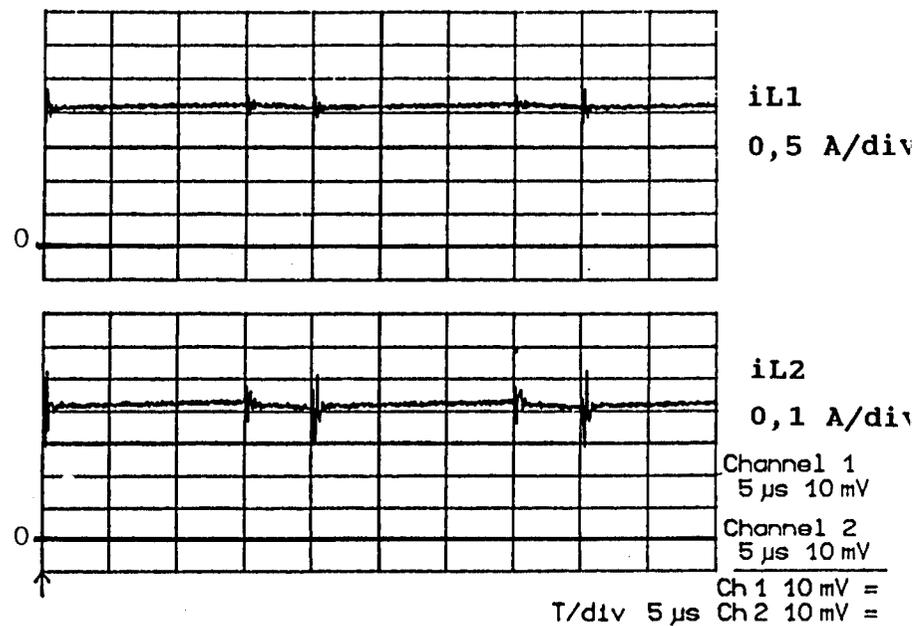
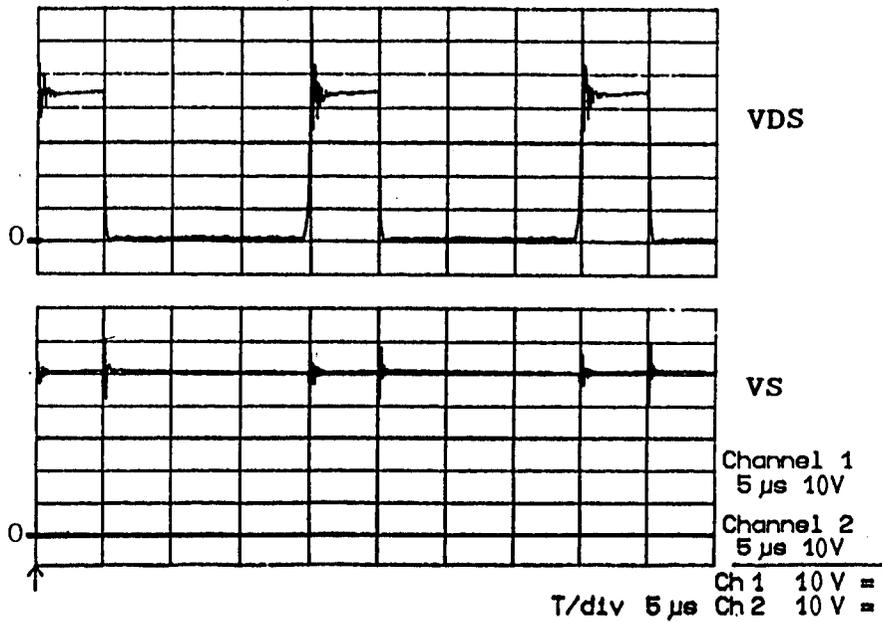


Figure 3-7

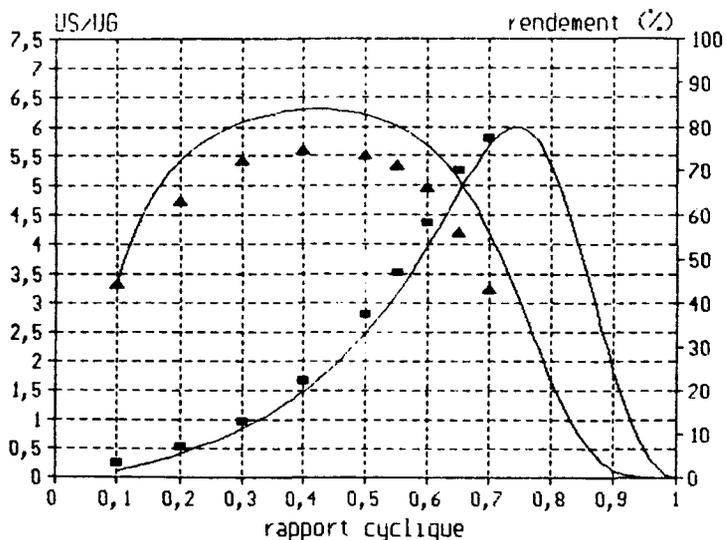


Figure 3-10

D1

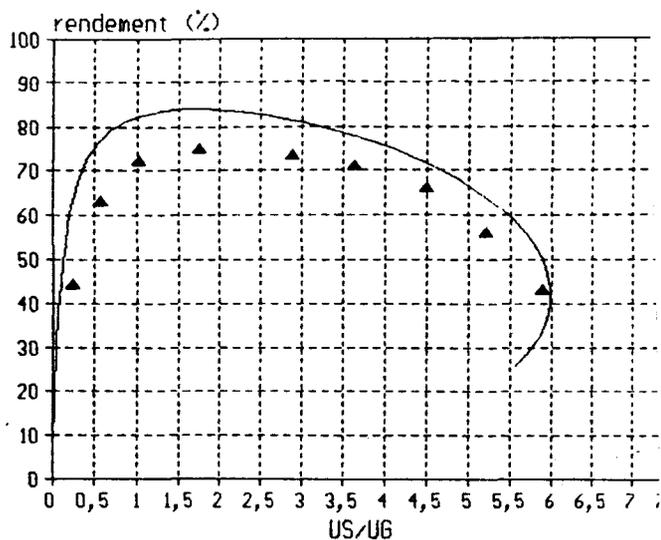


Figure 3-11

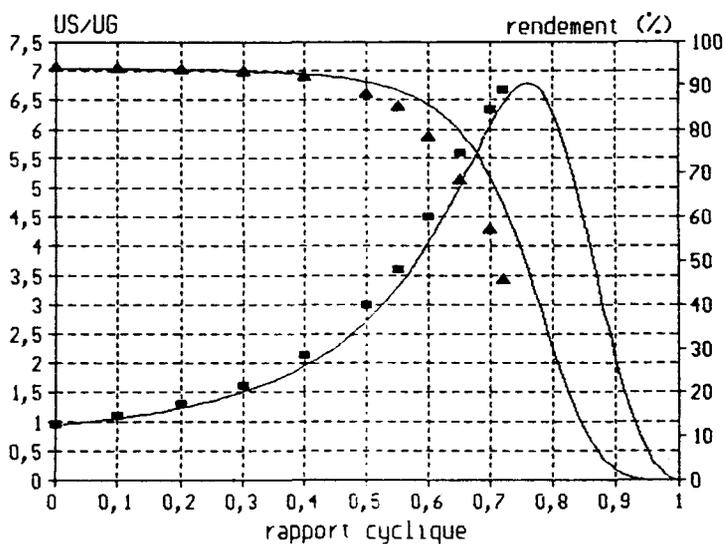


Figure 3-12

D2

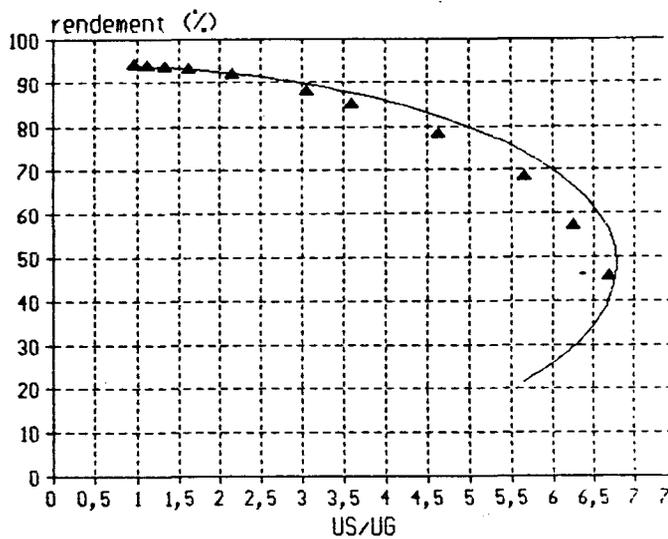


Figure 3-13

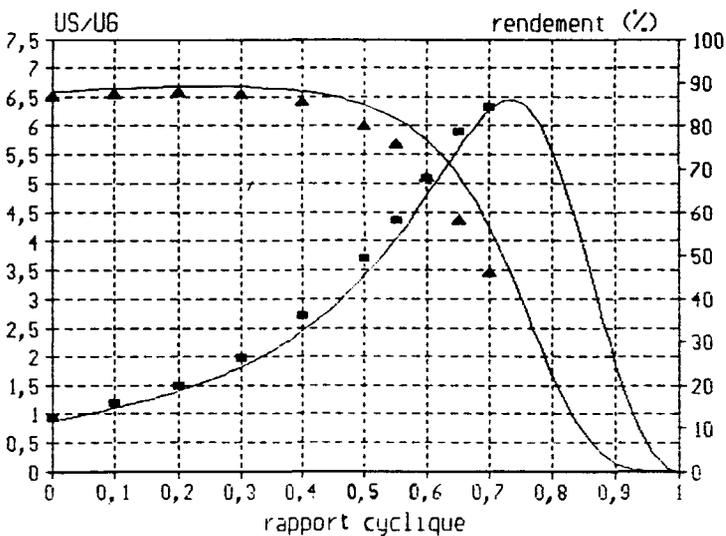


Figure 3-14

E

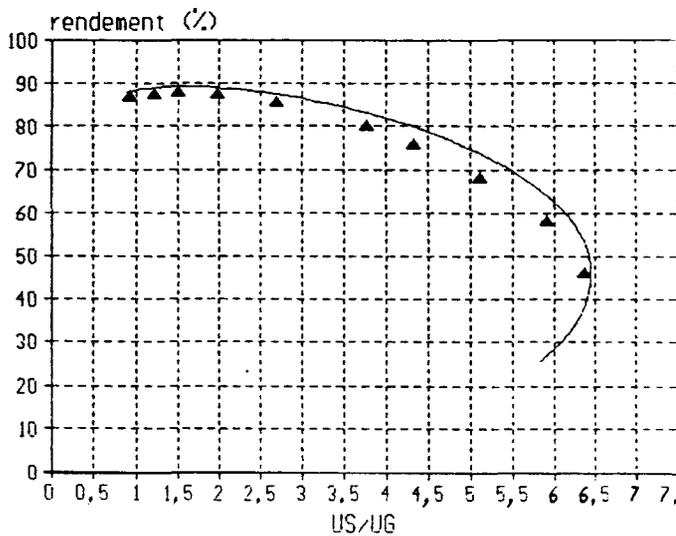


Figure 3-15

## 2 - ESSAIS DES STRUCTURES POSSEDANT DEUX TENSIONS DE SORTIE

Les relevés expérimentaux apparaissent sur les courbes avec les mêmes notations utilisées au paragraphe précédent.

### 2.1 CONVERTISSEUR D1

Sur la figure 3-16 sont tracées les variations de  $US/UG$  et de  $UC2/UG$  en fonction de  $\alpha$ , sur la figure 3-17 les rendements en fonction de  $\alpha$ , pour  $R1=R2=100 \Omega$ .

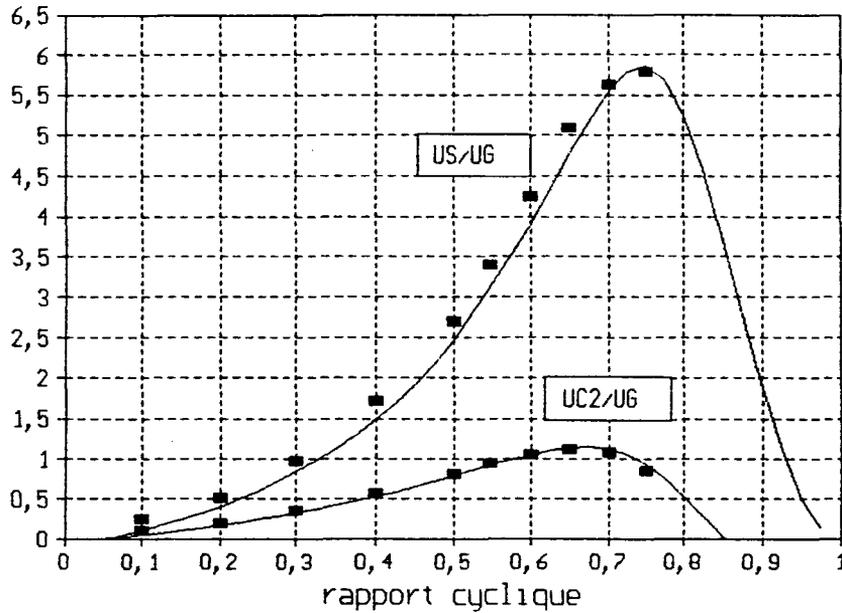


Figure 3-16

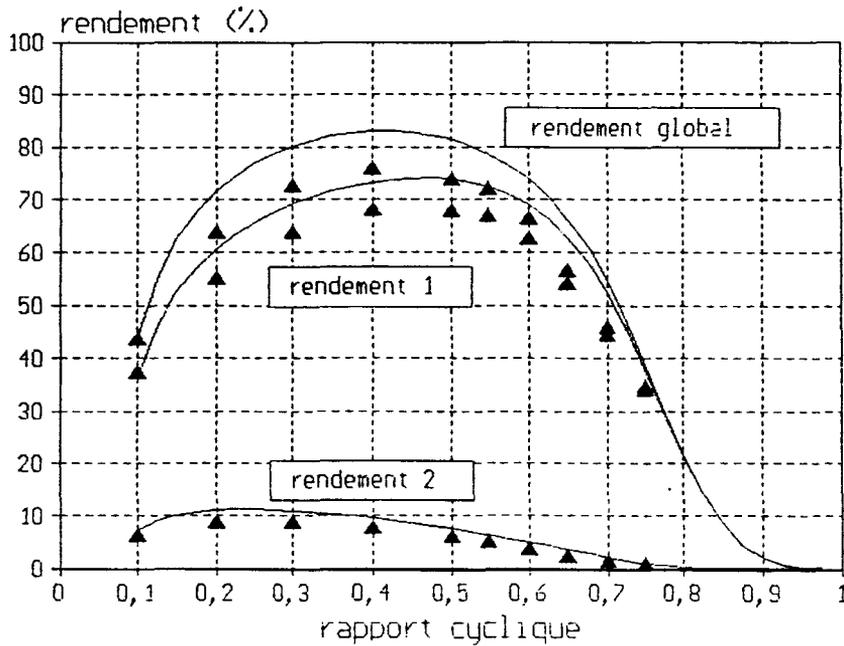


Figure 3-17

## 2.2 CONVERTISSEUR F

Sur la figure 3-18 sont tracées les variations de  $U_S/U_G$  et de  $U_{C2}/U_G$  en fonction de  $\alpha$ , sur la figure 3-19 les rendements en fonction de  $\alpha$ , pour  $R_1=R_2=100 \Omega$ . Les relevés des formes d'ondes des tensions  $V_{ds}$ ,  $V_S$  et  $V_{C2}$  ainsi que des courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  sont donnés à la figure 3-20.

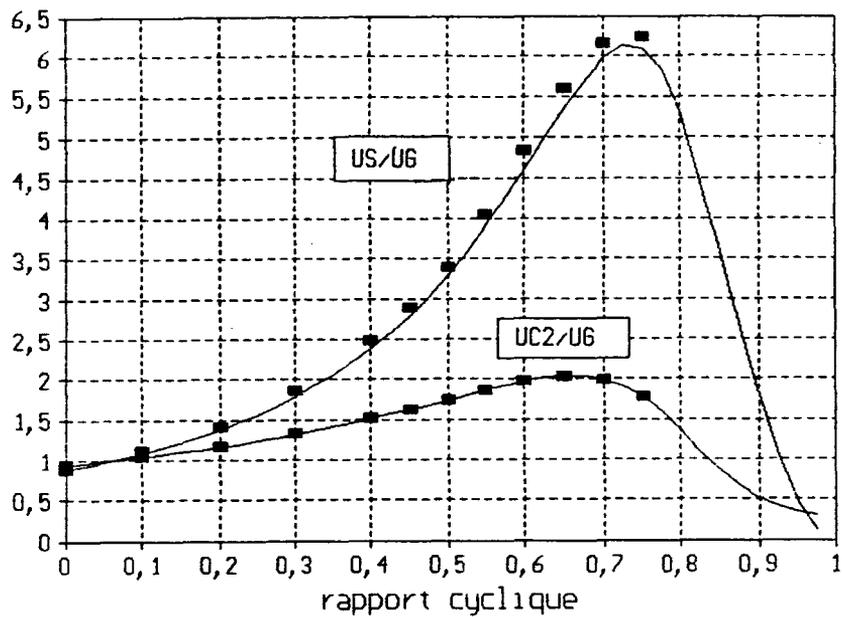


Figure 3-18

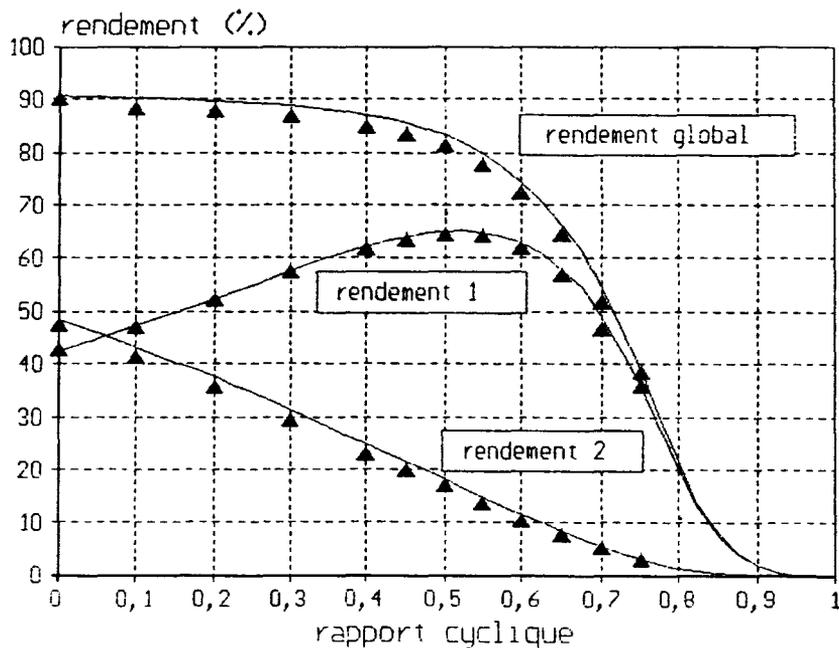


Figure 3-19

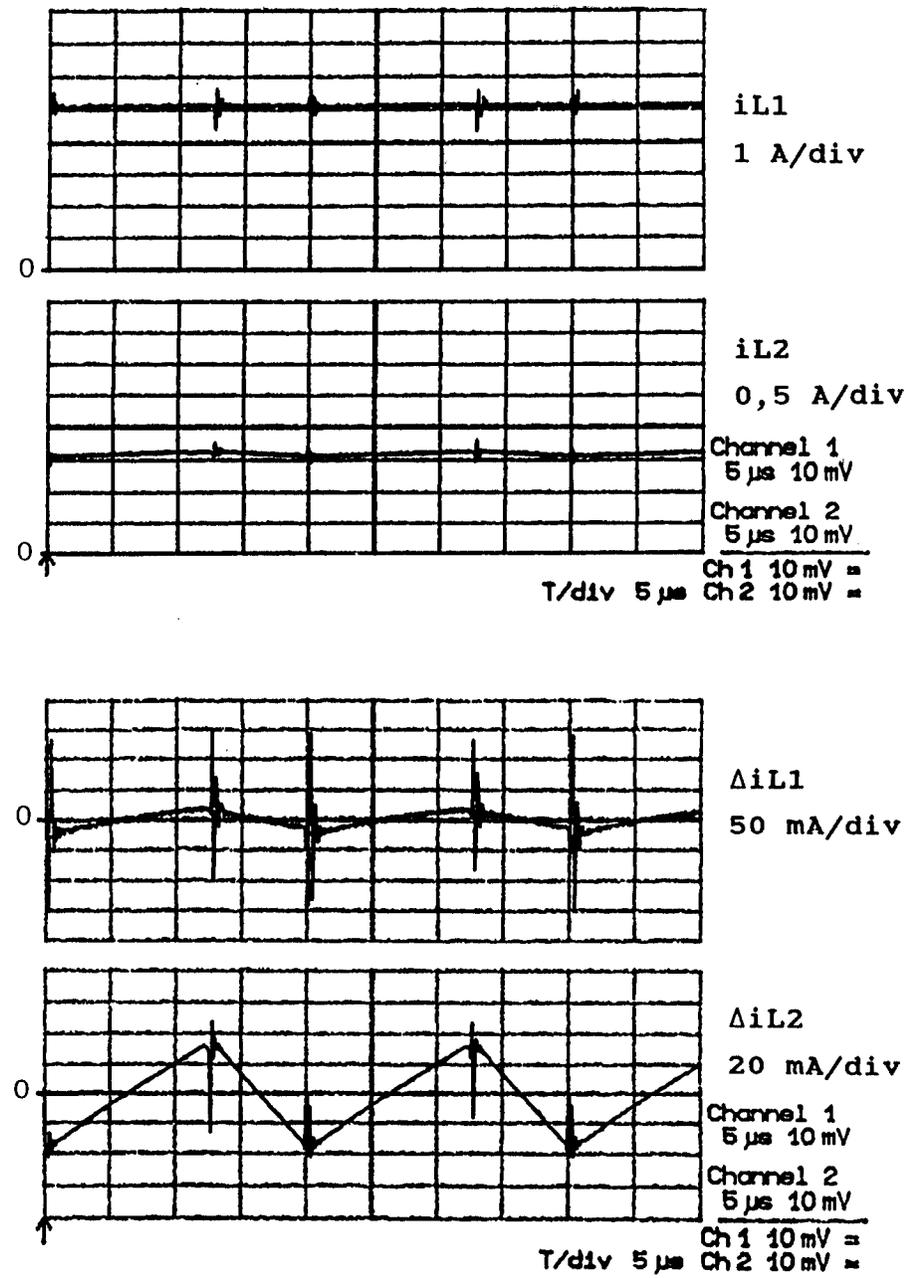
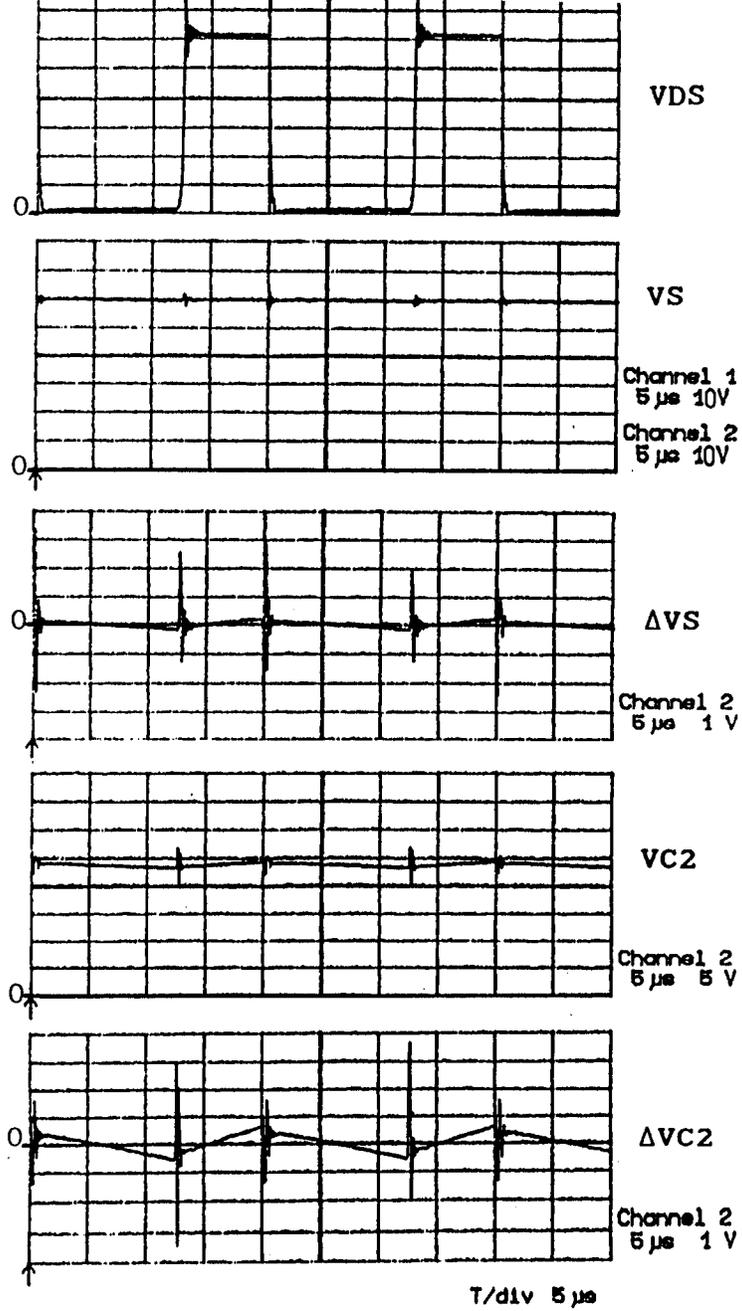


Figure 3-20

## CONCLUSION

Le travail dont nous avons présenté les résultats dans ce mémoire montre que la recherche systématique de nouvelles structures en passant par un outil informatique amène à découvrir des associations originales de composants qui n'étaient pas apparues de façon intuitive : ceci est dû bien sûr, dans le cas qui nous intéresse, au nombre relativement élevé de composants qui entraîne a priori un nombre de combinaisons impressionnant.

Cette recherche nous a permis d'isoler sept configurations qui sont toutes réalisables : l'analyse détaillée de leur fonctionnement et les caractéristiques qui s'en déduisent montrent que ces montages ne présentent pas tous le même intérêt. Le convertisseur de type C apparaît nettement comme le plus performant sur l'ensemble de ses caractéristiques : c'est celui qui possède le rapport de transformation le plus élevé et le meilleur rendement : en outre à rapport de transformation donné, les interrupteurs y subissent moins de contraintes que dans un hacheur classique à stockage inductif.

L'absence de transformateur dans de tels convertisseurs permet d'adopter une fréquence de hachage élevée qui n'est pas limitée par le comportement du circuit magnétique. Les éléments réactifs peuvent donc être de dimensions réduites. De plus, les convertisseurs appartenant à la deuxième famille sont particulièrement adaptés pour travailler à des fréquences élevées puisque leur rapport de transformation maximal est atteint pour des valeurs de  $\alpha$  éloignées de 1.

Les avantages réels de ces structures ne pourront cependant vraiment apparaître qu'après une étude dynamique de leurs comportements car le fait que la tension de sortie soit une fonction de  $\alpha^2$  pourrait poser des problèmes de régulation.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.FOCH  
Commutation and stresses of switching devices on static power converters  
Power Electronics and Application, EPE, Grenoble, September 1987
- [2] R.D MIDDLEBROOK  
Transformerless DC-to-DC converters with large conversion ratios  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.3, No.4, October 1988, pp 484-488
- [3] J.P GAUBERT et R BAUSIERE  
Increasing the voltage conversion ratio of buck-boost converters  
IMACS-MCTS SYMPOSIUM, Lille, May 1990, pp 208-213
- [4] D MAKSIMOVIC and S CUK  
Switching converters with wide DC conversion range  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.1, January 1991, pp 151-157
- [5] S CUK and R.D MIDDLEBROOK  
A new optimum topology switching DC-to-DC converter  
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977 Record, pp 160-179
- [6] S CUK  
General topological properties of switching structures  
IEEE PESC, 1979 Record, pp 109-130
- [7] R.P MASSEY AND E.C SNYDER  
High voltage single-ended DC-to-DC converter  
IEEE PESC, 1977 Record, pp 156-159

- [8] E.E LANDSMAN  
A unifying derivation of switching regulator topologies  
IEEE PESC, 1979 Record, pp 139-243
- [9] R TYMERSKI and V VORPERIAN  
Generation, classification and analysis of switched-mode  
DC-to-DC converters by the use of converters cells  
IEEE.International Telecommunication Energy  
Conference, 1986 Proceedings, pp 181-195
- [10] R.W ERICKSON  
Synthesis of switched-mode converters  
IEEE PESC 1983 Record, pp 9-22
- [11] D MAKSIMOVIC and S CUK  
General properties and synthesis of PWM DC-to-DC  
converters  
IEEE PESC, 1989 Record, pp 515-525
- [12] P JOUBERT  
Circuit électrique et systèmes. Méthodes modernes de  
calcul  
Edition LAVOISIER, Technique et Documentation, 1986
- [13] S SESHU and M.B REED  
Linear graphs and electrical networks  
READING, Massachussets:Addison-Wesley, 1961
- [14] R BAUSIERE, F LABRIQUE ET G SEGUIER  
Les convertisseurs de l'électronique de puissance,  
Vol.3: La conversion continu-continu.  
Editions Technique et Documentation, 1987
- [15] D MAKSIMOVIC and S CUK  
A unified analysis of PWM converters in discontinuous  
modes  
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6,  
No.3,July 1991, pp 476-490

- [16] Laboratoire d'Electrotechnique de MONTPELLIER  
Ecole Normale Supérieure de CACHAN  
Logiciel d'aide à la conception des convertisseurs  
statiques : SIMUL version 2.5.
- [17] J.P FERRIEUX and F FOREST  
Alimentations à découpage. Convertisseurs à résonance  
Masson, Paris, 1987
- [18] D.M MITCHELL  
DC-DC Switching regulator analysis  
Mc Graw-Hill, New-York, 1987
- [19] P WOOD  
Switching power converters  
Van Nostrand-Reinhold, New-York, 1981
- [20] K SUM  
Switch mode power conversion  
Dekker, New-York, 1984
- [21] G CHRYSSIS  
High-frequency switching power supplies  
Mc Graw-Hill, New-York, 1984
- [22] S CUK and R.D MIDDLEBROOK  
Advances in switched-mode power conversion  
IEEE Trans.Ind.Electron, may 1983, pp 10-29
- [23] P HARTIGNAN  
A pulsewidth-modulated DC-to-DC converter that utilizes  
a small number of components  
IEEE Trans.Aerosp.Electron.Syst., 1972, pp 9-12
- [24] H MATSUO and K HARADA  
The cascade connection of switching regulators  
IEEE Trans.Ind.Appl., 1976, pp 192-198

- [25] N.R.M RAO  
A unifying principle behind switching converters and  
some new basic configurations  
IEEE Trans.Consum.Electron., 1980, pp 142-180
- [26] H MATSUO and K HARADA  
New DC-DC converters with an energy-storage reactor  
IEEE Trans.Magnetics, 1977, pp 1211-1213
- [27] D.Y CHEN, H.A OWEN and T.G WILSON  
Design of energy-storage reactors for single-winding  
constant-frequency DC-to-DC converters operating in the  
discontinuous-reactor-current mode  
IEEE Trans.Magnetics, 1980, pp 1422-1426
- [28] D.Y CHEN, H.A OWEN and T.G WILSON  
Table-aided design of energy-storage reactor in DC-to-DC  
converters  
IEEE Trans.Aerosp.Electron.Syst., 1976, pp 374-386
- [29] D.Y CHEN, H.A OWEN and T.G WILSON  
Design of two-winding voltage step-up/current step-up  
constant frequency DC-to-DC converters  
IEEE Trans.Magnetics, 1973, pp 252-256
- [30] D.J SHORTT and F.C LEE  
Extension of the discrete-average models for converter  
power stages  
IEEE Trans.Aerosp.Electron.Syst., 1984, pp 279-289
- [31] H.A OWEN, T.G WILSON, S.Y.M FENG and F.C.Y LEE  
A computer-aided design procedure for flyback step-up  
DC-to-DC converter  
IEEE Trans Magnetics, 1972, pp 289-291
- [32] D.Y CHEN, H.A OWEN and T.G WILSON  
Computer-aided design and graphics applied to the study  
of inductor-energy-storage DC-to-DC converters  
IEEE Trans. Aerosp.Electron.Syst. pp 585-597

