

7/94

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN CONVERTISSEUR DC - DC
A RESONANCE SERIE DE STRUCTURE HALF BRIDGE OPERANT
EN HAUTES FREQUENCES.

Proposé par :

T. ZEBBADJI
O. STIHI

Etudié par :

Rédha BENSAID
Karim IZOUINE

Dirigé par :

T. ZEBBADJI
O. STIHI

PROMOTION
Septembre 1994

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN CONVERTISSEUR DC - DC
A RESONANCE SERIE DE STRUCTURE HALF BRIDGE OPERANT
EN HAUTES FREQUENCES.

Proposé par :

T. ZEBBADJI
O. STIHI

Etudié par :

Rédha BENSAID
Karim IZOUINE

Dirigé par :

T. ZEBBADJI
O. STIHI

PROMOTION
Septembre 1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

" *Si la mathématique est, à juste titre, considérée
comme Reine des Sciences, il serait légitime de
proclamer l'Électronique Reine des Techniques.* "

E. Alsberg.

" *L'électronique de puissance ne peut être
qu'une électronique de commutation.* "

G. Seguler.

DEDICACES

- *A ma mère,*
- *A mon père,*
- *A mon frère et à ma soeur,*
- *A tous mes amis (es),*
- *Et à tous ceux que j'aime,*

Je dédie ce travail.

Rédha.

- *A ma mère,*
- *A mon père,*
- *A mes frères et soeurs,*
- *A tous mes amis (es),*
- *Et à tous ceux que j'aime,*

Je dédie ce travail.

Karim.

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier:

- Nos promoteurs, Mr Tahar ZEBBADJI et Mr Omar STIHI, qui nous ont apporté aide et assistance tout au long de la concrétisation de ce modeste travail.

- Toutes les personnes qui de près ou de loin nous ont aidé matériellement ou conseillés.

- Ainsi que tous les enseignants qui ont participé à notre formation.

Rédha Bensaid.

Karim Daouine.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

pages:

PREAMBULE.	1
CHAPITRE I: Modélisation des convertisseurs à résonance série.	3
1- Introduction.	3
2- Principes généraux des convertisseurs à résonance.	3
2.1- Différents types de convertisseurs à résonance.	4
2.2- Choix du type du convertisseur à étudier.	5
3- Etude du convertisseur à résonance série.	6
3.1- Principe de fonctionnement.	6
3.2- Les différents modes de conduction.	7
3.3- Mise en équation dans le cas de conduction discontinue.	12
3.4- Mise en équation dans le cas de conduction continue.	18
3.5- Limites entre les différents modes de conduction.	29
3.6- Caractéristiques de sortie du convertisseur à résonance série.	35
3.7- Caractéristiques en charge du convertisseur à résonance série.	37
CHAPITRE II: Dimensionnement du convertisseur à résonance série.	41
1- Introduction.	41
2- Choix du mode de conduction.	41
3- Dimensionnement du circuit de puissance.	42
3.1- Calcul des éléments du circuit résonant.	42
3.2- Dimensionnement des semi-conducteurs.	43

3.3- Dimensionnement des composants magnétiques	43
3.4- Dimensionnement du filtre de sortie.	48
4- Circuit de commande.	49
4.1- Architecture globale des circuits de commande.	50
4.2- Principe de la modulation de largeur d'impulsions	51
4.3- Recommandations pour la réalisation du circuit de commande.	52
CHAPITRE III: Réalisation pratique.	55
1- Introduction.	55
2- Cahier de charges de l'alimentation.	56
3- Réalisation de l'alimentation.	56
3.1- Le circuit de puissance.	56
3.2- Réalisation du circuit de commande.	68
4- relevés expérimentaux et interprétations.	70
4.1- Introduction.	70
4.2- Méthode de mesure.	71
4.3- Mesures et résultats obtenus.	72
CONCLUSION GENERALE.	81

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PREAMBULE

PREAMBULE

L'électronique de puissance est la partie de la physique appliquée qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela, elle met en oeuvre des convertisseurs statiques utilisant des semi-conducteurs fonctionnant en interrupteurs, c'est à dire en 'tout ou rien'.

Le champ des applications de L'électronique de puissance connaît un essor considérable car les demandes se multiplient et les moyens de les satisfaire progressent à un rythme particulièrement rapide.

De plus en plus, les consommateurs d'énergie électrique demandent que celle-ci soit adaptée à chacun de leurs emplois. Parallèlement, les moyens de satisfaire cette demande, d'ailleurs de plus en plus exigeante, sont mis à la disposition des réalisateurs de convertisseurs: amélioration des semi-conducteurs classiques, apparition de nouveaux composants, microprocesseurs permettant d'assurer une commande fiable et adaptative.

L'interrupteur qui est l'organe de commande de ces convertisseurs a deux possibilités de fonctionnement:

Une commutation commandée, lorsque le courant et la tension sont simultanément présents aux bornes du composant semi-conducteur, et une commutation spontanée, qui se produit lorsque le courant ou la tension s'annule, cette commutation spontanée est naturellement sans pertes.

Les interrupteurs possédant une commutation commandée et une commutation spontanée, sont dit à **commutation douce** [1]. En conséquence, un convertisseur électrique qui utilise ce type de commutation fonctionne en commutation douce. Contrairement aux convertisseurs classiques qui utilisent des interrupteurs, commandés à l'amorçage et au blocage, la commutation douce soulage et diminue les contraintes sur les interrupteurs.

Parmi les tendances dominantes de l'électronique de puissance, on peut citer:

- *La montée en fréquence, afin d'augmenter la puissance massique et volumique des convertisseurs.*
- *et la montée en tension afin d'améliorer le rendement.*

La haute fréquence et le rendement élevé sont cependant difficilement compatibles en raison des pertes par commutation des semi-conducteurs.

La commutation douce est un moyen de réduire les pertes et les contraintes sur les composants semi-conducteurs, notamment lorsque la fréquence augmente.

Par ailleurs, la technologie actuelle fournit aux utilisateurs de semi-conducteurs, des interrupteurs de plus en plus performants. Pour jouir des avantages que procure la commutation douce, il faut la présence d'une source de tension ou d'une source de courant alternative.

La résonance est justement un moyen d'obtenir une source alternative.

Un convertisseur qui utilise la résonance est appelé **convertisseur à résonance**, les premiers travaux y afférant remontent aux années soixante dix.

Ce type de convertisseur apporte non seulement les avantages cités ci-dessus, mais entraîne aussi une augmentation de la fiabilité et une réduction des perturbations électromagnétiques et radioélectriques générées.

Le travail que nous présenterons dans ce mémoire, porte sur l'étude et la réalisation d'un convertisseur à résonance série opérant en haute fréquence.

Au premier chapitre, et après avoir donné les principes généraux des convertisseurs à résonance, nous n'étudierons qu'un cas particulier, qui est le convertisseur à résonance série HALF BRIDGE, et ceci pour des raisons qu'on explicitera.

Le deuxième chapitre, traitera du dimensionnement des différents composants constituant notre convertisseur.

Au troisième chapitre nous aborderons la réalisation pratique du convertisseur à résonance série HALF BRIDGE. Nous parlerons entre autres, du choix de la fréquence de découpage et des techniques qui ont prévalu au choix ou à la réalisation de certains composants du circuit.

Puis, une fois notre circuit présenté, nous le testerons en procédant à une série de mesures.

Enfin une conclusion générale clôturera notre modeste travail.

CHAPITRE

MODELISATION DES CONVERTISSEURS A RESONANCE SERIE

Chapitre I

Modélisation des convertisseurs à résonance série

1- INTRODUCTION:

Dans ce chapitre nous présenterons d'abord les principes généraux des convertisseurs à résonance. L'étude va porter ensuite sur les convertisseurs à résonance série en demi-pont (HALF BRIDGE) et ceci pour tous les modes de conduction. Nous donnerons bien sûr les raisons qui ont motivé ce choix.

Une simulation nous permettra par la suite de tracer les caractéristiques de ces convertisseurs, c'est à dire, les caractéristiques de sortie et les caractéristiques en charge.

2- PRINCIPES GENERAUX DES CONVERTISSEURS A RESONANCE:

Les convertisseurs continu-continu à résonance sont des convertisseurs à étage intermédiaire. Ils sont constitués d'interrupteurs montés en structure onduleur soit en demi pont à condensateurs (HALF BRIDGE) soit en pont complet à quatre interrupteurs (FULL BRIDGE).

La charge de l'onduleur est un circuit résonant L C accordé en moyenne fréquence et suivi d'un pont redresseur débitant dans le circuit de charge de l'alimentation.

Un transformateur moyenne fréquence peut être inséré entre le circuit accordé et le redresseur pour obtenir une isolation galvanique et une adaptation d'impédance. L'énergie transmise est maximale lorsque la fréquence de fonctionnement est égale à la fréquence de résonance du circuit L C [1] [2]. Cette énergie diminue rapidement lorsque l'on s'éloigne de la fréquence d'accord.

2.1- DIFFERENTS TYPES DE CONVERTISSEURS A RESONANCE:

Il existe en général deux types de convertisseurs à résonance:

2.1.1- Le convertisseur à résonance série:

Ce convertisseur est alimenté par une source de tension constante, le courant dans le circuit résonant est redressé et l'on obtient par filtrage capacitif une tension continue V en sortie (figures I.1.a et I.1.b).

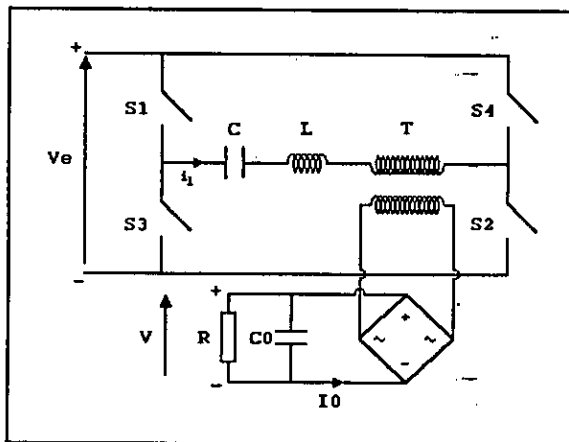


Figure I.1.a: structure générale des convertisseurs à résonance série en pont complet (FULL BRIDGE).

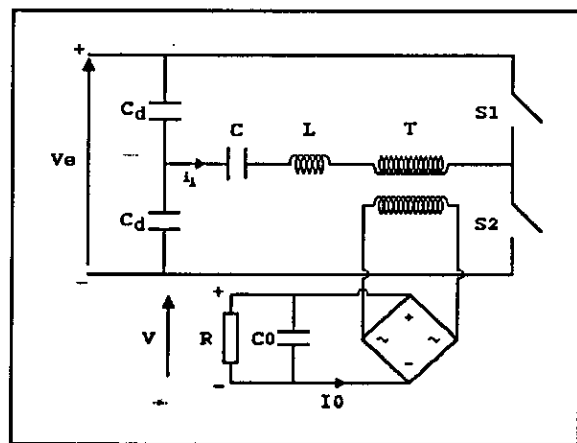


Figure I.1.b: structure générale des convertisseurs à résonance série en demi pont (HALF BRIDGE).

2.1.2- Le convertisseur à résonance parallèle:

Ce convertisseur est alimenté par une source de courant constante. La tension aux bornes du circuit résonant est redressée et l'on obtient par filtrage inductif un courant continu I_o en sortie (figures I.2.a et I.2.b).

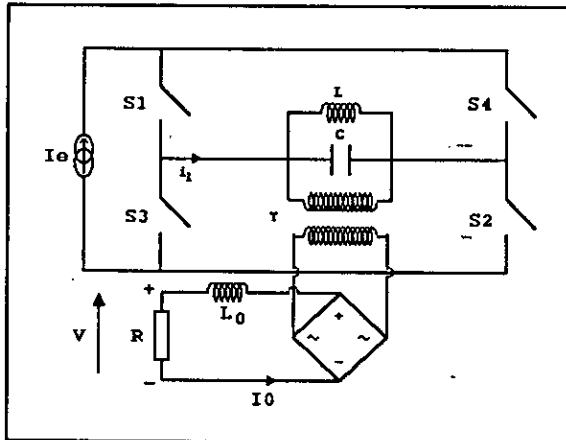


Figure I.2.a: Structure générale du convertisseur à résonance parallèle en pont complet (FULL BRIDGE).

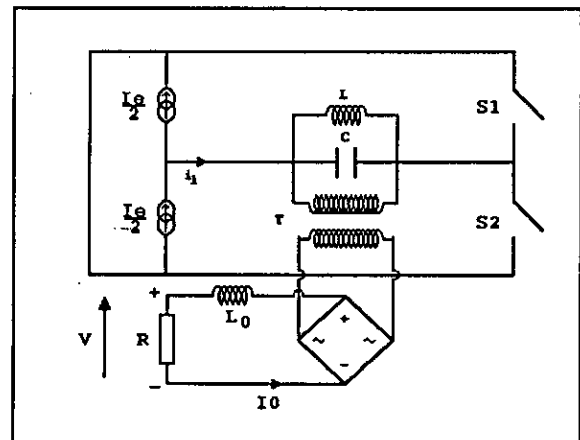


Figure I.2.b: Structure générale du convertisseur à résonance parallèle en demi pont (HALF BRIDGE).

Notons que le circuit du convertisseur à résonance parallèle est obtenu par dualité du circuit du convertisseur à résonance série. [1]

2.2- CHOIX DU TYPE DU CONVERTISSEUR A ETUDIER:

Dans la suite de cet exposé, nous allons nous intéresser exclusivement au convertisseur à résonance série et ce pour les raisons suivantes: [1] [2]

- Ce convertisseur associe naturellement deux sources de tension: une tension à l'entrée (réseau) et une tension à la sortie (obtenue par filtrage capacitif).
- La présence du condensateur en série avec le transformateur élimine tout risque de saturation du circuit magnétique par tension continue.
- Dans le convertisseur série, la commutation des diodes de redressement se fait au zéro du courant avec un di/dt naturellement limité par le circuit oscillant. Les pertes par commutation sont donc minimales dans les diodes.

- Le courant dans le circuit résonant, donc dans les interrupteurs, est directement lié à la charge. Ceci permet la conservation d'un bon rendement à faible charge.

3- ETUDE DU CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE:

3.1- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Vu la faible puissance nécessaire pour la commande de ses interrupteurs, notre étude portera sur le convertisseur série Half Bridge. La figure I.3 montre la structure détaillée de ce convertisseur avec les différentes notations des tensions et des courants utilisés.

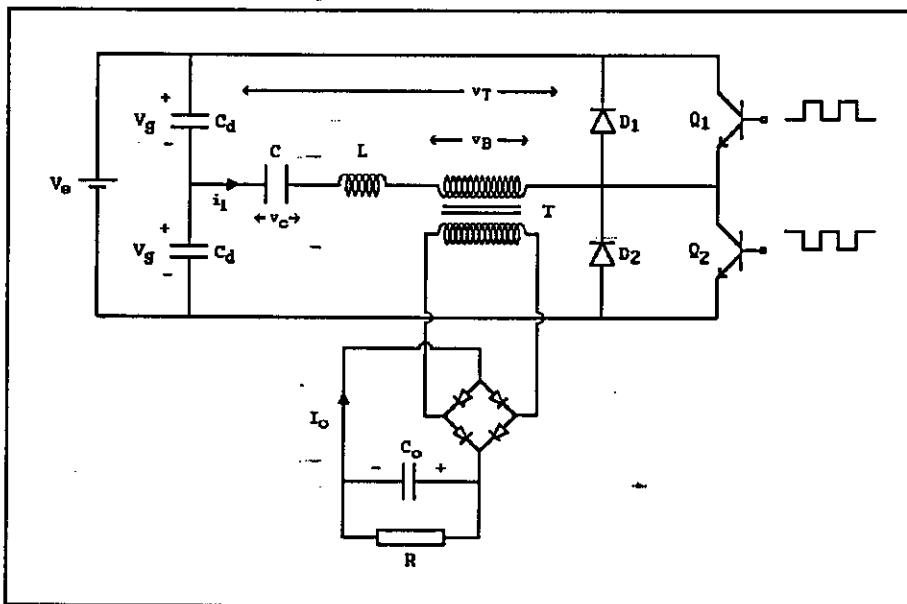


Figure I.3: Structure détaillée du convertisseur à résonance série.

En supposant que le transformateur est parfait et de rapport égal à 1, le circuit de la figure I.3 sera équivalent à celui de la figure I.4 .

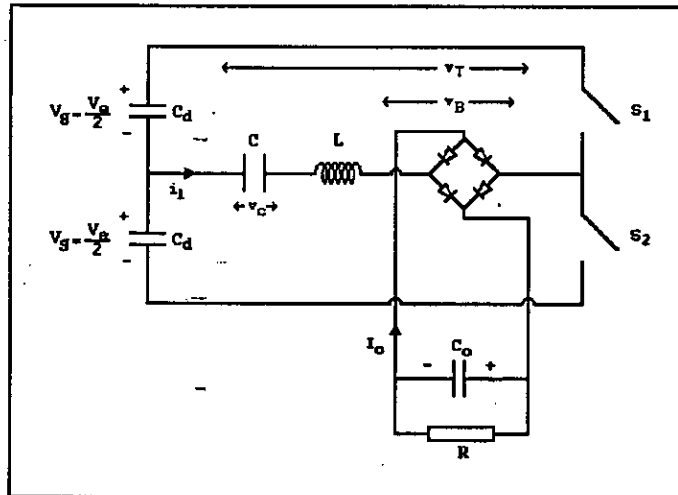


Figure I.4: structure simplifiée du convertisseur à résonance série.

Les interrupteurs S1 et S2 sont des interrupteurs bidirectionnels en courant et fonctionnent avec un rapport cyclique constant de 50%.

Lorsque Q1 conduit (Q2 bloqué), la diode D2 est polarisée en inverse par une tension égale à $2V_g$, et donc S2 est ouvert.

De même, lorsque Q2 est conducteur et Q1 bloqué, l'interrupteur S1 est ouvert.

La tension v_B à l'entrée du pont redresseur est égale à $+V$ ou $-V$ selon que le courant dans le circuit résonant est positif ou négatif.

3.2- LES DIFFERENTS MODES DE CONDUCTION:

Les figures I.5 et I.6 montrent dans le cas général les formes d'ondes du courant i_1 et des tensions v_C , v_B et v_T durant la première demi période $T_s/2$ (S1 ON et S2 OFF) [3]. A partir de ces formes d'ondes, on voit qu'il existe deux modes de conduction différents:

- *Le mode de conduction discontinue (mcd).*
- *Et le mode de conduction continue (mcc).*

Dans le mode de conduction discontinue, le courant i_1 s'annule avant la fin de la demi-période et après avoir décrit n demi-cycles complets (de $i_1(t)$ jusqu'à $i_n(t)$).

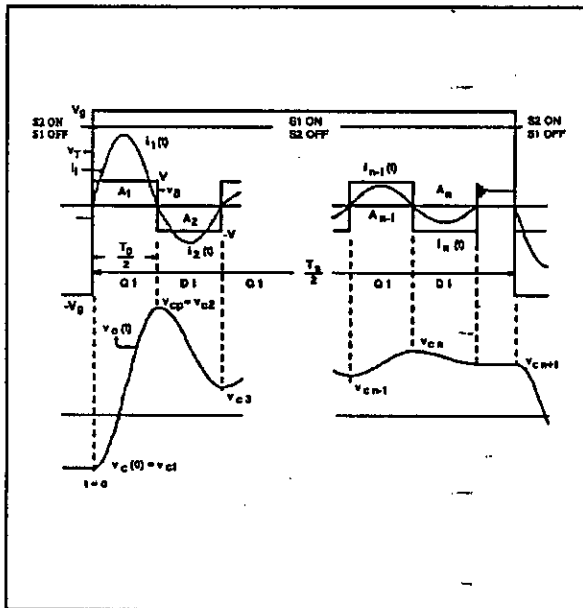


Figure I.5.a: formes d'ondes dans le cas du mcd type(n) pair. [3]

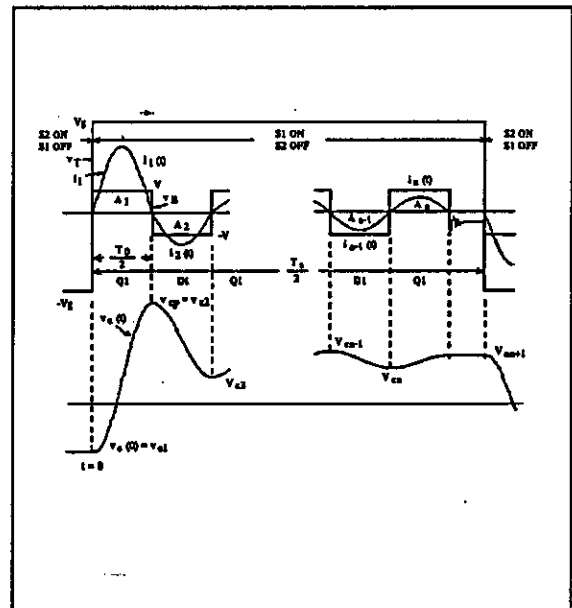


Figure I.5.b: formes d'ondes dans le cas du mcd type(n) impair. [3]

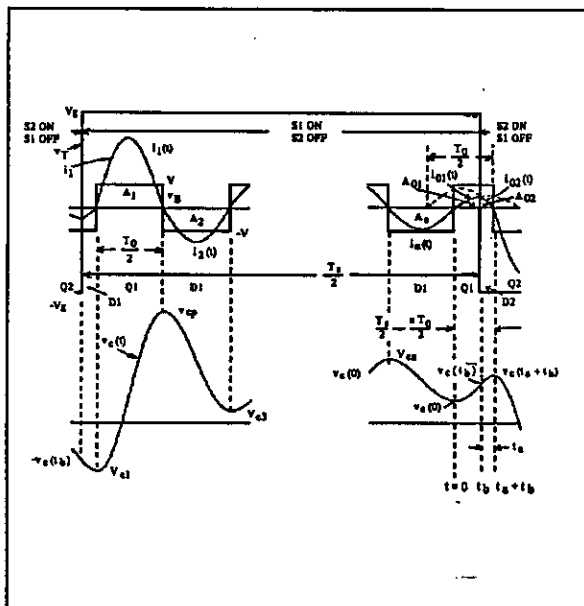


Figure I.6.a: formes d'ondes dans le cas du mcd type(n)-. [3]

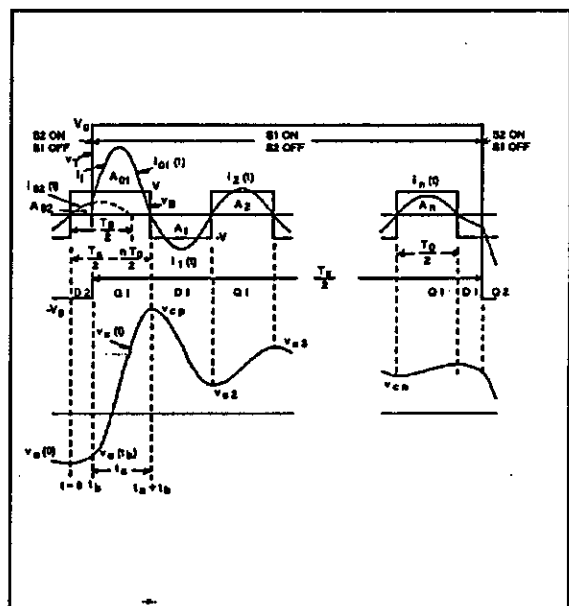


Figure I.6.b: formes d'ondes dans le cas du mcd type(n)+. [3]

Suivant que n soit pair ou impair, on dira que le mode de conduction discontinue est de type (n) pair (figure I.5.a), ou de type (n) impair (figure I.5.b), et on les notera: 'mcd type(n) pair' et 'mcd type(n) impair'. [3]

Pour obtenir ces deux types de conduction discontinue les figures I.5.a et I.5.b montrent qu'il faut réaliser la condition:

$$0 < \frac{f_s}{f_0} < \frac{1}{n} \quad (\text{I.1})$$

avec: $f_s = 1/T_s =$ fréquence de commutation
et, $f_0 = 1/T_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) =$ fréquence de résonance.

Mais en réalité, cette condition n'est pas suffisante et le rapport f_s/f_0 doit satisfaire la relation:

$$0 < C_2(n,R) < \frac{f_s}{f_0} < C_1(n,R) < \frac{1}{n} \quad (\text{I.2})$$

où C_1 et C_2 sont des constantes qui dépendent de la charge et seront déterminées plus loin.

Dans le mode de conduction continue, le courant i_1 ne s'annule jamais contrairement au mode de conduction discontinue.

Selon que D1 (resp.D2) ou Q1 (resp.Q2) conduise en premier lorsque S1 (resp.S2) est fermé, on dira que le mode de conduction continue est de type (n) négatif et on le notera 'mcc type(n)-' (figure I.6.a), ou de type (n) positif et on le notera 'mcc type(n)+' (figure I.6.b). [3]

On remarque d'après les courbes des figures I.6.a et I.6.b, que si Q1 conduit en premier, D1 doit conduire en dernier. Donc le nombre n de demi-cycles que décrit le courant i_1 ne peut être que pair.

Les figures I.6.a et I.6.b montrent aussi que le mcc type(n)+ s'obtient uniquement si la relation:

$$\frac{1}{n+2} < \frac{f_s}{f_0} < \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.3})$$

est satisfaite; de même pour avoir le mcc type(n)-, il faudra satisfaire la relation:

$$\frac{1}{n+1} < \frac{f_s}{f_0} < \frac{1}{n} \quad (\text{I.4})$$

Cependant, ces conditions ne sont pas suffisantes, et on démontrera par la suite que le rapport f_s/f_0 doit impérativement satisfaire les inégalités suivantes:

$$\frac{1}{n+2} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq B_1(R,n) \leq \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.5})$$

pour le mcc type(n)+ et,

$$\frac{1}{n+1} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq B_2(R,n) \leq \frac{1}{n} \quad (\text{I.6})$$

pour le mcc type(n)-.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe sont résumés dans le tableau suivant:

Mode de conduction	Séquence de conduction	Intervalle de fréquence
mcd type(n) pair	Q1 D1...Q1 D1 n demi-cycles complets.	$0 < C_2(R,n) < \frac{f_s}{f_0} \leq C_1(R,n) \leq \frac{1}{n}$ n pair.
mcd type(n) impair	Q1 D1...Q1 D1 Q1	$0 < C_2(R,n) < \frac{f_s}{f_0} \leq C_1(R,n) \leq \frac{1}{n}$ n impair.
mcc type(n)+	Q1 D1 Q1...D1 Q1 D1 n demi-cycles complets.	$\frac{1}{n+2} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq B_1(R,n) \leq \frac{1}{n+1}$ n= 0,2,4... pair
mcc type(n)-	D1 Q1 D1...Q1 D1 Q1	$\frac{1}{n+1} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq B_2(R,n) \leq \frac{1}{n}$

Tableau I.1

3.3- MISE EN EQUATION DANS LE CAS DE CONDUCTION DISCONTINUE:

Dans ce mode de conduction, la fréquence de commutation f_s est inférieure à la fréquence de résonance f_0 . Pour la simplicité de l'étude, on supposera que:

- Le transformateur est parfait et de rapport $m=1$.
- La commutation des interrupteurs est instantanée et sans pertes.
- Les capacités C_d et C_o sont suffisamment élevées pour maintenir constantes les tensions V_g et V .

On définit par la suite les paramètres suivants:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{C\omega_0} \quad (I.7) \quad \text{L'impédance caractéristique du circuit résonant.}$$

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{R_0}{R} \quad (I.8) \quad \text{La charge normalisée.}$$

$$\gamma = \pi \frac{f_0}{f_s} \quad (I.9) \quad \text{La fréquence normalisée.}$$

$$M = \frac{V}{V_g} \quad (I.10) \quad \text{Rapport de conversion.}$$

$$K = \frac{\gamma Q}{2} = \frac{\pi}{2RC\omega_s} \quad (I.11)$$

$$J_o = \frac{R I_o}{V_g} \quad (I.12) \quad \text{Courant de sortie normalisé.}$$

3.3.1- Cas du mcd type(n) pair:

Supposons que le convertisseur fonctionne en mcd type(n) pair.

Le courant dans le circuit résonant décrit alors durant $T_s/2$ n demi-cycles complets (de $i_1(t)$ à $i_n(t)$) avant de s'annuler (figure I.5.a).

Ce courant et la tension aux bornes de la capacité satisfont le système d'équations différentielles:

$$\begin{aligned} v_T &= L \frac{di_f(t)}{dt} + v_c(t) + v_B(t) \\ i_f(t) &= C \frac{dv_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

A partir de ces équations, et pour $v_T = V_g$ (S1 fermé et S2 ouvert), on peut écrire le courant dans la branche L C durant le m-ième demi-cycle de résonance, sous la forme:

$$i_m(t) = C\omega_0 [V_g + (-1)^m V - V_{cm}] \sin(\omega_0(t - (m-1)\frac{T_0}{2})) \quad (\text{I.14})$$

où: $(m-1)T_0/2 < t < mT_0/2$ et, $m=1,2,\dots,n$.

V_{cm} = la valeur de la tension v_c au début du m-ième demi-cycle complet du courant (figure I.5.a).

En posant:

$$A_m = \int_{(m-1)\frac{T_0}{2}}^{m\frac{T_0}{2}} |i_m(t)| dt = 2C [V_g - V_{cm} + (-1)^m V] (-1)^{m+1} \quad (\text{I.15})$$

La puissance à l'entrée du convertisseur s'exprime par:

$$P_{in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_g i_f(t) dt = \frac{2V_g}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_f(t) dt = \frac{2V_g}{T_s} \sum_{m=1}^n A_m (-1)^{m+1} \quad (\text{I.16})$$

La puissance à la sortie du convertisseur est:

$$P_o = VI_o = V \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} |i_f(t)| dt = \frac{2V}{T_s} \sum_{m=1}^n A_m \quad (\text{I.17})$$

En supposant un rendement égal à un, on aura: $P_{in} = P_o$ d'où:

$$M = \frac{\sum_{m=1}^n A_m (-1)^{m+1}}{\sum_{m=1}^n A_m} \quad (\text{I.18})$$

d'autre part, le courant de sortie du convertisseur I_o s'écrit:

$$I_o = \frac{V}{R} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} |i_f(t)| dt = \frac{2}{T_s} \sum_{m=1}^n A_m \quad (\text{I.19})$$

en utilisant la définition (I.11), on peut écrire (I.19) comme:

$$\sum_{m=1}^n A_m = 2CVK \quad (\text{I.20})$$

Nous allons donner maintenant, une relation de récurrence pour A_m . La démonstration sera faite dans l'annexe A.

$$A_m = 2CV_g [1 - (2m-1)M + M^2K] \quad (\text{I.21})$$

d'où:

$$\sum_{m=1}^n A_m (-1)^{m+1} = 2nV_g CM \quad (\text{I.22})$$

En substituant les équations (I.22) et (I.20) dans l'équation (I.18), on obtient:

$$M = \frac{n}{K} = \frac{2n f_s}{Q\pi f_0} \quad (I.23)$$

avec n pair.

L'expression (I.23) montre que le rapport M varie linéairement en fonction de R et de f_s . La valeur initiale et la valeur maximale de la tension aux bornes de C sont donnée par: (annexe A)

$$V_{cl} = -nV \quad (I.24)$$

$$V_{cp} = V_g \left[2 - \frac{2n}{K} + \frac{n^2}{K} \right] \quad (I.25)$$

3.3.2- Cas du mcd type(n) impair:

En procédant de la même manière que pour le mcd type(n) pair et sachant que dans ce cas n est impair, l'équation (I.22) devient:

$$\sum_{m=1}^n A_m (-1)^{m+1} = 2CV_g [1 - nM + KM^2] \quad (I.26)$$

d'où:

$$M = \frac{1}{n} \quad (I.27)$$

Ce résultat montre que pour le mcd type(n) impair le rapport de conversion M ne dépend ni de la charge ni de la fréquence.

La tension de pic aux bornes de la capacité C est dans ce cas: (voir annexe A)

$$V_{cp} = V_s \left[2 - \frac{2}{n} + \frac{K}{n^2} \right] \quad (I.28)$$

Remarque: Dans ce mode de conduction, lorsque le courant dans le circuit résonant s'annule, les diodes du pont redresseur sont polarisées en inverse. En effet, durant cette absence de courant, la tension aux bornes du transformateur (v_B) est inférieure à la tension de sortie (V). [3]

3.3.3- Exemple de formes d'ondes obtenues par simulation:

Les figures I.7 montrent la forme des différents signaux lors du fonctionnement en mcd type(6) pair (figure I.7.a) et en mcd type(7) impair (figure I.7.b).

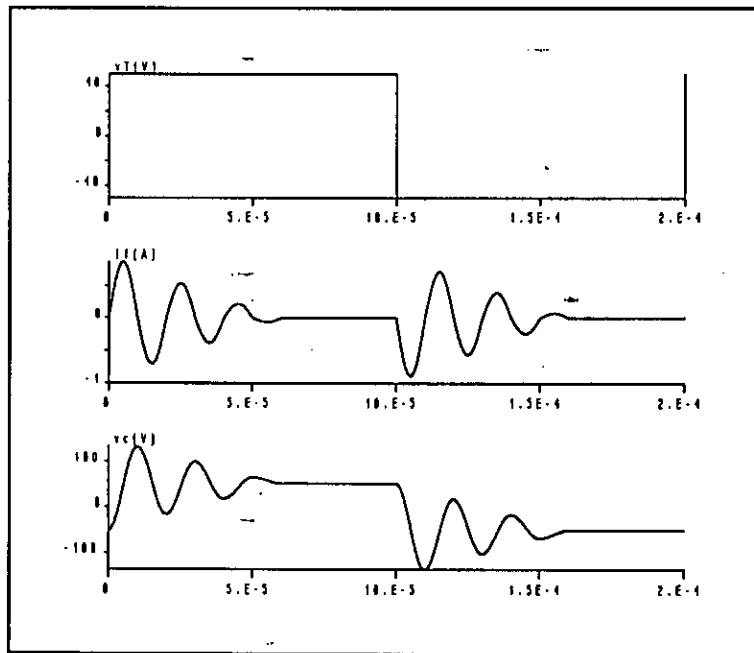


Figure I.7.a: formes d'ondes dans le cas du mod type(6) pair- $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=5$ kHz.

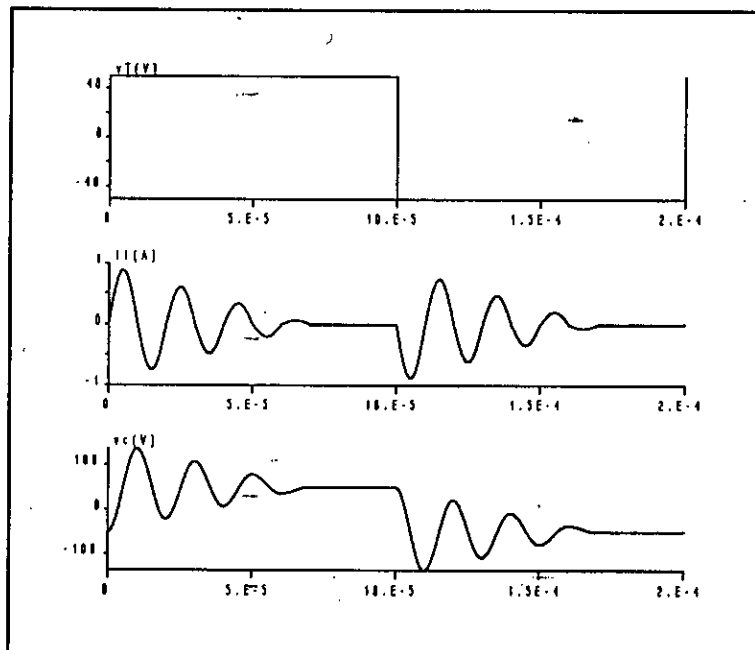


Figure I.7.b: formes d'ondes dans le cas du mod type(7) impair. $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=5$ kHz.

3.4- MISE EN EQUATION DANS LE CAS DE CONDUCTION CONTINUE:

Dans cette partie, nous donnerons uniquement les étapes les plus importantes dans la détermination du rapport de conversion M .

Les hypothèses et les notations utilisées pour le mode de conduction discontinue, sont aussi utilisées pour ce mode de conduction.

comme nous le verrons, on ne pourra trouver une relation explicite de la forme: $M=F(\delta, Q)$. Les calculs mathématiques aboutiront à une relation de la forme: $F(M, Q, \delta)=0$, qu'il faudra résoudre numériquement pour une charge (Q) et une fréquence (δ) données.

3.4.1- Cas du mcc type(n)+:

Supposons que le convertisseur opère en mcc type(n)+.

La fréquence de commutation doit donc satisfaire la relation donnée par (I.3).

La puissance à l'entrée du convertisseur, est donnée par la formule:

$$P_{in} = V_g \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_t(t) dt = V_g \frac{2}{T_s} \left[\sum_{m=1}^n A_m (-1)^m + A_{01} - A_{02} \right] \quad (I.29)$$

tandis que la puissance à la sortie du convertisseur s'écrit:

$$P_o = V \frac{2}{T_s} \left[\sum_{m=1}^n A_m + A_{01} + A_{02} \right] \quad (I.30)$$

avec: (figure I.6.a)

$$A_{01} = \int_{t_b}^{t_o+t_b} i_{01}(t) dt$$

$$A_{02} = \int_0^{t_b} i_{02}(t) dt$$
(I.31)

Dans le cas idéal (rendement égal à un), on a: $P_{in}=P_o$. D'où:

$$M = \frac{\sum_{m=1}^n (-1)^m A_m + A_{01} - A_{02}}{\sum_{m=1}^n A_m + A_{01} + A_{02}} \quad (I.32)$$

Durant chaque demi-cycle complet, le courant dans le circuit résonant s'exprime par:

$$i_m(t) = C\omega_0 [V_g - V_{cm} + (-1)^{m+1}V] \sin \left[\omega_0(t - t_a - t_b - (m-1)\frac{T_0}{2}) \right] \quad (I.33)$$

$$A_m = \int_{t_a + t_b + (m-1)\frac{T_0}{2}}^{t_a + t_b + m\frac{T_0}{2}} |i_f(t)| dt = 2C [V_g - V_{cm} + (-1)^{m+1}V] (-1)^m \quad (I.34)$$

avec: $t_a + t_b + (m-1)T_0/2 < t < t_a + t_b + mT_0/2$

Sachant que:

$$V_{cm+1} - V_{cm} = (-1)^m \frac{A_m}{C} \quad (I.35)$$

où V_{cm} est la valeur initiale de la tension v_c durant le m -ième demi-cycle, on déduit une expression recurente de A_m :

$$A_m = 2C(V_{cp} - (2m-1)V - V_g) \quad (I.36)$$

avec $V_{cp} = V_{c1}$. (figure I.6.a)

n étant un nombre pair, on obtient:

$$\sum_{m=1}^n A_m (-1)^m = -2nCV \quad (I.37)$$

La tension à la sortie du convertisseur est donnée par:

$$V = RI_o = R \frac{2}{T_s} \left[\sum_{m=1}^n A_m + A_{01} + A_{02} \right] \quad (\text{I.38})$$

donc d'après les équations (I.37) et (I.38) et en utilisant la définition (I.11), l'équation (I.32) pourra s'écrire:

$$M = \frac{-2nCV + A_{01} - A_{02}}{2CVK} \quad (\text{I.39})$$

Nous allons maintenant essayer de déterminer A_{01} et A_{02} . Pour cela, on devra connaître $i_{o1}(t)$ et $i_{o2}(t)$, ainsi que $v_c(0)$ et $v_c(t_b)$.

La tension "peak to peak" aux bornes de la capacité C est donnée par:

$$CV_{cp-p} = 2CV_{cp} = - \sum_{m=1}^n A_m (-1)^m + A_{01} + A_{02} \quad (\text{I.40})$$

à partir des équations (I.37) (I.39) et (I.40), on obtient:

$$v_c(t_b) = V_{cp} - \frac{A_{01}}{C} = -MKV \quad (\text{I.41})$$

D'autre part, les équations différentielles du circuit, nous permettent d'exprimer $i_{o2}(t)$ et A_{02} :

$$i_{o2}(t) = -C\omega_0 [V_g + V + v_c(0)] \sin\omega_0 t \quad (\text{I.42})$$

$$A_{02} = \int_0^{t_b} i_{o2}(t) dt = C [V_g + V + v_c(0)] [\cos\omega_0 t_b - 1] \quad (\text{I.43})$$

or, nous avons:

$$v_c(0) = -v_c(t_b) - \frac{A_{02}}{C} = -MKV - \frac{A_{02}}{C} \quad (\text{I.44})$$

en substituant l'équation (I.44) à l'équation (I.43), et sachant que: $t_b = T_s/2 - nT_s/2 - t_a$, on obtient:

$$A_{02} = CV_g [M^2K - M - 1] \left[\frac{1}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} - 1 \right] \quad (\text{I.45})$$

$$i_{02} = \frac{\omega_0 CV_g [M^2K - M - 1]}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} \sin \omega_0 t \quad (\text{I.46})$$

En procédant de la même manière que pour la détermination de A_{02} et $i_{02}(t)$ on peut déterminer A_{01} et $i_{01}(t)$:

$$i_{01}(t) = \frac{\omega_0 CV_g [1 - M + M^2K]}{\cos \omega_0 t_a} \sin(\omega_0 t - \gamma) \quad (\text{I.47})$$

$$A_{01} = CV_g [1 - M + M^2K] \left[1 - \frac{1}{\cos \omega_0 t_a} \right] \quad (\text{I.48})$$

En remplaçant les équations (I.45) et (I.48) dans l'équation (I.39), on obtient:

$$2M(n+1) = \frac{1+M-M^2K}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} - \frac{1-M+M^2K}{\cos \omega_0 t_a} \quad (\text{I.49})$$

d'autre part, et d'après la figure I.6.a:

$$i_{01}(t_b) = i_{02}(t_b) \rightarrow \frac{1-M+M^2K}{1+M-M^2K} \tan \omega_0 t_a = \tan(\gamma - \omega_0 t_a) \quad (\text{I.50})$$

la résolution simultanée des équations (I.49) et (I.50) nous donne:

$$\begin{aligned} \cos \omega_0 t_a &= \frac{1-M+M^2K}{1-MK-M(n+1)^2}(n+1) \\ \sin \omega_0 t_a &= \frac{\sqrt{[MK+n][M^2(n+1)^2-1][n+2-MK]}}{MK+M(n+1)^2-1} \end{aligned} \quad (I.51)$$

donc, en éliminant $\omega_0 t_a$ des équations (I.51), on obtient:

$$\begin{aligned} \frac{[n+1][1-M+M^2K]}{1-M(n+1)^2-MK} \cos \gamma - \frac{\sqrt{[MK+n][M^2(n+1)^2-1][n+2-MK]}}{1-M(n+1)^2-MK} \sin \gamma \\ = \frac{[1+M-M^2K][n+1]}{1+M(n+1)^2-MK} \end{aligned} \quad (I.52)$$

Cette équation permet de déterminer numériquement le rapport de conversion M pour une charge (Q) et une fréquence (γ) données.

Les valeurs maximales de la tension v_c aux borne de C , et du courant i_c dans le circuit résonant, sont données respectivement par:

$$V_{cp} = V_g \left[1 + Mn + \frac{MK-1}{n+1} \right] \quad (I.53)$$

$$I_p = \frac{\omega_0 C V_g}{n+1} [M(n+1)^2 + MK - 1] \quad (I.54)$$

3.4.2- Cas du mcc type(n)-:

De la même manière que pour le mcc type(n)+, et en se référant à la figure I.6.b, on trouve:

$$M = \frac{-\sum_{m=1}^n A_m (-1)^m + A_{01} - A_{02}}{\sum_{m=1}^n A_m + A_{01} + A_{02}} \quad (\text{I.55})$$

l'expression recurente de A_m est:

$$A_m = 2C[V_g - (2m-1)V - V_{c1}] \quad (\text{I.56})$$

où V_{c1} est la valeur initiale de v_c durant le premier demi-cycle complet fait par i_1 . On a alors:

$$\sum_{m=1}^n A_m (-1)^m = -2nCV \quad (\text{I.57})$$

l'expression (I.55) devient:

$$M = \frac{-2nCV + A_{01} - A_{02}}{2CVK} \quad (\text{I.58})$$

Pour déterminer les inconnues A_{01} et A_{02} dans (I.58), on doit calculer $i_{01}(t)$ et $i_{02}(t)$. On trouve:

$$i_{01}(t) = \frac{V_g \omega_0 C [1 - M - M^2 K] \sin \omega_0 t}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} \quad (\text{I.59})$$

$$\rightarrow A_{01} = C \bar{V}_g [1 - M - M^2 K] \left[\frac{1}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} - 1 \right] \quad (\text{I.60})$$

et,

$$i_{o2}(t) = \frac{V_g \omega_0 C [1+M+M^2K]}{\cos \omega_0 t_a} \sin(\gamma - \omega_0 t) \quad (\text{I.61})$$

$$A_{o2} = V_g C [1+M+M^2K] \left[\frac{1}{\cos \omega_0 t_a} - 1 \right] \quad (\text{I.62})$$

l'expression (I.58) devient alors:

$$2M(n+1) = \frac{1+M+M^2K}{\cos \omega_0 t_a} - \frac{1-M-M^2K}{\cos(\gamma - \omega_0 t_a)} \quad (\text{I.63})$$

Puisque: $i_{o1}(t_b) = i_{o2}(t_b)$, on a:

$$\frac{1+M+M^2K}{1-M-M^2K} \tan \omega_0 t_a = \tan(\gamma - \omega_0 t_a) \quad (\text{I.64})$$

Les relations (I.63) et (I.64) nous donnent l'expression finale permettant de déterminer M en fonction de δ et K:

$$\begin{aligned} & \frac{[n+1][1+M+M^2K]}{1+M(n+1)^2+MK} \cos \gamma + \frac{\sqrt{[MK-n][1-M^2(n+1)^2][n+2+MK]}}{1+M(n+1)^2+MK} \sin \gamma \\ & = \frac{(1-M-M^2K)(n+1)}{1-M(n+1)^2+MK} \end{aligned} \quad (\text{I.65})$$

La valeur maximale de la tension aux bornes de C est: [3].

$$V_{\varphi} = \begin{cases} V_g MK & \text{pour } n=0 \\ V_g \left[1 - 3M + \frac{1 + M(n+1)^2 + MK}{n+1} \right] & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases} \quad (I.66)$$

La valeur maximale de i_1 est: [3]

$$I_p = \begin{cases} \omega_0 C V_g [1 - M + MK] & \text{si, } 1 - M - M^2 K < 0 \\ \sqrt{\omega_0 C V_g MK (1 - M^2) (MK + 2)} & \text{si, } 1 - M - M^2 K > 0 \\ \omega_0 C V_g \left[\frac{1}{n+1} + M \left(n - 1 + \frac{K}{n+1} \right) \right] & \text{si, } n \neq 0 \end{cases} \quad (I.67)$$

Remarques: Pour ce mode de conduction, les expressions de V_{cp} pour n égal à zéro et pour n différent de zéro, sont différentes. En effet, à partir de la figure I.6.b, la tension V_{cp} est obtenue à la fin du premier demi-cycle complet décrit par i_p , qui pour $n=0$ n'existe pas; par conséquent: $V_{cp} = v_c(t_a + t_b) = MKV_g$.

Par contre, pour le mcc type(n)+, V_{cp} se produit à la fin de $i_{01}(t)$ qui existe toujours, quelque soit n (égal ou différent de 0). C'est la raison aussi pour laquelle les valeurs de i_p pour $n=0$ et $n \neq 0$ sont différentes.

En considérant maintenant le mcc type(0)-, on voit bien d'après la figure I.8, que i_p dépend de l'intersection de $i_{01}(t)$ et $i_{02}(t)$. Si l'intersection de $i_{01}(t)$ et $i_{02}(t)$ intervient après la valeur maximale de $i_{01}(t)$, alors i_p est égal à la valeur maximale de $i_{01}(t)$, si par contre l'intersection de $i_{01}(t)$ et $i_{02}(t)$ s'effectue avant la valeur maximale de $i_{01}(t)$, alors: $i_p = i_{01}(t_b)$.

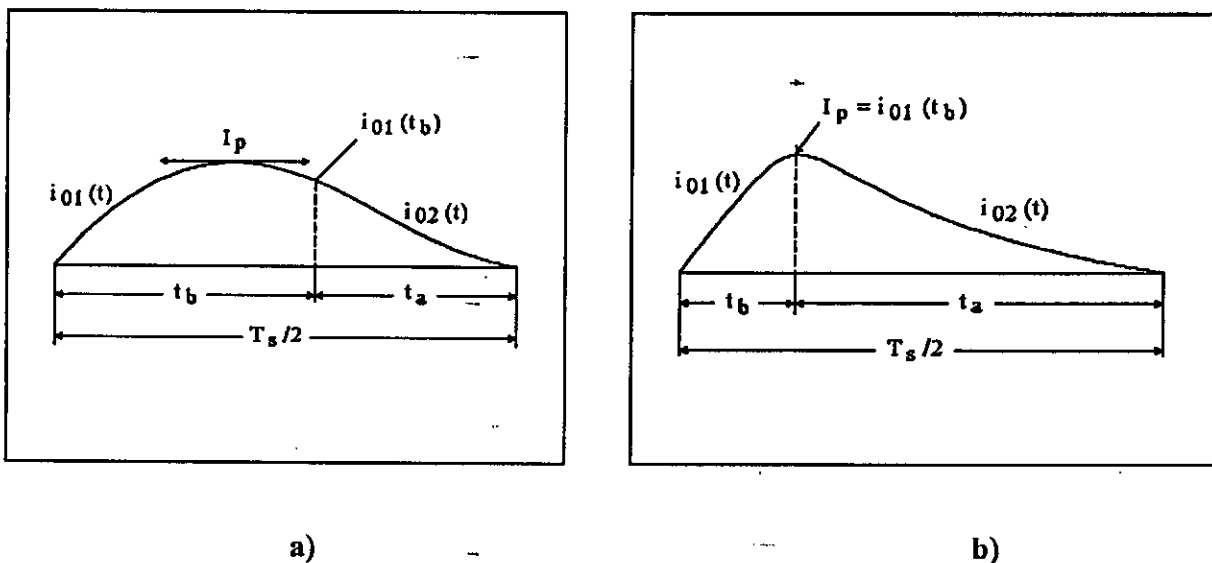


Figure I.8: Courant de pic I_p pour le mcc type(0)-.

a) Pour $1 - M - M^2K < 0$

b) Pour $1 - M - M^2K > 0$

3.4.2- Exemples de formes d'ondes obtenues par simulation:

Les figures I.9 montrent les formes du courant et des différentes tensions dans le cas du mcc type(4)- (figure I.9.a), du mcc type(4)+ (figure I.9.b), du mcc type(0)- (figure I.9.c) et du mcc type(0)+ (figure I.9.d)

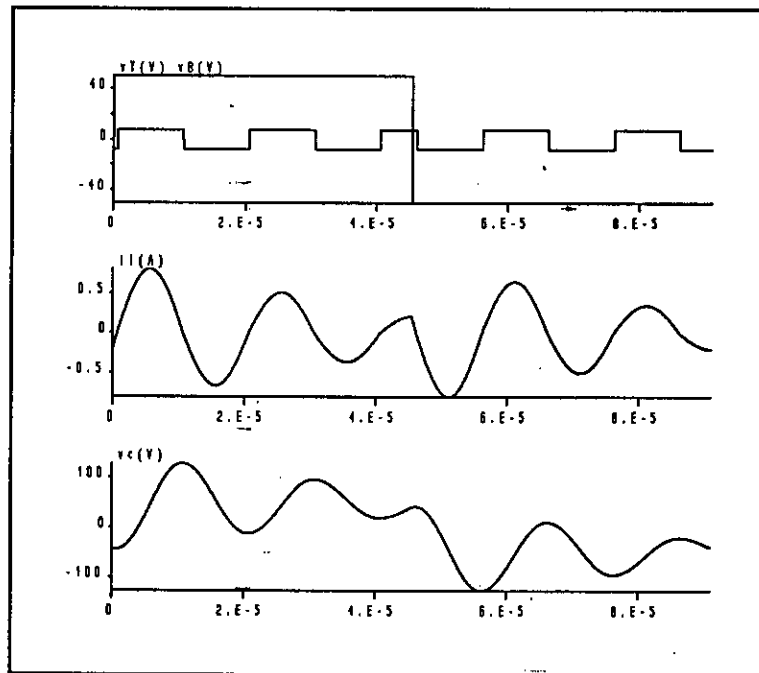


Figure I.9.a: formes d'ondes dans le cas du mcc type(4)-.
 $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=11$ kHz.

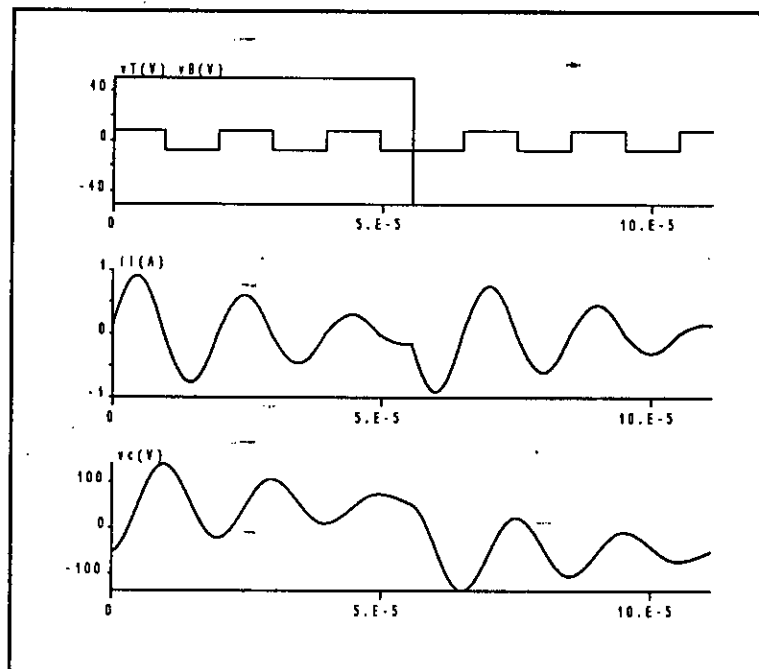


Figure I.9.b: formes d'ondes dans le cas du mcc type(4)+.
 $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=9$ kHz.

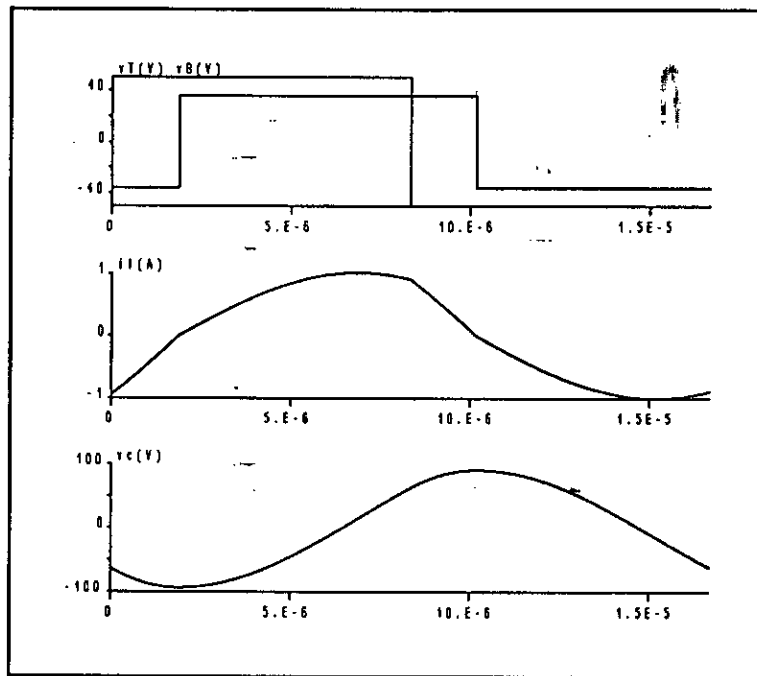


Figure I.9.c: formes d'ondes dans le cas du mcc type(0)-.
 $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=60$ kHz.

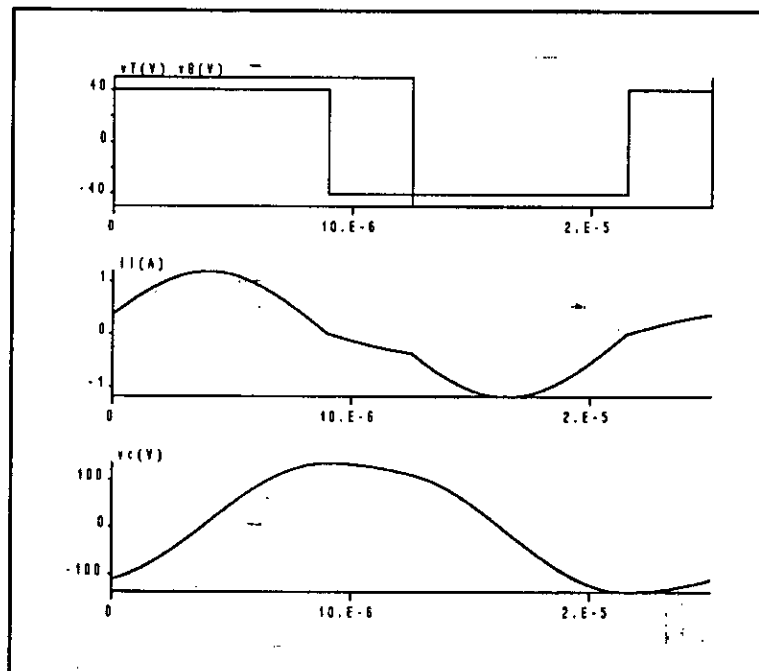


Figure I.9.d: Formes d'ondes dans le cas du mcc type(0)+.
 $V_g=50$ V, $f_0=50$ kHz, $f_s=40$ kHz.

3.5- LIMITES ENTRE LES DIFFERENTS MODES DE CONDUCTION:

Dans ce paragraphe, nous donnerons à partir des résultats obtenus précédemment, les limites entre les différents modes de conduction, à savoir, entre deux modes de conduction discontinue et entre le mode de conduction discontinue et le mode de conduction continue. Nous fixerons ainsi les conditions sur la charge et la fréquence pour l'obtention de chaque type de mode.

3.5.1- Limites entre deux modes de conduction discontinue:

Supposons que le convertisseur opère en mode de conduction discontinue type (m) pair. Le rapport de conversion est alors:

$$M_m = \frac{2m f_s}{\pi Q f_0} \tag{I.68}$$

avec la condition nécessaire: $f_s/f_0 < 1/m$. Cette équation représente dans le plan d'axes $(f_s/f_0, M)$, une droite de pente $2m/\pi Q$ passant par l'origine.

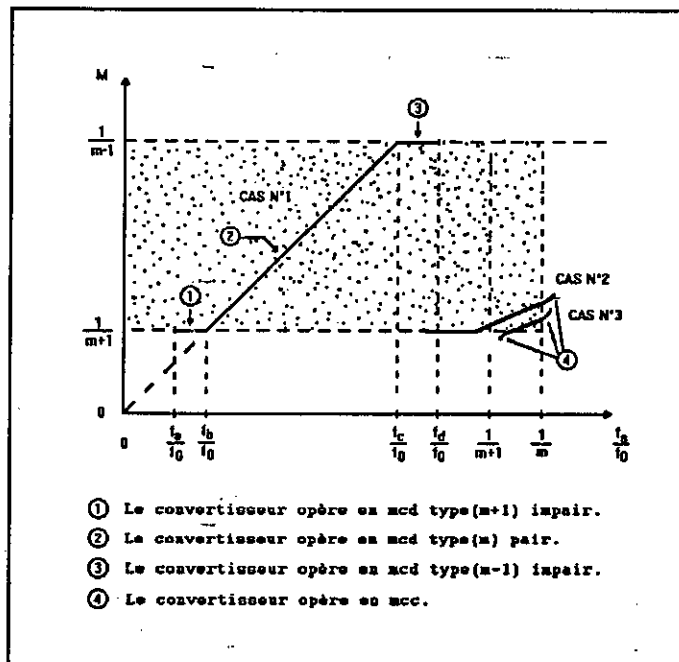


Figure I.10: Limites d'un mode de conduction discontinue type(m) pair.

Selon la valeur de la charge Q , on peut obtenir l'un des trois cas illustrés à la figure I.10.

Dans le premier cas, lorsque f_s/f_0 augmente, M_m augmente linéairement jusqu'à atteindre la valeur $1/(m-1)$, pour f_s/f_0 égal à f_b/f_0 (figure I.10).

A ce moment, le convertisseur opère en mcd type(m-1) impair, et M reste constant tant qu'on augmente f_s/f_0 jusqu'à f_d/f_0 .

De même, en diminuant f_s/f_0 , M_m diminue linéairement jusqu'à la valeur $1/(m+1)$ pour f_s/f_0 égal à f_c/f_0 , à ce moment le convertisseur opère en mcd type(m+1) et son rapport de conversion gardera une valeur constante, égale à $1/(m+1)$, lorsque f_s/f_0 continue à diminuer (sans toutefois dépasser f_c/f_0).

Le premier cas représente donc un mcd type(m) pair limité par un mcd type(m+1) impair et un mcd type(m-1) impair.

Les deux autres cas représentent un mcd type(m) pair limité par: un mcd type(m+1) impair et un mcd type(m-2)+ pour le cas N°2; et par un mcd type(m)- et un mcd type(m-2)+ pour le cas N°3. [3]

En posant $M_m=1/(m+1)$ puis $M_m=1/(m-1)$, on trouve respectivement:

$$\frac{f_b}{f_0} = \frac{\pi Q}{2m(m+1)} \quad (I.69)$$

$$\frac{f_c}{f_0} = \frac{\pi Q}{2m(m-1)}$$

D'autre part, et d'après la figure I.10, on voit que pour obtenir le mcd type(m) pair, on doit obligatoirement avoir: $f_s/f_0 < 1/m$.

D'où:

$$Q \leq \frac{2(m+1)}{\pi} \quad (I.70)$$

$Q=2(m+1)/\pi$ est la valeur limite de Q , au delà de laquelle, le convertisseur n'opère plus en mcd type(m) pair.

Plus particulièrement, pour obtenir le cas N°1, nous devons avoir $f_s/f_0 < 1/m$. Donc:

$$Q \leq \frac{2(m-1)}{\pi} \quad (I.71)$$

On peut déterminer maintenant, à partir des relations (I.70) et (I.71), les conditions sur la charge et sur la fréquence nous permettant d'obtenir le mcd type(m) pair.

On trouve qu'on doit avoir:

$$\begin{aligned} \frac{\pi Q}{2m(m+1)} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{\pi Q}{2m(m-1)} \quad \text{si:} \quad Q \leq \frac{2(m-1)}{\pi} \\ \frac{\pi Q}{2m(m+1)} < \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{1}{m} \quad \text{si:} \quad \frac{2(m-1)}{\pi} < Q < \frac{2(m+1)}{\pi} \end{aligned} \quad (I.72)$$

Par identification avec la relation (I.2), on obtient:

$$C_2(R,n) = \frac{\pi Q}{2m(m+1)} \quad (I.73)$$

et,

$$C_1(R,n) = \begin{cases} \frac{\pi Q}{2m(m-1)} & \text{si:} \quad Q < \frac{2(m-1)}{\pi} \\ \frac{1}{m} & \text{si:} \quad \frac{2(m-1)}{\pi} \leq Q \leq \frac{2(m+1)}{\pi} \end{cases} \quad (I.74)$$

Supposons maintenant que le convertisseur opère en mcd type(m) impair, le rapport de conversion M_m est alors constant et égal à $1/m$.

En opérant de la même manière que pour le mcd type(m) pair, on retrouve les expressions de C1 et C2 données respectivement par les équations (I.73) et (I.74).

En conclusion, l'intervalle donnant les valeurs de f_s/f_0 pour lesquelles on a un mcd type(m) pair ou un mcd type(m) impair est: $0 < C_2(R,n) < f_s/f_0 < C_1(R,n)$, où C1 et C2 sont des constantes données par les équations (I.73) et (I.74).

3.5.2- Limites entre le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue:

Admettons d'abord que le convertisseur fonctionne en mcc type(n)-. Le rapport de conversion M satisfait alors, la relation (I.65).

Or d'après cette même équation, on doit avoir:

$$MK \geq n \quad \text{et,} \quad M \leq \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.75})$$

donc, sachant que pour le mcc typē(n)- la valeur maximale de M est 1/(n+1), on obtient:

$$K \geq n(n+1) \quad (\text{I.76})$$

d'autre part, on sait que le rapport f_s/f_0 doit satisfaire la relation (I.4). Ce qui implique:

$$\frac{1}{n+1} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{\pi Q}{2n} \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.77})$$

D'après ce dernier résultat, on peut tirer les remarques suivantes:

- Pour avoir le mcc type(n)-, on doit avoir:

$$\frac{\pi Q}{2n} \frac{1}{n+1} \geq \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.78})$$

$$\rightarrow Q \geq \frac{2n}{\pi} \quad (\text{I.79})$$

- Plus particulièrement, pour obtenir le mcc type(n)- sur tout l'intervalle:

$1/(n+1) < f_s/f_0 < 1/n$, Q doit satisfaire l'inégalité:

$$Q \geq \frac{2(n+1)}{\pi} \quad (\text{I.80})$$

Donc pour toutes les valeurs de Q telles que $2n/\pi < Q < 2(n+1)/\pi$ on pourra obtenir le mcc type(n)-, si la relation (I.77) est vérifiée. Cette plage de valeurs de Q est représentée par la région I dans le plan d'axes $(f_s/f_0, M)$ (figure I.11). [3]

D'après ce qui a été démontré, on déduit que pour l'obtention du mcc type(n)-, il faut et il suffit d'avoir:

$$\frac{1}{n+1} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{Q\pi}{2n(n+1)} \quad \text{si:} \quad \frac{2n}{\pi} < Q < \frac{2(n+1)}{\pi} \quad (\text{I.81})$$

$$\frac{1}{n+1} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{1}{n} \quad \text{si:} \quad Q > \frac{2(n+1)}{\pi}$$

Donc, par identification avec l'inégalité (I.6) on trouve:

$$B_2(Q,n) = \begin{cases} \frac{Q\pi}{2n(n+1)} & \text{si:} \quad \frac{2n}{\pi} < Q < \frac{2(n+1)}{\pi} \\ \frac{1}{n} & \text{si:} \quad Q > \frac{2(n+1)}{\pi} \end{cases} \quad (\text{I.82})$$

Admettons maintenant que le convertisseur opère en mcc type(n)+.

D'après l'équation (I.52) on voit qu'il faut avoir:

$$MK \geq n+2 \quad \text{et,} \quad M \leq \frac{1}{n+1} \quad (\text{I.83})$$

donc:

$$K \geq (n+1)(n+2) \quad (\text{I.84})$$

Sachant que le rapport f_s/f_0 doit vérifier l'inégalité (I.3), on déduit:

$$\frac{1}{n+2} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{Q\pi}{2} \frac{1}{(n+1)(n+2)} \quad (\text{I.85})$$

Pour obtenir donc le mcc type(n)+, le dernier résultat montre qu'il faut avoir:

$$Q \geq \frac{2(n+1)}{\pi} \quad (\text{I.86})$$

D'autre part, la valeur maximale de f_s/f_0 dans l'intervalle donné par (I.85) est $1/(n+1)$. Donc pour avoir le mcc type(n)+ dans tout l'intervalle: $1/(n+2) < f_s/f_0 < 1/(n+1)$, Q doit vérifier:

$$Q \geq \frac{2(n+2)}{\pi} \quad (\text{I.87})$$

Si: $2(n+1)/\pi < Q < 2(n+2)/\pi$, alors le mcc type(n)+ est obtenu pour les valeurs de f_s/f_0 données par (I.85).

Les valeurs de Q appartenant à $[2(n+1)/\pi, 2(n+2)/\pi]$ sont représentées par la région II dans la figure I.11.

En résumé, pour obtenir un fonctionnement en mcc type(n)+, il faut et il suffit d'avoir:

$$\begin{aligned} \frac{1}{n+2} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{Q\pi}{2(n+1)(n+2)} \quad \text{si:} \quad \frac{2(n+1)}{\pi} < Q < \frac{2(n+2)}{\pi} \\ \frac{1}{n+2} \leq \frac{f_s}{f_0} \leq \frac{1}{n+1} \quad \text{si:} \quad Q \geq \frac{2(n+2)}{\pi} \end{aligned} \quad (\text{I.88})$$

D'où, par identification avec (I.5):

$$B_1(R,n) = \begin{cases} \frac{Q\pi}{2(n+1)(n+2)} & \text{si:} \quad \frac{2(n+1)}{\pi} < Q < \frac{2(n+2)}{\pi} \\ \frac{1}{n+1} & \text{si:} \quad Q > \frac{2(n+2)}{\pi} \end{cases} \quad (\text{I.89})$$

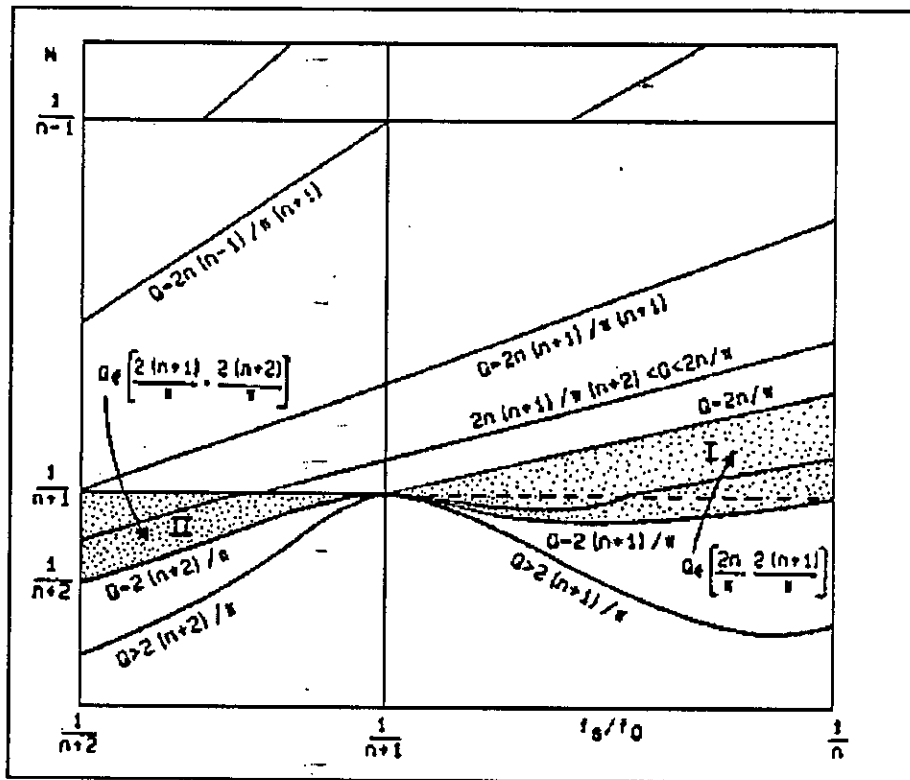


Figure I.11: Limites dans le cas général entre les modes de conduction continue et les modes de conduction discontinue, ainsi que la plage des valeurs critiques de Q. [3]

3.7- CARACTERISTIQUES DE SORTIE DU CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE:

En se basant sur les résultats obtenus précédemment, on est arrivé à tracer les caractéristiques de sortie en coordonnées réduites (M en fonction de f_s/f_0 pour plusieurs valeurs de Q). Pour cela, l'utilisation d'une méthode numérique nous a été indispensable. Les courbes obtenues par simulation sont illustrées à la figure I.12.

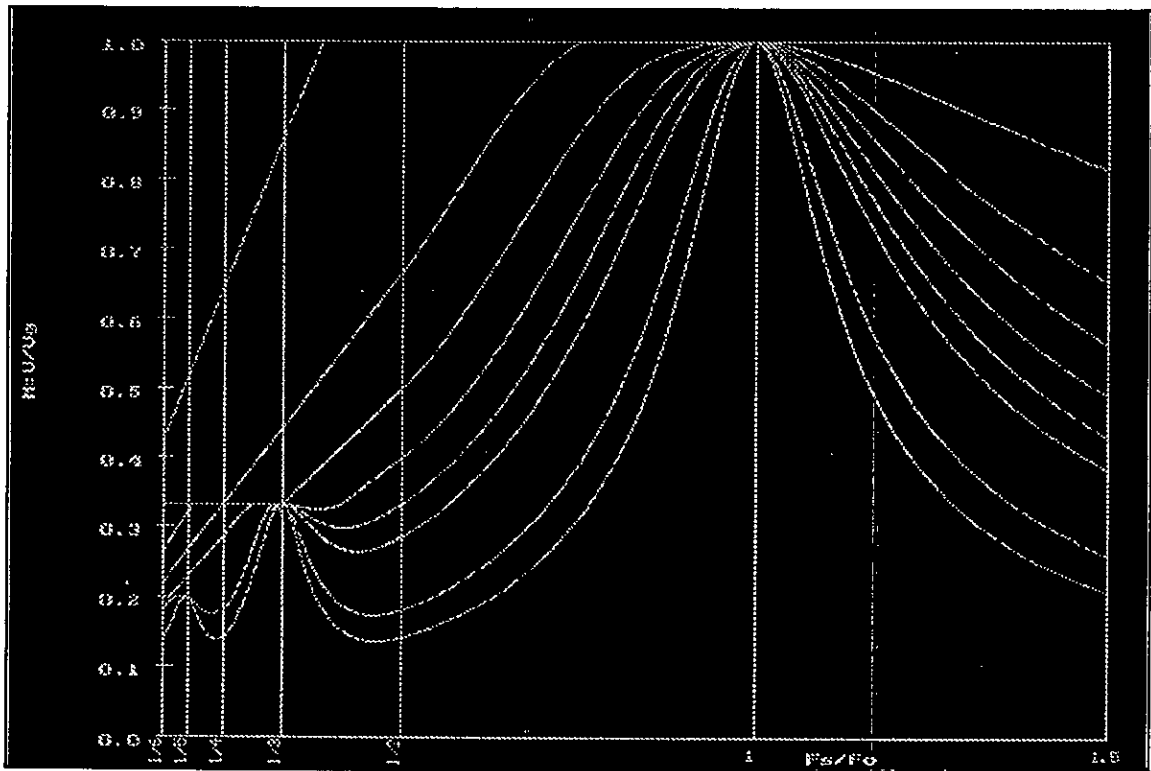


Figure I.12: Caractéristiques de sortie du convertisseur à résonance série.

3.6- CARACTERISTIQUES EN CHARGE DU CONVERTISSEUR A RESONANCE SERIE:

Dans cette partie de notre étude, nous ne montrerons que les étapes les plus importantes du calcul.

L'analyse du convertisseur dans le plan d'axes (M, J_0) - où M et J_0 sont la tension et le courant normalisés - nous donnera les caractéristiques en charge qui nous permettront d'obtenir le point de fonctionnement de ce convertisseur. ...

Nous montrerons que ces caractéristiques représentent une série d'ellipses dans le plan (M, J_0) . Le point de fonctionnement (J_0, M, γ) du convertisseur est obtenu par l'intersection de la droite de charge MQ avec ces ellipses.

3.6.1- Cas du mode de conduction continue type(n)-:

Définissons deux variables y et u comme suit:

$$y = 1 + \frac{1}{2} \gamma J_0 \quad (I.90)$$

$$u = \cos \gamma \quad (I.91)$$

En remplaçant l'expression (I.7) dans (I.11) et sachant que $I_0 = MV_g/R$, on arrive à:

$$MK = \frac{R_0 \pi f_0}{2V_g f_s} I_0 = \frac{1}{2} \gamma J_0 \quad (I.92)$$

En utilisant ce résultat, ainsi que les définitions (I.90) et (I.91), l'expression (I.65) devient:

$$\frac{(n+1)(1+My)}{M(n+1)^2+y} u + \frac{\sqrt{(y-1-n)(1-M^2(n+1)^2)(n+1+y)(1-u^2)}}{M(n+1)^2+y} = \frac{(1-My)(n+1)}{y-M(n+1)^2} \quad (I.93)$$

l'écriture de (I.93) sous la forme polynomiale en y est:

$$C_2 y^4 + C_1 y^2 + C_0 = 0 \quad (I.94)$$

avec:

$$\begin{aligned} C_2 &= (1-u^2)(1-M^2(n+1)^2) - M^2(n+1)^2(1+u)^2 \\ C_1 &= -(n+1)^2[(1-u^2)(1-M^2(n+1)^2) + \\ &\quad + (1+u)^2(1+M^4(n+1)^4 - 4M^2(n+1)^2) - 2u(1+M^4(n+1)^4)] \\ C_0 &= -M^2(n+1)^6[(1+u)^2 + (1-u^2)(1-M^2(n+1)^2)] \end{aligned} \quad (I.95)$$

Après la résolution de l'équation (I.94) et en changeant y par son expression donnée en (I.90), on aura: [4]

$$\frac{(n+1)^2 M^2 \tan^2 \frac{\gamma}{2}}{1 + \tan^2 \frac{\gamma}{2}} + \frac{(J_o + \frac{2}{\gamma})^2}{(n+1)^2 (\frac{2}{\gamma})^2 (1 + \tan^2 \frac{\gamma}{2})} = 1 \quad (I.96)$$

Si la fréquence δ est fixée, l'équation (I.96) représente une ellipse dans le plan d'axes (M, J_o) .

De cette dernière équation, on peut tirer l'expression de J_o en fonction de M et δ :

$$J_o = \frac{2}{\gamma} \left[-1 + (n+1) \sqrt{1 + (1-M^2(n+1)^2) \tan^2 \frac{\gamma}{2}} \right] \quad (I.97)$$

3.6.2- Cas du mode de conduction continue type(n)+:

En procédant de la même façon que pour le mcc type(n)-, on trouve l'expression de J_o en fonction de M et de δ :

$$J_0 = \frac{2}{\gamma} \left[1 + (n+1) \sqrt{1 + (1 - M^2(n+1)^2) \tan^2 \frac{\gamma}{2}} \right] \quad (\text{I.98})$$

3.6.3- Cas du mode de conduction discontinue type(n) impair:

L'expression de M pour ce mode de conduction est donnée par:

$$M = \frac{1}{n} \quad (\text{I.99})$$

pour un n donné, cette équation représente des droites verticales dans le plan (M, J₀).

3.6.4- Cas du mode de conduction discontinue type(n) pair:

L'expression de M est dans ce cas est:

$$M = \frac{n}{K} \quad (\text{I.100})$$

en utilisant les définitions (I.7) et (I.11), on aura:

$$J_0 = \frac{2n}{\gamma} \quad (\text{I.101})$$

pour un n donné, cette équation représente des droites horizontales dans le plan d'axes (M, J₀).

3.6.5- Exemples obtenus par simulation:

Les figures I.13 montrent les caractéristiques en charge (J₀ en fonction de M pour plusieurs valeurs de f_s/f₀) obtenus par simulation, pour f_s/f₀ > 1 (mcc type(0)-) (figure I.13.a) et pour 1/2 < f_s/f₀ < 1 (mcc type(0)+ et mcd type(1)) (figure I.13.b).

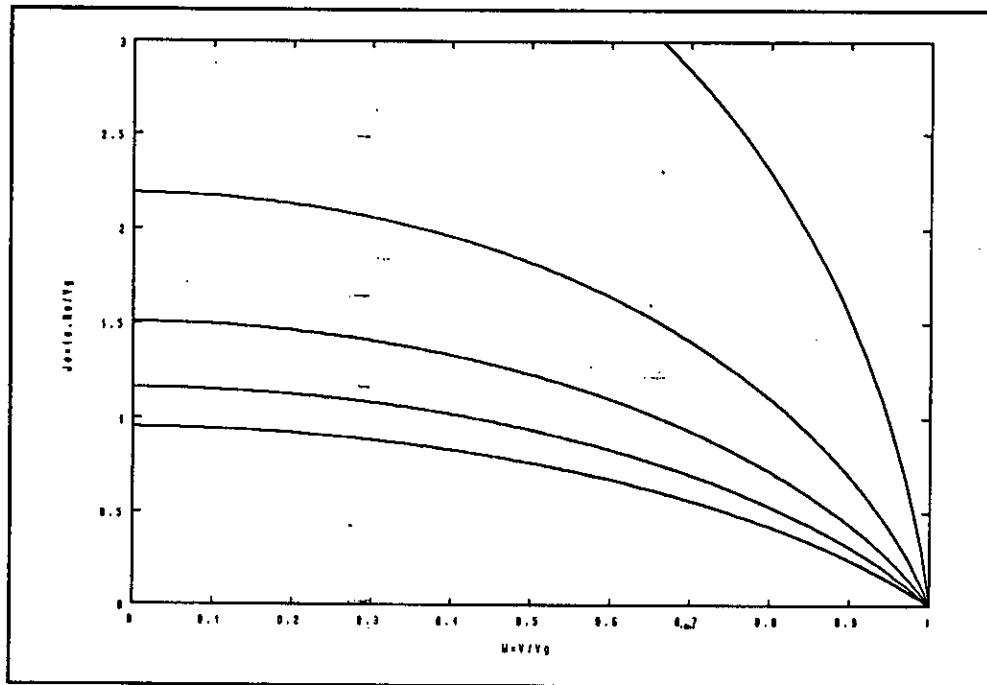


Figure I.13.a: Caractéristiques en charge pour $f_s/f_0 > 1$.

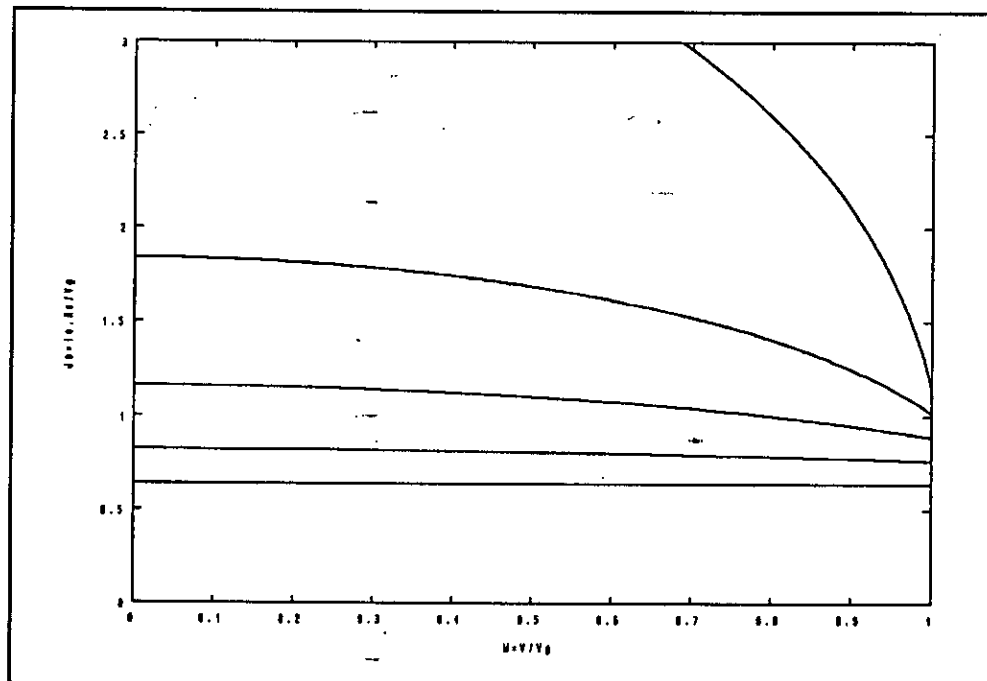


Figure I.13.b: Caractéristiques en charge pour $1/2 < f_s/f_0 < 1$.

CHAPITRE I.

DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR

A RESONANCE SERIE

Chapitre II

Dimensionnement du convertisseur à résonance série

1- INTRODUCTION:

Ce chapitre va nous permettre d'aborder l'étude du dimensionnement de notre convertisseur.

Dans un premier temps, nous expliciterons le choix du mode de conduction en donnant les raisons qui ont mené à cette décision.

Nous procéderons par la suite au calcul des éléments du circuit résonant et des contraintes maximales qui pèsent sur les semi-conducteurs, ainsi qu'au dimensionnement du filtre de sortie et des composants magnétiques, à savoir le transformateur et l'inductance. Les résultats resteront pour le moment théoriques.

Enfin, nous donnerons un aperçu sur le type de circuit intégré utilisé pour la réalisation de la commande du convertisseur.

2- CHOIX DU MODE DE CONDUCTION:

Notre choix s'est porté sur le mode de conduction continue type(0) négatif, c'est à dire pour une fréquence de commutation supérieure à la fréquence de résonance; en effet, pour ce fonctionnement, les grandeurs de pics sont moins importants [5], ce qui permet de réduire les contraintes subies par les différents composants, en particulier, les semi-conducteurs.

3- DIMENSIONNEMENT DU CIRCUIT DE PUISSANCE:

3.1- CALCUL DES ELEMENTS DU CIRCUIT RESONANT:

La fréquence, la surtension aux bornes du condensateur, et la puissance de sortie, qui constituent les différentes caractéristiques du convertisseur, rendent le calcul des éléments L et C délicat, car elles sont toutes interdépendantes.

Pour le mcc type(0)-, le courant de pic dans l'inductance et la tension de pic aux bornes de la capacité sont donnés par: (Chapitre I)

$$V_{cp} = V_g MK \quad (II.1)$$

$$i_p = \omega_0 CV_g (1 - M + MK)$$

La tension V_g et la fréquence de résonance f_0 étant fixées par le cahier de charge, les grandeurs V_p et i_p seront maximales pour $f_s = f_0$ (donc $V = V_g$) et une charge Q maximale. On a alors:

$$V_{cp \max} = V_g \frac{\pi}{2} Q_{\max} \quad (II.2)$$

$$I_{p \max} = \omega_0 CV_g \frac{\pi}{2} Q_{\max} = \frac{\pi I_{o \max}}{2} = \frac{\pi P_N}{2V_g} \quad (II.3)$$

où P_N est la puissance nominale du convertisseur.

A partir de l'équation (II.3) et sachant que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (II.4)$$

on déduit:

$$L = \frac{Q_{\max} v_g^2}{2\pi f_0 P_N} \quad (II.5)$$

$$C = \frac{P_N}{2\pi f_0 Q_{\max} V_g^2}$$

3.2- DIMENSIONNEMENT DES SEMI-CONDUCTEURS:

Dans ce qui suit, nous donnerons les contraintes maximales qui s'exercent sur les semi-conducteurs de notre circuit lors du fonctionnement au dessus de la résonance (mcc type(0)-).

a- Contraintes subies par les transistors et les diodes de l'onduleur:

$$I_{Tmax} = \frac{\pi I_{0max}}{2} = \frac{P_N \pi}{2V_g} \quad (II.6)$$

$$V_{Tmax} = 2V_g$$

b- Contraintes subies par les diodes de redressement:

$$I_{Dmax} = I_{Tmax} = \frac{P_N \pi}{2V_g} \quad (II.7)$$

$$V_{Dmax} = V_g$$

3.3- DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS MAGNETIQUES:

Dans les convertisseurs à découpage, le transformateur et l'inductance présentent une part importante du coût et leur choix conditionne fortement le bon fonctionnement de l'ensemble.

3.3.1- Le transformateur:

Ce composant majeur a pour principales fonctions:

- d'isoler le secteur d'alimentation et la charge.
- de mieux réguler la tension de sortie.

Son dimensionnement et sa construction doivent être menés avec soin pour éviter les problèmes inhérents au fonctionnement haute fréquence:

- Inductances de fuites entraînant des surtensions.
- Effet de peau et courants de Foucault provoquant des pertes supplémentaires dans le cuivre.
- Apparition de capacités parasites entre spires adjacentes et entre couches de spires [6] [7].

La méthode de calcul proposée ci dessous se base sur l'application des lois de l'électromagnétisme et sur les données fournies par les constructeurs de matériaux magnétiques.

a- Choix du noyau:

Les noyaux utilisés pour la réalisation du transformateur opérant en hautes fréquences sont des oxydes ferromagnétiques, connus sous l'appellation de "Ferrites".

En effet, grâce à leur grande résistivité, les pertes dans les noyaux de ces ferrites restent faibles. Par contre, ils présentent l'inconvénient d'une faible résistance aux chocs thermique et mécanique.

Les abaques données en annexe B permettent d'optimiser le choix du noyau du transformateur, en fonction de la fréquence et de la puissance de fonctionnement.

b- Calcul du nombre de spires:

Connaissant le type et la section effective (S_e) du noyau, il est possible de déterminer le nombre de spires au primaire et au secondaire du transformateur à l'aide de la formule suivante: [8]

$$-N_1 = N_2 = \frac{V_{\max}}{4B_{\max} S_e f_s} \quad (II.8)$$

V_{max} : tension de sortie maximale égale à V_g .

S_e : section du noyau.

f_s : fréquence de découpage.

B_{max} : valeur de l'induction maximale.

c- Calcul de l'inductance de l'enroulement:

Le circuit magnétique du transformateur ne comportant pas d'entrefer, nous pouvons écrire: [8] [2]

$$L = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r S_e}{l} \quad (II.9)$$

$N=N_1=N_2$: nombre de spires.

μ_0 : perméabilité du vide.

μ_r : perméabilité relative du matériau magnétique.

l : longueur moyenne du circuit magnétique.

d- Isolement:

Pour satisfaire les conditions d'isolement de la norme CEI45, il faut ménager un espace de 4mm entre l'enroulement et les joues de la carcasse. Il faut, bien sûr, isoler aussi les couches des différents enroulements.

e- Choix des conducteurs:

Le choix du diamètre des conducteurs doit tenir compte de l'effet de peau qui ne peut être négligé en hautes fréquences.

La profondeur de pénétration du courant est donnée par: [8]

$$\sigma = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f_s}} \quad (II.10)$$

avec:

μ : perméabilité du cuivre.

ρ : résistivité du cuivre.

f_s : fréquence de découpage.

pour le cuivre à 20°C, on a:

$$\sigma = \frac{66}{\sqrt{f_s}} \quad (\text{II.11})$$

où f_s est la fréquence de commutation en Hz et σ la profondeur de pénétration du courant en mm.

Pour tenir compte de cet effet de peau dans le choix des conducteurs, nous devons d'abord calculer la valeur efficace du courant dans l'enroulement du transformateur, et ceci pour la fréquence de résonance [2].

Ce courant est donné par:

$$I_{eff} = \frac{I_{pmax}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.12})$$

Ensuite, il faudra choisir une densité de courant appropriée, qui est généralement entre 3 et 5 A/mm². [8]

La section des enroulements du transformateur est donc donnée par:

$$S = \frac{I_{eff}}{J} \quad (\text{II.13})$$

où J est la densité de courant choisie.

Une méthode pour le choix du diamètre des conducteurs en fonction de l'épaisseur de peau [2], consiste à utiliser un seul conducteur de diamètre $D = \sqrt{4S/\pi}$ lorsque ce dernier est inférieur à 2σ . Sinon, il est conseillé d'utiliser un bobinage en faisceaux.

f- Pertes dans le transformateur:

Les pertes dans le transformateur se décomposent en:

- Pertes dans la Ferrite:

Les constructeurs donnent les pertes fer par unité de poids (p_f) en fonction de la fréquence de fonctionnement et de l'induction maximale (B_{max}). Les pertes totales s'expriment donc par:

$$P_{fer} = M P_f \quad (II.14)$$

où M est la masse du noyau ferrite.

- Pertes Joules dans les conducteurs:

En raison de l'effet de peau, la répartition du courant dans les conducteurs n'est plus uniforme et le bobinage du transformateur présente une résistance supérieure à celle obtenue avec un courant continu. La formule suivante tient compte de ce phénomène et apporte les corrections nécessaires: [2]

*

$$P_{joules} = 2R_c k I_{eff}^2 \quad (II.15)$$

R_c : résistance de l'enroulement en courant continu.

k: coefficient tenant compte de l'effet de peau.

I_{eff} : courant efficace dans l'enroulement primaire.

3.3.2- L'inductance:

Pour notre convertisseur l'inductance intervient dans la constitution du circuit résonant; son dimensionnement est tout à fait comparable à celui du transformateur.

a- Choix du noyau:

Ce choix est facilité par des abaques données par les constructeurs (Annexe C). Ces abaques permettent de définir le type du noyau adéquat en fonction du produit $L I_m^2$.

L: la valeur de l'inductance désirée.

I_m : courant maximal dans cette inductance.

b- Calcul du bobinage:

Connaissant le type du noyau et sa section effective (S_e), il est possible de déterminer le nombre de spires à l'aide de la formule: [8]

$$N = \frac{LI_m}{B_m S_e} \quad (\text{II.16})$$

c- Calcul de l'entrefer:

La valeur de l'inductance est donnée par: [8]

$$L = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r S_e}{l + e \mu_r} \quad (\text{II.17})$$

on en déduit l'épaisseur de l'entrefer:

$$e = \frac{N^2 \mu_0 S_e}{L} - \frac{l}{\mu_r} \quad (\text{II.18})$$

Cet entrefer devra être majoré car il existe un phénomène de gonflement de la surface effective au voisinage de l'entrefer.

Pour une section de diamètre "D", la majoration vaut approximativement "2e/D" [8].

d- Choix des conducteurs:

Le choix des conducteurs pour l'inductance est tout à fait semblable à celui fait pour le transformateur.

3.3- DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE SORTIE:

La capacité de filtrage à la sortie du convertisseur a pour rôle: [7]

- De lisser la tension de sortie de façon à ce que l'ondulation H.F résultante ne dépasse pas le taux d'ondulation fixé par le cahier de charges.
- De stabiliser la tension de sortie en présence de brusques variations de la charge.

L'idéal serait d'utiliser des capacités à faible résistance série afin d'optimiser le temps de réponse du filtre.

Le courant dans la capacité a la forme représentée à la figure II.1.

Pour la puissance maximale ($f_s=f_0$), la fréquence de ce courant est le double de la fréquence de résonance (redressement bialternance).

La formule permettant de calculer la capacité de filtrage C_s est donnée par : [2]

$$C_s = \frac{I_{Cmax} - I_{Cmin}}{2\pi(2f_0)\Delta V} = \frac{I_{pmax}}{4\pi f_0 \Delta V} \quad (\text{II.19})$$

où, ΔV est l'ondulation de la tension de sortie.

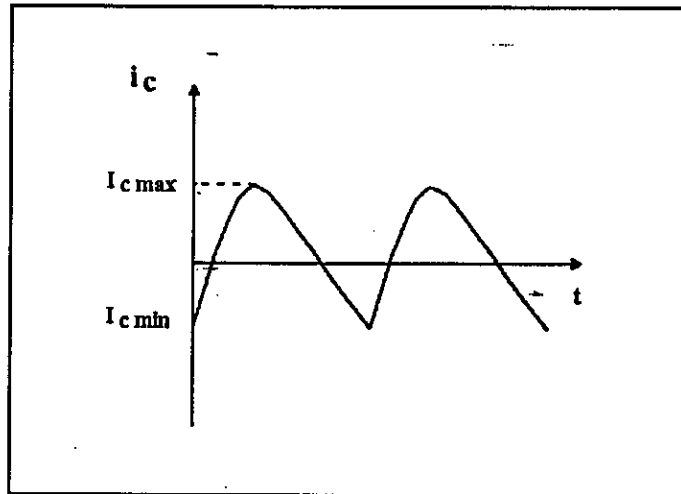


Figure II.1: forme du courant dans la capacité de filtrage C_s .

4- CIRCUIT DE COMMANDE:

De nos jours, nul ne conteste l'intérêt présenté par les alimentations à découpage dont les facteurs déterminants sont l'excellent rendement et une grande puissance massique et volumique. En outre, le prix de ces alimentations a été considérablement réduit et ceci grâce à la simplification des circuits de commande.

Grâce à ces derniers, on peut réaliser des générateurs d'impulsions à fréquences et à rapport cyclique variables.

La fonction de base de régulation y est améliorée par la technique de modulation de largeur d'impulsions (PWM). La tension prélevée aux bornes de la sortie est appliquée à un comparateur qui ajuste le rapport cyclique du transistor de manière à réguler la tension de sortie désirée.

4.1- ARCHITECTURE GLOBALE DES CIRCUITS DE COMMANDE:

Les circuits intégrés permettant la commande des alimentations à découpage se composent de plusieurs fonctions internes.

La figure II.2 illustre le schéma synoptique de tels circuits:-

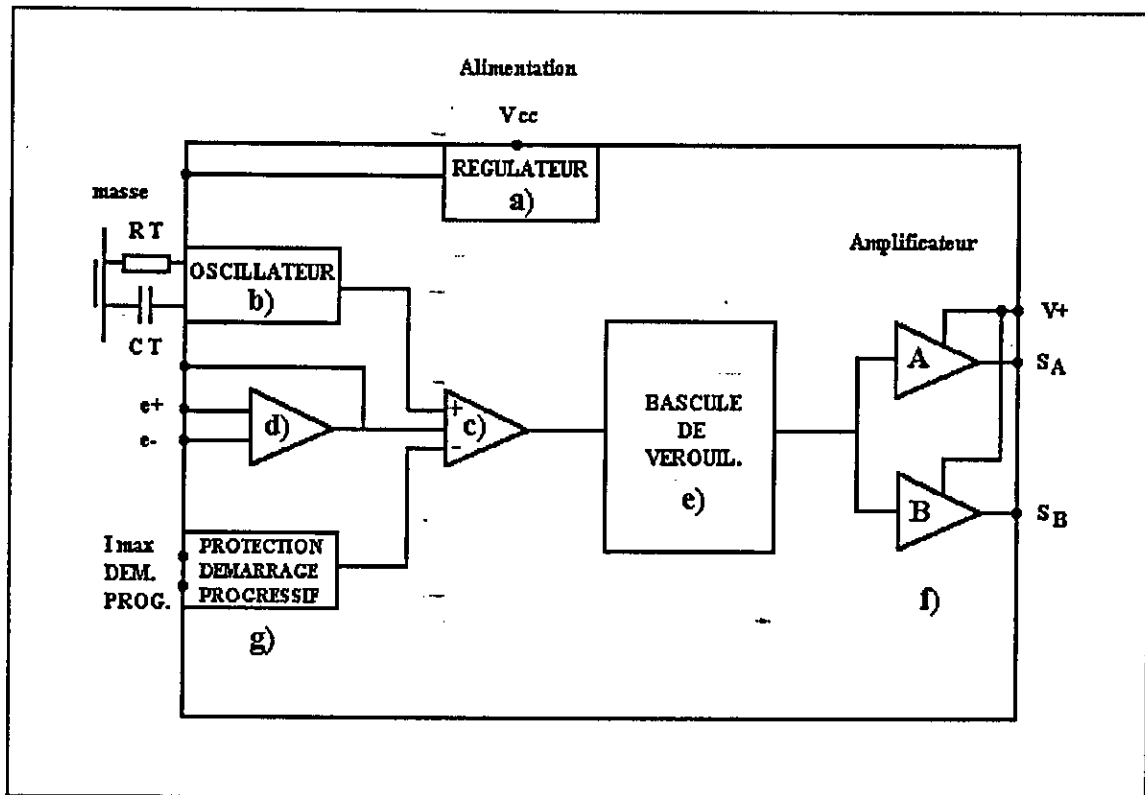


Figure II.2: Schéma synoptique des circuits de commande.

Les fonctions intégrées sont les suivantes: [8]

- a- **Le régulateur:** permet d'alimenter toutes les autres fonctions en appliquant une tension V_{cc} .
- b- **L'oscillateur:** un générateur de courant commandé par R_T , charge le condensateur C_T .
Ce dernier est ensuite déchargé et le cycle recommence; on dispose ainsi d'une tension en dents de scie.
- c- **Le comparateur:** il crée le signal modulé en largeur, en comparant la dent de scie à une tension de commande.
- d- **L'amplificateur d'erreur:** il permet de réaliser directement un asservissement simple.
- e- **La bascule:** elle verrouille le signal de sortie du comparateur afin qu'un bruit éventuel sur la tension de commande n'entraîne pas l'apparition d'impulsions parasites.
- f- **L'amplificateur de sortie:** ce sont généralement deux transistors montés en totem-pole, et qui sont capables de délivrer des courants de sortie de plus d'un Ampère. Deux schémas sont possibles:
 - sortie unique pour les structures mono-interrupteurs.
 - sortie double pour les structures de type Push-Pull.
- g- **Protection:** cette fonction a un double rôle:
 - Permettre la réalisation d'une protection pour le convertisseur.
 - Réaliser un démarrage progressif du convertisseur, lors de la mise sous tension du circuit.

4.2- PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS:

La modulation de largeur d'impulsions (M.L.I) est obtenue par un étage comparateur qui compare le signal issu de l'amplificateur d'erreur (tension de commande) avec un signal en dents de scie linéaire. (figure II.3)

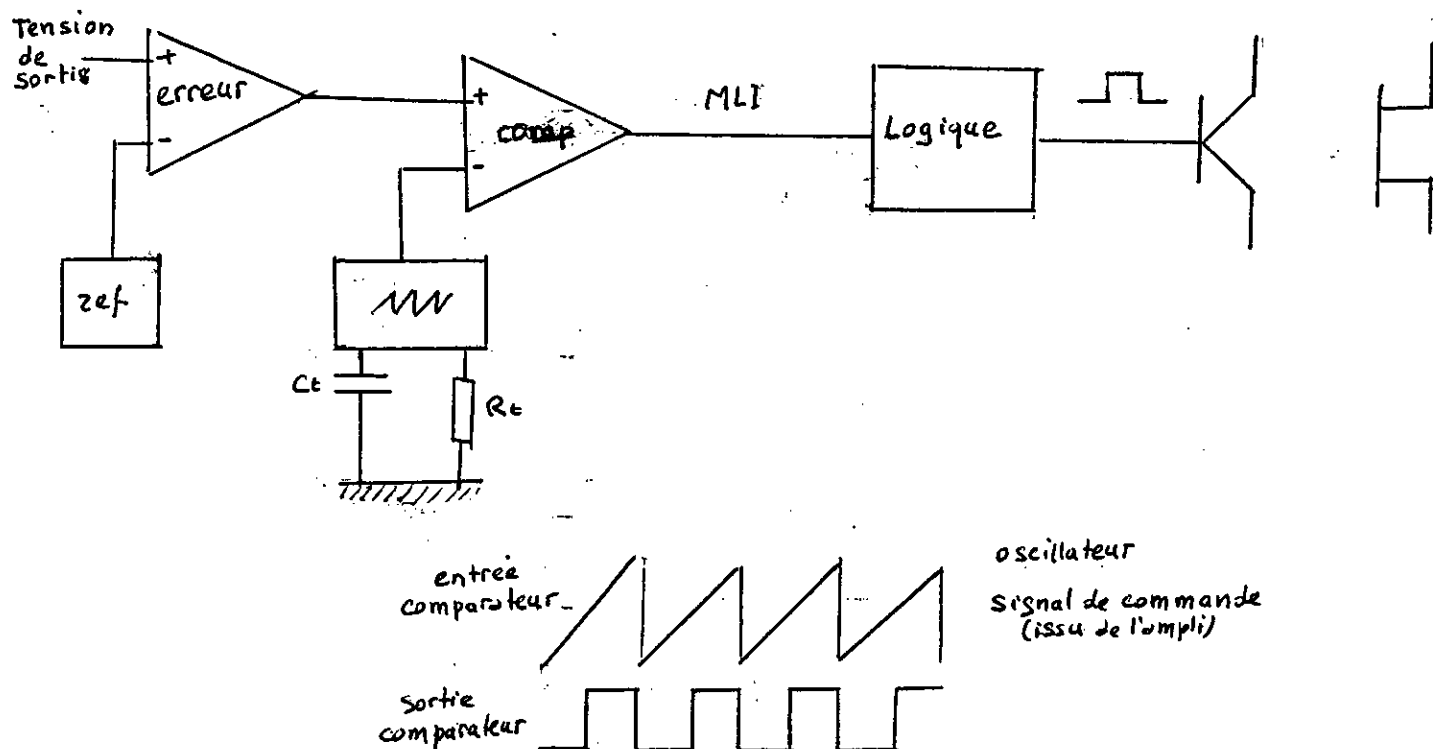


Figure 11-3

4.3- RECOMMANDATIONS POUR LA REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE:

La recherche de performances élevées dans les convertisseurs statiques à découpage a suscité de nombreuses études tant dans les domaines de pointe (électronique spatiale) que dans les domaines industriels (haute tension).

Ces études mènent généralement à des structures fonctionnant en haute tension pour améliorer le rendement et en hautes fréquences pour augmenter la puissance massique et volumique.

Avec la résonance, cette montée en fréquence est rendue possible.

Pour cela la capacité d'entrée du transistor MOS (dont les détails et les raisons ayant motivé son choix seront évoqués au chapitre III), située entre grille et source (C_m), doit être chargée rapidement.

La charge fournit à la grille est donnée par: [9]

$$Q_g = C_{iss} V_{gs} + C_{rss} U_d \quad (\text{II.20})$$

Le courant grille nécessaire est alors:

$$I_g = \frac{Q_g}{t_{on}} \quad (\text{II.21})$$

où t_{on} est le temps de mise en conduction du MOS.

Afin de diminuer t_{on} , la dernière équation montre que l'on doit, soit diminuer la charge Q_g en faisant diminuer l'effet de la capacité d'entrée C_{in} , soit augmenter le courant de grille I_g .

A partir de là, deux solutions se présentent: [10] [11] [12]

- Première solution:

Pour diminuer l'effet de la capacité C_{in} , on utilise un condensateur C_1 d'une valeur approximativement égale à la capacité d'entrée du MOS et en série avec elle (figure II.4).

Néanmoins, ce circuit présente l'inconvénient de nécessiter un niveau de tension de commande plus important à cause du pont diviseur crée par C_1 .

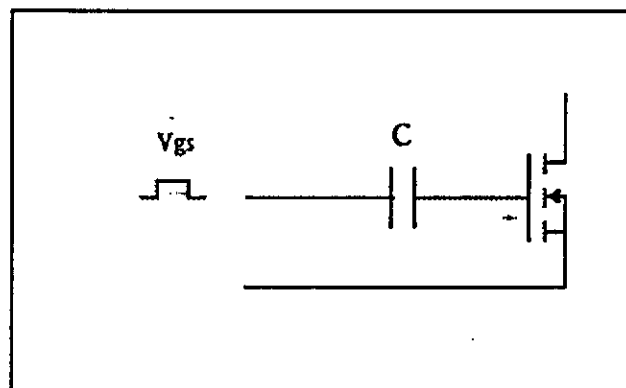


Figure II.4.

- Deuxième solution:

Pour augmenter le courant grille, on peut utiliser un amplificateur de type Push-pull (figure II.5). Une capacité à l'entrée de ce dernier s'avère nécessaire pour éliminer la composante continue du courant.

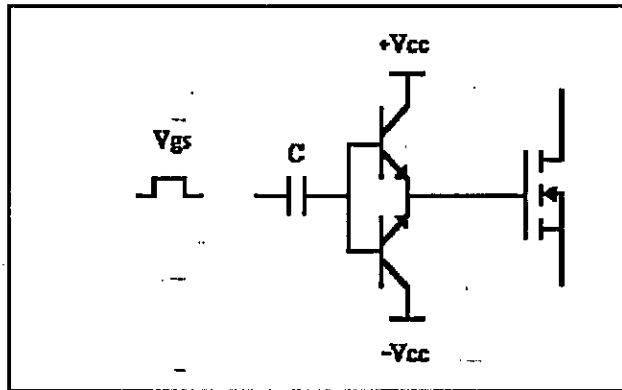


Figure II.5.

CHAPITRE II

REALISATION PRATIQUE

Chapitre III

Réalisation pratique

1- INTRODUCTION:

Dans ce chapitre, nous aborderons la réalisation pratique de notre convertisseur.

En premier lieu, nous utiliserons les résultats obtenus au chapitre II, et les données fournies par le cahier de charges pour dimensionner les semi conducteurs, le transformateur, le circuit résonnant et le circuit de commande.

En deuxième lieu, nous présenterons les résultats de mesures que nous avons effectué, après la réalisation de notre convertisseur.

L'exploitation de ces résultats nous permettra d'analyser le comportement du convertisseur, de relever et de commenter les écarts qui ne manqueront pas d'exister entre les prévisions théoriques et les valeurs pratiques

2- CAHIER DES CHARGES DE L'ALIMENTATION:

Nous nous sommes fixés pour objectif, la conception d'un convertisseur à résonance série en structure HALF BRIDGE dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Tension d'entrée: 100 Volts.
- Fréquence de résonance: 50 kHz
- Puissance maximale disponible à la sortie: 100 watts.
- Tension maximale à la sortie: 50 Volts.
- Taux d'ondulation de la tension de sortie: 1%.

3- REALISATION DE L'ALIMENTATION:

3.1- LE CIRCUIT DE PUISSANCE:

3.1.1- Le circuit résonant:

- Choix de la fréquence de résonance:

La fréquence de résonance doit se situer au delà des fréquences audibles (>20 KHz) et être de telle manière que le rapport f_{max}/f_0 soit suffisamment élevé pour permettre un réglage important de la puissance en sortie.

On fixera alors f_0 à 50 kHz.

- Détermination de C et de L:

La valeur maximale de la charge Q est choisie égale à $14/\pi$

La puissance nominale (à $f_s=f_0$) étant de 100 Watts, on déduit:

$$R_{min} = 25 \text{ Ohms.}$$

L'utilisation des formules données au chapitre II, nous donne:

$$L = 354,62 \mu\text{H} \quad \text{et} \quad C = 28,57 \text{ nF}$$

Les valeurs de pic maximales du courant dans l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur dans le circuit résonnant sont calculées en utilisant les formules du chapitre II.

$$V_{cpmax} = 350 \text{ Volts}$$

$$I_{pmax} = 3,14 \text{ Ampère}$$

Le condensateur choisi est un condensateur de 32 nF capable de supporter une tension de 400 V. De l'expression de f_0 , on déduit l'expression exacte de l'inductance: $L = 316,63 \mu\text{H}$.

La photo 1 montre la forme de la tension aux bornes de la capacité pour $f_s = 100 \text{ kHz}$.

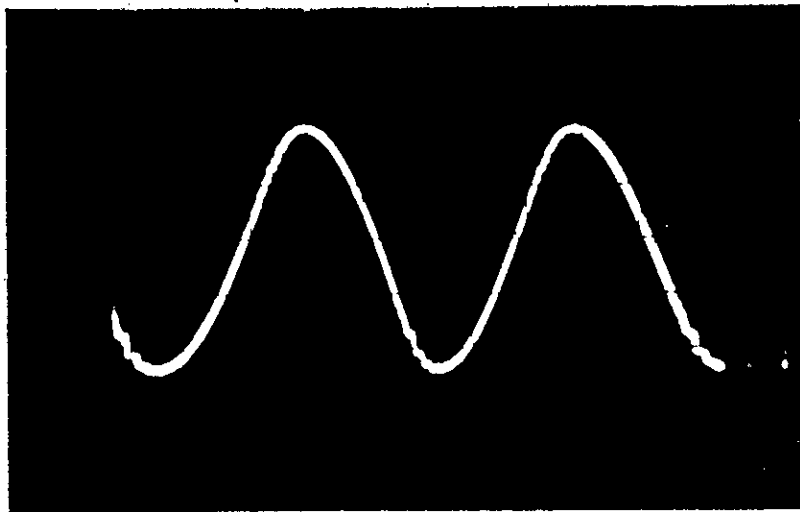


Photo 1: Forme de la tension aux bornes de la capacité; $f_s = 100 \text{ kHz}$, $V_g = 50 \text{ V}$.

3-1-2 Réalisation du transformateur:

Le cahier de charge de notre transformateur est le suivant :

- Fréquence minimale de fonctionnement: 50 kHz
- Tension maximale de fonctionnement: 50 V
- Rapport de transformation: 1
- Courant maximal dans les enroulements: 3,14 A
- Puissance maximale transmise à 50 kHz: 100 W

- Le noyau:

Le noyau utilisé est composé de deux U en matériau 3C8 [13][14] et possède les caractéristiques suivantes: (Annexe B)

- Surface utile: $S = 180 \text{ mm}^2$.
- Longueur effective: $l = 175 \text{ mm}$
- Perméabilité relative: $\mu_r = 2000$
- Induction maximale: $B_{\max} = 0,25 \text{ T}$

-Le bobinage:

Le nombre de spires des enroulements primaires et secondaires a été calculé en utilisant la formule donnée au chapitre II, ce qui nous donne:

$$N_1 = N_2 = 6 \text{ spires.}$$

Pour éviter de faire fonctionner le transformateur à la limite de son induction maximale, nous choisirons:

$$N_1 = N_2 = 12 \text{ spires.}$$

Afin de diminuer les inductances de fuites du transformateur, le couplage entre les deux enroulements doit être le meilleur possible. Nous avons opté pour le couplage qui consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire en deux et d'y imbriquer l'enroulement du secondaire.

La figure III.1 montre l'ordre du bobinage des deux enroulements.

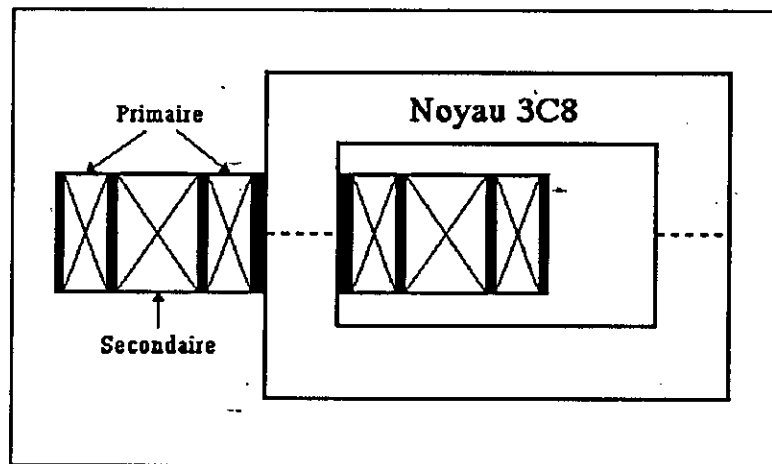


Figure III.1: Disposition des bobinages primaire et secondaire du transformateur.

La photo 2 montre la forme de la tension aux bornes du transformateur obtenue.

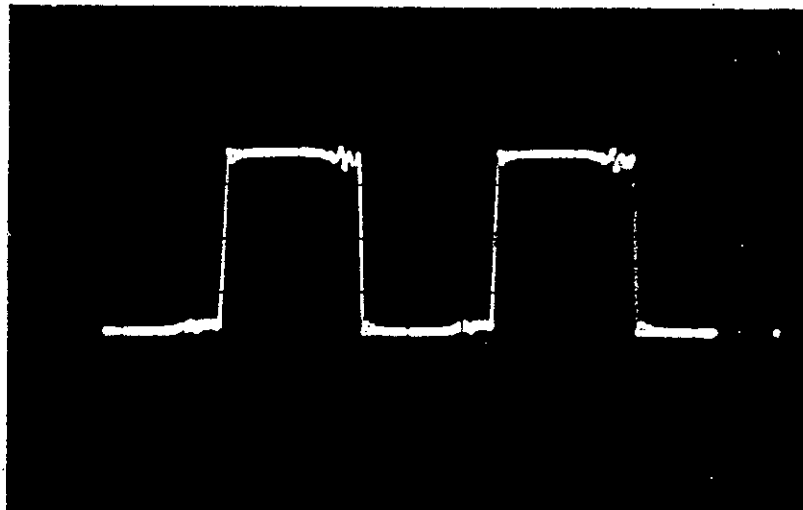


Photo 2: Forme de la tension aux bornes du transformateur. $f_s = 100 \text{ kHz}$, $V_g = 50 \text{ V}$

3.1.3- Réalisation de l'inductance:

- Le noyau:

Le noyau utilisé est formé de deux U en matériau 3C8 [13][14] et possède les caractéristiques suivantes: (Annexe B)

- Surface utile: $S = 178 \text{ mm}^2$.
- Longueur effective: $l = 175 \text{ mm}$.
- Perméabilité relative: $\mu_r = 2000$.
- Induction maximale: $B_{\max} = 0,25 \text{ T}$.

- Calcul du nombre de spires et de l'entrefer:

L'utilisation des formules données au chapitre II nous permet de déterminer le nombre de spires minimal que doit avoir l'inductance ainsi que l'épaisseur de son entrefer. On trouve:

$$N = 23 \text{ spires}$$

$$e = 0,35 \text{ mm}$$

La figure III.2 montre la disposition des deux noyaux 3C8.

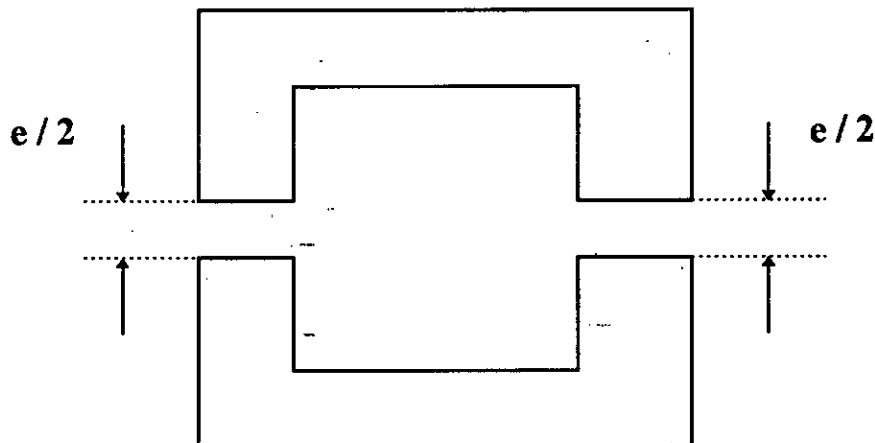


Figure III.2.

Remarque: Les essais effectués ont montré que la fréquence de résonance n'est plus 50 kHz mais environ de 65 kHz. Ceci est essentiellement dû à la mauvaise disposition de nos spires, qui favorisent l'apparition de capacités parasites, non seulement entre spires adjacentes mais aussi entre spires superposées.

Pour la suite, on ne devra prendre en considération que cette nouvelle fréquence de résonance.

3.1.4- Choix des conducteurs:

Les conducteurs constituant les bobinages des enroulements du transformateur et de l'inductance devront être suffisamment petits ou fins afin de réduire au maximum l'influence de l'effet de peau dans le cuivre qui intervient en hautes fréquences.

Dans le cuivre à 50 kHz, la profondeur de pénétration du courant est d'après l'équation

$$(II.11): \sigma = 0,3 \text{ mm.}$$

Les conducteurs devront donc avoir un diamètre ou une épaisseur inférieure ou égales à 2σ soit 0,6 mm.

Puisque la profondeur de l'effet de peau doit être considérée pour la fréquence de résonance [2], le courant qui traverse le circuit résonant est sinusoïdal et de valeur efficace $I_{p_{max}}/\sqrt{2}$, soit 2,22 A. Si nous considérons que les conducteurs sont de forme circulaire et en choisissant une densité de courant: $J= 4 \text{ A/mm}^2$, la section des conducteurs doit être égale à $0,56 \text{ mm}^2$. c'est à dire un diamètre de 0,84 mm ($>2\sigma$).

Nous utiliserons alors un conducteur trifilaire dont le diamètre de chaque fil est de 0,5 mm.

3.1.5 Les transistors de puissance:

- Généralités:

le choix d'un MOS de puissance est dû aux avantages majeurs qu'il présente comparés au transistor bipolaire. De manière succincte on peut les réduire aux deux points suivants:

- Très grande impédance d'entrée et Très grande amplification en courant, ce qui signifie qu'en fait l'état de fonctionnement du transistor est fixé par la valeur de la tension d'entrée grille-source V_{GS} .

- Durées de commutations Très courtes et en principe pas de temps de retard ni de temps d'évacuation de la charge stockée du fait que la conduction dans le canal induit s'effectue au moyen de porteurs majoritaires [9].

- Comportement en commutation:

Dans un MOS ce sont les capacités parasites qui par le temps nécessaire pour les charger ou les décharger, limitent la rapidité des commutations.

Les figures III.3 et III.4 illustrent un modèle simplifié des capacités parasites d'un MOS de puissance et les formes d'ondes de la tension en commutation sur charge résistive.

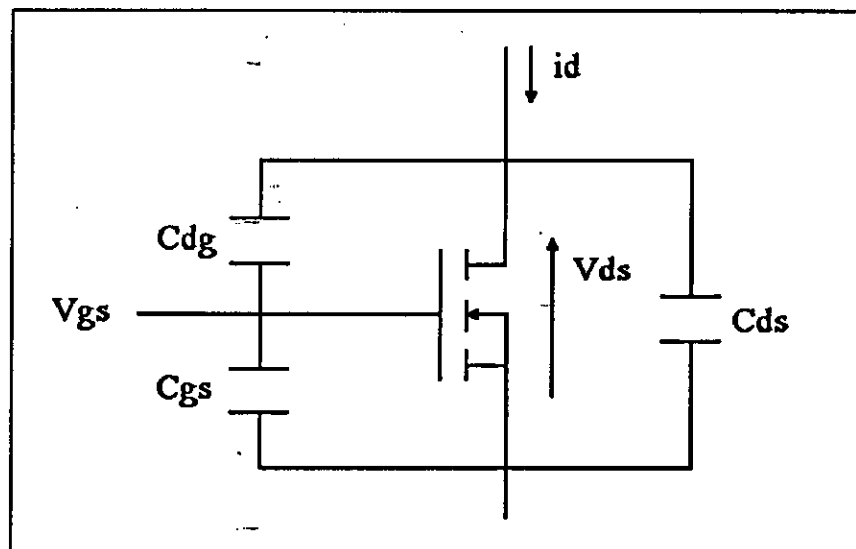


Figure III.3: Modèle capacitif du MOS de puissance.

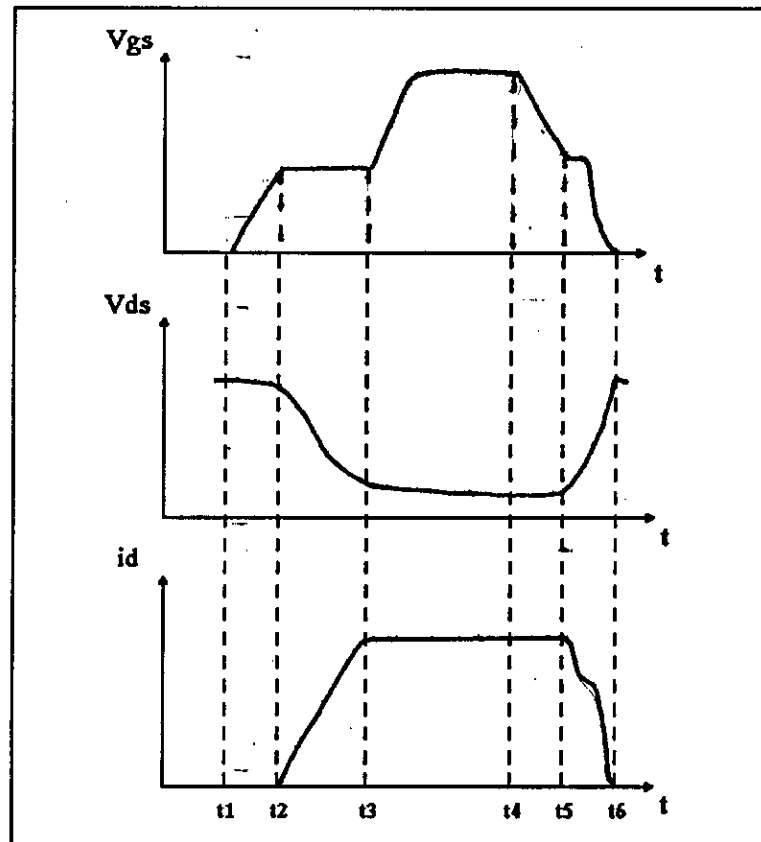


Figure III.4: Formes d'ondes en commutation sur charge résistive

- Pertes dans les transistors:

Il est possible de comptabiliser les pertes au niveau du transistor en tenant compte de toutes les phases de fonctionnement. On distingue :

a- Pertes par commutation: Ce sont celles qui se produisent pendant les temps d'ouverture et de fermeture du transistor.

b- pertes à l'état saturé: Elle sont proportionnelles à la tension résiduelle $V_{ds(sat)}$ et au courant de saturation $I_{d(sat)}$. Elles ont lieu pendant le temps de fermeture du transistor.

c- Pertes à l'état bloqué: Elle correspondent à l'énergie dissipée dans le transistor pendant l'état bloqué. Elles sont proportionnelles à la tension d'alimentation et au courant résiduel.

- Dimensionnement des transistors:

En utilisant les formules données au chapitre II, nous pouvons calculer la tension et le courant de pic que devons supporter les transistors. On trouve:

$$I_{\text{tmax}} = 3,14 \text{ A}$$

$$V_{\text{tmax}} = 100 \text{ V}$$

Les transistors que nous avons utilisé sont les **IRF450** dont les caractéristiques sont données en annexe D.

Les essais ont montré qu'un pic de tension apparait aux bornes du transistor lors de son ouverture. Ce pic devient important lorsqu'on dépasse les 120 kHz, c'est pour cela que nous avons limité la fréquence de fonctionnement de notre convertisseur à 100 kHz.

Le pic de tension est dû essentiellement à:

- L'inductance principale du transformateur,
- L'inductance du circuit résonnant,
- Les inductances parasites (inductances de câblages, inductances de fuites du transformateur)

Pour protéger les transistors de ces surtensions, à une valeur qu'on jugera tolérable, on peut:

- Réduire les inductances parasites, en réduisant toutes les boucles.
- augmenter les temps de commutation des transistors, pour cela, différentes solutions sont utilisées en pratiques:

- Utilisation des diodes Zener TAZ:

Les diodes Zener **TAZ** (Transient Absorption Zener) conviennent parfaitement pour la protection contre les surtensions (figure III.5), en effet ces diodes en plus de leur fonction de maintenir constante la tension aux bornes des transistors, présentent l'avantage d'admettre une

charge impulsionnelle ou un courant de choc élevé, avec un temps de réponse extrêmement court (environ 1ps) [15].

- Utilisation des CALC:

L'ouverture des transistors s'accompagne de l'apparition de surtension à leurs bornes, d'où risque de claquage destructif si ces surtensions sont importantes, on limite ces surtensions en disposant en parallèle avec les transistors des circuits d'amortissement critique, formés d'une résistance, d'une capacité et d'une diode rapide (circuit RCD) [16] (figure III.5).

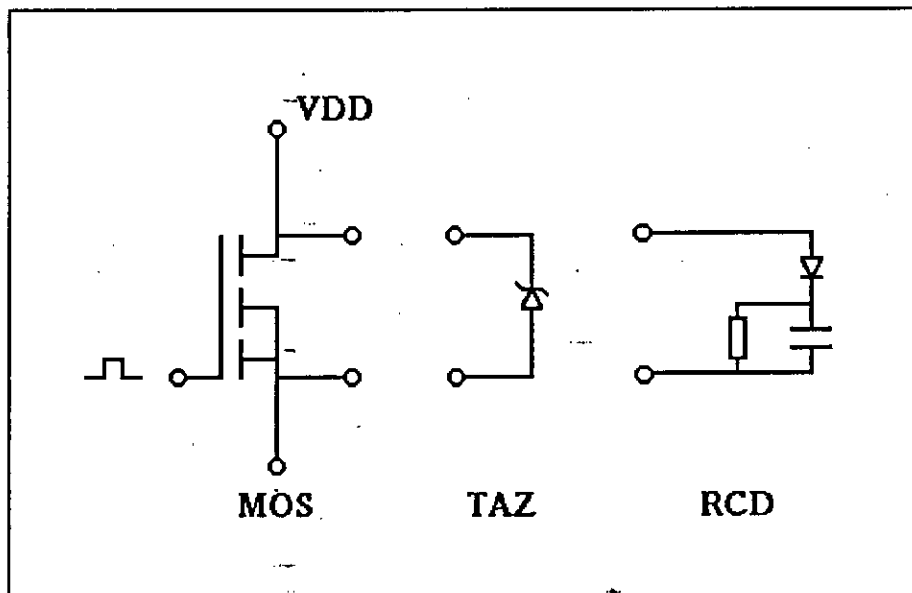


Figure III.5: Quelques solutions pour réduire les surtensions aux bornes du MOS.

Pour notre cas et afin de limiter les surtensions aux bornes des transistors, nous avons utilisé comme CALC, des circuits RCD dont les calculs ont donné les valeurs: [17]

$C=22$ nF et $R= 30$ Ohms.

La photo 3 illustre la forme de la tension aux bornes de chaque transistor pour $f_s= 100$ kHz.

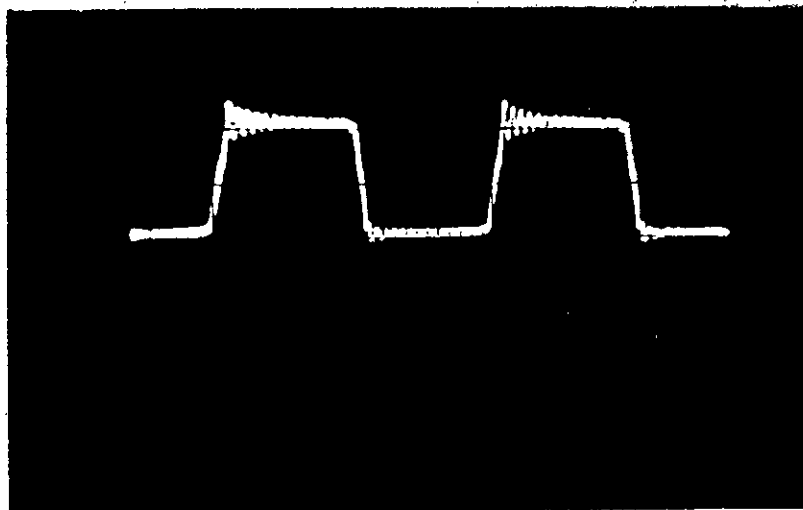


Photo 3: Allure de la tension V_{DS} pour $f_s = 100$ kHz.

3.1.6- Les diodes de commutation:

a- Diodes Shottcky:

Les diodes de l'onduleur et celles du redresseur au secondaire du transformateur, doivent être très rapides pour pouvoir fonctionner en hautes fréquences.

Les diodes Shottcky utilisent les propriétés du contact métal et semi-conducteur, il n'y a donc pas de jonction classique N-P, mais un contact silicium n-métal.

Dans une telle structure, le courant qui traverse la diode est formé de porteurs majoritaires, alors que dans une jonction P-N, il est constitué par des porteurs minoritaires.

On obtient ainsi un temps de recouvrement pratiquement nul puisque la durée de vie des porteurs majoritaires est beaucoup plus courte que celle des porteurs minoritaires. Ainsi, ces diodes peuvent fonctionner à des fréquences très élevées alors que leur tension de seuil reste très faible [15].

b- Dimensionnement des diodes:

L'utilisation des formules données au chapitre II permettent de calculer les tensions et les courants maximaux que devons supporter les diodes de notre convertisseur à savoir, les diodes de l'onduleur et celles du redresseur. On trouve:

- Pour les diodes de l'onduleur:

$$I_{Dmax} = 3,14 \text{ A,}$$

$$V_{Dmax} = 100 \text{ V.}$$

- Pour les diodes du redresseur:

$$I_{Dmax} = 3,14 \text{ A,}$$

$$V_{Dmax} = 50 \text{ V.}$$

Les diodes utilisées sont les 40HFL60S02 dont les caractéristiques sont données en annexe E.

3.17- Capacité de filtrage:

Le taux d'ondulation fixé par le cahier des charges est de 1% de la valeur maximale de la tension de sortie. L'application des résultats obtenues dans le chapitre II, nous permet de calculer la valeur de la capacité C_s nécessaire. On trouve:

$$C_s = 10 \mu\text{F.}$$

La capacité utilisée est une capacité de 10 mF pouvant supporter une tension maximale de 100 V.

La photo 4 montre l'allure de la tension de sortie v .

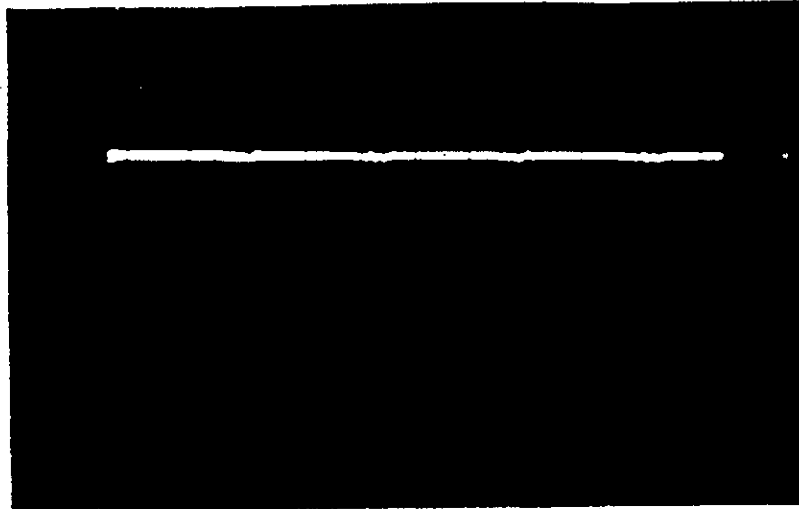


Photo 4: Allure de la tension de sortie du convertisseur

3.2- REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE:

Le circuit de commande utilisé dans la réalisation de notre convertisseur est le SG 3524 en raison de ses performances et de sa disponibilité dans notre pays. Les caractéristiques de ce circuit ainsi que son schéma synoptique figurent en annexe F. Ce circuit intégré possède les particularités suivantes:

- Fréquence et rapport cyclique variables.
- Limitation du courant maximal.
- Protection contre les surtensions et les sous-tensions d'alimentation.

A l'aide d'une configuration externe appropriée, nous avons pu obtenir un générateur d'impulsions dont la fréquence varie de 20 kHz, avec un rapport cyclique variant de 0% à 47%, à 300 kHz, avec un rapport cyclique variant de 0% à 40%.

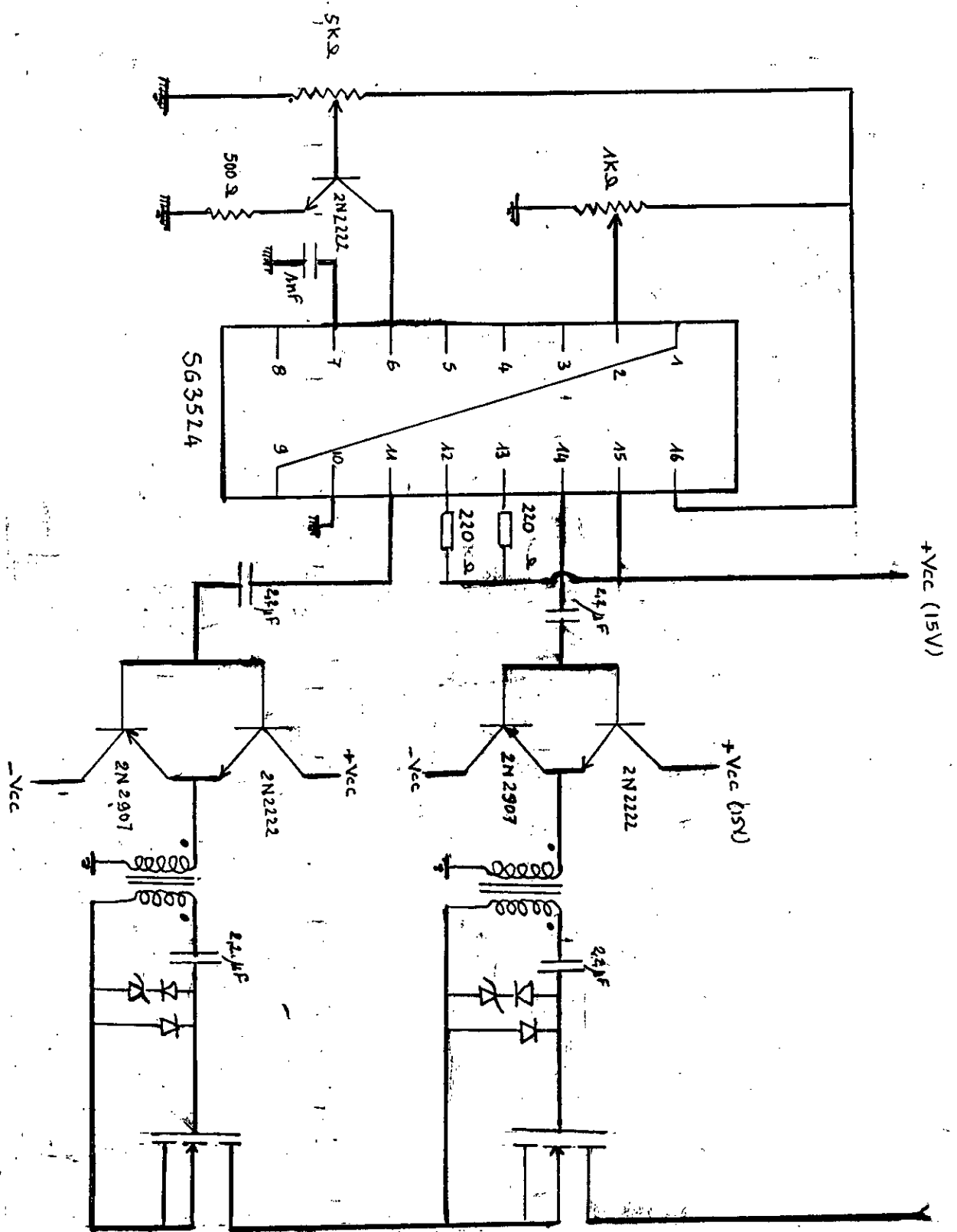


Figure III.6: Schéma général du circuit de commande.

Afin d'assurer un fort courant lors de l'attaque des transistors, nous avons réalisé des amplificateurs de courant à l'aide de transistors 2N2222A de type NPN et de transistors 2N2907 de type PNP montés en Push-pull.

Des transformateurs d'impulsions ont également été utilisés afin d'isoler galvaniquement le circuit de commande du circuit de puissance.

La figure III.6 montre le schéma général du circuit de commande. La forme du signal de commande V_{GS} ainsi que celle de la tension v_T à la sortie de l'onduleur, sont montrés respectivement par les photos 5 et 6.

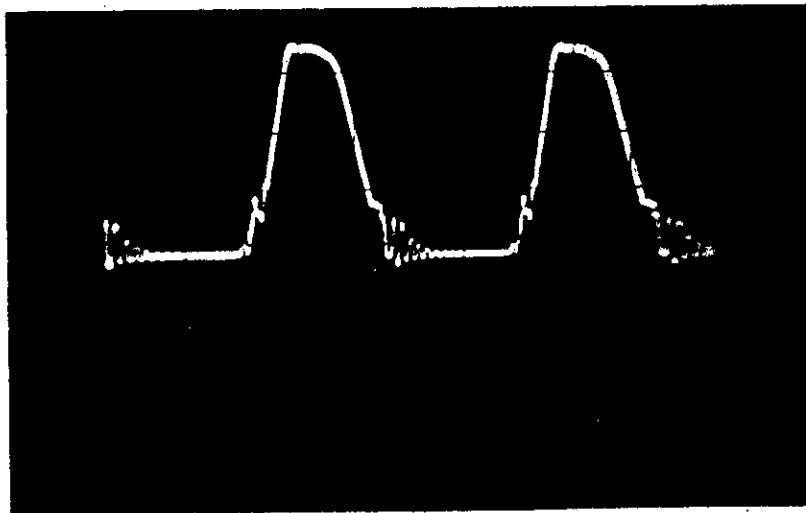


Photo 5: Allure de la tension V_{GS} ; $f_s = 100$ kHz.

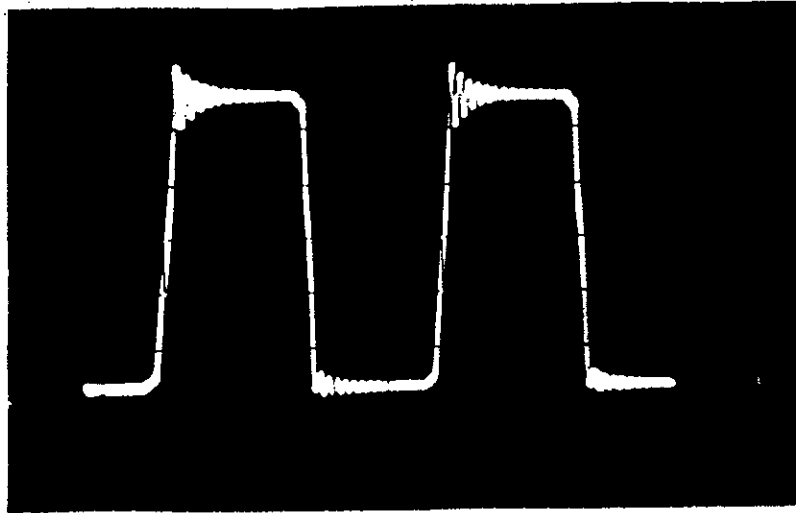


Photo 6: Allure de la tension v_T ; $f_s = 100$ kHz.

4- RELEVES EXPERIMENTAUX ET INTERPRETATIONS:

4.1- INTRODUCTION:

Suite à la réalisation décrite plus haut, nous allons entamer un série de mesures pratiques afin de relever:

- Le rendement de notre convertisseur en fonction de la fréquence de découpage pour une charge donnée.
- La tension de sortie en fonction de la fréquence de découpage pour une charge donnée.
- La tension de sortie en fonction du courant de sortie pour une fréquence de découpage donnée.

L'objectif de ces mesures est de vérifier si notre circuit est conforme à l'étude théorique qui a précédé cette réalisation et d'essayer d'expliquer les écarts qui pourraient exister.

Nos résultats pratiques seront donnés sous forme de graphe afin d'alléger leur présentation.

4.2- Méthode de mesure:

Les mesures effectuées sont essentiellement des mesures de courants, de tensions continues et de fréquences.

Pour les mesures des tensions et des courants à l'entrée et à la sortie du convertisseur, nous avons utilisé des appareils de mesure classiques (Voltmètre, Ampèremètre) introduisant ainsi des perturbations sur le convertisseur. Pour la lecture des fréquences, nous avons utilisé un oscilloscope.

La figure III.7 illustre la disposition générale des appareils de mesure.

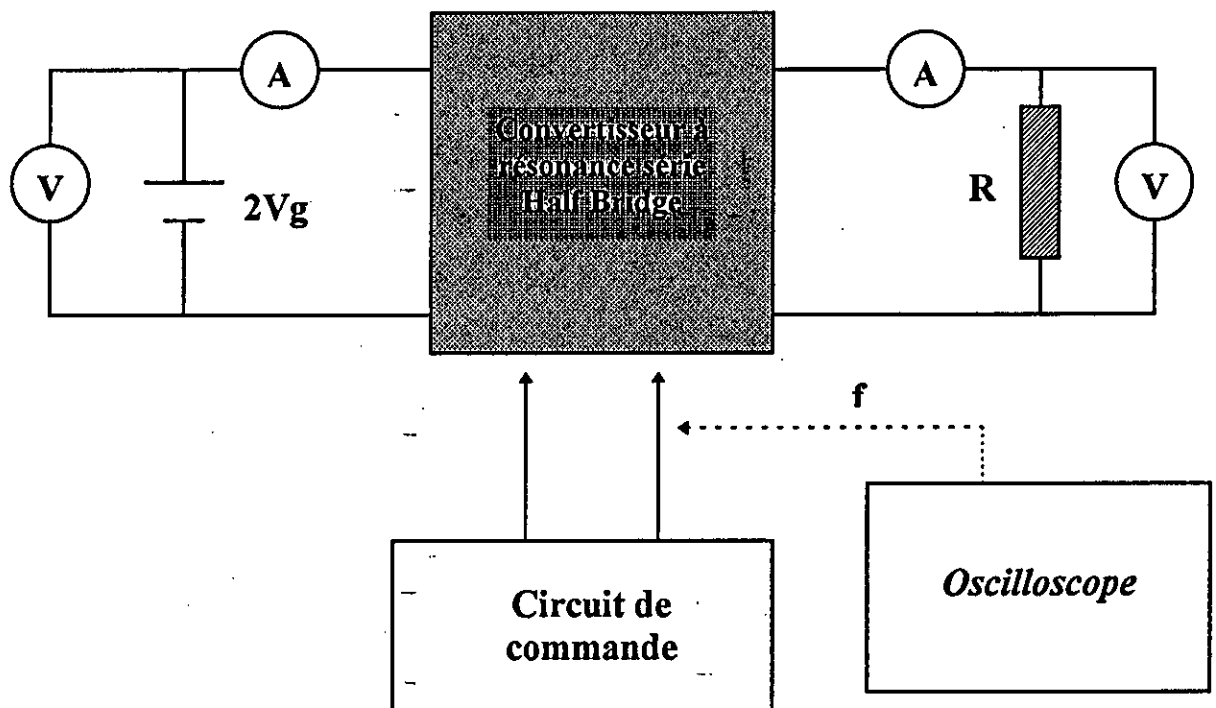


Figure III.7 : Disposition générale des appareils de mesure.

4.3- MESURES ET RESULTATS OBTENUS:

La première série de mesures que nous allons effectuer, nous permettra de tracer le rendement ainsi que la tension de sortie en fonction de la fréquence de découpage, pour cela, nous fixerons la tension d'entrée à 100 V, le rapport cyclique à 50% et la charge à $R=30$ Ohms. Ensuite, nous feront varier la fréquence de découpage de 65 kHz à 100 kHz tout en relevant les courants et la tensions de sortie. Ce même procédé sera refait pour $R= 60$ Ohms.

Les résultats obtenus ont permis le calcul puis le tracé du rendement en fonction de la fréquence.

Les graphes des figures III.8 et III.9 montrent l'évolution de ce rendement en fonction de la fréquence.

Une première constatation permet de voir que le rendement est maximal pour la fréquence de résonance et chute lorsque l'on s'éloigne de cette fréquence. Ceci est dû au fait qu'à la fréquence de résonance, les transistors commutent au zéro du courant et donc les pertes par commutation sont pratiquement nulles. Les seules pertes à considérer pour cette fréquence sont les pertes Joule dans les MOS et les conducteurs ainsi que les pertes fer dans le transformateur.

Lorsque la fréquence de commutation s'éloigne de la fréquence d'accord du circuit résonant, les pertes par commutation augmentent et le rendement se dégrade. Mais il est à noter que ce rendement reste du moins très élevé si on le compare au convertisseur Flyback [10] ou au Buck [7].

On remarque aussi que pour une même fréquence de découpage, le rendement obtenu avec une charge de 60 Ohms est plus élevé que celui obtenu pour une charge de 30 Ohms.

En effet, plus le courant dans la charge est grand, plus les pertes Joules augmentent.

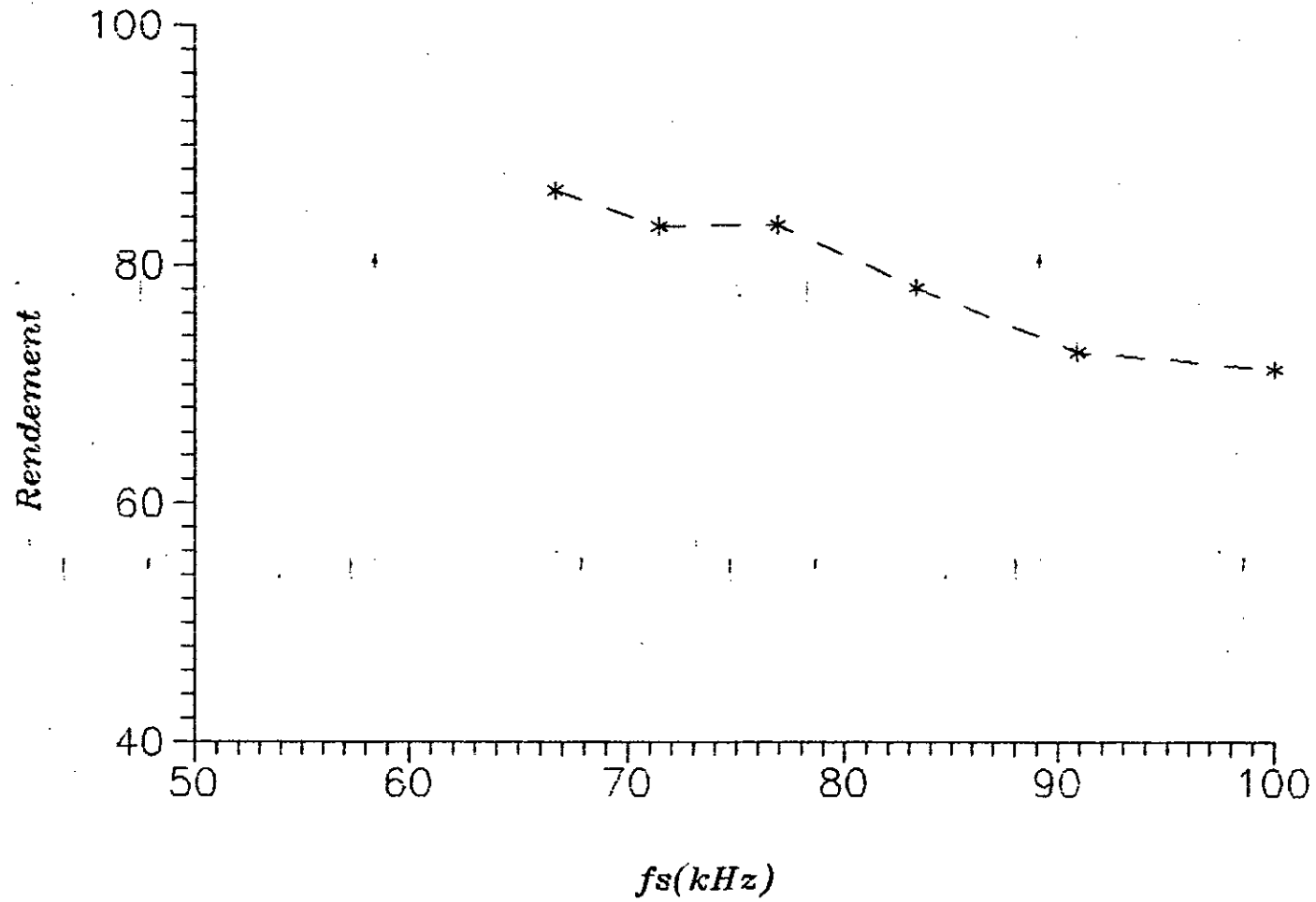


Figure III.8: Le rendement en fonction de la fréquence pour $R=30$ Ohms.

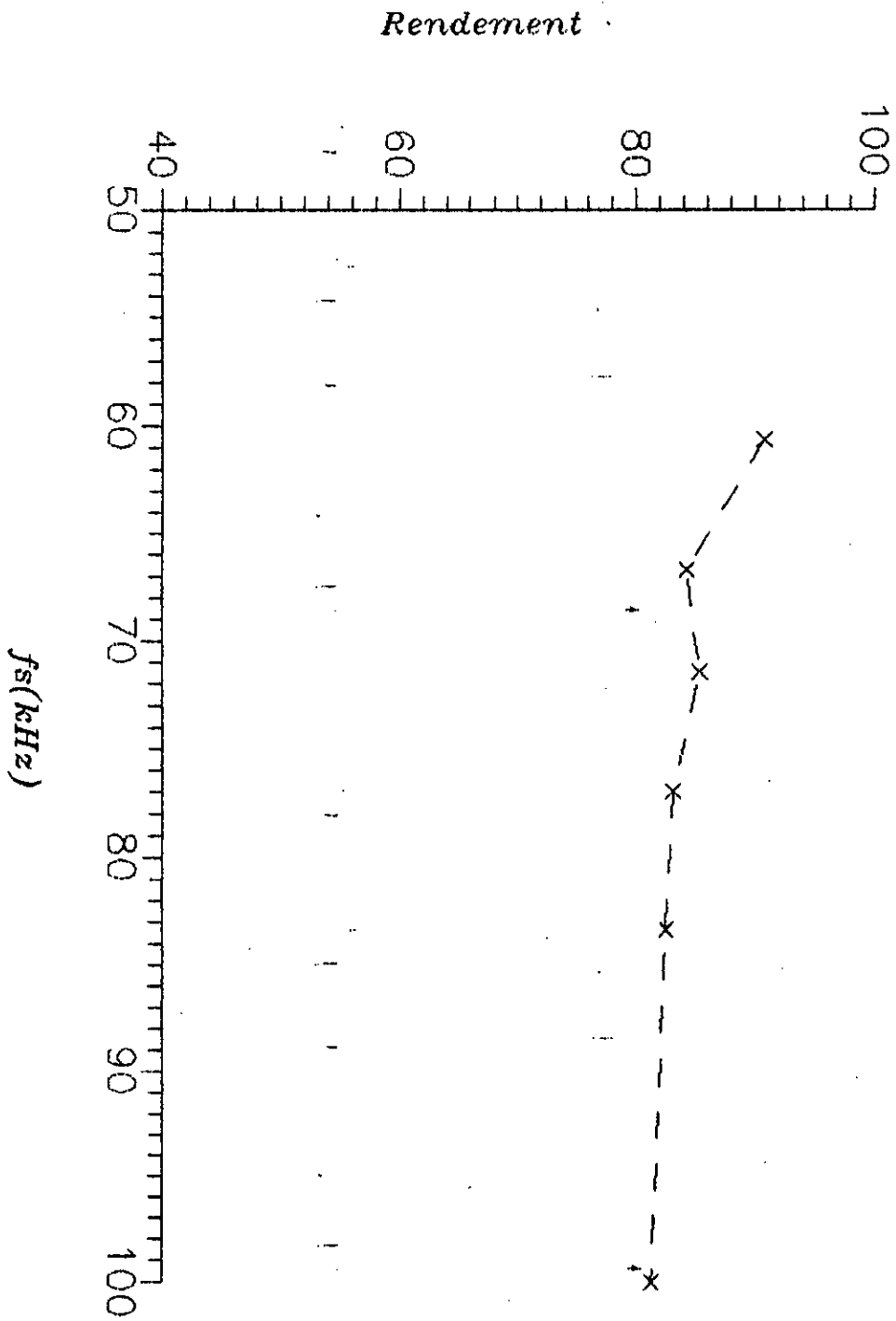


Figure III.9: Le rendement en fonction de la fréquence pour $R=60$ Ohms.

A partir de la première série de mesures décrite plus haut, nous avons tracé la tension de sortie en fonction de la fréquence de découpage en coordonnées normalisées, pour $R=30$ Ohms et $R=60$ Ohms.

Les résultats obtenus sont montrés par les figures III.10 et III.11.

Nous remarquons qu'un écart existe entre les valeurs pratiques et théoriques. L'explication qui peut être donnée est la suivante:

Lors de la modélisation du convertisseur nous avons supposé que les semis conducteurs et les composants réactifs étaient parfaits, or cela n'est pas vrai. En réalité, les composants de notre circuit comportent des éléments parasites qui n'ont pas été comptabilisés. En outre, la méthode de mesure employée n'est pas très recommandée. En effet les appareils de mesure tel que l'ampèremètre introduisent des perturbations au sein du convertisseur et faussent les relevés. Il est alors conseillé pour la mesure du courant en hautes fréquences d'utiliser des sondes de courant à effet Hall.

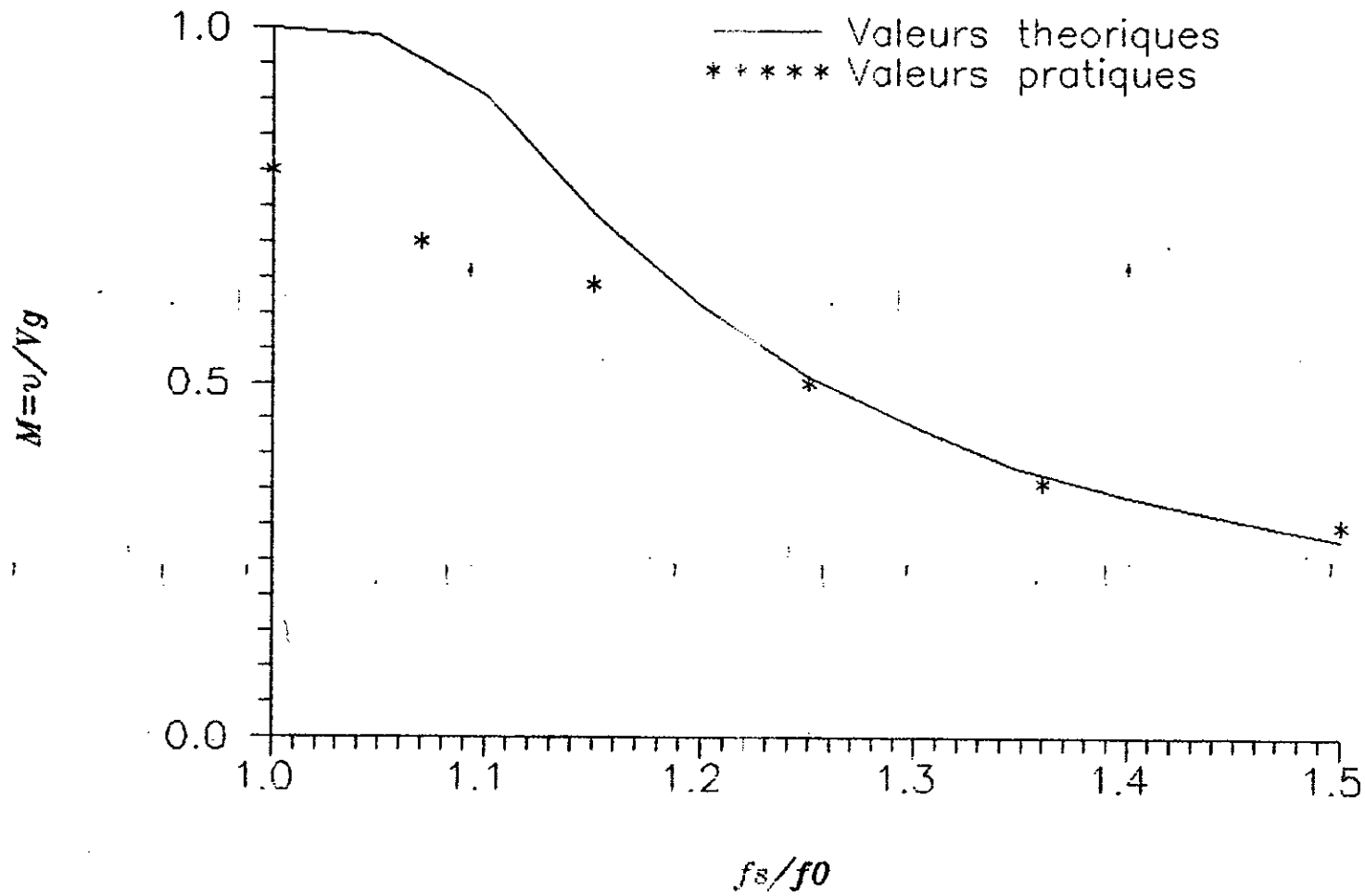


Figure III.10: Caracteristiques de sortie du convertisseur pour $R=30$ Ohms.

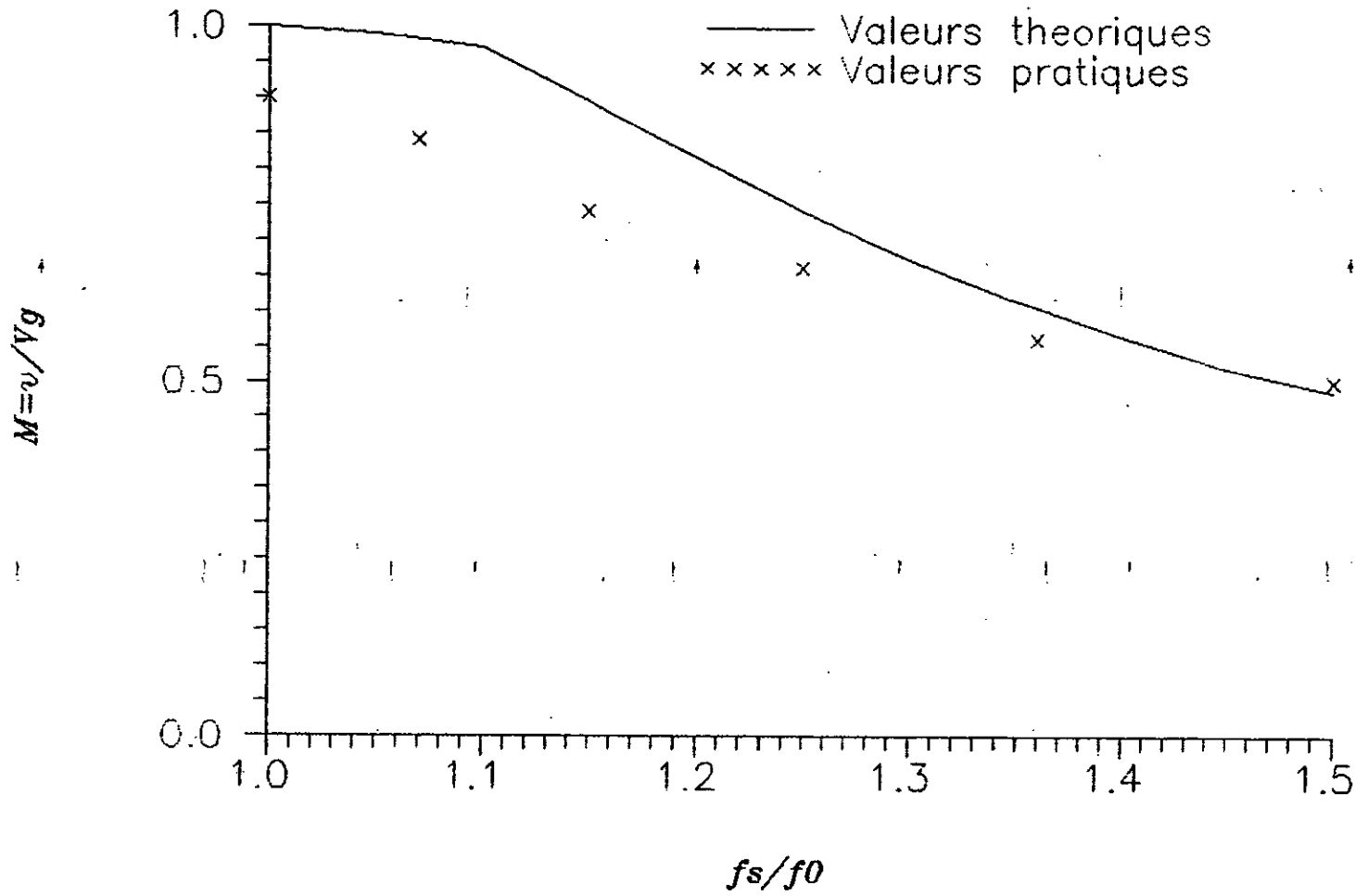


Figure III.11: Caracteristiques de sortie du convertisseur pour R=60 Ohms.

La seconde série de mesures a pour but de tracer les caractéristiques en charge du convertisseur (courant de sortie normalisé en fonction de la tension de sortie normalisée) et ceci pour deux fréquences différentes. Pour cela, nous allons procéder comme suit:

- La tension d'entrée sera maintenue à 100 V et le rapport cyclique à 50 %.
- Nous fixerons par la suite la fréquence de commutation à 84.5 kHz ($f_s/f_0=1,3$) puis à 91 kHz ($f_s/f_0=1,4$).
- A l'aide d'une résistance variable, nous ferons varier le courant à la sortie du convertisseur et nous releverons la tension de sortie. Les valeurs obtenues seront par la suite ramenées à des valeurs normalisées puis représentées dans un plan d'axes (M, I_o).

Les figures III.12 et III.13 illustrent les résultats obtenus pour cette dernière série de mesures.

Nous constatons que les points expérimentaux se situent généralement au dessous des courbes théoriques et s'en écartent d'autant plus que le courant I_o est élevé. Ceci s'explique par le fait que les pertes dans les différents éléments du convertisseur n'ont pas été prises en compte lors du tracé théorique.

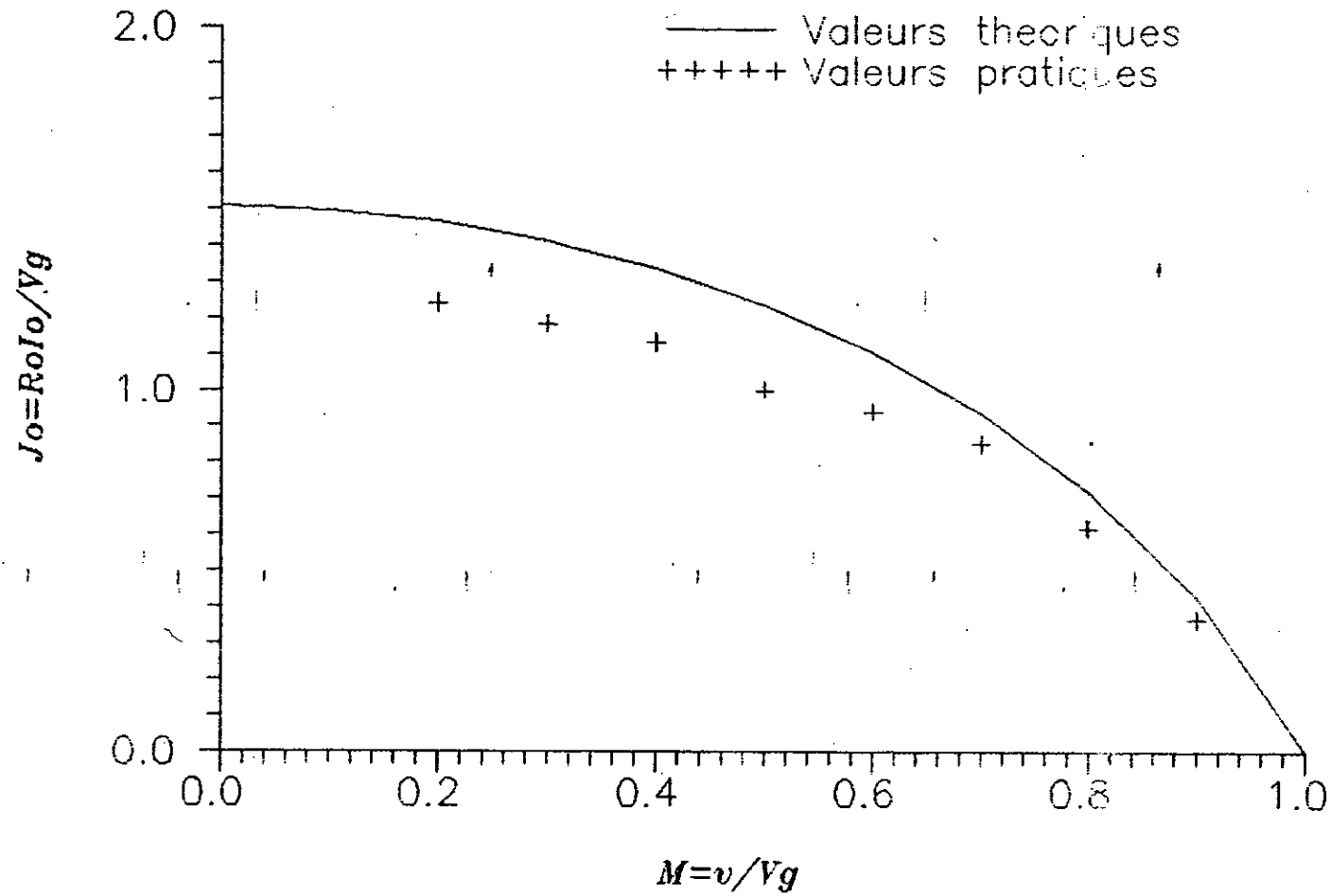


Figure III.12: Releve des caracteristiques en charge pour $f_s/f_0=1,3$

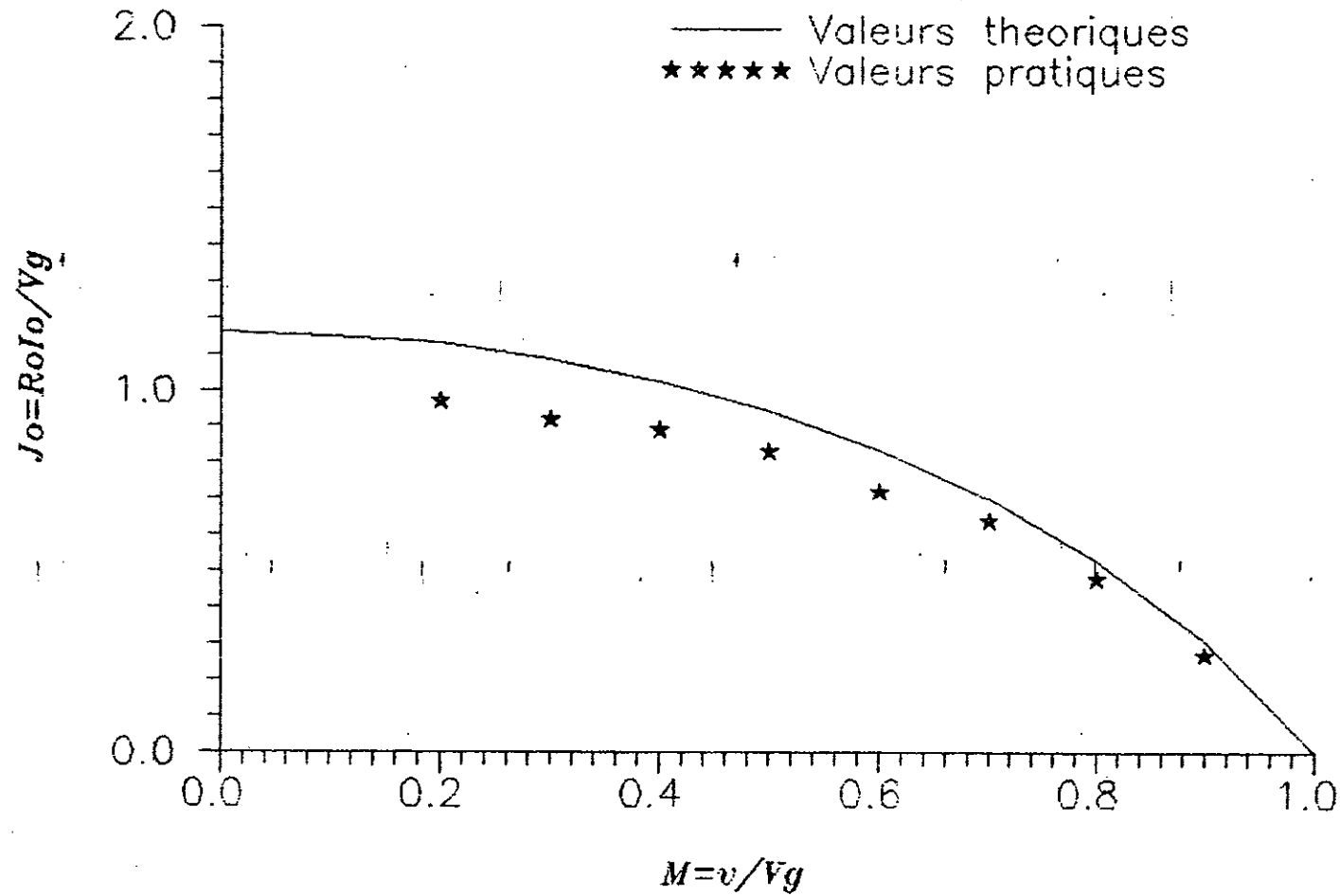


Figure III.13: Releve des caracteristiques en charge pour $f_s/f_0=1,4$

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSIONS GENERALES:

L'objectif fixé au départ de notre travail était l'étude et la réalisation d'un convertisseur à résonance série de structure HALF BRIDGE.

Une étude statique complète de ces convertisseurs nous a permis de connaître leurs comportements et leurs différents modes de conduction suivant la fréquence et la charge. Elle nous a permis aussi de mettre en relief les caractéristiques les plus importantes des convertisseurs à résonance série.

Afin de valider la méthode de modélisation employée et de montrer la supériorité et les avantages des convertisseurs utilisant la résonance sur les autres types de convertisseurs à découpage classiques (Flyback, Buck,...), nous avons réalisé un convertisseur DC-DC à résonance série de structure HALF BRIDGE, opérant en hautes fréquences et en mode de conduction continue type (0)-.

Les résultats obtenus montrent que l'emploi de ce convertisseur pour la réalisation d'une alimentation continue est une solution économique et appropriée.

La structure de puissance comporte un nombre minimal de composants (un seul composant bobiné dans le cas du transformateur à fuites [2]) et le transfert d'énergie est modulé par la variation de la fréquence de découpage.

Le rendement du convertisseur à résonance série se dégrade lorsque la fréquence ou la charge augmente, mais reste nettement supérieur à celui d'un Flyback [10] ou d'un buck [7]) pour une même puissance. Ceci est dû au fait que les pertes par commutation sont provoquées lors du blocage des transistors (l'amorçage de ces transistors se faisant spontanément et donc sans pertes [1]).

Ce rendement atteint sa valeur maximale pour la fréquence de résonance, en effet pour cette fréquence, les transistors commutent au zéro du courant, ce qui théoriquement s'effectue sans pertes.

Notre application a également confirmé la bonne tenue des transistors MOS dès lors qu'il s'agissait de travailler en H.F. Par contre, il faut souligner que ces transistors présentent une résistance non négligeable au moment de la conduction, dont il faut tenir compte.

Pour notre cas, on n'a pas pu monter en fréquence au delà des 100 kHz, cela tenant pour l'essentiel aux limites de fonctionnement des circuits intégrés utilisés (circuits intégrés analogiques).

Par l'utilisation de circuits intégrés numériques, la montée en fréquence sera plus aisée et on pourra tirer meilleur profit de l'utilisation de la résonance dans les alimentations à découpage, ce qui aura l'avantage de permettre l'augmentation des puissances massiques et volumiques. D'où l'intérêt de l'utilisation de telles alimentations dans des systèmes où la miniaturisation est recherchée, comme par exemple :

- En aéronautique.
- Dans les applications spatiales.

ANNEXES

ANNEXE A

Dans cet annexe, nous allons démontrer les équations (I.21) (I.25) et (I.28), obtenues au chapitre I.

Supposons que le convertisseur fonctionne en mcd type(n) pair ou impair. Durant le m-ième demi cycle complet du courant i_i , on peut écrire:

$$i_i(t) = i_m(t) = C \frac{dv_{cm}}{dt} \quad (\text{A.1})$$

avec: $(m-1)T_0/2 < t < mT_0/2$ et, $m=1,2,\dots,n$.

donc:

$$\int_{(m-1)\frac{T_0}{2}}^{m\frac{T_0}{2}} i_m(t) dt = C(V_{cm+1} - V_{cm}) = A_m (-1)^{m+1} \quad (\text{A.2})$$

d'où:

$$V_{cm+1} - V_{cm} = \frac{(-1)^{m+1} A_m}{C} \quad (\text{A.3})$$

d'autre part, nous avons:

$$\sum_{m=2}^{n+1} (V_{cm+1} - V_{cm}) = V_{cn+2} - V_{c2} = (V_{cn+2} - V_{cn+1}) - (V_{c2} - V_{c1}) + \frac{1}{C} \sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m \quad (\text{A.4})$$

or: $V_{cn+2} = -V_{c2}$ et: $V_{cn+1} = -V_{c1}$. donc:

$$-2V_{c2} = 2(V_{c1} - V_{c2}) + \frac{1}{C} \sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m \quad (\text{A.5})$$

par conséquent:

$$V_{c1} = -\frac{1}{2C} \sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m \quad (\text{A.6})$$

connaissant les équations (A.6), (I.18) et (I.20), on déduit:

$$V_{c1} = -MKV \quad (\text{A.7})$$

d'après les équations (A.3) et (A.7), la relation (I.15) devient:

$$A_m = 2CV_g [1 - (2m-1)M + M^2K] \quad (\text{A.8})$$

A partir des résultats obtenus, nous allons maintenant calculer la tension de pic V_{cp} aux bornes de C:

La tension 'peak to peak' aux bornes de C est:

$$V_{cp-p} = 2V_{c2} \quad (\text{A.9})$$

d'après (A.5) et sachant que $V_{c2} = V_{c1} + (A_1 / C)$, on trouve:

$$V_{cp-p} = 2V_{c2} = \frac{2A_1}{C} - \frac{1}{C} \sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m \quad (\text{A.10})$$

pour n pair (mcd type (n) pair) on aura donc:

$$\sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m = 2nV_g CM \quad (\text{A.11})$$

et,

$$A_1 = 2CV_g [1 - M + M^2K] \quad (\text{A.12})$$

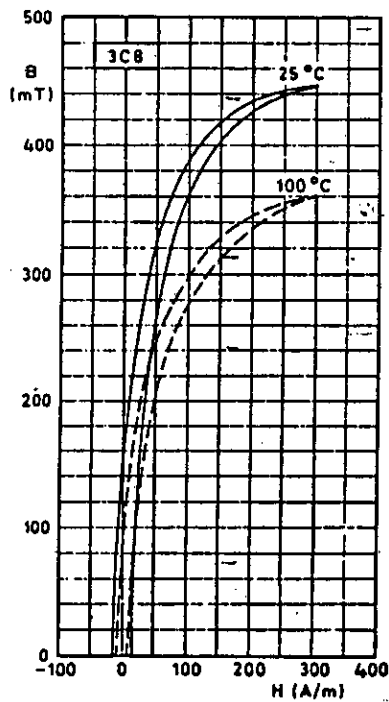
$$\Rightarrow V_{cp} = V_g \left[2 - \frac{2n}{K} + \frac{n^2}{K} \right] \quad (\text{A.13})$$

pour n impair (mcd type (n) impair) on trouve:

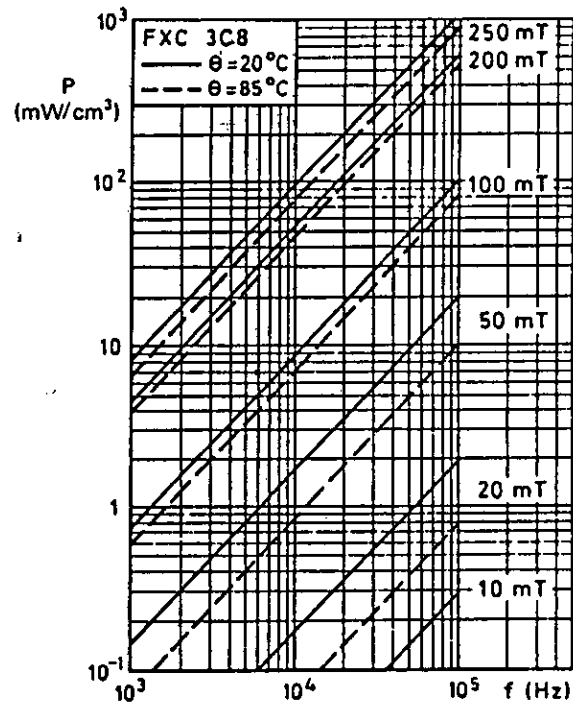
$$\sum_{m=1}^n (-1)^{m+1} A_m = 2CV_g [1 - nM + KM^2] \quad (\text{A.14})$$

$$\rightarrow V_{cp} = V_g \left[2 - \frac{2}{n} + \frac{K}{n^2} \right] \quad (\text{A.15})$$

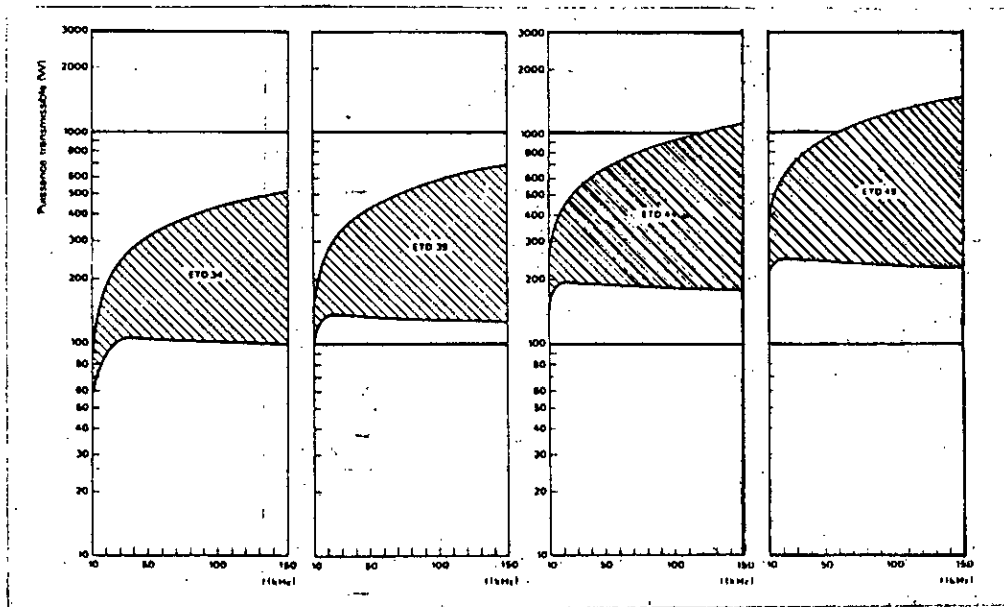
Annexe B



Induction en fonction du champ



Pertes F (\hat{B} , f) à $20^\circ\text{C} < T < 85^\circ\text{C}$



Structures symétriques

noyaux U et I



caractéristiques principales

PERMEABILITE INITIALE à $B \leq 0,1$ mT, fréquence 4 kHz, température 25 °C, tolérance ± 25 %
 INDUCTION, mesurée avec un galvanomètre balistique à $H = 800$ A/m ou... $\times 800$ A/m
 température 25 °C

COEFFICIENT D'HYSTERESIS, à $B = 1,5-3,0$ mT, fréquence 4 kHz, température 25 °C pour le ferroxcube 3
 à $B = 0,3-1,2$ mT, fréquence 100 kHz, température 25 °C pour le ferroxcube 3D3

RESISTIVITE, mesurée en courant continu, température 25 °C

DESACCOMMODATION, mesurée 10 et 100 minutes après démagnétisation, température 25 + 1 °C

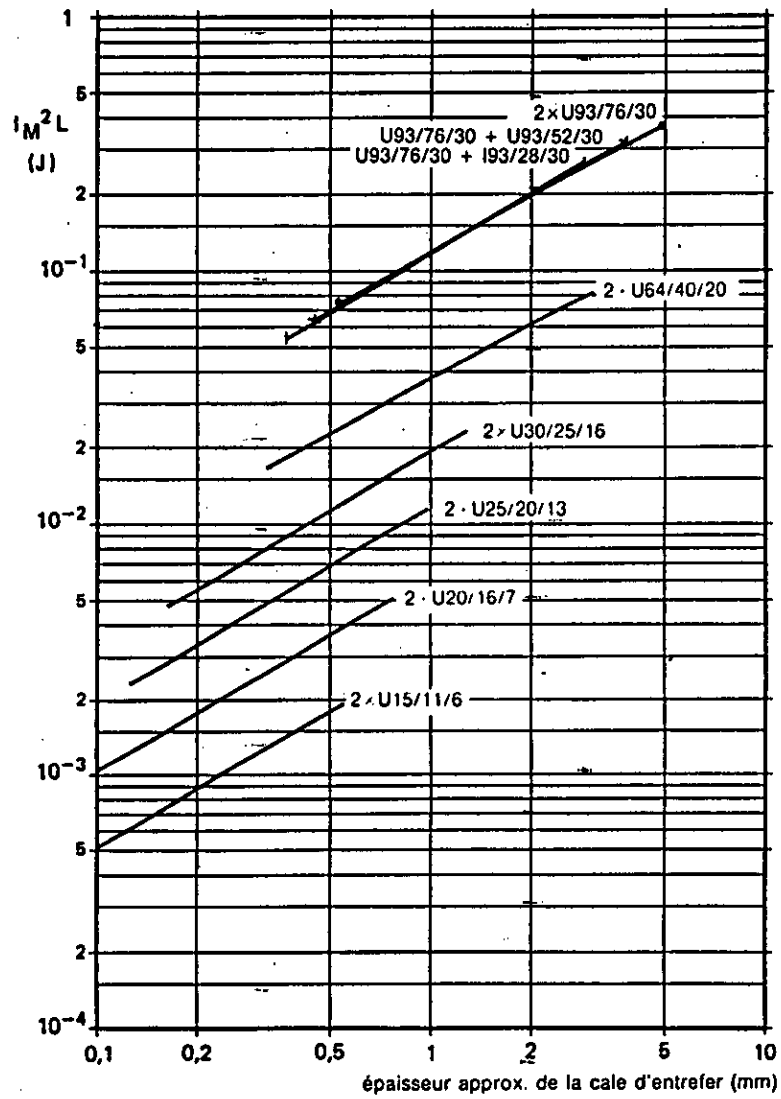
COEFFICIENT DE TEMPERATURE, mesuré de 25 ° à 55 °C ou de 25 °C à 70 °C (■)

POINT DE CURIE à la fréquence ≤ 10 kHz, $B \leq 0,25$ mT

ANGLE DE PERTE à $B \leq 0,1$ mT, température 25 °C

	μ_i	B	η_B	$\bar{\rho}$	D_f	α_F	θ_C	ANGLE DE PERTE à $B \leq 0,1$ mT, température 25 °C				
	mT	10^{-3} T	μm	10^{-4}	$10^{-3}/^{\circ}C$	$^{\circ}C$	$\frac{\tan \delta}{\mu_i}$	4 kHz 10^{-6}	100 kHz	500 kHz	1 000 kHz	
3E	900	345	-	$> 0,2$	< 10	0 à +3	> 150	-	-	-	-	
3BF	400	400	$< 1,5$	$> 0,2$	$< 7,5$	0 à +2,3	> 150	$< 2,5$	< 10	-	< 30	
3C2	900	350	-	$> 0,1$	-	0 à 4,5	> 150	-	-	-	-	
3C6	1 700	430	-	> 1	-	0 à 5	> 190	$< 2,5$	< 15	50 kHz	-	
3C8	2 000	450	-	> 1	-	0 à 5	> 190	$< 2,0$	< 12		-	
3D3	750	350	$< 1,8$	$> 1,5$	< 12	0 à +2 ■	> 150	-	< 8	< 14	< 30	
3F	2 300	360	$< 1,1$	> 1	$< 4,3$	0,6 à 1,8 ■	> 160	< 1	< 5	-	-	
4A1	600	290	-	$> 10^3$	-	0 à + 6	-	< 150	1,5 MHz (1 MHz)	2 MHz	10 MHz	40 MHz
4A10	350	-	-	$> 10^4$	-	5 à + 5	> 180	< 55	< 70	-	-	-
4B	250	325(2 x)	-	$> 10^3$	-	0 à + 8	> 250	< 140	-	-	-	-
4C	125	275(3 x)	-	$> 10^3$	-	0 à + 12	> 350	-	< 120	-	-	-
4CF	100	340(3 x)	-	$> 10^3$	< 10	-20 à + 20	> 320	-	-	-	< 150	$< 230(20 MHz)$
4D	50	240(4 x)	-	$> 10^3$	-	0 à + 15	> 400	-	-	-	< 300	-
4E	60	-	-	$> 10^3$	-	0 à + 15 ■	-	-	-	-	< 100	< 600
4F	15	175(6 x)	-	$> 10^3$	-	0 à + 15	> 500	-	-	-	< 300	< 360

Annexe C



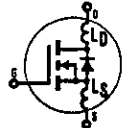
Annexe D

IRF450, IRF451, IRF452, IRF453 Devices

Absolute Maximum Ratings

Parameter	IRF450	IRF451	IRF452	IRF453	Units
V_{DS} Drain - Source Voltage ①	500	450	500	450	V
V_{DGR} Drain - Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$) ①	500	450	500	450	V
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	13	13	12	12	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$ Continuous Drain Current	8.0	8.0	7.0	7.0	A
I_{DM} Pulsed Drain Current ③	52	52	48	48	A
V_{GS} Gate - Source Voltage	± 20				V
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ Max. Power Dissipation	150 (See Fig. 14)				W
Linear Derating Factor	1.2 (See Fig. 14)				W/K
I_{LM} Inductive Current, Clamped	(See Fig. 14 and 15) $L = 100\mu\text{H}$				A
T_J Operating Junction and T_{stg} Storage Temperature Range	-55 to 150				$^\circ\text{C}$
Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)				$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (Unless Otherwise Specified)

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
BV_{DSS} Drain - Source Breakdown Voltage	IRF450 IRF452	500	-	-	V	$V_{GS} = 0\text{V}$	
	IRF451 IRF453	450	-	-	V	$I_D = 250\mu\text{A}$	
$V_{GS(th)}$ Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	-	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$	
I_{GSS} Gate-Source Leakage Forward	ALL	-	-	100	nA	$V_{GS} = 20\text{V}$	
I_{GSS} Gate-Source Leakage Reverse	ALL	-	-	-100	nA	$V_{GS} = -20\text{V}$	
I_{DSS} Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	-	-	250	μA	$V_{DS} = \text{Max. Rating}, V_{GS} = 0\text{V}$	
		-	-	1000	μA	$V_{DS} = \text{Max. Rating} \times 0.8, V_{GS} = 0\text{V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	
$I_{D(on)}$ On-State Drain Current ②	IRF450 IRF451	13	-	-	A	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on) \text{ max.}}, V_{GS} = 10\text{V}$	
	IRF452 IRF453	12	-	-	A		
$R_{DS(on)}$ Static Drain-Source On-State Resistance ②	IRF450 IRF451	-	0.3	0.4	Ω	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 7.0\text{A}$	
	IRF452 IRF453	-	0.4	0.5	Ω		
g_{fs} Forward Transconductance ②	ALL	6.0	11	-	S(Ω)	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on) \text{ max.}}, I_D = 7.0\text{A}$	
C_{iss} Input Capacitance	ALL	-	2000	3000	pF	$V_{GS} = 0\text{V}, V_{DS} = 25\text{V}, f = 1.0\text{MHz}$ See Fig. 10	
C_{oss} Output Capacitance	ALL	-	400	600	pF		
C_{rss} Reverse Transfer Capacitance	ALL	-	100	200	pF		
$t_{d(on)}$ Turn-On Delay Time	ALL	-	-	35	ns	$V_{DD} = 210\text{V}, I_D = 7.0\text{A}, Z_0 = 4.7\Omega$ See Fig. 17 (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.)	
t_r Rise Time	ALL	-	-	50	ns		
$t_{d(off)}$ Turn-Off Delay Time	ALL	-	-	150	ns		
t_f Fall Time	ALL	-	-	70	ns		
Q_g Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	ALL	-	82	120	nC	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 16\text{A}, V_{DS} = 0.8 \text{ Max. Rating.}$ See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	
Q_{gs} Gate-Source Charge	ALL	-	40	-	nC		
Q_{gd} Gate-Drain ("Miller") Charge	ALL	-	42	-	nC		
L_D Internal Drain Inductance	ALL	-	5.0	-	nH	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of die.	Modified MOSFET symbol showing the internal device inductances. 
L_S Internal Source Inductance	ALL	-	12.5	-	nH	Measured from the source pin, 6 mm (0.25 in.) from header and source bonding pad.	

Thermal Resistance

Parameter	ALL	Min.	Typ.	Max.	Units	Notes
R_{thJC} Junction-to-Case	ALL	-	-	.83	K/W	
R_{thCS} Case-to-Sink	ALL	-	0.1	-	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased.
R_{thJA} Junction-to-Ambient	ALL	-	-	30	K/W	Free Air Operation

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	IRF450	-	-	13	A	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier.
		IRF451	-	-	12	A	
I_{SM}	Pulse Source Current (Body Diode) ③	IRF450	-	-	52	A	
		IRF451	-	-	48	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ②	IRF450	-	-	1.4	V	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_S = 13\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$
		IRF451	-	-	1.3	V	$T_C = 25^\circ\text{C}, I_S = 12\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ALL	-	1300	-	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_F = 13\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
C_{RR}	Reverse Recovered Charge	ALL	-	7.4	-	μC	$T_J = 150^\circ\text{C}, I_F = 13\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
t_{on}	Forward Turn-on Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$.				



① $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

② Pulse Test: Pulse width $< 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $< 2\%$.

③ Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Fig. 5).

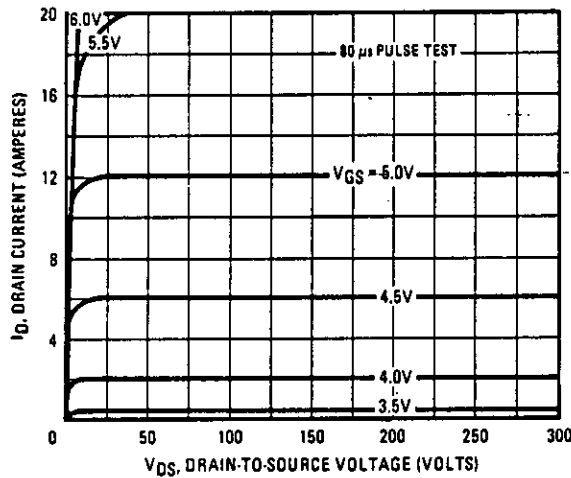


Fig. 1 - Typical Output Characteristics

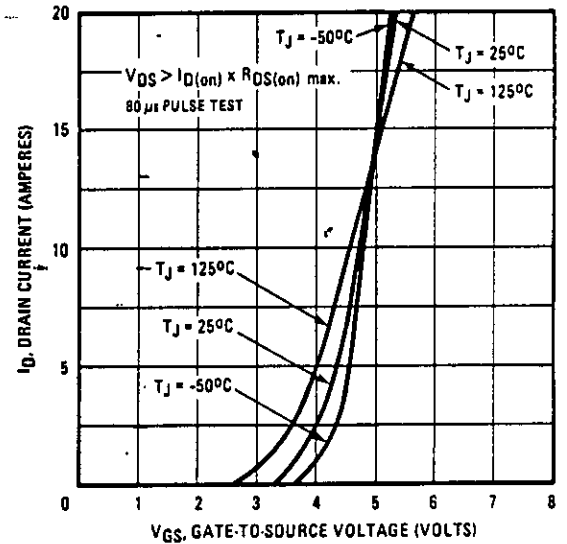


Fig. 2 - Typical Transfer Characteristics

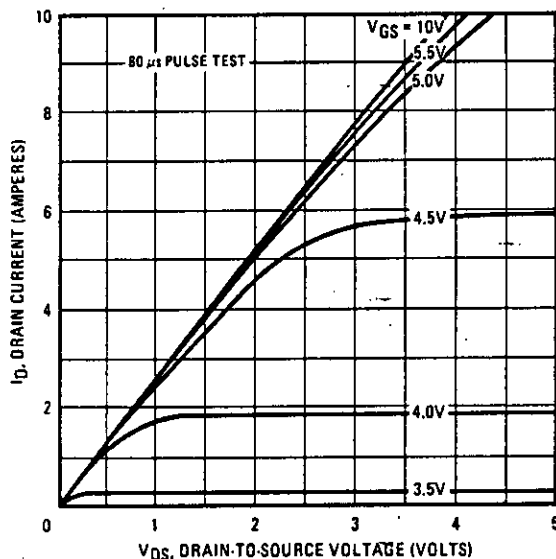


Fig. 3 - Typical Saturation Characteristics

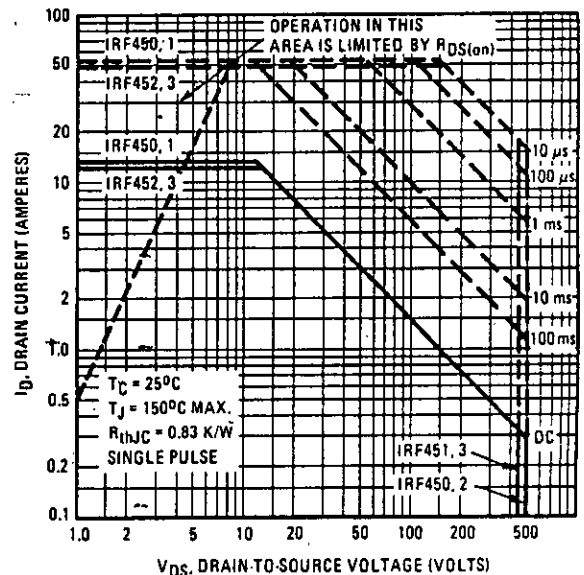


Fig. 4 - Maximum Safe Operating Area

Annexe E

40HFL, 70HFL, 85HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER 

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Reverse voltage ratings

Part number ①	V _{RRM} , Maximum peak repetitive reverse voltage T _J = -40 to 125°C	V _{RRM} , Maximum peak non-repetitive reverse voltage T _J = 25 to 125°C	I _{FRM} , Maximum peak reverse current at rated V _{RRM}	
	V	V	T _J = 25°C	T _J = 125°C
40HFL10S02, 40HFL10S05, 40HFL10S10 40HFL20S02, 40HFL20S05, 40HFL20S10 40HFL40S02, 40HFL40S05, 40HFL40S10 40HFL60S02, 40HFL60S05, 40HFL60S10 40HFL80S02, 40HFL80S05, 40HFL80S10 40HFL100S05, 40HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	10 10 10 10 10 10
70HFL10S02, 70HFL10S05, 70HFL10S10 70HFL20S02, 70HFL20S05, 70HFL20S10 70HFL40S02, 70HFL40S05, 70HFL40S10 70HFL60S02, 70HFL60S05, 70HFL60S10 70HFL80S02, 70HFL80S05, 70HFL80S10 70HFL100S05, 70HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	15 15 15 15 15 15
85HFL10S02, 85HFL10S05, 85HFL10S10 85HFL20S02, 85HFL20S05, 85HFL20S10 85HFL40S02, 85HFL40S05, 85HFL40S10 85HFL60S02, 85HFL60S05, 85HFL60S10 85HFL80S02, 85HFL80S05, 85HFL80S10 85HFL100S05, 85HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	20 20 20 20 20 20

① Types listed are cathode case, for anode case add "R" to code, i.e. 40HFLR20S02, 85HFLR100S05 etc.

Reverse recovery characteristics

	40HFL...			70HFL...			85HFL...			Units	Conditions
	S02	S05	S10	S02	S05	S10	S02	S05	S10		
t _{rr} Maximum reverse recovery time	70	180	350	60	150	290	50	120	270	ns	T _J = 25°C, I _F = 1A to V _R = 30V -dI _F /dt = 100A/μs
	200	500	1000	200	500	1000	200	500	1000	ns	T _J = 25°C, -dI _F /dt = 25A/μs I _{FM} = × rated I _{F(AV)}
Q _{RR} Maximum reverse recovered charge	180	750	3100	90	500	1600	70	340	1350	nC	T _J = 25°C, I _F = 1A to V _R = 30V -dI _F /dt = 100A/μs
	240	1300	6000	240	1300	6000	240	1300	6000	nC	T _J = 25°C, -dI _F /dt = 25A/μs I _{FM} = × rated I _{F(AV)}

Forward conduction

	40HFL	70HFL	85HFL	Units	Conditions
I _{F(AV)} Maximum average forward current	40	70	85	A	180°C conduction, half sine-wave, max. T _C = 75°C
I _{F(RMS)} Maximum RMS forward current	63	110	134	A	
I _{FRM} Maximum peak repetitive forward current	220	380	470	A	Sinusoidal half wave, 30° conduction
I _{FSM} Maximum peak, one cycle non-repetitive forward current	400	700	1100	A	t = 10ms Sinusoidal half-wave 100% V _{RRM} reapplied, initial T _J = T _J max
	420	730	1151	A	t = 8.3ms
	475	830	1208	A	t = 10ms Sinusoidal half-wave no voltage reapplied, initial T _J = T _J max
	500	870	1369	A	t = 8.3ms
I _{2T} Maximum I _{2T} for fusing	800	2450	6050	A ² s	t = 10ms 100% V _{RRM} reapplied initial T _J = T _J max
	730	2240	5523	A ² s	t = 8.3ms
	1130	3460	8556	A ² s	t = 10ms No voltage reapplied initial T _J = T _J max
	1030	3160	7810	A ² s	t = 8.3ms
I _{2T} Maximum I _{2T} for fusing ①	11300	34650	85560	A ² √t	t = 0.1 to 10ms, no voltage reapplied
V _{F(TOI)} Maximum value of threshold voltage	1.081	1.085	1.128	V	T _J = 125°C
r _F Maximum value of forward slope resistance	6.33	3.40	2.11	mΩ	
V _{FLK} Maximum peak forward voltage	1.95	1.85	1.75	V	T _J = 25°C, I _{FM} = × rated I _{F(AV)}

① I_{2T} for time t₁ = I_{2T}√t₁ + √t₂

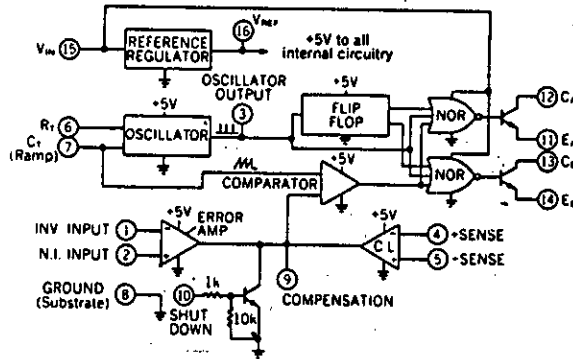
Switching Regulators (PWM)

PWM Performance Chart

Annexe F

UC1524/UC2524/UC3524

- Complete PWM power control circuitry
- Uncommitted outputs for single-ended or push-pull applications 100mA
- Output voltage 40V
- Supply voltage, V_{CC} 8V to 40V
- Low standby current 8mA typical
- Reference voltage, V_{REF} $5V \pm 4\%$
- Sawtooth oscillator operation to 300KHz
- Analog external shutdown
- Analog current limiting
- 16-pin dual-in-line package



PERFORMANCE CHARACTERISTICS												
TYPE	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Regulating PWMs UC1524/UC2524/UC3524	X					X	100mA	300kHz	X			16 Pin DIP
Advanced Regulating PWMs UC1524A/UC2524A/UC3524A	X	X	X	X	X	X	200mA	500kHz	X		X	16 Pin DIP
Advanced Regulating PWMs UC1527A/UC2527A/UC3527A	X	X	X	X	X	X	100mA 0.4A Pulse	500kHz		X	X	16 Pin DIP
Regulating PWM UC1528/UC2528/UC3528	X	X	X	X	X	X	100mA	400kHz		X	X	18 Pin DIP
Advanced Regulating PWMs UC1528A/UC2528A/UC3528A	X	X	X	X	X	X	100mA	550kHz		X	X	18 Pin Dip
Regulating PWMs UC1837/UC1837A/UC1838	X						200mA	300kHz	X		X	16 Pin Dip 18 Pin Dip
Advanced Regulating PWM UC1837A/UC1838A	X					X	200mA	300kHz	X		X	16 Pin Dip 18 Pin Dip
Current Mode PWM Controller UC1840/UC1840A/UC1841	X	X	X	X	X	X	200mA	500kHz	X	X	X	16 Pin DIP
Programmable Primary Side PWMs UC1840B/UC1841B	X	X	X	X	X	X	200mA	500kHz	X		X	N/A X 18 Pin DIP
Programmable Primary Side PWMs UC1840C/UC1841C	X	X	X	X	X	X	200mA	500kHz	X		X	N/A X 18 Pin DIP
Regulating Primary Side PWMs UC1842/UC1842A/UC1843	X		X	X	X		100mA 1A Pulse	500kHz	X		X	N/A X 8 Pin DIP
High Frequency PWM Controller UC1844/UC1844A/UC1845	X	X	X	X	X		500mA 1.5A Pulse	2MHz	X	X	X	X X 16 Pin DIP
Power Supply Control System UC1850/UC2850/UC3850	X	X	X	X	X	X	50mA	200kHz	X		X	X 24 Pin DIP
High Current Buck Regulator UC1857	X	X	X	X	X		4A	200kHz	X			X 15 Pin Multiwatt*

Note: All series available screened to /883B Rev. C.
 UNITEDRO CORPORATION • 5 FORBES ROAD
 LEXINGTON, MA 02173 • TEL. (617) 861-6540
 TWX (710) 326-6509 • TELEX 95-1064

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] . - **Y. CHERON**, " La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique ", technique et documentation - Lavoisier, 1989.
- [2] . - **J. BARBAROUX**, " Etude et réalisation d'un convertisseur continu - continu à résonance utilisant des interrupteurs CASCODE ",
Thèse d'ingénieur d'Etat, C.N.A.M, juillet 1984.
- [3] . - **V. VORPERIAN, S. CUK**, " A complete dc analysis of the series resonant converter ", IEEE Power electronics specialists conference record, 1982, pp 85 - 100
- [4] . - **A. F. WITULSKI, R. W. ERICKSON**, " Steady-state analysis of the serie resonant converter ", IEEE Transactions on aerospace and electronics systems,
Vol AES-21, n° 6, Nov. 1985, pp 791 - 799.
- [5] . - **A. F. WITULSKI, R. W. ERICKSON**, " Design of series resonant converter for minimum component stress ",
IEEE Transactions on aerospace and electronics systems, Vol AES-22, n° 4,
July 1986, pp 356 - 363.
- [6] . - **E. LAVEUVE, J. P. KERADEC, F. LAPPAS**, " Un obstacle à la montée en fréquence: les éléments bobinés",
Electronique de puissance du futur,
Toulouse, Octobre 1990.
- [7] . - **Y. CHEMLOUL, N. F. CHIKHI**, " La modélisation dans l'espace d'état d'un convertisseur DC-DC opérant en Haute fréquence", Thèse d'Ingénieur d'Etat,
ENP El Harrach, Juillet 1990.

- [8] . - J. P. FERRIEUX, F. FOREST, " Alimentations à découpage et convertisseurs à résonance ", 1987.
- [9] . - J. L. DALMASSO, " Electronique de puissance ", Collection DIA technique, 1986.
- [10] . - A. HACEINI, N. HILLAL, " Etude et réalisation d'un convertisseur de type Flyback opérant en mode P.W.M et quasi-résonance ", thèse d'ingénieur d'Etat, ENP El Harrach, Juillet 1994.
- [11] . - " Switch mode designers guide ", Motorola, 1986.
- [12] . - A. PAPOULAR, " Réalisation d'une alimentation 100 W ", Electronique de puissance n° 9, Juin 1985.
- [13] . - P. BEUZELIN, P. GAUDRY, " Circuits et matériaux ferrites pour alimentations à découpage ", Electronique de puissance n° 15.
- [14] . - " Matériaux magnétiques: guide de l'ingénieur ", RTC- Compelec, 1976
- [15] . - Techniques électronique, TLE n° 449, Décembre 1984.
- [16] . - J. P. FERRIEUX, J. PERARD, E. OLIVIER, " Etude des convertisseurs statiques continu - continu à résonance, modélisation dynamique", Revue de physique appliquée, n° 5, Mai 1985, pp 255 - 268.
- [17] . - R. BAUSSIERE, F. LABRIQUE, G. SEGUIER, " Les convertisseur de l'électronique de puissance ", Tome 3, la conversion continu-continu, technique et documentation - Lavoisier, 1989.

[18] . - Y. CHERON, H. FOCH, J. ROUX, " Etude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs hautes tensions à fréquence élevée ",
Revue de physique appliquée, n° 536,
Juin 1981, pp 333 - 342.

[19] . - HEXFET DATABOOK, Power MOSFET, International rectifier, 1985.