

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Génie Electrique

المركز الوطني للمصحة للتقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Etude et réalisation d'un convertisseur
DC-DC BUCK opérant en hautes
fréquences en mode de quasi-résonance.*

Proposé par :

*ZEBBAÛJÏ Zakar
STIHI Omar*

Etudié par :

*BELHAÛJÏ Belkacem
BELLACHIA Foufik*

Dirigé par

*ZEBBAÛJÏ Zakar
STIHI Omar*

PROMOTION

Juillet 93

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT *Geni Electrique*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Etude et réalisation d'un convertisseur
DC - DC BUCK opérant en hautes
fréquences en mode de quasi-résonance.*

Proposé par :

*ZEBBAÛJÏ Zahar
STIHÏ Omar*

Etudié par :

*BELHADJ Belkacem
BELLACHIA Koufik*

Dirigé par

*ZEBBAÛJÏ Zahar
STIHÏ Omar*

PROMOTION

Juillet 1993

SOMMAIRE

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I: EVOLUTION DES ALIMENTATIONS A DECOUPAGE

I. - INTRODUCTION.....	6
II. - TECHNIQUE DE LA P.W.M.....	6
III. - TECHNIQUE DU CIRCUIT RESONNANT.....	7
1. -commutateur à courant nul.....	7
2. -commutateur à tension nulle.....	7
IV. - PRESENTATION DES DIFFERENTS CONVERTISSEURS RESONNANTS.....	7
1. -les modes opérationnels des convertisseurs résonnants.....	8

CHAPITRE II: ETUDE DU BUCK PAR LA TECHNIQUE DE LA M.E.E

I. - INTRODUCTION.....	10
II. - MODELE DE BASE DE LA M.E.E.....	10
1. -perturbation des grandeurs.....	12
2. -linéarisation et espace d'état final.....	13
III. - APPLICATION DE LA M.E.E POUR NOTRE CONVERTISSEUR..	14
1. -résultats de l'état permanent.....	18
2. -résultats de l'état dynamique.....	19

CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT DES SEMI-CONDUCTEURS

I. -INTRODUCTION.....	22
II. -DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE SORTIE.....	22
1. -ondulation du courant.....	24
2. -ondulation de la tension.....	25
III. -CONSTRAINTES MAXIMALES SUBIES PAR LES SEMI-CONDUCTEURS.....	27
1. -contraintes maximales de tension.....	27
2. -contraintes maximales de courant.....	28

CHAPITRE IV : REALISATION D'UN BUCK EN MODE CLASSIQUE

I. -INTRODUCTION.....	31
II. -TRANSISTOR DE PUISSANCE (MOSFET).....	31
1. -généralités.....	31
2. -commutations.....	32
III. -DIODE DE COMMUTATION.....	36
1. -introduction.....	36
2. -diode SCHOTTKY.....	36
IV. -COMMANDE DU COMMUTATEUR PAR P.W.M.....	37
1. -introduction.....	37
2. -architecture du circuit de commande en P.W.M.....	38
V. -REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE.....	39
1. -introduction.....	39
2. -présentation du circuit et résultats.....	39
VI. -REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE	40
1. -introduction.....	40
2. -dimensionnement du transistor (MOSFET).....	41
3. -dimensionnement de la diode	42
4. -réalisation du filtre de sortie.....	44
VII. -MESURES PRATIQUES.....	48
1. -introduction.....	48
2. -circuit final.....	48
3. -méthode de mesures.....	49
4. -mesures et résultats obtenus.....	49
5. -évaluation des pertes.....	50
6. -conclusion.....	61

CHAPITRE V : ETUDE ET REALISATION D'UN CONVERTISSEUR BUCK
 QUASI-RESONNANT

I. -INTRODUCTION.....	65
II. -PRESENTATION DES DIFFERENTES CONCEPTION DES CONVERTISSEURS QUASI-RESONNANT.....	66
1. -commutateur à courant nul	66
2. -commutateur à tension nulle.....	67
III. -ETUDE DU BUCK QUASI-RESONNANT PAR LA METHODE DU PLAN DE PHASE.....	68
1. -introduction.....	68
2. -application de la méthode.....	69
IV. -DIMENSIONNEMENTS.....	76
1. -dimensionnement du filtre de résonance.....	76
2. -calcul des temps relatifs aux phases de conduction.....	77
V. -MESURES PRATIQUES.....	78
1. -résultats pratiques et interprétations.....	79
CONCLUSION.....	82
ANNEXES	85
BIBLIOGRAPHIE	

PAGE 9/ INVERSER LES FIGURES 3-a ET 3-b et le sens de la diode de la fig. (3-a).

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PAGE 19/EQUATIO(II-22) :

MANQUE DE LA SPECIFICATION DES GRANDEURS PERTURBEES.

PAGE 38/ MANQUE SPECIFICATION OU DU COMPAREUR FIG (III 5).

TABLEAU N° 2 PAGE 51 /MANQUE RENDEMENT EN % (N %) DERNIERE LIGNE.

PAGE 53 /IL FAUT METTRE I_g A LA PLACE DE I_d EQUATION (III. 20).

PAGE 57 / IL FAUT INVERSE LES TITRES DES FIGURES (III;10,III;11)

PAGE 67/ FIG (II,2) : IL FAUT METTRE L_r ET C_r en PLACE DE L_1 ET C_1 .

PAGE 76 / DEFINIR $M = \frac{V}{V_g}$

PAGE 48 / CIRCUIT FINAL

D1: D2 : SSC PRL 30T

DZ = DIODE ZENER 15 V.

DEDICACES

Ce travail est dédié à :

- Nos très chers parents
- Nos familles
- Nos amis (es)
- Nos collègues de travail

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier :

- Nos promoteurs :
 - M. Tahar ZEBBADJI pour tous ces conseils et pour nous avoir guidé dans la réalisation de ce travail.
 - M. Omar STIHI pour toute l'aide qu'il nous a apportée.
- Toutes les personnes qui de près ou de loin nous ont aidé matériellement ou conseillés.
- Tous les enseignants qui ont participé à notre formation.

Le développement qu'a connu la technologie des semi-conducteurs ces dernières décennies et les exigences industriels ont permis d'énormes progrès en électronique de puissance.

Etant donné que le semi-conducteur est l'élément de base de l'électronique de puissance, tout développement de cette dernière dépend de cet élément.

Un semi-conducteur est d'autant plus performant, que son temps de réponse est faible, sans que cela augmente les pertes à son niveau.

Dans notre étude on s'intéresse aux systèmes d'alimentations qui ont pour fonction de délivrer des tensions continues et qui doivent assurer l'isolation galvanique et la régulation des tensions de sortie en fonction de la charge.

Les convertisseurs assurant la transformation continu-continu, procèdent par découpage de la grandeur d'entrée ce qui leur justifie le nom: alimentation à découpage.

Leur fréquence de fonctionnement interne, n'est imposée ni par l'entrée, ni par la sortie, qui sont toutes les deux à fréquence nulle.

Cette caractéristique, nous permet de faire fonctionner notre hacheur à des fréquences beaucoup plus élevées que celle du réseau industriel, car ce fonctionnement en haute fréquence présente plusieurs avantages:

- il permet de réduire les inductances et les capacités de filtrage des grandeurs d'entrée et de sortie.

- il permet de réduire le temps de réponse du hacheur, ainsi que la diminution de l'ondulation du courant et de la tension.

- il permet d'augmenter la puissance volumique, pour obtenir un système léger et peu encombrant.

Il sera prouvé que cette montée en fréquence (jusqu'à 250 Khz) préservera les performances du convertisseur, et cela au moyen de l'utilisation d'interrupteurs adéquats, tels que le MOSFET et la diode SHOTTKY, qui ont de bonnes performances en hautes fréquences.

dans ce cadre, on se fixe comme premier objectif, la réalisation d'un hacheur BUCK opérant à une fréquence de 50 Khz.

On commencera notre travail par l'introduction d'un aperçu sur l'évolution des alimentations à découpage, passant du hacheur classique, à l'hacheur quasi-résonnant. Cette étude fera l'objet du chapitre I.

Le chapitre II sera consacré à l'étude du BUCK par la méthode de la moyenne dans l'espace d'état, aboutissant à la détermination des différentes équations régissant le comportement de notre convertisseur.

Au chapitre III, on procédera au dimensionnement des différents composants du circuit, en déterminant les contraintes maximales subies par les semi-conducteurs, et le filtre de sortie.

Le chapitre IV sera consacré à la réalisation pratique de notre convertisseur. On commencera par celle du circuit de commande puis celle du circuit de puissance, après avoir décrit les différentes techniques qui ont prévalu au choix ou à la réalisation de certains de ses composants.

Une fois le circuit réalisé, on procédera à des séries d'essais pour la détermination de ses performances.

L'analyse des résultats obtenus, fera l'objet d'une conclusion à la fin du chapitre IV, elle nous permettra d'introduire la notion du circuit quasi-résonnant, et ses avantages qui fera l'objet du chapitre V, où il sera fait détail de l'étude théorique de la résonance et de la réalisation pratique d'un BUCK quasi-résonnant.

En fin, une conclusion générale sera tirée concernant l'avenir de ces circuits ainsi que les nouveaux horizons de la conversion Continu-Continu.

CHAPITRE I

EVOLUTION DES ALIMENTATIONS

A DECOUPAGE

I.1. INTRODUCTION.

Vu le développement technologique et les exigences industriels, l'évolution des convertisseurs DC-DC a suivi deux principaux axes:[4]

- a. technique de la modulation de largeur d'impulsion.
(P.W.M)
- b. technique des circuits résonnants.

I.2. TECHNIQUE DE LA P.W.M

Le principe consiste à contrôler le cycle de conduction et l'interruption de l'écoulement de puissance résultant de la forme d'onde de la tension et du courant.

Vu la simplicité du circuit, cette technique est utilisée jusqu'à lors en industrie, en particulier pour les alimentations à faible puissance.

Si cette technique est utilisée pour des fréquences dépassant 50 KHz ,des difficultés majeures apparaissent:[4],[5]

-pertes dans l'interrupteur (pertes de commutations), qui augmentent avec la fréquence engendrant une dégradation du rendement.

-pour un interrupteur donné, la présence d'inductances parasites (transformateur,bobines, fils,...), et de capacités de jonctions des semi-conducteurs, lui obligent des commutations à caractère inductive ou capacitive: c'est à dire, lors de la fermeture de l'interrupteur, la montée de la tension va être imposée par le rapport (di/dt) à travers la self, et lors de son ouverture sous des tensions élevées, l'énergie accumulée va être dissipée, engendrant un bruit connu sous le nom de l'effet Miller.[5]

I.3. TECHNIQUE DU CIRCUIT RESONNANT.

Elle consiste à introduire la notion de l'interrupteur résonnant, au moyen de l'addition d'un filtre résonnant L_r-C_r à un circuit de convertisseur classique, pour obliger une certaine forme d'onde à la tension ou au courant (formes sinusoidales), et ceci pour avoir les conditions favorables durant la commutation, à savoir tension ou courant nuls.[4]

I.3.1. COMMUTATEUR A COURANT NUL.

Cette technique consiste à commuter l'interrupteur lors du passage à zéro du courant [8].

Cette nouvelle famille de convertisseurs est hybride entre celle des P.W.M et celle des convertisseurs résonnants.

Le circuit L_r-C_r , n'est pas seulement utilisé pour obliger une certaine forme d'onde au courant , mais aussi pour stocker et transférer de l'énergie de l'entrée vers la sortie.

I.3.2. COMMUTATEUR A TENSION NULLE.

Dans ce cas, le circuit résonnant L_r-C_r consiste à obliger une forme donnée particulière (sinusoidale) à la tension aux bornes de l'interrupteur, de façon à avoir une tension nulle au moment de la commutation de ce dernier.[9]

I.4. PRESENTATION DES DIFFERENTS CONVERTISSEURS

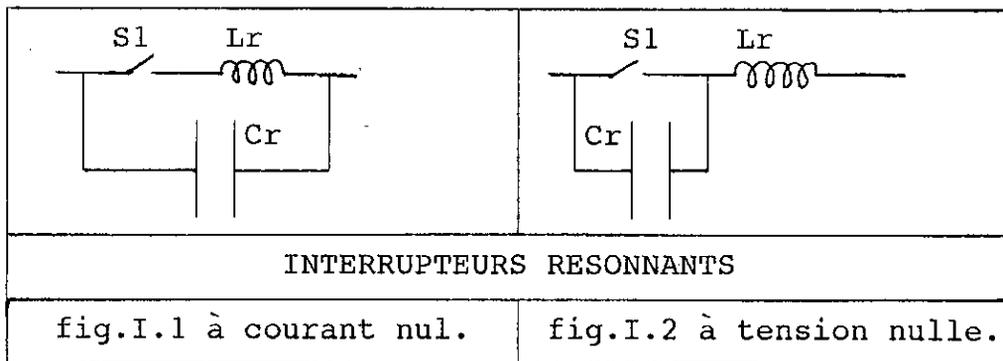
RESONNANTS.

Un interrupteur résonnant est représenté par un circuit comportant un semi-conducteur S_1 , et un circuit L_r-C_r .

On distingue alors deux configurations possibles:

-interrupteur à courant nul (fig.I.1): l'inductance L_r est en série avec S_1 pour amener le courant dans l'interrupteur à une valeur nulle.

-interrupteur à tension nulle (fig.I.2): une capacité C_r est mise en parallèle avec S_1 , pour amener la tension au bornes de l'interrupteur à une valeur nulle.



I.4.1.LES MODES OPERATIONNELS DES CONVERTISSEURS RESONNANTS.

Le mode opérationnel du fonctionnement du convertisseur est déterminé par la mise en série ou en parallèle d'une diode avec l'interrupteur S_1 .

On distingue deux modes : [11]

-mode de fonctionnement en demi-ondulation.

-mode de fonctionnement en ondulation complète.

I.4.1.1. MODE DE DEMI-ONDULATION.

Dans ce mode, l'interrupteur S_1 est un transistor Q_1 , avec une diode antiparallèle D_1 (fig 3-a).

La tension aux bornes de la capacité C_r est amenée à sa valeur minimale par la diode D_1 .

Vu la disposition de la diode antiparallèle, le courant dans le transistor ne va avoir que des valeurs positifs ou nuls.

Ce mode est dit alors : commutation à mi-ondulation (half wave).

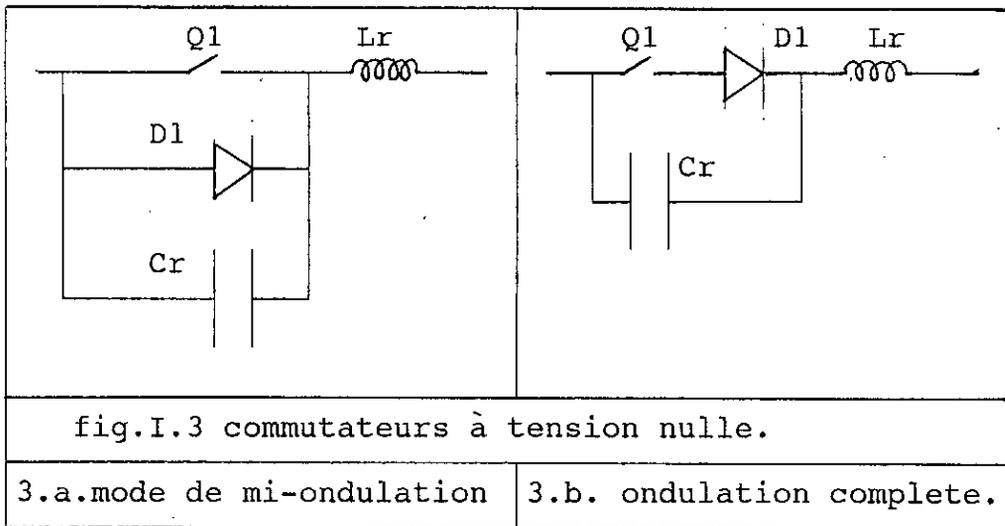
I.4.1.2. MODE D'ONDULATION COMPLETE.

Dans ce mode, l'interrupteur S_1 est un transistor Q_1 en série avec une diode D_1 (fig .3-b).

La tension V_{C_r} aux bornes de la capacité C_r peut osciller librement.

les valeurs prises par la tension et le courant peuvent être positives ou négatives.

On dit alors que le circuit opère en mode d'ondulation complète.



Les expériences ont montrées que les deux techniques citées précédement:

commutateur à courant nul, commutateur à tension nulle, présentent des problèmes telques: [5]

-l'influence de la diode interne et de la capacité de sortie du MOSFET sur le fonctionnement du montage: commutateur à courant nul.

-l'infulence de la diode de roue libre sur le fonctionnement du montage :commutateur à tension nulle.

A cause de ces problèmes, on a introduit une nouvelle technique pour l'étude des circuits résonnants qui est celle des circuits multirésonnants. [14]

CHAPITRE II

ETUDE DU BUCK PAR LA TECHNIQUE

DE LA M.E.E

II.1. INTRODUCTION.

L'objet de cette étude est l'application de la technique de la moyenne dans l'espace d'état aux convertisseurs à commutation.

L'utilisation de cette technique est justifiée par les avantages qu'elle apporte: [3]

-elle est relativement simple à mettre en oeuvre.

-elle est basée sur certaines approximations qui permettent d'obtenir sans atteindre à l'exactitude des résultats, un modèle électrique linéaire, unique, permettant de déduire les relations décrivant le comportement du convertisseur en régimes permanent et dynamique.

Cette technique sera appliquée pour notre convertisseur continu-continu qui présente deux états par cycle, on définira par la suite chaque état par un modèle correspondant.

L'utilisation de la M.E.E permet de regrouper les deux modèles en un seul modèle, décrivant le comportement approximatif du circuit sur toute la période T [3].

II.2. MODELE DE BASE DE LA " MOYENNE DANS L'ESPACE D'ETAT ".

Les convertisseurs continu-continu à étudier, possèdent deux états par cycle, ces fonctions sont obtenues à l'aide de transistors et diodes fonctionnant comme des commutateurs synchronisés.

Pour notre étude, on suppose que le circuit fonctionne en mode de conduction continue, ce qui nous laisse supposer que la valeur de l'inductance utilisée est assez grande pour que le courant qui y circule ne s'annule jamais.

Pour la définition des différents états, on doit choisir nos variables d'état.

Les variables d'état sont définies par les éléments de stockage du circuit, qui dans notre cas sont les selfs et les capacités.

Ainsi, on choisira comme variables d'états : les courants dans les bobines et les tensions aux bornes des capacités.

Le vecteur regroupant les variables d'état est noté : X .
Considérons les deux intervalles de notre cycle, et écrivons les équations qui les régissent:

Intervalle T_d :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A_1 X + B_1 U \\ Y_1 &= C_1 X \end{aligned} \quad (\text{II. 1})$$

Intervalle $T_{d'}$:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A_2 X + B_2 U \\ Y_2 &= C_2 X \end{aligned} \quad (\text{II. 2})$$

T_d : représente l'intervalle où le commutateur est fermé.

$T_{d'}=T(1-d)$: représente l'intervalle où le commutateur est ouvert.

X : représente les états du système que l'on désire observer.

U : représente le vecteur d'entrée.

Y : représente le vecteur de sortie.

Les matrices A_1 , B_1 , et C_1 sont définies par les éléments du circuit.

L'utilisation de la M.E.E. consiste à prendre la moyenne des équations des deux intervalles de conduction, et ceci en sommant les équations de l'intervalle T_d multipliées par d , et les équations de l'intervalle $T_{d'}$ multipliées par d' .

On obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= d (A_1 X + B_1 U) + d' (A_2 X + B_2 U) \\ Y &= d Y_1 + d' Y_2 \end{aligned} \quad (\text{II. 3})$$

Après réarrangement des équations obtenues, on aboutit à :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= A X + B U \\ Y &= C X \end{aligned} \quad (\text{II. 4})$$

Avec :

$$A = d A_1 + d' A_2 .$$

$$B = d B_1 + d' B_2 .$$

$$C = d C_1 + d' C_2 .$$

II.2.1. PERTURBATIONS DES GRANDEURS.

Supposons que toutes les grandeurs subissent une perturbation.

U : subit une perturbation \hat{u} , et devient :

$$u = U + \hat{u}.$$

X : subit une perturbation , et devient :

$$x = X + \hat{x}.$$

Y : subit une perturbation \hat{y} , est devient :

$$y = Y + \hat{y}.$$

L'introduction dans l'équation (II.4) des différentes perturbations, permet d'obtenir:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A X + B U + A \hat{X} + B \hat{u} \\ Y + \hat{y} &= C \hat{X} + C X \end{aligned} \quad (\text{II. 5})$$

Le modèle représenté par l'équation (II.5), est lineaire, on peut séparer la partie correspondante au régime permanent, de celle correspondante au régime dynamique.

On obtient les deux modèles suivants :

-modèle de l'état permanent:

$$\begin{aligned} A X + B U &= 0 \\ Y = C X &= - C A^{-1} B U \end{aligned} \quad (\text{II. 6})$$

-modèle de l'état dynamique:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A \hat{x} + B \hat{u} \\ \hat{y} &= C \hat{x} \end{aligned} \quad (\text{II. 7})$$

Si maintenant, on suppose que le rapport cyclique change d'un cycle à un autre, à cause d'une perturbation \hat{d} , qui se superpose au signal permanent, le rapport cyclique devient:

$$d(t) = D + \hat{d}.$$

D: étant le rapport cyclique de l'état permanent.

Le modèle devient:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A X + B U + A \hat{x} + B \hat{u} + [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U] \hat{d} + \\ &\quad [(A_1 - A_2) \hat{x} + (B_1 - B_2) \hat{u}] \hat{d} \\ \hat{y} + Y &= C X + C \hat{x} + (C_1 - C_2) X \hat{d} + (C_1 - C_2) \hat{x} \hat{d} \end{aligned} \quad (\text{II. 8})$$

La description dans l'espace d'état du système perturbé est non linéaire à cause de la présence d'un produit de deux termes dépendant du temps.

II.2.2. LINEARISATION ET ESPACE D'ETAT FINAL.

On procède pour cela, à négliger les petites variations par rapport à l'état permanent, soit:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{u}}{U} &\ll 1 \\ \frac{\hat{d}}{D} &\ll 1 \\ \frac{\hat{x}}{X} &\ll 1 \end{aligned} \quad (\text{II. 9})$$

L'utilisation de l'approximation introduite par le système (II.9), permet de négliger les termes non linéaires du second ordre, on aboutit aux résultats suivants:

- modèle de l'état permanent (DC):

$$\begin{aligned} X &= - A^{-1} B U \\ Y &= - C A^{-1} B U \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

-modèle de l'état dynamique (AC):

$$\begin{aligned} \hat{y} &= C \hat{x} + (C_1 - C_2) X \hat{d} \\ \dot{\hat{x}} &= A \hat{x} + B \hat{u} + [(A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U] \hat{d} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

II.3. APPLICATION DE LA M.E.E POUR NOTRE CONVERTISSEUR.

Pour l'application de la M.E.E à notre convertisseur, on se place dans le mode de conduction continue; on suppose aussi que le transistor et la diode sont des commutateurs parfaits, on ne tiendra compte que des résistances qu'ils présentent à l'état passant, notées : R_t , et R_d , ainsi que les résistances parasites du filtre de sortie : R_L , et R_c .

L'équation d'état est de la forme :

$$\dot{X} = A X + B U.$$

X: étant le vecteur d'état, ses éléments sont, le courant I dans la bobine, et tension V aux bornes de la capacité.

soit:

$$X = \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

U : représente la tension d'entrée; $U = V_g$.

Une autre équation est nécessaire, pour décrire le fonctionnement du circuit, elle se présente sous la forme:

$$Y = C X.$$

avec :

I_t : le courant dans le transistor.

$$Y = \begin{bmatrix} I_c \\ V \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

V : la tension de sortie.

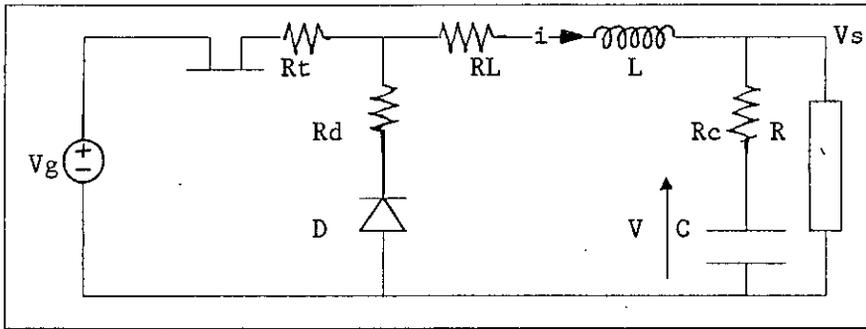


fig II.1 Configuration générale du convertisseur BUCK.

1. cas où le transistor est fermé:

C'est l'intervalle de temps où t est compris entre 0 et DT, il ya conduction du transistor.

Le circuit se présente sous la forme suivante:

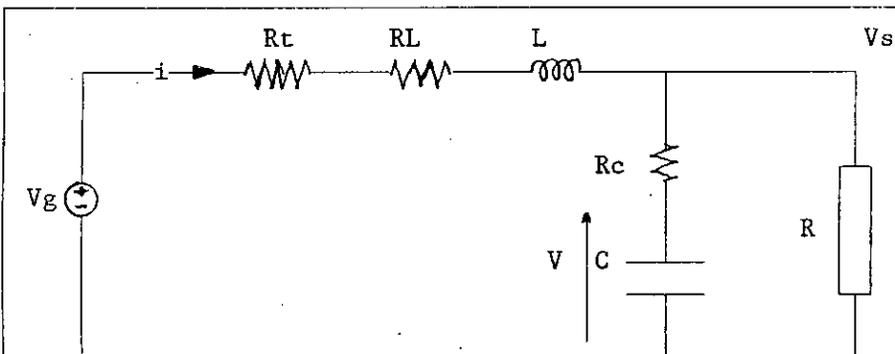


fig II.2 Topologie du circuit pour 0 < t < DT.

Les équations définissant le circuit sont : (II.14)

Le réarrangement des équations du circuit, en utilisant (II.4),

$$\begin{aligned}
 V_g &= R_L i + L \frac{di}{dt} + V_s \\
 V_s &= V + R_c C \frac{dV}{dt} \\
 i &= C \frac{dV}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad ; \quad i_t = i
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

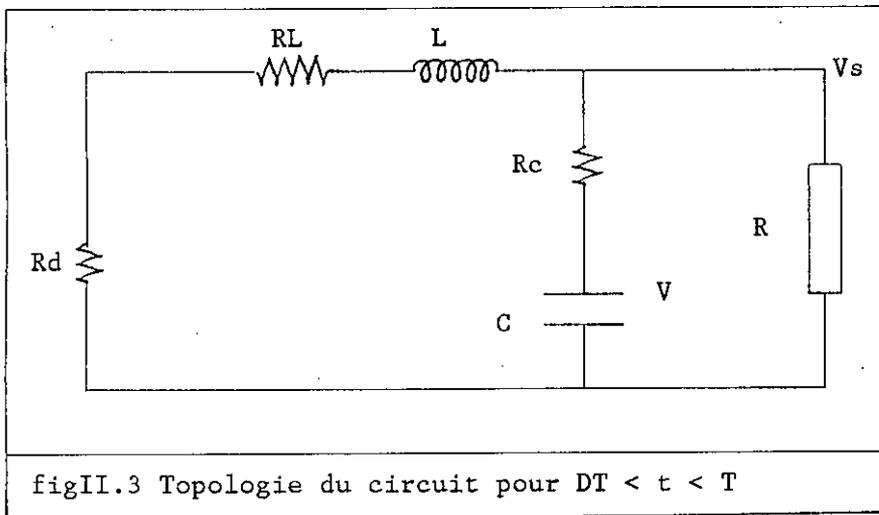
permet de déterminer les matrices : A_1 , B_1 et C_1 .

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_c + R // R_c)}{L} & -\frac{R}{(R + R_c) L} \\ \frac{R}{(R + R_c) C} & \frac{-1}{(R + R_c) C} \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R // R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{II.15}$$

2. Cas où le transistor est ouvert: $DT < t < T$.

Dans cet intervalle, la diode de roue libre entre en conduction, permettant à l'inductance de restituer l'énergie emmagasinée lors du premier intervalle.

Dans ce cas, le circuit se présente sous la forme suivante:



figII.3 Topologie du circuit pour $DT < t < T$

Les équations décrivant ce circuit sont:

$$\begin{aligned}
 L \frac{di}{dt} &= -(R_L + R_d + R // R_c) i - \frac{R}{R + R_c} V \\
 C \frac{dV}{dt} &= \frac{R}{R + R_c} i - \frac{1}{R + R_c} V \\
 i_t &= 0 \\
 V_s &= (R // R_c) i + \frac{R}{R + R_c} V
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

Ces équations nous permettent de déterminer les différentes matrices A_2 , B_2 et C_2 :

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_d + R // R_c)}{L} & \frac{-R}{(R + R_c) L} \\ \frac{R}{(R + R_c) C} & \frac{-1}{(R + R_c) C} \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ R // R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

Nos deux modèles étant déterminés, on procède à la détermination du modèle de base de la M.E.E.

L'utilisation des relations (II.4) et (II.5), permet la détermination des matrices moyennes: A, B et C.

II.3.1. RESULTATS DE L'ETAT PERMANENT.

L'utilisation des relations (II.10), permet de déterminer les différentes grandeurs définissant le régime permanent, à savoir; le courant de sortie, la tension de sortie et le courant dans le transistor. On aboutit aux résultats suivants:

$$I = D V_g / (R + R_e). \quad \text{courant de sortie.} \tag{II.18}$$

$$V = R I = R D V_g / (R + R_e) \quad \text{tension de sortie}$$

Avec : $R_e = R + D R_t + D' R_d$.

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R // R_c + D R_t + D' R_d)}{L} & \frac{-R}{(R + R_c) L} \\ \frac{R}{(R + R_c) C} & \frac{-1}{(R + R_c) C} \end{bmatrix} & B &= \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} D & 0 \\ R // R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.18}$$

Les grandeurs de sortie sont données par:

$$\begin{aligned}
 I_t &= D^2 \frac{V_g}{R + R_e} = D I \\
 V_s &= D \frac{V_g}{1 + \frac{R_e}{R}} \\
 V_s &= V = R I
 \end{aligned} \tag{II.19}$$

I_t : courant moyen au sein du transistor.

L'analyse des résultats obtenus, permet d'établir que :

- le courant de sortie est égal au courant dans la bobine.
- la tension de sortie est égale à la tension aux bornes de la capacité.
- le gain en tension est égal à D, réduit d'un facteur de correction inférieur à 1 (un).

II.3.2. RESULTATS DE L'ETAT DYNAMIQUE.

L'état dynamique est régi par les équations (II.10).

Ces deux équations montrent, qu'à cet état correspondent, deux entrées : V_g , et d.

pour faciliter l'étude, vu que notre système est linéaire, on l'étudie par rapport à une variable, en annulant l'autre.

1. cas où d est nul.

les équations décrivant cet état sont les suivantes:

$$\begin{aligned}\hat{X} &= A \hat{X} + B \hat{V}_g \\ \hat{y} &= C \hat{X}\end{aligned}\quad (\text{II.20})$$

L'utilisation de la transformée de Laplace conduit à :

$$\begin{aligned}\hat{X}(s) &= (S I - A)^{-1} B \hat{V}_g \\ \hat{y}(s) &= C (S I - A)^{-1} B \hat{V}_g\end{aligned}\quad (\text{II.21})$$

Après calcul, on trouve l'expression des éléments du vecteur d'état i , et v .

$$\begin{aligned}i(s) &= \frac{1}{R + R_e} \left[\frac{\frac{s}{W_b} + 1}{1 + \frac{s}{Q W_0} + \frac{s^2}{W_0^2}} \right] D V_g(s) \\ V(s) &= \frac{R i(s)}{\frac{s}{W_b} + 1}\end{aligned}\quad (\text{II.22})$$

Pour les grandeures de sortie, on trouve :

$$\begin{aligned}\hat{f}_t(s) &= \frac{1}{R + R_e} \left[\frac{\frac{s}{W_b} + 1}{1 + \frac{s}{Q W_0} + \frac{s^2}{W_0^2}} \right] D^2 \hat{V}_g(s) \\ \hat{V}_s(s) &= \frac{R}{D} \left[\frac{\frac{s}{W_a} + 1}{\frac{s}{W_b} + 1} \right] \hat{f}_t(s)\end{aligned}\quad (\text{II.23})$$

Ceci avec:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}} \sqrt{\frac{R + R_e}{R + R_c}}, \quad R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R + R_c}{R + R_e}} \left[\frac{R // R_e + R_c}{R_0} + \frac{R_0}{R + R_c} \right] \quad (\text{II.24})$$

$$W_b = \frac{1}{(R + R_c) C}, \quad W_a = \frac{1}{R_c C}$$

2. cas où V_g est nulle.

Les équations s'écrivent sous la forme:

$$\hat{x}(s) = (SI - A)^{-1} F \hat{d}$$

$$\hat{y}(s) = C \hat{x}(s) + (C_1 - C_2) X \hat{d} = P \hat{d} \quad (\text{II.25})$$

Avec:

$$F = (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) V_g.$$

$$P = C (SI - A)^{-1} F + (C_1 - C_2) X.$$

Après calcul, on trouve :

$$\hat{i}(s) = \frac{R + R_L + R_d}{(R + R_e)^2} \left[\frac{\frac{S}{W_b} + 1}{1 + \frac{S}{Q W_0} + \frac{S^2}{W_0^2}} \right] V_g \hat{d} \quad (\text{II.26})$$

$$\hat{V}(s) = R \left(\frac{S}{W_b} + 1 \right) \hat{i}(s)$$

De même, pour le courant d'entrée i_t , et la tension de sortie V_s . On trouve :

$$\hat{I}_t (s) = \frac{D V_g (R + R_L + R_d)}{(R + R_e)^2} \left[\frac{\frac{S}{W_b} + 1}{1 + \frac{S}{Q W_0} + \frac{S^2}{W_0^2}} \right] \hat{d} + I d \quad (\text{II.27})$$

$$\hat{V}_s (s) = \frac{V_g R (R + R_L + R_d)}{(R + R_e)^2} \left[\frac{\frac{S}{W_a} + 1}{1 + \frac{S}{Q W_0} + \frac{S^2}{W_0^2}} \right] \hat{d}$$

Cette étude, nous a permis de déterminer les équations régissant le comportement permanent, et dynamique de notre convertisseur.

Rappelant toute fois, que cette méthode est valable, pour n'importe quel hacheur fonctionnant en mode de conduction continue.

De même, on a pu mettre en évidence, l'un des avantages de cette méthode, à savoir la simplicité de son application.

CHAPITRE III
DIMENSIONNEMENT DES
SEMI-CONDUCTEURS

III.1. INTRODUCTION.

Pour pouvoir réaliser notre convertisseur, et pour un choix adéquat des éléments du montage, nous devons procéder à la détermination des contraintes maximales qui vont s'exercer sur les semi-conducteurs.

Ces contraintes concernent les valeurs maximales de la tension et du courant aux quels sont soumis les semi-conducteurs lors du fonctionnement du convertisseur. Cette détermination varie en fonction des paramètres externes et internes du convertisseur.

Les paramètres externes concernent la plage de variation de la tension d'entrée, la tension de sortie, et la plage de variation de la charge.

Les paramètres internes sont les paramètres de contrôle, et les valeurs des composants du circuit. Pour le cas d'un circuit à P.W.M, l'expression de ces contraintes sera fonction du filtre de sortie, du rapport cyclique et de la charge, alors que pour le cas d'un convertisseur à résonance, en plus de l'influence du rapport cyclique et de la charge sur le résultat, il y aura influence, du circuit de résonance[3].

En se basant sur les résultats de l'étude du Buck (CHAP II) et les formes d'ondes des différentes grandeurs (fig III.1), on déterminera les contraintes maximales s'exerçant sur les semi-conducteurs, ainsi que l'ondulation du courant, et de la tension de sortie, qui nous permettent de dimensionner le filtre de sortie susceptible de lisser le courant et la tension de sortie

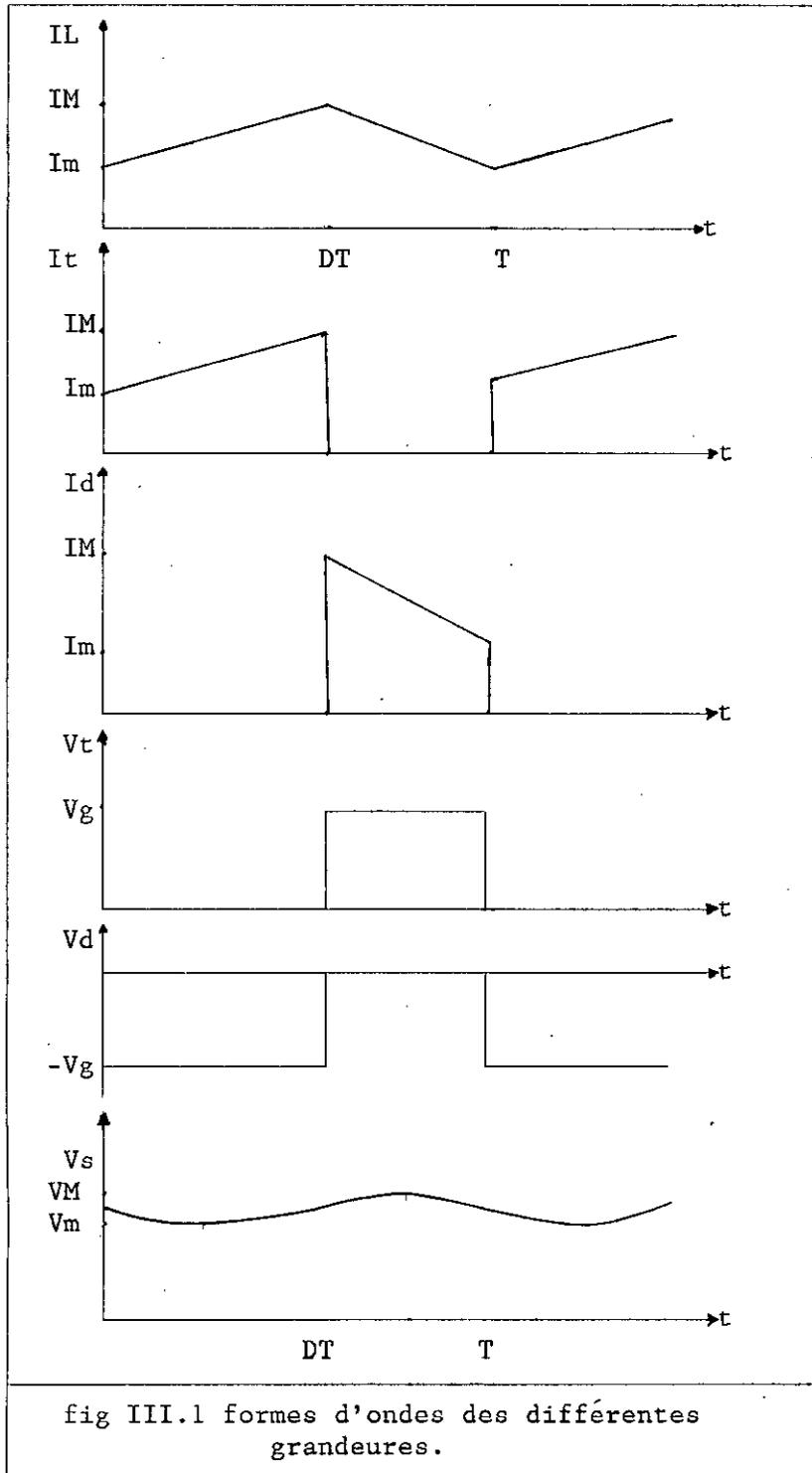
Les résultats obtenus seront exploités par la suite dans le chapitre "réalisation pratique".

III - 2 : DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE SORTIE.

Pour calculer ce filtre, on doit déterminer les valeurs à donner à l'inductance et à la capacité de façon à obtenir en sortie un courant et une tension lissés [3].

Pour faciliter le calcul, on s'appuie sur l'allure des formes d'ondes des diverses variables, tout en faisant des approximations qui n'atteignent pas beaucoup la précision des

résultats, et ceci en supposant que les semi-conducteurs utilisés sont parfaits et en négligeant certaines grandeurs.



III.2.1. ONDULATION DU COURANT.

Pour calculer l'ondulation du courant dans l'inductance, on peut en première approximation, négliger les variations de la tension de sortie V_s , et confondre tout au long de la période T , la tension V_s avec sa valeur moyenne V_g [3].

On a alors :

-pour $0 < t < DT$: le transistor Q conduit;

on a alors:

$$R_L I_L + L \frac{dI_L}{dt} = V_g - V_s \quad (\text{III. 1})$$

-pour $DT < t < T$: la diode D conduit;

on a alors:

$$R_L I_L + L \frac{dI_L}{dt} = -V_s \quad (\text{III. 2})$$

Pour une évolution rapide de ΔI_L , on peut, de plus, négliger l'effet de R_L , la tension de sortie sera alors égale à $D V_{g[1]}$.

Pour l'intervalle de temps où t est compris entre 0 et DT (fig.III.1).

Il y a croissance du courant I_L de son minimum I_m à son maximum I_M suivant la relation:

$$I_L = I_{\min} + \frac{V_g}{L} (1 - D) t \quad (\text{III. 3})$$

Le maximum I_M est obtenu pour $t = DT$.

Pour l'intervalle de temps où t est compris entre DT et T , le courant dans l'inductance va décroître de sa valeur maximale à sa valeur minimale, suivant la relation:

$$I_L = I_{\max} - \frac{V_g}{L} D (t - DT) \quad (\text{III.4})$$

La valeur minimale étant atteinte pour $t = T$.
D'où l'expression de ΔI_L :

$$\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_g}{L} (1-D) D T \quad (\text{III. 5})$$

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_s}{L} D T$$

Ce qui nous permet d'obtenir la valeur à donner à notre inductance pour satisfaire les exigences du cahier de charge. Cette valeur est donnée par la relation suivante:

$$L = \frac{V_g - V_s}{I_{\max} - I_{\min}} D T \quad (\text{III. 6})$$

Cette expression sera utilisée au chapitre quatre (IV) lors de la réalisation pratique de notre convertisseur.

III.2.2. ONDULATION DE LA TENSION V_s .

On peut calculer l'ondulation ΔV_s de la tension de sortie V_s , entre sa valeur maximale et sa valeur minimale, à partir de l'expression approchée du courant I_L que nous venons d'établir. Si V_s varie peu, il en est de même du courant (V_s/R) dans la résistance R.

Les variations du courant I_L de part et d'autre de sa valeur moyenne, correspondent au courant I_c de la charge de la capacité C (fig.III.2) [1].

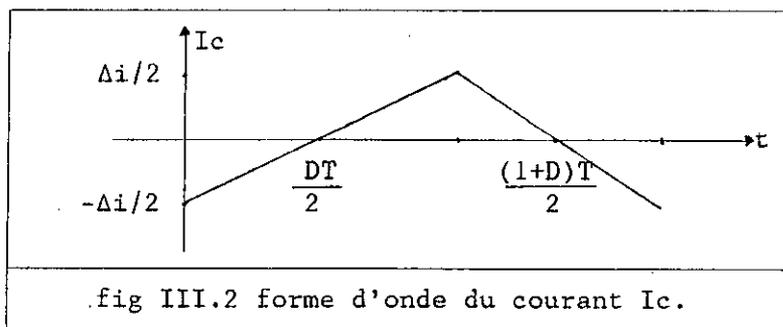


fig III.2 forme d'onde du courant I_c .

Comme présenté sur la figure ci-dessus le courant I_c , varie suivant les relations suivantes:

-pour l'intervalle de temps [0 , DT].

$$I_c = - \Delta I_L \left(\frac{1}{2} + \frac{t}{DT} \right) \quad (\text{III.7})$$

-pour l'intervalle de temps [DT , T].

$$I_c = \Delta I_L \left(\frac{1}{2} - \frac{t - DT}{T - DT} \right) \quad (\text{III.8})$$

I_c étant positif durant l'intervalle de temps [DT/2 , (1+D)T/2].

L'expression de ΔV_s est donnée par :

$$\Delta V_s = V_s(\text{max}) - V_s(\text{min}) \quad (\text{III.9})$$

Ce qui donne:

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_{DT/2}^{(1+D)T/2} I_c dt \quad (\text{III.10})$$

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \Delta I_L \frac{T}{8}$$

Compte tenu de l'expression de ΔI_L trouvée, on aura:

$$\Delta V_s = \frac{V_g}{8 L C} (1 - D) D T^2 \quad (\text{III.11})$$

Cette expression nous permet de déterminer la valeur de C,

$$C = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_s} \frac{T}{4} \quad (\text{III.12})$$

Cette expression sera utilisée au chapitre quatre (IV), lors de la réalisation pratique de notre convertisseur.

III.3. CONTRAINTES MAXIMALES SUBIES PAR LES SEMI-CONDUCTEURS.

Les formes d'ondes tracées (fig.III.1), et les relations que venons d'établir , indiquent les contraintes imposées au transistor et à la diode.

III.3.1. CONTRAINTES MAXIMALES DE TENSION SUBIES PAR LES SEMI-CONDUCTEUR.

L'allure des courbes (fig.III.1), donnant la variation des tensions aux bornes du transistor et de la diode , montrent que la tension maximale directe aux bornes du transistor et la tension inverse maximale aux bornes de la diode sont égales à V_g .

$$V_{T(\max)} = V_{D(\max)} = V_g \quad (\text{III.13})$$

Cette donnée sera utilisée par la suite pour le choix du transistor, et de la diode.

Ceci sans prendre en considération les pics de tension dus à l'effet inductif parasite.

III.3.2. CONTRAINTES MAXIMALES DE COURANT SUBIES PAR LES SEMI-CONDUCTEURS.

D'après l'étude du BUCK (chapt II), le courant moyen de sortie à pour valeur:

$$I = \frac{D V_g}{R + R_e} \quad (\text{III.14})$$

Avec $R_e = R + D R_t + D' R_d$.

Le courant moyen dans le transistor a pour valeur:

$$I_t = D I = D^2 \frac{V_g}{R + R_e} \quad (\text{III. 15})$$

Ce courant est maximum pour $D = 1$, et vaut : [1]

$$I_{t(\text{max})} = \frac{V_g}{R + R_e} \quad (\text{III. 16})$$

Le courant moyen dans la diode a pour valeur: [1]

$$I_D = (1 - D) I \quad (\text{III. 17})$$

$$I_D = (1 - D) D \frac{V_g}{R + R_e}$$

Il est maximum pour $D = 1/2$, et vaut : [1]

$$I_{D(\text{max})} = \frac{1}{4} \frac{V_g}{R + R_e} \quad (\text{III. 18})$$

$$I_{D(\text{max})} = \frac{1}{4} I_{t(\text{max})}$$

Ce qui nous intéresse le plus, c'est la valeur du courant de crête dans le transistor et dans la diode.

L'allure des courbes $I_t(t)$ et $I_D(t)$, montrent que la valeur du courant de crête est la même pour les deux semi-conducteur, et elle est égale à: [1]

$$I_{\text{max}} = I + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (\text{III. 19})$$

En utilisant l'expression de ΔI_L trouvée et en négligeant les résistances parasites, on aura: [1]

$$I_{\text{max}} = D \frac{V_g}{R} + \frac{V_g}{2 L} (1 - D) D T \quad (\text{III. 20})$$

$$I_{\text{max}} = D V_g \left(\frac{1}{R} + (1 - D) \frac{T}{2 L} \right)$$

La dérivée de I_M par rapport à D s'annule pour une valeur du rapport cyclique égale à $(1/2 + L/(R T))$.

-Si $T < 2L/R$ ou $f > R/2L$, I_M croît avec D , et prend sa valeur maximal pour $D = 1$, qui vaut:[1]

$$I_{M(\max)} = \frac{V_g}{R} \quad (\text{III. 21})$$

-Si $T > 2L/R$ ou $f < R/2L$, I_M est maximal pour la valeur de D qui annule le rapport dI_M/dD , il vaut alors :[1]

$$I_{M(\max)} = \frac{V_g}{4 R} \frac{(\frac{2 L}{R} + T)^2}{\frac{2 L}{R} - T} \quad (\text{III. 22})$$

Ainsi suivant les valeurs de :

- La fréquence de fonctionnement.
- tensions d'entrée et de sortie.
- rapport cyclique.

Et après détermination de la valeur à donner à notre self, on calculera la valeur du courant de crête I_M qui nous aidera à choisir le transistor et la diode adéquats.

CHAPITRE IV

REALISATION D'UN BUCK

EN MODE CLASSIQUE

IV.1. INTRODUCTION.

Nous allons procéder maintenant à la réalisation de notre convertisseur "BUCK".

Nous nous sommes fixés comme objectifs, la réalisation d'un convertisseur, dont le cahier de charge, est le suivant:

tension d'entrée : 48 Volts.

tension de sortie : 24 Volts.

puissance d'entrée : 100 Watts.

ondulation des paramètres variables: tensions et courants:5%

fréquence de service : 50 Khz.

Avant de traiter la réalisation proprement dite de notre convertisseur, des notions concernant les semi-conducteurs seront données.

En effet, nous préciserons les données qui nous ont dictées le choix du MOSFET comme interrupteur, et la diode SCHOTTKY comme diode de roue libre.

En se basant sur les résultats établis au chapitre précédant, on calculera les paramètres du filtre de sortie, tout en présentant les différentes contraintes de la réalisation d'une inductance opérant en hautes fréquences.

Une fois le circuit général de notre convertisseur réalisé, on procédera, à la détermination des caractéristiques pratiques de notre convertisseur.

Sur la lumière de ces résultats nous tirerons certaines conclusions concernant les performances de notre convertisseur.

IV.2. TRANSISTOR DE PUISSANCE.

IV.2.1. GENERALITES.

Vue les caractéristiques du convertisseur qu'on s'est proposé de réaliser, à savoir la puissance à transférer et la fréquence de hachage (≥ 20 Khz).

Notre choix s'est porté sur un transistor de puissance à effet champ (MOSFET); qui comparé au transistor bipolaire,

présente les avantages suivants:[2]

- très grande impédance d'entrée(quelque $M\Omega$)
- faible consommation au niveau de la grille,une fois la capacité de la grille chargée , aucun courant ne peut circuler.
- temps de réponse très court (ouverture et fermeture).
- ne présente pas d'effet de stockage, comme il est le cas des transistors bipolaires.
- ne présente pas d'emballement thermique.

IV.2.2. COMMUTATIONS.

2.2.1. LES CAPACITES PARASITES.

Dans un transistor MOSFET, le couplage des electrodes entre elles, présente des capacités parasites, qui par les temps nécessaires pour leurs charge ou décharge, limitent la rapidité des commutations.

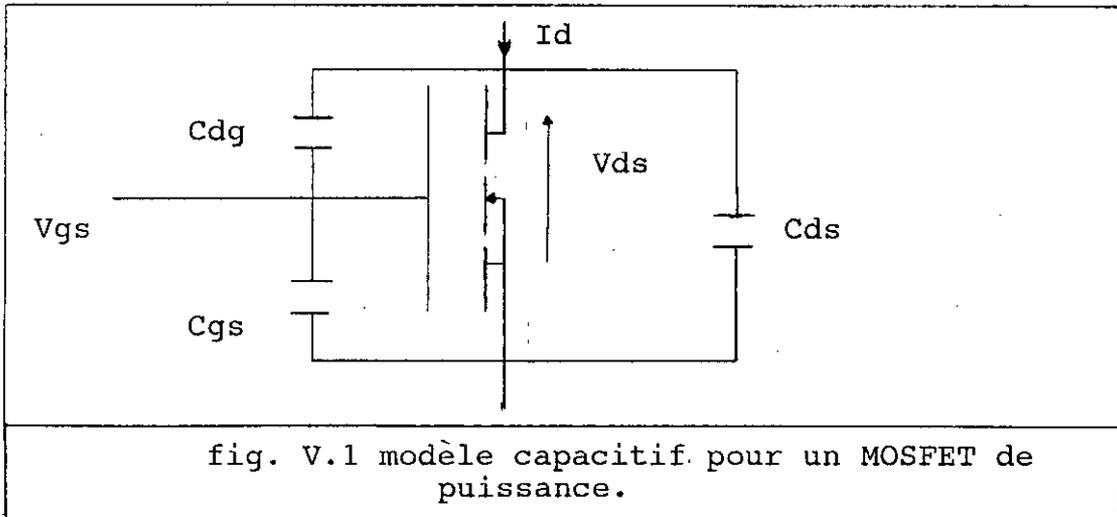
On distingue (fig IV.1) [1] :

-la capacité Grille-Source : C_{GS} ;son diélectrique est la couche d'oxyde isolant la grille;cette capacité est peu sensible aux variations de la tension V_{ds} .

-la capacité Grille-Drain: C_{GD} ;elle varie beaucoup avec la tension V_{ds} , passant d'une valeur comparable a C_{GS} quand le MOSFET

est passant,à une valeur négligeable, quand il est bloqué.

-la capacité Drain-Source: C_{DS} ; son importance est moindre car ces effets sont masqués par ceux de C_{GD} .



2.2.2. COMPORTEMENT EN COMMUTATION.

Dans l'étude qui suit, nous envisageons le cas usuel, où le MOSFET est en série avec une charge résistive.

2.2.2.1. CARACTERISTIQUES STATIQUES.

Soit un MOSFET, alimentant une résistance R sous une tension U (fig.IV.2).

On met en évidence alors, trois types de fonctionnement:[2]

-si la tension $V_{GS} < V_{GS(th)}$, le MOSFET est bloqué, l'impédance d'entrée (directe) est très élevée, le point de fonctionnement du MOSFET est en B (fig.IV.3).

-lorsque $V_{GS} > V_{GS(th)}$, le MOSFET devient passant, et sera traversé par un courant d'intensité I_d , donné par la relation:[2]

$$I_d = g_{fs} (V_{DS} - V_{GS(th)}) \quad (IV.1)$$

g_{fs} : transductance du MOSFET, donnée par le constructeur.

Le MOSFET fonctionne alors en A_1 ou A_2 (fig .IV.3).

Ceci avec une tension V_{DS} donnée par:[2]

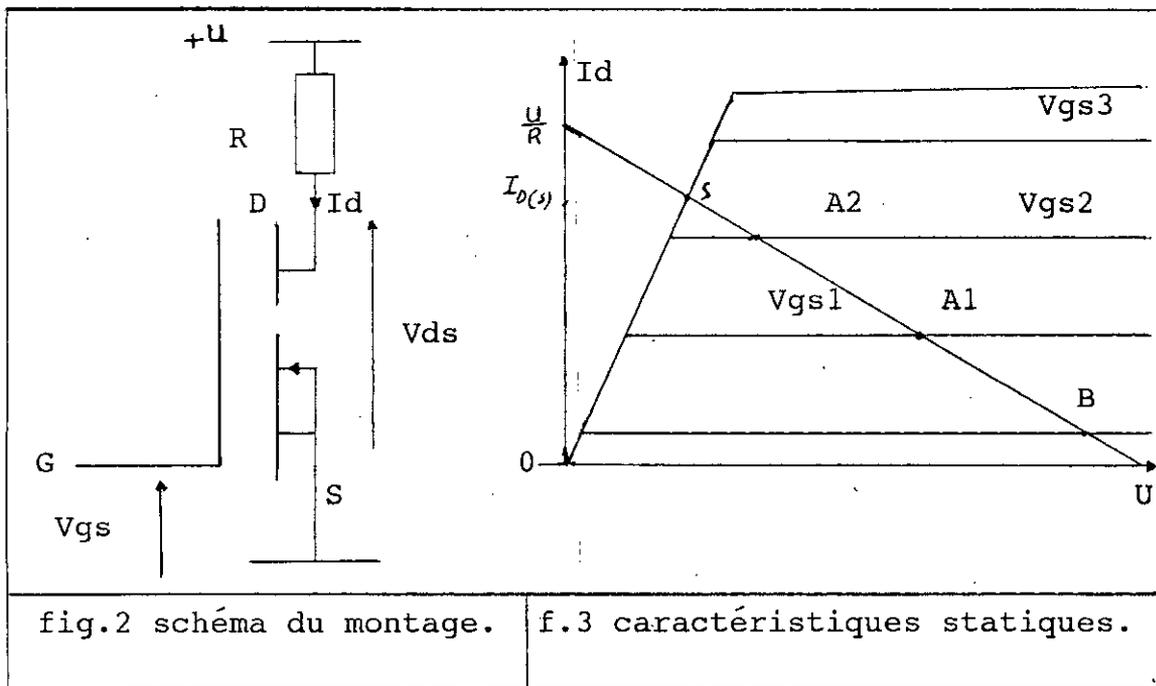
$$V_{DS} = U - R I_d \quad (IV .2)$$

-si V_{GS} , croit pour atteindre une valeur:[2]

$$V_{GS} \geq V_{GS(th)} + \frac{I_d}{g_{fs}} \quad (IV.3)$$

Le MOSFET est alors saturé, il se comporte comme un résistor de résistance $R_{DS(on)}$, son point de fonctionnement est en S:

(fig. IV.3).



2.2.2. CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES.

On se propose d'analyser le comportement du MOSFET, et d'estimer les charges électriques déplacées durant la fermeture du MOSFET [2].

-dans l'intervalle de temps compris entre t_1 et t_2 (fig.IV.4):

Le temps de retard $T_{d(on)}$ en début de conduction est causé par le temps qu'il faut à V_{GS} pour croître exponentiellement jusqu'au seuil $V_{GS(th)}$.

Ce temps correspond à la charge de la capacité C_{GS} [3].

La quantité de charges à fournir durant cet intervalle à l'entrée est donnée par la relation [2] :

$$Q_{E(B)} = V_{GS(th)} C_{iss} \quad (IV.4)$$

où C_{iss} est la valeur de la capacité d'entrée donnée par le constructeur (annexe C).

-dans l'intervalle de temps compris entre t_2 et t_3 (fig.IV.4) :

V_{GS} a atteint la valeur de seuil $V_{GS(th)}$, le courant commence à croître dans la charge, et V_{DS} diminue.

Cet intervalle est noté: t_r (rise-time) [3].

La quantité de charge à fournir durant cette phase est [2]:

$$Q_{E(L)} = (V_{GS(sat)} - V_{GS(th)}) C_{iss} + U C_{rss} \quad (IV.5)$$

où C_{rss} est une constante donnée par le constructeur (annexe C).

-dans l'intervalle de temps compris entre t_3 et t_4 (fig.IV.4):

Le MOSFET est maintenant conducteur, et ainsi la tension $V_{GS(F)}$ est atteinte avec une diminution de V_{DS} [3].

La quantité de charge à fournir à l'entrée durant cette phase est donnée par [2]:

$$Q_{E(S)} = (V_{GS(F)} - V_{GS(sat)}) C_{iss} \quad (VI.6)$$

Ainsi, la quantité de charge totale à fournir durant la fermeture du MOSFET, est donnée par [2]:

$$Q_{E(F)} = Q_{E(B)} + Q_{E(L)} + Q_{E(S)} \quad (VI.7)$$

L'application donne:

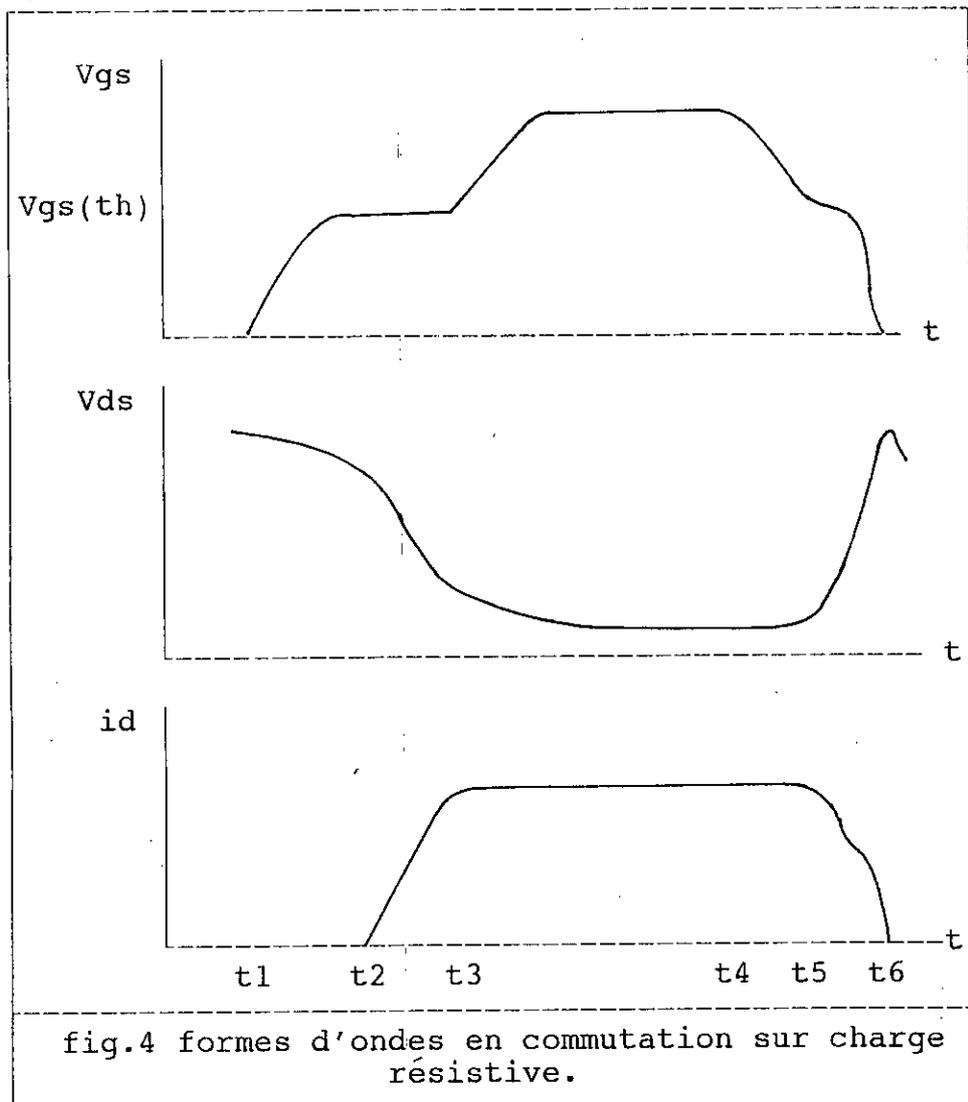
$$Q_{E(F)} = V_{GS(F)} C_{186} + U C_{T85} \quad (\text{VI.8})$$

-dans l'intervalle de temps compris entre t_4 et t_6 : (fig.IV.4)

Le retour au blocage, se produit en sens inverse.

V_{GS} doit chuter à nouveau près de sa valeur de seuil, avant que $R_{DS(on)}$ ne commence à augmenter, engendrant une augmentation de V_{DS} et une diminution du courant I_d .

Cette intervalle s'appelle: temps de descente ou (fall-time), on le note t_f [3].



IV.3. DIODE DE COMMUTATION

IV.3.1 INTRODUCTION

Vue la caractéristique du convertisseur qu'on s'est proposé de réaliser; à savoir la haute fréquence de commutation, il apparaît qu'une diode SCHOTTKY est indiquée pour être utilisée comme diode de roue libre (Annexe B).

IV.3.2 DIODES SCHOTTKY

Une diode SCHOTTKY est constituée par un substrat N+1, sur lequel on a déposé une couche épitaxiale N.

Cette couche est métallisée par du chrome, ou par du Platine-Nickel, il n'y a pas donc de jonction classique P-N, mais un contact Silicium n-métal, qui peut être considéré comme une jonction abrupte.

Comme pour le cas d'une jonction P-N classique, il apparaît une barrière de potentiel dont le seuil de conduction est nettement inférieur à la première.

Le courant n'est dû qu'aux porteurs majoritaires, ce qui conduit à des temps de commutation extrêmement courts puisqu'il n'y a pas de porteurs minoritaires.

Ainsi, ces diodes peuvent opérer à des hautes fréquences avec des tensions de seuil très faibles [1].

IV.4. COMMANDE DU COMMUTATEUR PAR P.W.M

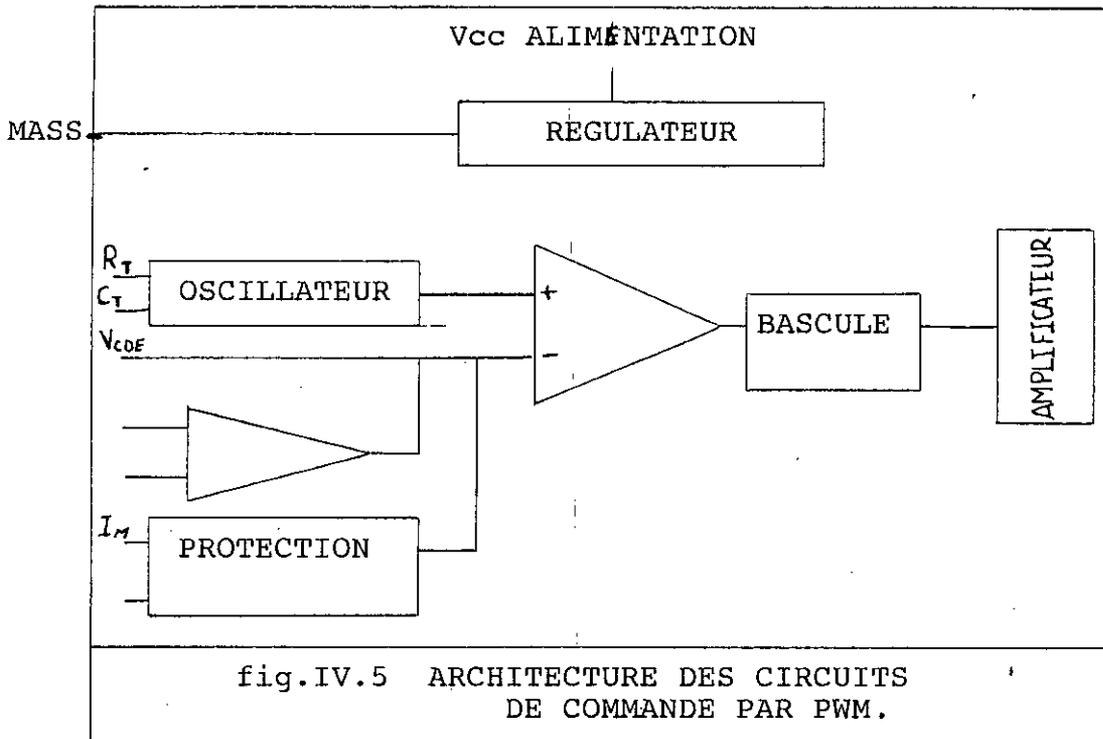
IV.4.1. INTRODUCTION

Dans l'étude des alimentations à découpage, on utilise des circuits intégrés qui réalisent les fonctions de commande du convertisseur.

Les circuits utilisés permettent la commande en modulation de largeur d'impulsion (P.W.M).

De très nombreux circuits existent, cependant ils ont la même architecture (fig IV.5) [7].

IV.4.2. ARCHITECTURE DU CIRCUIT DE COMMANDE EN P.W.M



En se basant sur le schéma précédent, le circuit intégré utilisé pour la commande en (PWM) présente les fonctions suivantes [7]:

- un régulateur de tension .
- un oscillateur délivrant une tension en dent de scie.
- un comparateur.
- un amplificateur d'entrée et un autre de sortie.
- une bascule.
- la protection.

Pour la commande du commutateur notre choix s'est porté sur le circuit intégré : SG 3524 (annexe D).

IV.5. REALISATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

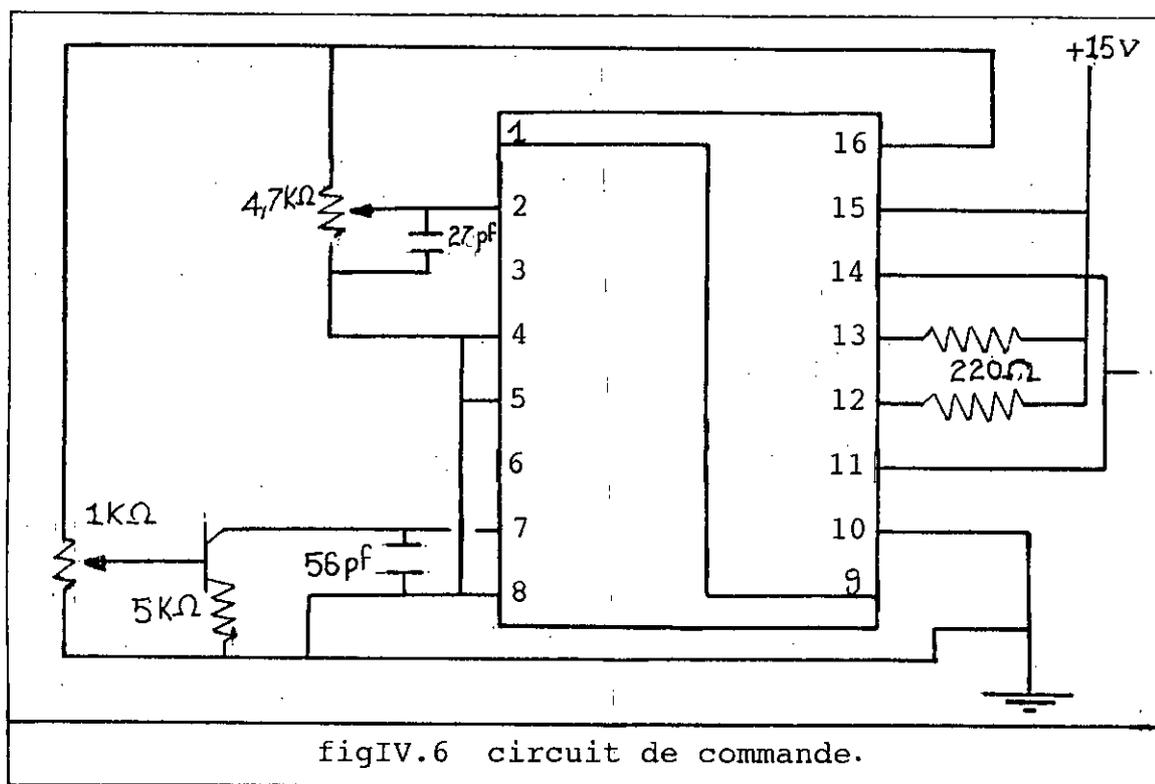
IV.5.1. INTRODUCTION

Comme il a été cité au paragraphe précédent, le circuit intégré utilisé, est le SG 3524, vue ces caractéristiques, et sa disponibilité.

IV.5.2. PRESENTATION DU CIRCUIT DE COMMANDE

Notre but, est de réaliser un circuit qui nous délivre un signal carré, à fréquence variable (jusqu'a 300 KHz), et à rapport cyclique variable.

A plusieurs essais, nous ont ammenés au circuit, ci-dessus.



Notre circuit intégré présente deux sorties (Annexe D) :

- _ Une sortie out A à la broche 14.
- _ Une sortie out B à la broche 11.

La sortie out A permet de générer un signal carré, de fréquence variable, dont le rapport cyclique D varie entre 0 et 50 % ; alors que la sortie out B présente un signal dont le rapport cyclique varie entre 50 et 100 % .

Le couplage de ces deux sorties, nous a permis d'avoir un signal, dont le rapport cyclique varie entre 0 et 100 %.

Les essais de notre circuit de commande , sont présentés dans le tableau suivant.

f(Khz)	12.5	20	40	62.5	100	200	250
Variation de D de 0 à ...%	100	100	100	90	88	73	70

Les résultats obtenus nous permettent de conclure que notre circuit est capable de monter en fréquence (250 Khz) sans que la plage de variation du rapport cyclique ne soit détériorée.

Le signal généré par le circuit de commande va être appliqué à la grille du MOSFET pour le commander.

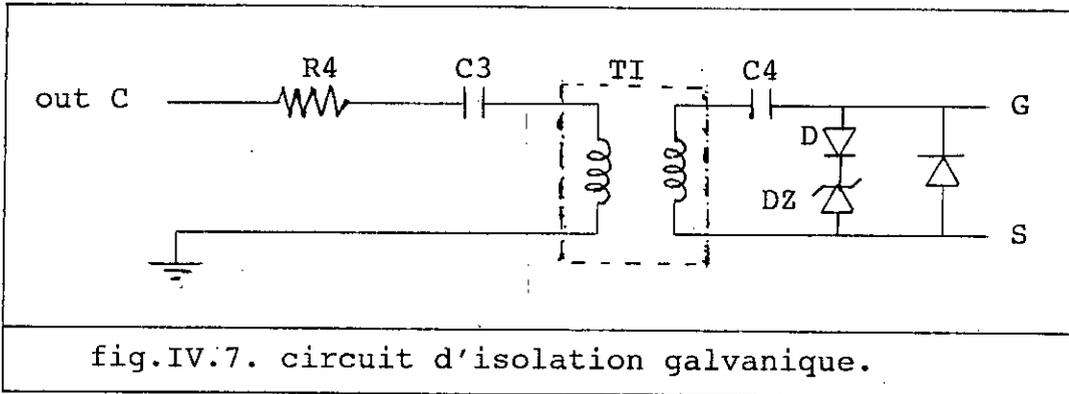
Sachant que le problème de la non conformité des masses peut exister entre le circuit de commande et le circuit de puissance, on doit prévoir une isolation galvanique entre les deux circuits.

Cette fonction est réalisée par l'insertion d'un transformateur d'impulsions entre la sortie du circuit de commande (OUT C) et la grille du MOSFET.

Le transformateur d'impulsions doit présenter les caractéristiques suivantes:

- Rapport de transformation égal à (1) un .
- Haute fréquence de service.
- N'apporte aucune atténuation au signal d'origine.

A cet effet, on dispose entre la sortie du circuit de commande et la grille du MOSFET, le circuit suivant:

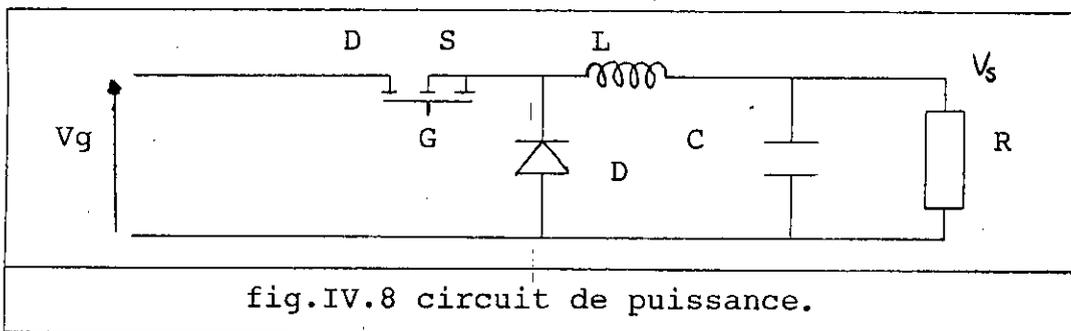


En plus de sa fonction essentielle à savoir, réaliser l'isolation galvanique, le circuit ci-dessus permet de conserver les caractéristiques du signal de commande, et de protéger le circuit de commande.

IV.6. REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE

IV.6.1. INTRODUCTION

Sur la lumière des relations établies dans le chapitre précédent, et de l'étude faite au début de ce chapitre, on se propose de faire la réalisation proprement dite de notre convertisseur (BUCK, mode classique) (fig IV.8).



IV.6.2. DIMENSIONNEMENT DU TRANSISTORIV.6.2.1. CALCUL DES CARACTERISTIQUES DU MOSFET

Comme établi dans le chapitre précédent, la tension de pic maximale que va voir le transistor est donnée par :

$$V_{pt} = V_{g_{max}}$$

V_g étant la tension d'alimentation égale pour notre cas à 48 volts.

En tenant compte d'un coefficient de sécurité K_s qui englobera les éventuelles surtensions, on obtient :

$$V_{pt} = V_g (1 + K_s).$$

$$V_{pt} = 96 \text{ volts.}$$

Sachant que notre fréquence de service est de 50 KHz, qui est supérieure à $(R/2L)$, et d'après les résultats de l'étude faite au (chapitre III), le courant maximal que doit conduire le transistor est donné par la relation: (III.21)

$$I_{max} = V_g / R.$$

R étant la charge, égale à 7.5 Ohms.

On tenant compte d'un coefficient de sécurité, égal à 0.5 la valeur du courant maximal, est:

$$I_{max} = 10 \text{ A.}$$

Notre choix, doit se porter sur un MOSFET, dont les caractéristiques sont :

$$V_{ds} = 100 \text{ Volts.}$$

$$I_d = 10 \text{ A.}$$

Vu la non disponibilité de ce type de MOSFET, notre choix a été limité à l'utilisation du MTM 15N50, dont les caractéristiques dépassent les contraintes maximales calculées (Annexe C).

$$V_{ds} = 500 \text{ Volts.}$$

$$I_d = 15 \text{ A.}$$

6.2.2. CALCUL DE LA CHARGE NECESSAIRE A LA COMMUTATION DU MOSFET

Comme il a été cité précédemment, notre choix s'est porté sur le MOSFET MTM 15N50, vue ces caractéristiques (Annexe C) et sa disponibilité.

APPLICATIONS NUMERIQUES.

Pour assurer la saturation du MOSFET au courant nominal I_d , il faut appliquer à son entrée [2]:

$$V_{gs(f)} \geq V_{gs(th)_{max}} + I_d \cdot g_{fs} \quad (IV.9)$$

$$V_{gs(f)} \geq 4.5 + \frac{2.4}{4} \quad (IV.10)$$

$$V_{gs(f)} \geq 5.10 \text{ Volts}$$

Une tension $V_{gs(f)}$ de 15 Volts donnera donc satisfaction.

Si la tension U à bloquer vaut 500 Volts, la mise en conduction du MOSFET nécessite [2]:

$$\begin{aligned} Q_{g(f)} &= V_{gs(f)} C_{iss} + U C_{rss} \\ Q_{g(f)} &= 15 \cdot 36 \cdot 10^{-10} + 500 \cdot 10^{-8} \\ Q_{g(f)} &= 194 \text{ nC} \end{aligned} \quad (IV.11)$$

L'intensité moyenne du courant de grille à générer durant la commutation, pour une durée typique de fermeture égale à $t_{d(on)} + t_r$, à savoir : $120 + 300 = 420 \text{ ns}$ est donnée par la relation [2]:

$$\begin{aligned} I_{g(f)} &= \frac{Q_{g(f)}}{(t_{d(on)} + t_r)} \\ I_{g(f)} &= \frac{194}{420} = 461 \text{ mA} \end{aligned} \quad (IV.12)$$

Malgré le fait que le MOSFET soit commandé en tension, sa mise en conduction nécessite l'injection d'un courant de grille, au moins égal à la valeur déterminée précédemment [2].

IV.6.3. DIMENSIONNEMENT DE LA DIODE.

La tension maximale bloquée par la diode est égale à la tension maximale vue par le transistor, et son courant de pic est égal à celui du transistor.

Un dimensionnement normal, donne:

tension inverse = 100 Volts.

courant direct $I_d = 10$ A.

Malgré celà, on ne dispose, que d'une diode SCHOTTKY 40HFL60; dont les caractéristiques sont (Annexe B):

tension inverse = 600 Volts.

intensité maximale du courant direct = 40 A.

VI.6.4. REALISATION DU FILTRE DE SORTIE.

Le dimensionnement et la réalisation du filtre de sortie doivent être soigneusement faites, pour satisfaire les deux exigences suivantes:

-ondulations du courant et de la tension de sortie, conformes au cahier de charge.

-faible temps de réponse des semi-conducteurs.

Dans notre étude, on ne tiendra compte que de la première, vue que pour pouvoir calculer et réduire le temps de réponse du filtre de sortie, il faut pouvoir estimer les valeurs équivalentes des résistances et inductances parasites de la capacité, or, il nous est impossible d'accéder à ce genre d'informations.

6.4.1. REALISATION DE LA BOBINE.

6.4.1.1. CALCUL DE LA BOBINE.

Rappelons, que dans le chapitre précédent, nous avons déterminé l'expression de l'inductance en fonction du cahier de charge de notre convertisseur.

La valeur de l'inductance est donnée par la relation suivante:

$$L = \frac{(V_g - V_s) D}{(I_{\max} - I_{\min}) F_s} \quad (\text{IV.13})$$

on trouve $L = 1.08 \text{ mH}$

6.4.1.2. REALISATION DE LA BOBINE.

Cette réalisation se base sur le choix du noyau, qui doit être fonction de la puissance et de la fréquence de hachage.

Comme notre convertisseur est destiné à opérer à une haute fréquence (supérieure à 20 KHz), le noyau indiqué est une ferrite spéciale étudiée pour les alimentations à découpage.

Elle doit présenter des pertes minimales dans le domaine de fréquences voisins de notre fréquence de service (50 KHz).

La ferrite utilisée dans notre réalisation, est un noyau 3C8:

(Annexe E).

Les caractéristiques principales du noyau de ferrite sont:

- dimensions.
- induction maximale (B_{\max})
- perméabilité (μ_r).

Le nombre de spires à bobiner, est donné par la relation [3]:

$$N = \frac{L I_{\max}}{B_{\max}} \quad (\text{IV.14})$$

on trouve $N = 60$ spires

Il ne reste qu'à calculer l'entrefer qui évite la saturation du noyau, sans diminuer la valeur de notre inductance.

Son expression est donnée par:[3]

$$e = \frac{\mu_0 N^2 S}{L} \quad (\text{IV.15})$$

on trouve un entrefer égal à 0.8 mm.

4.1.2.1. FACTEURS INFLUANT SUR LA REALISATION D'UNE INDUCTANCE EN HAUTE FREQUENCE

Le récent développement des convertisseurs de puissances a conduit à une augmentation de la fréquence de hachage en vue d'une amélioration du rendement, et de la puissance volumique.

Cet accroissement a alors mis en évidence les problèmes liés à la haute fréquence que présentent les éléments bobinés [12] , [13].

Nous présentons dans ce qui suit les principales sources de ces problèmes.

a. INFLUENCE DU NOMBRE DE SPIRES

Vers les basses fréquences, le module de l'impédance est proportionnel à ω , la valeur de l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de spires [13].

$$L = \frac{\mu_o \mu_r N^2 S}{I_{\max} + \mu_r e} \quad (\text{IV.16})$$

Ce comportement cesse dès que l'impédance de l'inductance devient comparable à la résistance série de l'enroulement, ceci pour une fréquence sensiblement égale à 100 Khz [13].

D'une manière générale, plus le nombre de spires est grand, plus l'inductance et la capacité parasite sont grandes, et plus la fréquence limite d'utilisation est basse [13].

b. INFLUENCE DU NOYAU MAGNETIQUE

La figure (Annexe E) présente la variation de l'impédance d'une bobine en fonction de la fréquence, cette variation se traduit par le fait qu'en faibles fréquences, la bobine a un comportement purement inductif [13].

Si la fréquence dépasse une certaine valeur, dite fréquence de résonance propre de la bobine, le comportement de la bobine devient de plus en plus à caractère capacitif.

L'influence de la nature du noyau magnétique se traduit par le comportement de la bobine, et les pertes présentes au voisinage du pic de résonance [13].

c. INFLUENCE DES CAPACITES PARASITES(NOMBRE DE COUCHES)

Il est toujours préférable de bobiner les bobines destinées à la haute fréquence en une seule couche, néanmoins s'il faut les réaliser en plusieurs couches, il faut enrouler les différentes couches dans le même sens [13].

Dans notre cas nous avons réalisé un bobinage en une seule couche à 60 Spires.

Les caractéristiques mesurées de notre bobine à l'aide d'un RLC METRE sont:

$$L = 1.09 \text{ mH.}$$

$$R_s = 0.335 \text{ Ohms.}$$

6.4.2. CALCUL DE LA CAPACITE DE FILTRAGE.

Cette capacité, est destinée à :

- lisser la tension de sortie, de telle sorte à avoir une ondulation de 5 %.
- stabiliser la tension de sortie en présence des variations brusques de charge.

Il aurait été préférable, d'utiliser des capacités à faible résistance serie (E.S.R), et à faible impédance (E.S.L) [3].

L'expression donnant la valeur de la capacité est :

$$C = \frac{(I_{\max} - I_{\min})}{4 f_s (V_{\max} - V_{\min})} \quad (\text{IV.17})$$

on trouve : $C = 6.94 \mu\text{F}$.

Dans notre cas, on ne dispose que d'une capacité egale à :

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

IV.7. MESURES PRATIQUES.

IV.7.1. INTRODUCTION.

On se propose de réaliser des séries de mesures pratiques, pour déterminer le comportement de notre convertisseur.

L'objectif étant de vérifier si notre système présente des performances conformes à l'étude théorique.

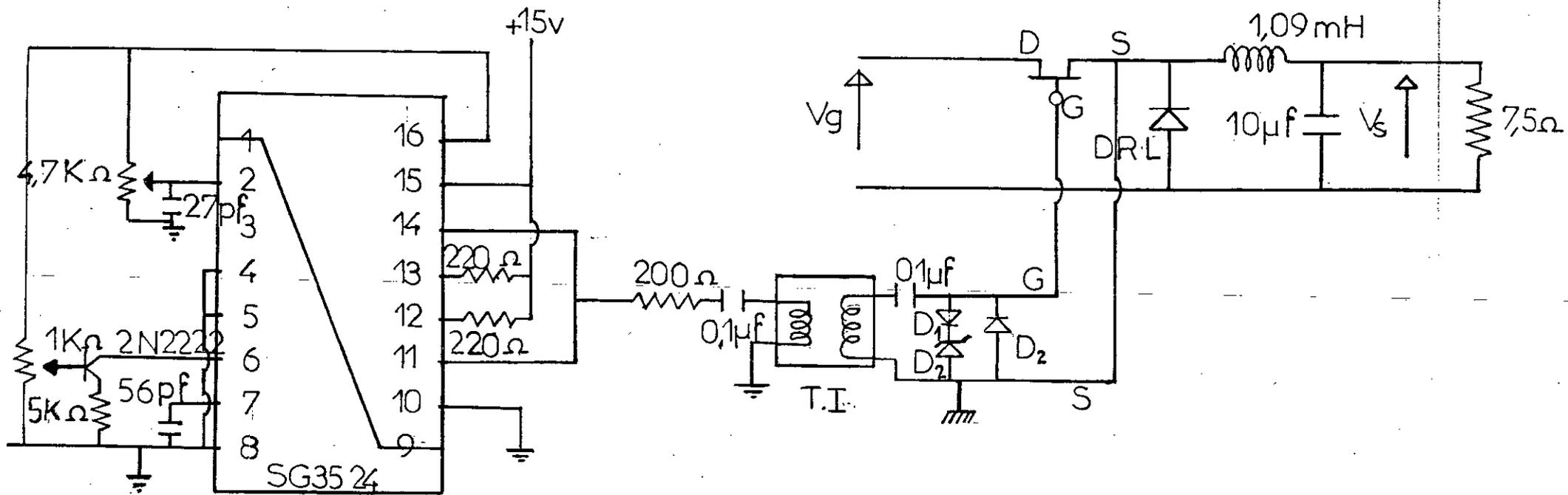
IV.7.2. CIRCUIT FINAL.

Ce circuit se présente en deux parties:

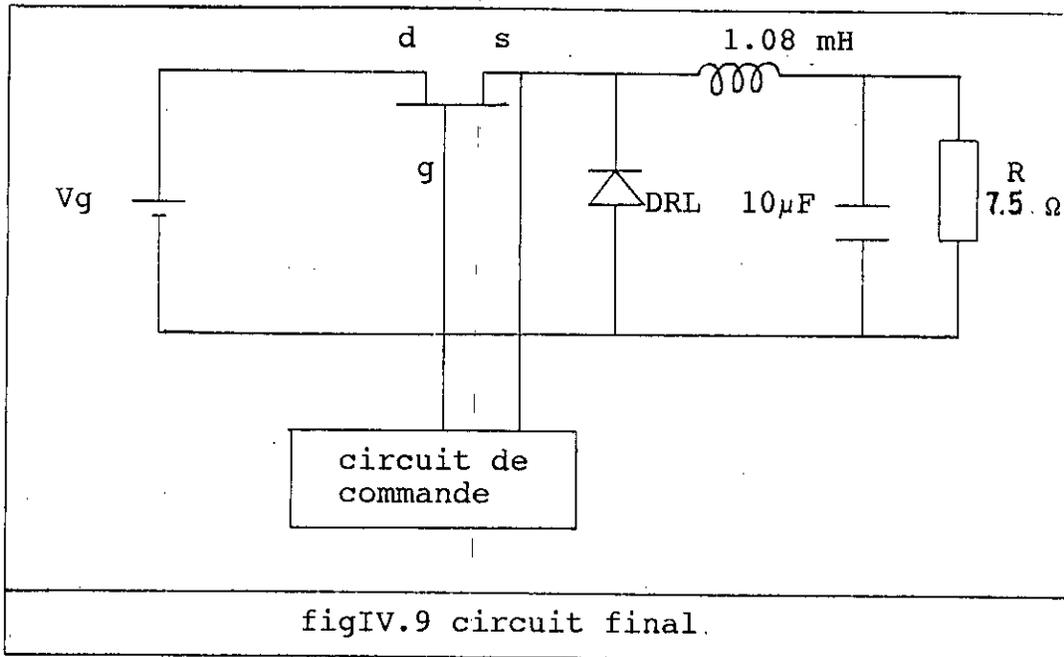
- le circuit de puissance (fig IV.8).
- le circuit de commande (fig IV.6).

Ces deux circuits étant présentés précédemment, nous présentons dans ce qui suit les connexions finales.

Notre MOSFET est alimenté par une tension continue V_g , cette dernière est obtenue par l'intermédiaire d'un pont redresseur alimenté du réseau à travers un alternostat.



CIRCUIT FINAL



IV.7.3. METHODES DE MESURES.

Il est très important de présenter nos méthodes de mesures, car sur la lumière de l'analyse de nos résultats, il apparaîtra l'importance de l'influence de ces méthodes sur la fiabilité des mesures et sur le comportement de notre convertisseur.

Nous allons procéder essentiellement à des mesures de courants, de tensions continues et dans le domaine temporel (fréquences, rapport cyclique).

Pour la mesure des courants, l'idéal serait d'utiliser des sondes à effet Hall, ou des shunts à faible résistance pour réduire les perturbations sur les courants mesurés.

Dans notre cas, on ne dispose que d'ampèremètres, présentant des résistances internes non négligeables.

D'autre part, il n'existe aucune indication sur la fiabilité des mesures faites par l'ampèremètre, ou le voltmètre en haute fréquence.

VII.4. MESURES ET RESULTATS.

La première série de mesures que nous allons présenter a pour but de déterminer la variation du rendement en fonction de la tension d'entrée, ceci pour un rapport cyclique fixe égal à 60 %, et une fréquence de commutation fixée à 50 KHz.

Ces résultats sont représentés dans le tableau N°1, et dans le graphe de la figure (IV.10).

L'analyse de ces résultats montre que dans le domaine des basses tensions et basses puissances, le rendement du convertisseur est bon (≥ 80 %), ceci s'explique par le fait que les pertes sont faibles (vu que le courant est faible).

La montée en puissance détériore le rendement, ceci vient du fait que les pertes ont augmenté et le dimensionnement du convertisseur n'a pas été fait pour ces niveaux de tensions.

Pour le niveau de tension correspondant à notre dimensionnement, à savoir: une tension égale à 48 Volts, le convertisseur présente un bon rendement (85.7 %), ceci relève d'un bon dimensionnement.

V_{in}	5	10	15	26	26	31	35	40	48
V_{out}	3	5.5	8.5	11.5	15	17.5	19	21	24
I_{in}	0.3	0.5	0.65	1	1.3	1.35	1.3	1.35	1.4
I_{out}	0.45	0.7	1.0	1.45	1.75	1.8	1.9	2.0	2.4
P_{in}	1.5	5	9.75	20	33.8	41.85	45.5	54	67.2
P_{out}	1.35	3.85	8.5	16.7	26.3	31.5	36	42	57.6
η (%)	90	77	87.17	83.3	77.6	75.2	79.3	77.8	85.7

TABLEAU N° 1

La deuxième série d'essais a pour but d'étudier la variation du rendement en fonction de la fréquence.

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau N° 2 et sur le graphe de la figure (IV.11).

f(Khz)	25	33.3	50	66.66	100	166.7	285.7
Vout(V)	13.5	13.5	13	13.5	13.5	13.5	6.5
Iout	1.6	1.55	1.45	1.6	1.6	1.5	0.5
Iin(A)	1.0	1.0	0.95	1.15	1.25	1.2	0.2
Pin(W)	24	24	22.8	27.6	30	28.80	4.8
Pout(W)	21.6	20.9	18.85	21.6	21.6	20.25	3.25
(%)	90	87	82.6	78.2	72	70.3	67.7

Notre convertisseur, présente un niveau acceptable de rendement, pour une fréquence inférieure ou égale a 150 Khz , ($\eta > 72 \%$).

La montée en fréquence, provoque une baisse sensible du rendement, ceci vient de l'augmentation des pertes dépendants de la fréquence, dont les principales sont:

- pertes de commutations dans les semi-conducteurs.
- pertes magnétiques dans la bobine.

A ces pertes, s'ajoutent celles ne dépendant pas de la fréquence a savoir:

- pertes de conduction dans les semi-conducteurs.
- pertes ohmiques dans le circuit.

IV.7.5. EVALUATION DES PERTES EN PUISSANCE DANS LES DIFFERENTS COMPOSANTS DU CIRCUIT

On se propose dans ce qui suit d'estimer les pertes que présente chaque composant du circuit d'essai, et ceci pour le point de fonctionnement pour lequel on a fait le dimensionnement de notre convertisseur.

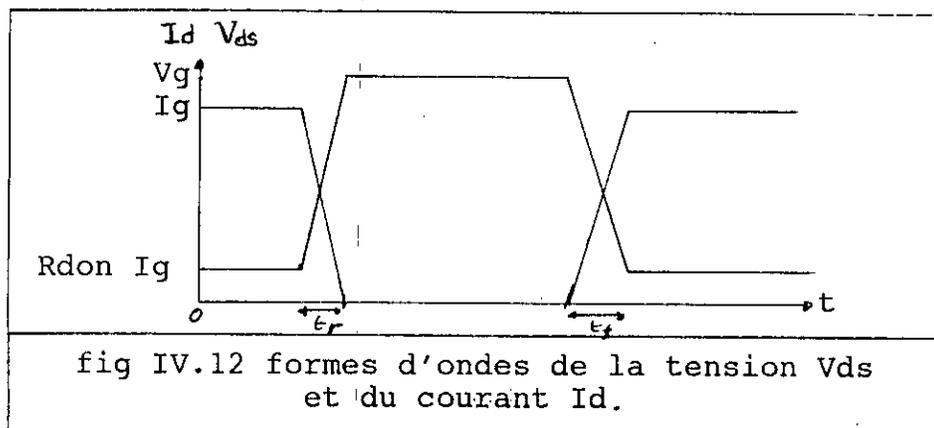
Les pertes sont présentes essentiellement dans les composants suivants:

- le transistor (MOSFET).
- la diode de roue libre.
- la bobine.

1. PERTES DANS LE TRANSISTOR

Vue les différentes phases de conduction du MOSFET, il existe trois types de pertes:

1.1 PERTES A LA FERMETURE.



La puissance consommée est donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \int VI dt \quad (\text{IV.18})$$

En approchant $I_d(t)$ et $V_{ds}(t)$ par les formes d'ondes de la (fig IV.12), et en intégrant entre 0 et t_f , on trouve :

$$P_f = f \left(\frac{V_g I_g}{2} t_f - (V_g + R_{ds} I_g) I_g \frac{t_f^2}{3} \right) \quad (\text{IV.19})$$

1.2. PERTES A L'OUVERTURE.

En procédant comme précédemment, et en intégrant entre 0 et t_r , on trouve:

$$P_t = f \left(V_g I_g \frac{t_r}{2} - R_{ds(on)} I_d^2 t_r - V_g I_d \frac{t_r^2}{3} - R_{ds(on)} I_d^2 \frac{t_r^3}{3} \right) \quad (\text{IV.20})$$

1.3. PERTES PAR CONDUCTION.

Durant le cycle de conduction la tension V_{ds} est égale à $R_{ds(on)} I_g$ et le courant I_d à I_g , les pertes sont égales alors à la puissance consommée par le MOSFET, Cette puissance est donnée par la relation:

$$P_c = R_{ds(on)} I_g^2 \quad (\text{IV.21})$$

APPLICATION NUMERIQUE.

En appliquant les formules établies précédemment avec les caractéristiques de notre MOSFET (annexe C), on trouve la valeur des pertes totales que présente notre MOSFET:

$$P_c = 1.68 \text{ Watts}$$

2. PERTES DANS LA BOBINE

Une bobine destinée à fonctionner en haute fréquence, présente plusieurs sources de pertes:

- pertes ohmiques.
- pertes par Hystérisis.
- pertes par courant de Foucault.

Dans notre étude on ne peut malheureusement qu'évaluer la plus simple, à savoir: les pertes ohmiques, qui sont données par la relation suivante:

$$P_b = I_s^2 R_{1s}$$

ou R_{1s} est la résistance parasite série que présente la bobine, dans notre cas égale à 0.335 Ohms.

En application on trouve:

$$P_b = 1.93 \text{ Watts.}$$

3. PERTES DANS LA DIODE.

La diode présente deux sortes de pertes:

- pertes par conduction.
- pertes à la commutation.

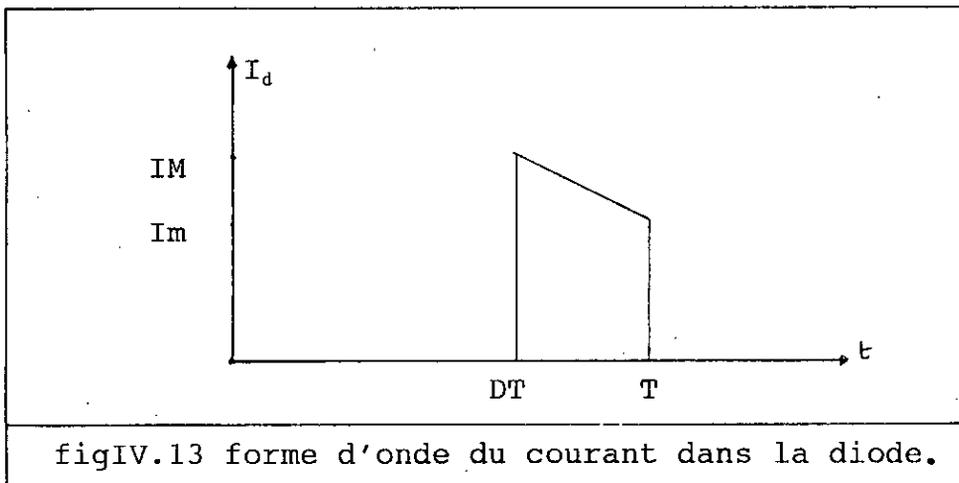
3.1. PERTES PAR CONDUCTION.

Ces pertes s'expriment par la relation [1]:

$$P = V_0 I_{moy} + r I_{eff}^2$$

$$P = \frac{1}{T} (V_0 \int I dt + r \int I^2 dt) \quad (IV.22)$$

La forme d'onde du courant dans la diode est représentée par:



figIV.13 forme d'onde du courant dans la diode.

En appliquant la formule précédente on trouve :

$$I_{\text{moy}} = 0.95 \text{ A.}$$

$$I_{\text{eff}} = 1.23 \text{ A.}$$

Sachant que : (annexe B)

$$V_0 = 1.081 \text{ V} \quad r = 6.33 \text{ m}\Omega.$$

Les pertes par conduction de la diode sont égales à
1.04 Watts.

3.2. PERTES PAR COMMUTATION.

L'expression de ces pertes est : [1]

$$P_c = V_g Q_r \quad Q_r: \text{ charge recouvrée par la diode.}$$

On trouve :

$$P_c = 36 \cdot 10^{-6} \text{ Watts.}$$

Les pertes totales dans la diode sont égales à :

$$P = P_d + P_c = P_d$$

$$P = 1.04 \text{ Watts.}$$

Les pertes totales dans le circuit sont égales à :

$$P_t = P_{\text{mos}} + P_{\text{bobine}} + P_{\text{diode}}$$

$$P_t = 1.68 + 1.93 + 1.04 = 4.65 \text{ Watts.}$$

A ces pertes s'ajoutent, les pertes par hystérisis qui sont proportionnels à la fréquence; et les pertes par courant de Foucault qui sont proportionnels au carré de la fréquence, qu'on n'a pas pu estimer, ainsi que la consommation de nos appareils de mesures.

Figure W.10 Graphe representant $\eta=f(V_{in})$
avec $\alpha = 60\%$, $f=50$ KHz

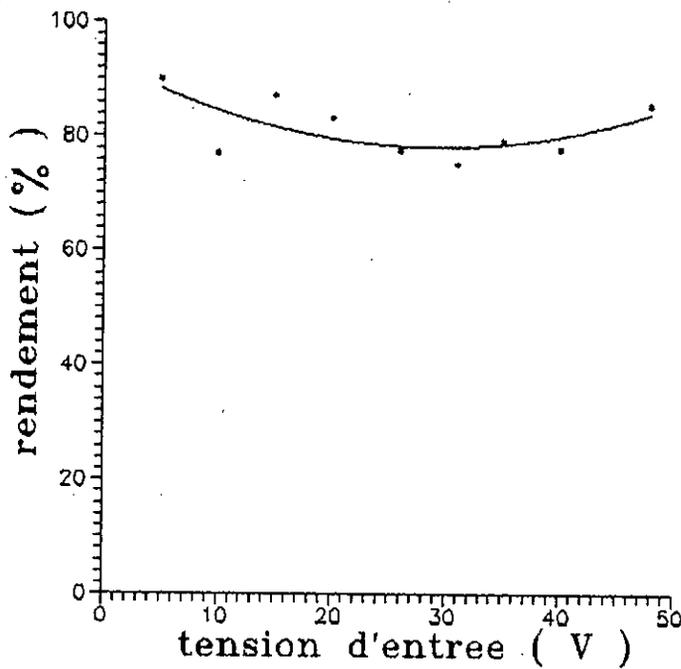
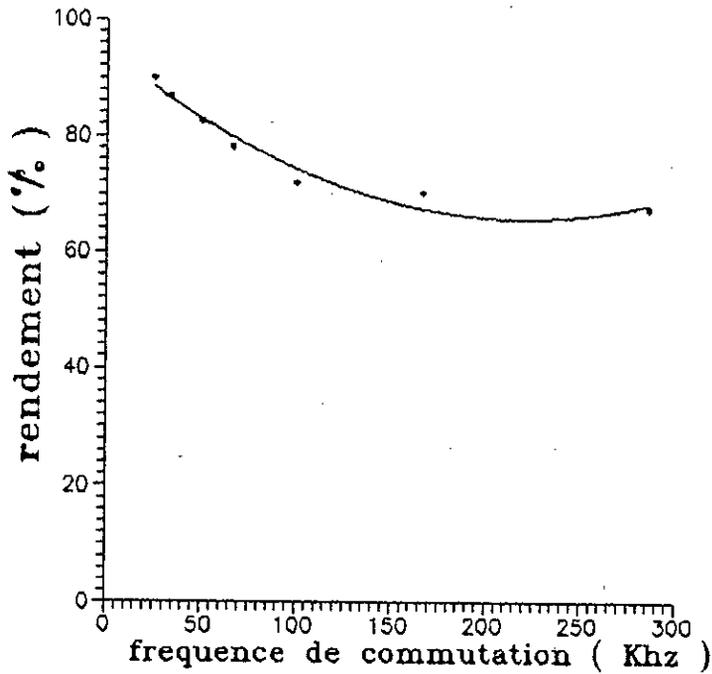


Figure W.11 Graphe representant $\eta=f(f)$
avec $\alpha = 60\%$, $f=50$ KHz

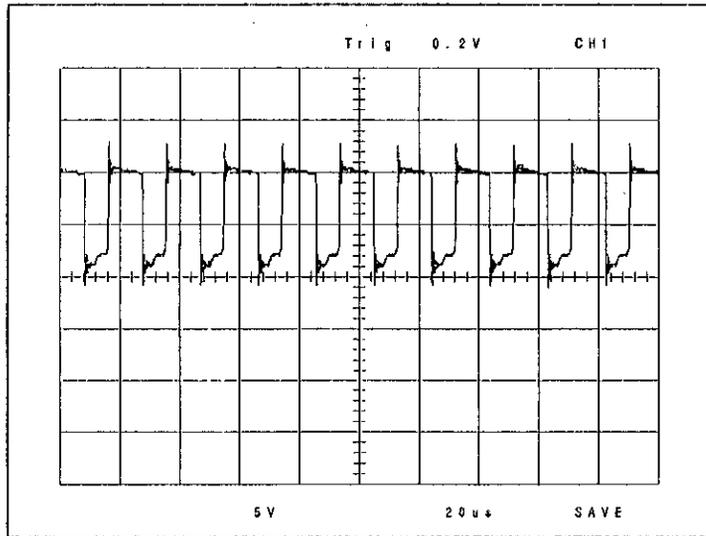


fig.IV.14 Signal de commande

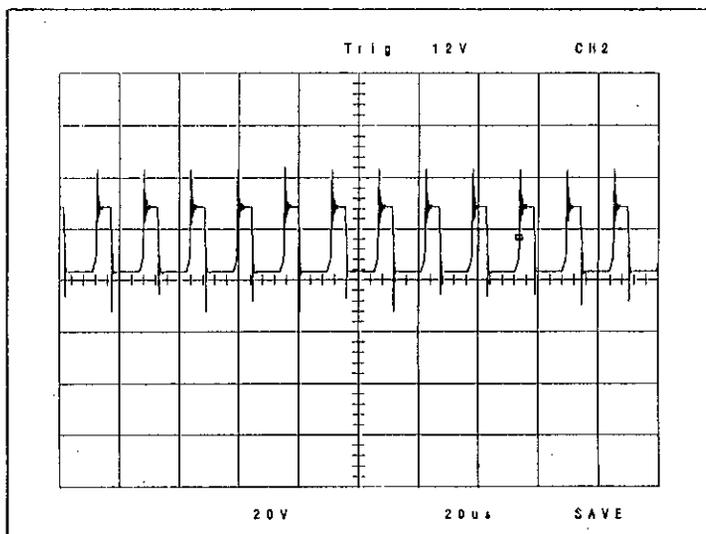
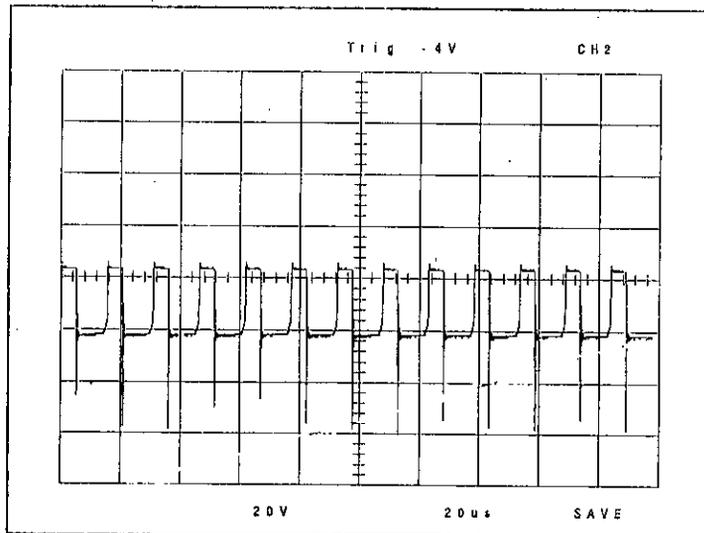


fig.IV.15 tension vds



figIV.16 tension V_D aux bornes de la diode

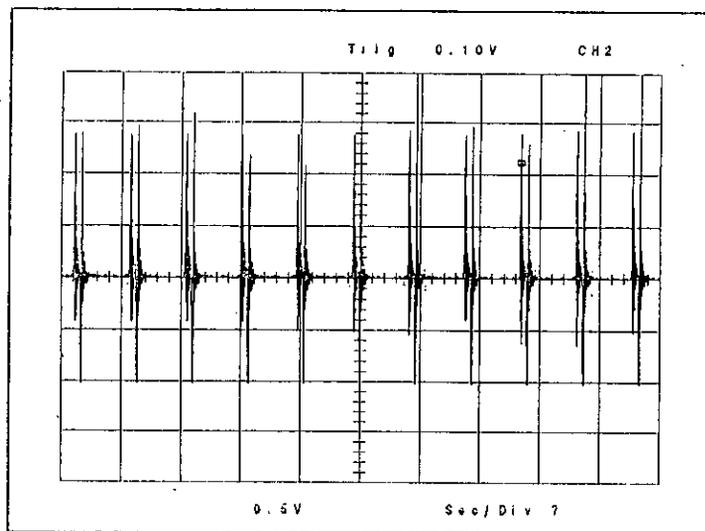


fig.IV.18 courant d'entrée I_t

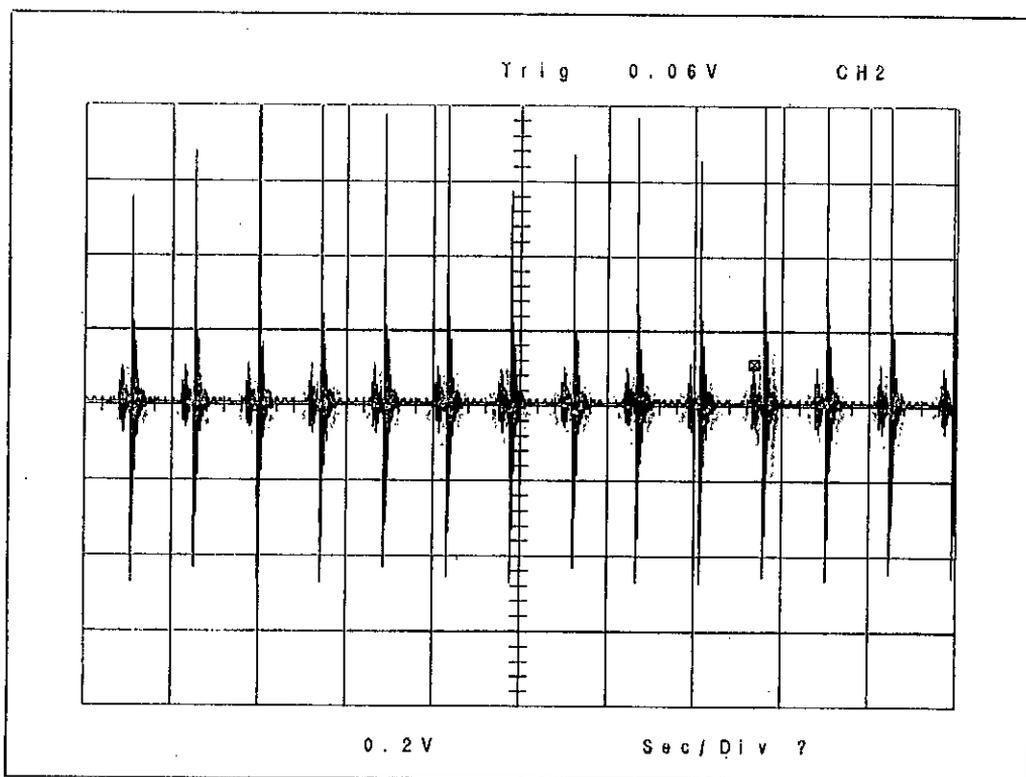


fig.IV.19 courant de sortie I_s

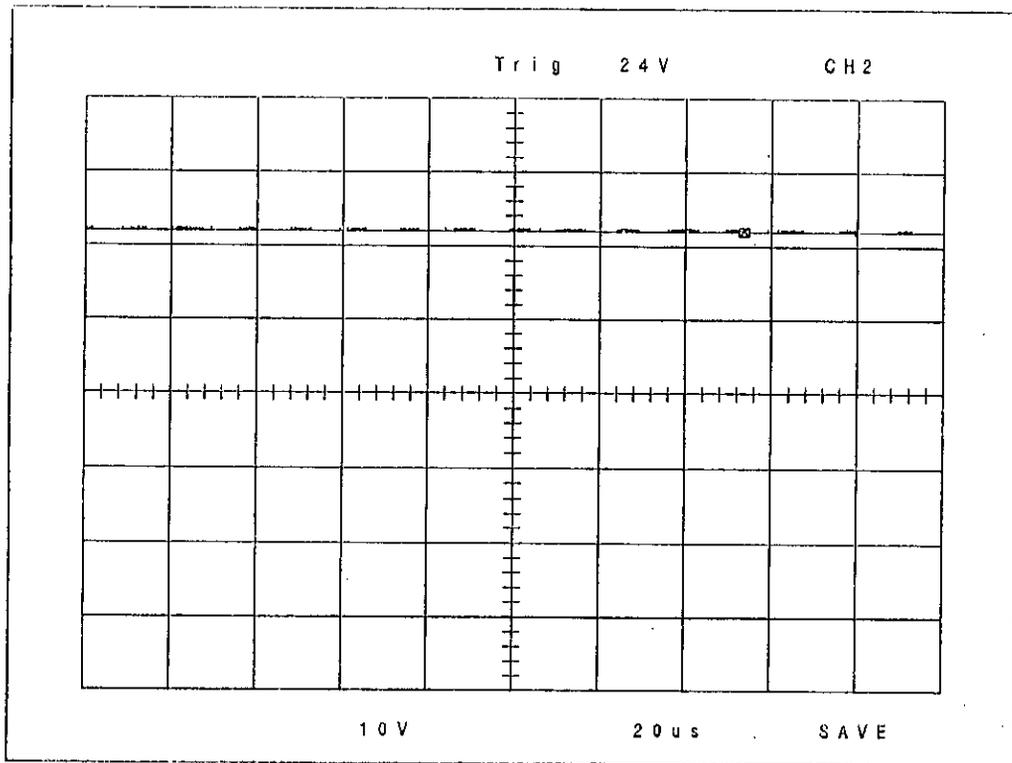


fig.IV.20 tension de sortie V_s

Ces courbes sont relevées expérimentalement, à l'aide d'un micro-ordinateur raccordé à un oscilloscope à mémoire .

Ces courbes sont conformes à prévues par l'étude théorique.

IV.7.6.CONCLUSION

Notre but dans ce chapitre, était de réaliser un convertisseur DC-DC opérant à une fréquence de commutation égale à 50 Khz.

Ceci en se basant sur l'étude du dimensionnement faite au chapitre précédant, qui nous a permis de calculer les valeurs maximales des contraintes subies par les semi-conducteurs, et par conséquent faire un choix adéquat des différents composants de notre circuit, à savoir: semi-conducteurs, filtre de sortie.

Une fois le circuit final de notre convertisseur réalisé, on a procédé à des séries d'essais, pour déterminer ces performances.

La première série de mesures que nous avons effectué, concerne la détermination de la variation du rendement en fonction de la tension d'entrée, et ceci pour une fréquence de commutation égale à 50 Khz, et un rapport cyclique égal à 60 %.

Les résultats obtenus, montrent que notre convertisseur présente un rendement variant entre 75.2 % et 90 %, et ceci pour une tension d'entrée variant entre 5 et 48 V, on précisera que notre convertisseur présente un bon niveau de rendement (85.7 %) et ceci pour les données de notre cahier de charge.

La deuxième série de mesures, concerne la détermination de la variation du rendement en fonction de la fréquence de commutation, et ceci pour une tension d'entrée égale à 24 V, et un rapport cyclique égal à 60 %.

En procédant par la variation de la fréquence de commutation entre 25 et 285 Khz, on constate, que l'augmentation de la fréquence, s'accompagne d'une diminution du rendement, ceci s'explique par le fait que l'augmentation de la fréquence, engendre une augmentation de pertes dans le circuit.

Ces pertes se localisent surtout dans le MOSFET, et la bobine, qui sont les principaux éléments, dont les pertes dépendent de la fréquence.

Vu ces résultats, il est impératif de se tourner vers de nouvelles configurations de circuits, tels que l'introduction des circuits résonnants, qui permettent de réduire les pertes dues à la commutation.

Le procédé de transfert de l'énergie ne sera plus commandé par modulation du rapport cyclique, mais par variation de la fréquence de commutation [3].

Ceci sera l'objet du chapitre suivant (chap.V)

CHAPITRE V

ETUDE ET REALISATION D'UN

CONVERTISSEUR

BUCK QUASI-RESONNANT

V.1. INTRODUCTION.

Vu, tous les inconvénients des convertisseurs classiques, il était impératif de concevoir des convertisseurs opérant à des fréquences de plus en plus élevées ($> 100 \text{ Khz}$).

Ce mode de fonctionnement va imposer des contraintes en tension et en courant très importantes sur les composants à utiliser (semi-conducteurs, inductance, ...), particulièrement lors de la commutation du MOSFET.

La présence simultanée d'un fort courant, et d'une forte tension va induire des pertes considérables [9].

La forme d'onde du courant (variations trop rapides) va causer des perturbations électromagnétiques qui augmentent avec l'augmentation de la fréquence de commutation de l'interrupteur.

Pour palier aux problèmes cités précédemment, de nouvelles approches de conception de convertisseurs de plus en plus performants ont vu le jour.

En commençant par l'approche du circuit résonnant qui consiste à imposer une forme d'onde quasi-sinusoidale au courant et à la tension du convertisseur, il en existe deux types :

- résonance série.
- résonance parallèle.

Pour pouvoir profiter du fait que la tension et le courant peuvent s'annuler, le concept de la quasi-résonance a été introduit.

En commençant par l'approche introduite par E.J MILLER [8], il s'agit de la technique du commutateur à courant nul (Zero-current-switching).

L'idée de base de cette conception, est de forcer le courant dans l'interrupteur à s'annuler dans le but de minimiser au maximum les pertes dans l'interrupteur.

Une autre approche a été introduite, il s'agit de la technique du commutateur à tension nulle (Zero-voltage-switching) qui consiste à forcer la tension à s'annuler, dans le but de réduire les pertes dans l'interrupteur.

V.2. PRESENTATION DES DIFFERENTES CONCEPTIONS DES CONVERTISSEURS QUASI-RESONNANTS.

V.2.1. COMMUTATEURS A COURANT NUL. (Z.C.S)

Ce circuit est obtenu sur la base d'un circuit classique, en lui ajoutant une capacité C_r et une inductance L_r , comme présenté sur la (fig.V.1)[9].

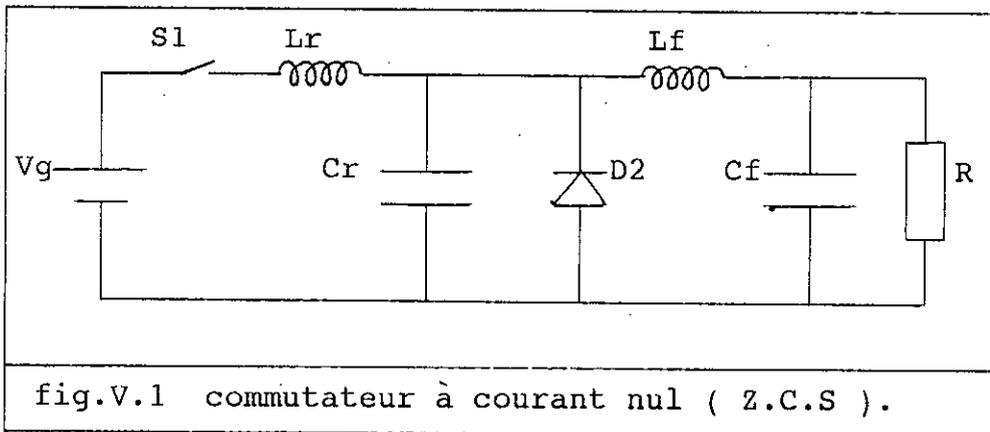


fig.V.1 commutateur à courant nul (Z.C.S).

Le principe de fonctionnement de ce circuit est le suivant [9]:

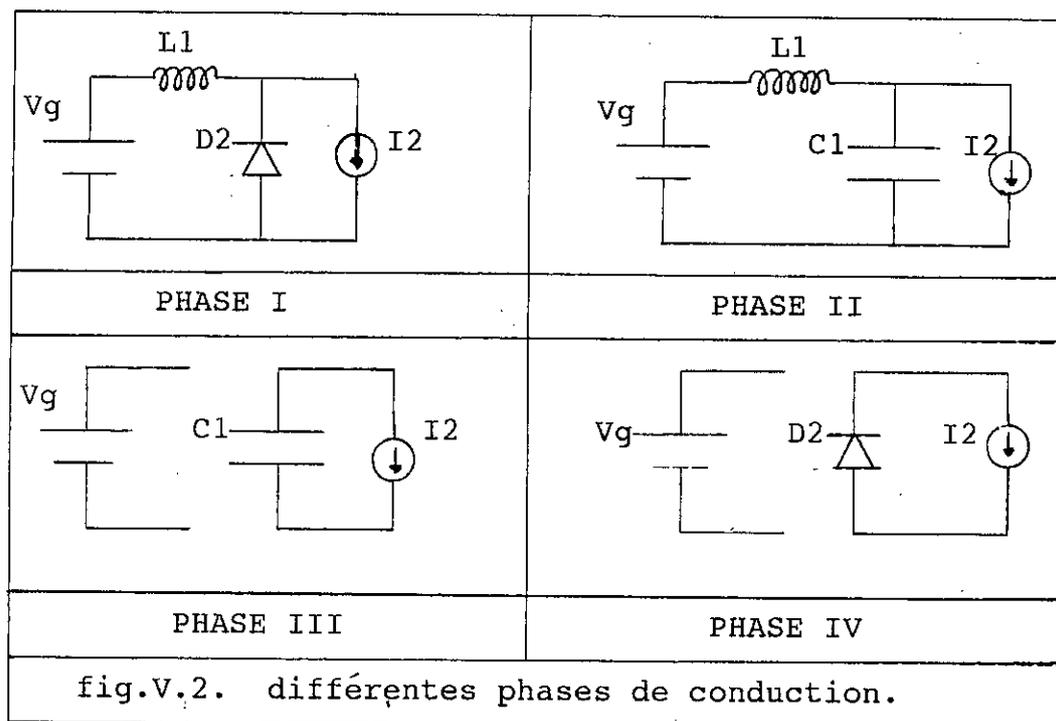
On suppose qu'au début de la phase, D_2 conduit le courant de charge I_2 .

Quand S_1 entre en conduction, le courant d'entrée I_1 circulant à travers S_1 et L_r augmente jusqu'à atteindre la valeur du courant de charge I_2 , alors la diode D_2 cesse de conduire; et S_1 conduit seul le courant I_1 , cette phase s'interrompt lorsque le courant I_1 vient à s'annuler, la capacité C_r aura été chargée à une tension négative égale à $-V_g$ permettant le blocage naturel de S_1 .

La phase suivante correspond à la décharge de la capacité C_r , la diode D_2 étant bloquée.

Cette phase cesse au moment où la tension V_c aux bornes de la capacité C_r s'annule, la diode D_2 entre alors en conduction et conduit le courant de charge, et le cycle recommence.

Les phases de conduction, peuvent être illustrées par les schémas suivants: (fig.V.2).



2. COMMUTATEUR A TENSION NULLE.(Z.V.S).

Ce circuit est obtenu sur la base d'un circuit classique, en lui ajoutant une capacité C_r et une inductance L_r , dans ce cas la capacité C_r est placée en parallèle avec le MOSFET, dans le but de forcer la tension à s'annuler lors de la commutation .

Les convertisseurs résonnants par (Z.V.S) se présentent sous deux configurations:

-convertisseur à mi-ondulation: ce convertisseur est obtenu en ajoutant une diode en série avec le MOSFET (fig V:3) [11].

-convertisseur à ondulation complète: ce convertisseur est obtenu en ajoutant une diode en parallèle avec le MOSFET (fig.V.4) [11].

Dans notre cas, en se basant sur le circuit déjà réalisé (chap IV), on se propose d'étudier et de réaliser un convertisseur BUCK quasi-résonnant du type: commutateur à tension nulle en mode de demi-ondulation (fig.V.5).

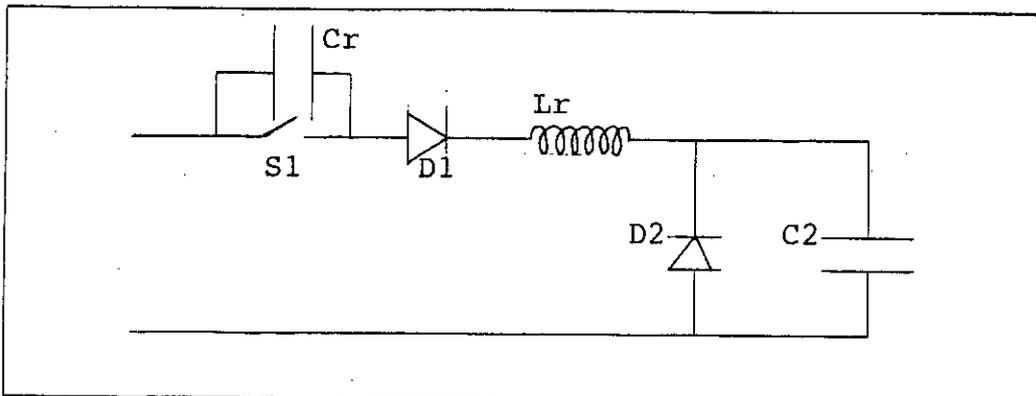


fig.V.3 convertisseur à mi-ondulation

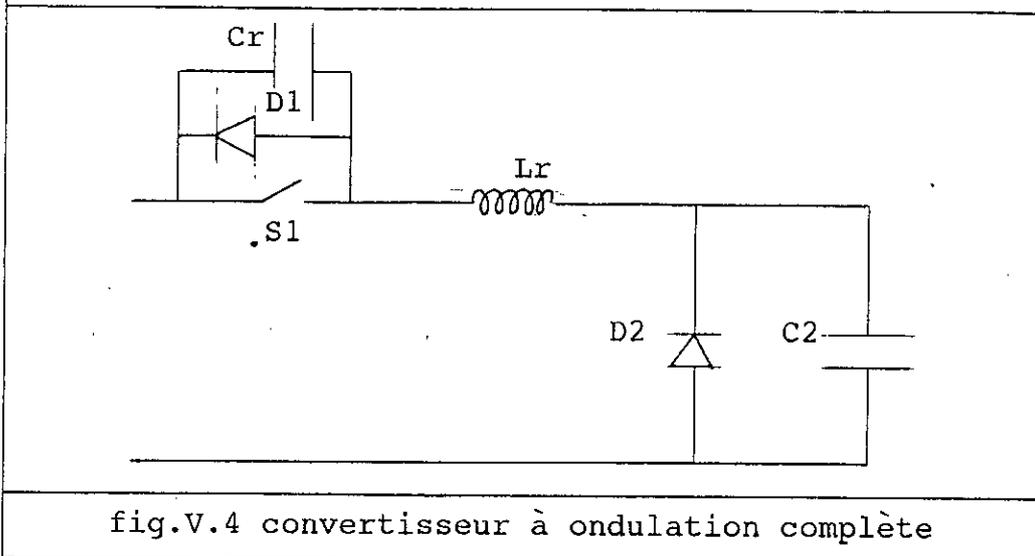


fig.V.4 convertisseur à ondulation complète

V.3 ETUDE DU BUCK QUASI-RESONNANT PAR LA METHODE DU PLAN DE PHASE

V.3.1 INTRODUCTION

Notre étude sera faite par la méthode de la représentation en plan de phase des différentes grandeurs d'état du circuit.

Elle consiste à la normalisation de toutes les grandeurs du circuit, par rapport à des grandeurs qu'on choisira comme grandeurs de référence dans notre étude [10].

Après étude analytique des différentes phases de conduction du circuit, on procède à la représentation de nos grandeurs d'étude normalisées dans un plan de phase (m_c, J).

m_c : tension normalisée.

J : courant normalisé.

L'avantage de cette méthode réside surtout dans la simplicité de sa mise en oeuvre, et les informations qu'elle nous procure une fois appliquée:

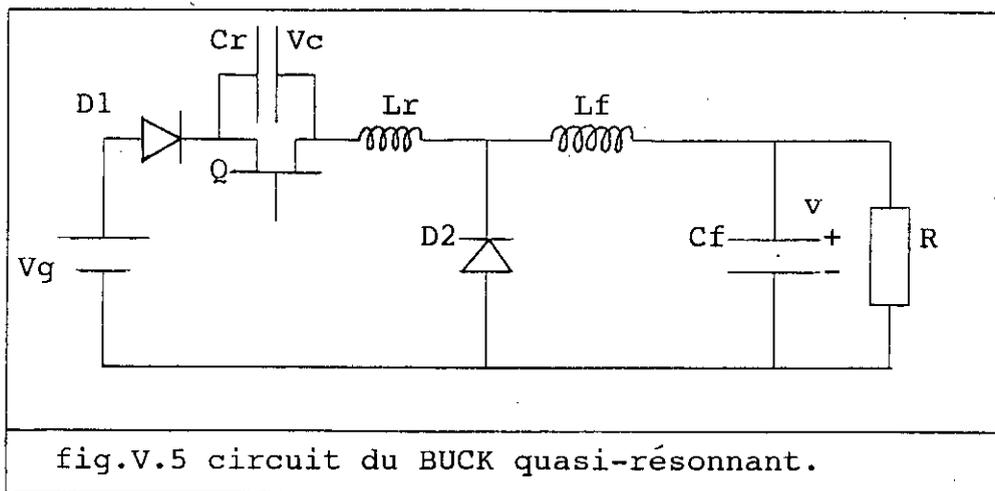
-elle nous permet de déterminer facilement, la durée de chaque phase de conduction.

-elle nous permet d'évaluer les contraintes maximales subies par les semi-conducteurs.

V.3.2 APPLICATION DE LA METHODE DU PLAN DE PHASE

A NOTRE CONVERTISSEUR.

On présente dans ce qui suit l'étude d'un convertisseur du type BUCK quasi-résonnant fonctionnant en mode de demi-ondulation, représenté par le circuit de la fig(V.5).



Notre circuit présente quatre phases de conduction, dont on fera l'étude dans ce qui suit.

1) Première phase de conduction:

Cette phase correspond à la charge de la capacité C_r , C_f étant chargé à V , le courant dans L_f est constant, et égal à I_f , la diode D_2 étant bloquée.

Cette phase s'arrête quand la tension aux bornes de la diode D_2 , sera égale à zéro.

Ceci se traduit par les équations suivantes:

$$V_g = V_c + L_r \frac{dI_L}{dt} \tag{V.1}$$

$$v = - L_f \frac{dI_f}{dt}$$

Sachant que durant cette phase $I_L = I_f$, la solution du système d'équations (V.1), est donnée par:

$$V_c = V_g + \frac{L_r}{L_f} v \tag{V.2}$$

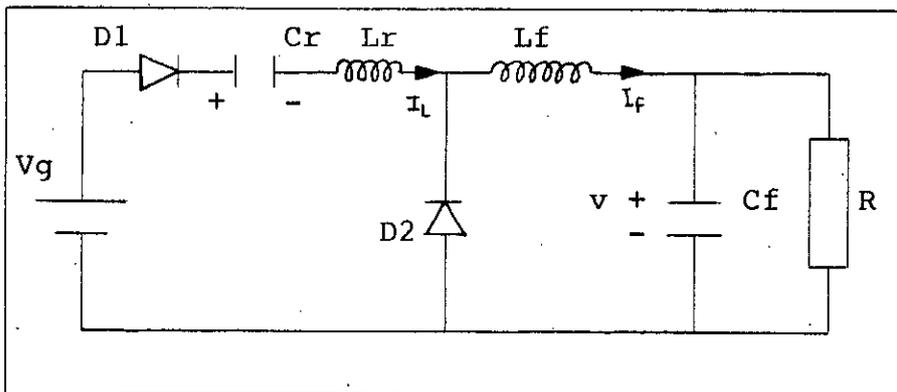


fig.V.6 topologie du circuit durant la 1 phase

2.) la deuxième phase de conduction:

La topologie du circuit durant cette phase est la suivante:

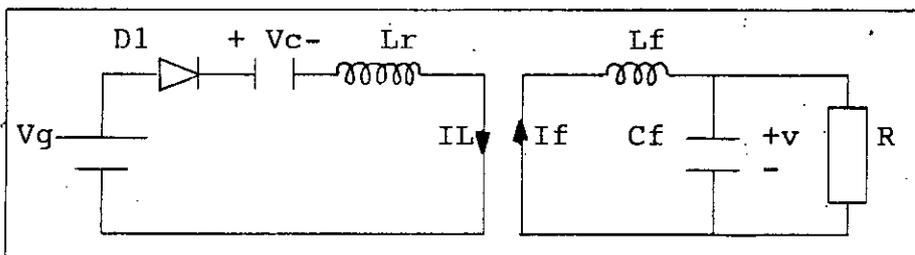


fig.V.7 topologie du circuit durant la 2 phase

Durant cette phase, D_1 conduit le courant I_L et D_2 conduit le courant de valeur $I_f - I_L$.

Les équations régissant le circuit lors de la deuxième phase sont données par le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} V_g &= V_c + L_r \frac{dI_L}{dt} \\ I_L &= C_r \frac{dv_c}{dt} \end{aligned} \quad (V.3)$$

En remplaçant le courant I_L par son expression dans la première équation du système (V.3), on aura l'équation suivante:

$$V_g = V_c + L_r C_r \frac{d^2 V_c}{dt^2} \quad (V.4)$$

La solution de l'équation (V.4) est la somme de deux solutions

-une solution homogène: obtenue par la résolution de l'équation sans second membre.

-une solution particulière.

-solution homogène:

L'équation étant de la forme :

$$\frac{d^2 V_c}{dt^2} + \omega^2 V_c = 0 \quad (V.5)$$

dont la solution est de la forme:

$$V_c = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (V.6)$$

avec : $\omega^2 = 1/ L C$.

- solution particulière:

on peut prendre $V_c = V_g$.

La solution générale est égale à:

$$V = V_h + V_p .$$

$$V_c(t) = V_g + A \sin(\omega t + \varphi) \quad (V.7)$$

Compte tenu de (V.3) et de (V.7), l'expression du courant I_L est donnée par la relation:

$$I_L(t) = C_r A \omega \cos(\omega t + \varphi) \quad (V.8)$$

A et φ : constantes dépendant des conditions initiales.

Elles sont données par le système d'équations suivant:

$$V_c(0) = V_g + \frac{L_r}{L_f} V = V_g + A \sin \varphi \quad (V.9)$$

$$I_L(0) = I_f = A C \omega \cos \varphi$$

La résolution de ce système donne:

$$\tan \varphi = C \omega \frac{L_r}{I_f L_f} V \quad , \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$\varphi = \arctan \frac{\sqrt{L_r C_r}}{I_f L_f} V \quad (V.10)$$

$$A = \frac{I_f}{\cos \varphi} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

On remarque que:

$$(V_c - V_g)^2 + \frac{I_L^2}{C_r^2 \omega} = A^2 \quad (\text{V.11})$$

On prenant comme grandeurs normalisées: [10]

- tension normalisée: V_g .

- courant normalisé : J_f : courant de sortie

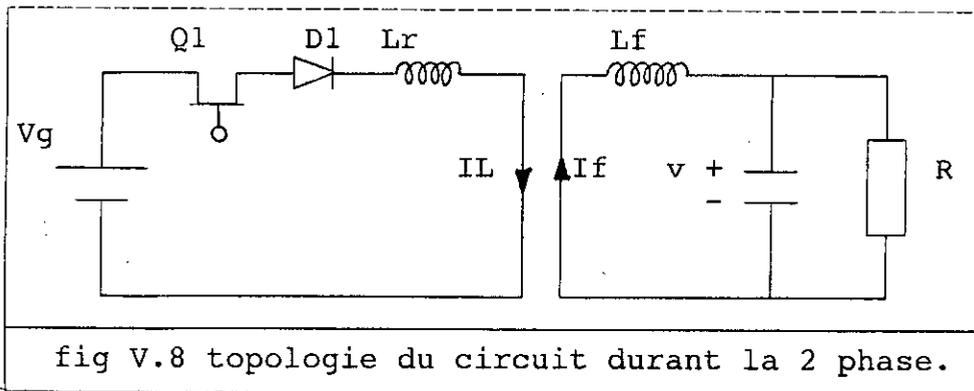
Cette équation est représentée dans le plan de phase (J, m_c) par une portion de cercle de centre (0,1) et de rayon A.

Le courant décroît j'usqu'à s'annuler , la tension V_c passe par un maximum, puis décroît pour s'annuler marquant la fin de la deuxième phase.

3) troisième phase :

Quand V_c s'annule , Q1 entre en conduction, D_2 conduit le courant ($I_f - I_L$) .

La topologie du circuit pour cette phase est représentée dans la figure suivante:



L'équation régissant cette phase de conduction est:

$$V_g = L_r \frac{di_L}{dt} \quad (\text{V.12})$$

En intégrant on trouve :

$$I_L = \frac{V_g}{L_r} t \quad (V.13)$$

Cette phase dure j'usqu à ce que le courant I_L soit égal à I_f .

Cette phase de conduction sera représentée dans le plan de phase par une droite d'équation $m_c = 0$, et ceci pour les valeurs du courant $J_L \approx J_f$.

4)quatrième phase:

Cette phase est le retour vers les condition initiales.

Elle sera représenter dans le plan par un point de coordonnées $(0, J_f)$.

Les formes d'ondes du courant I_L , et de la tension V_c sont représentées sur la fig V.9

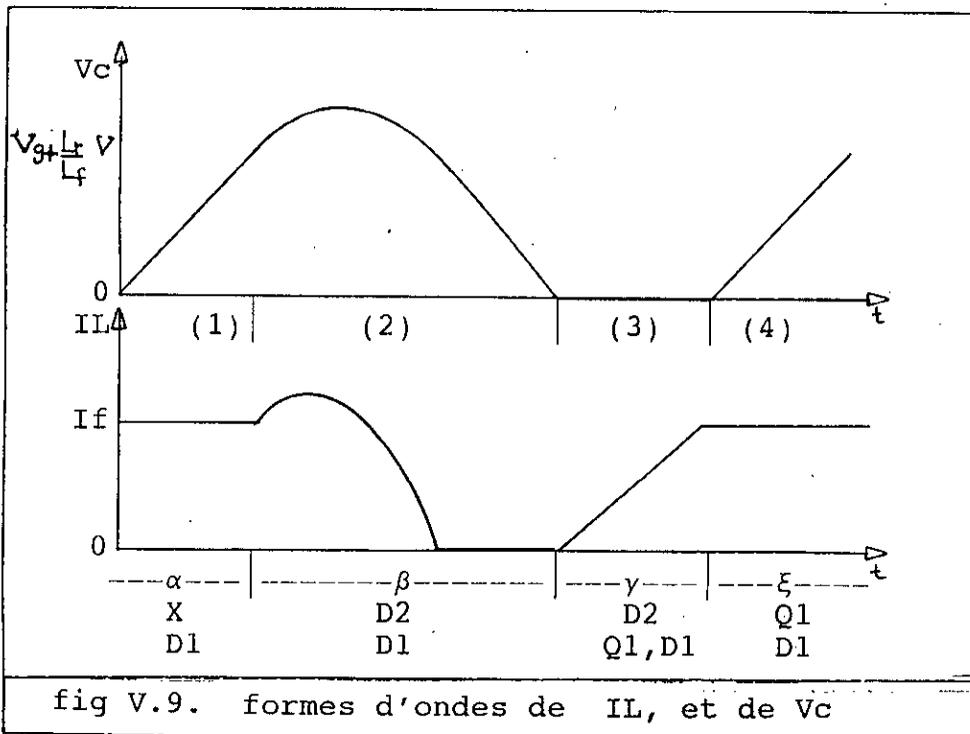
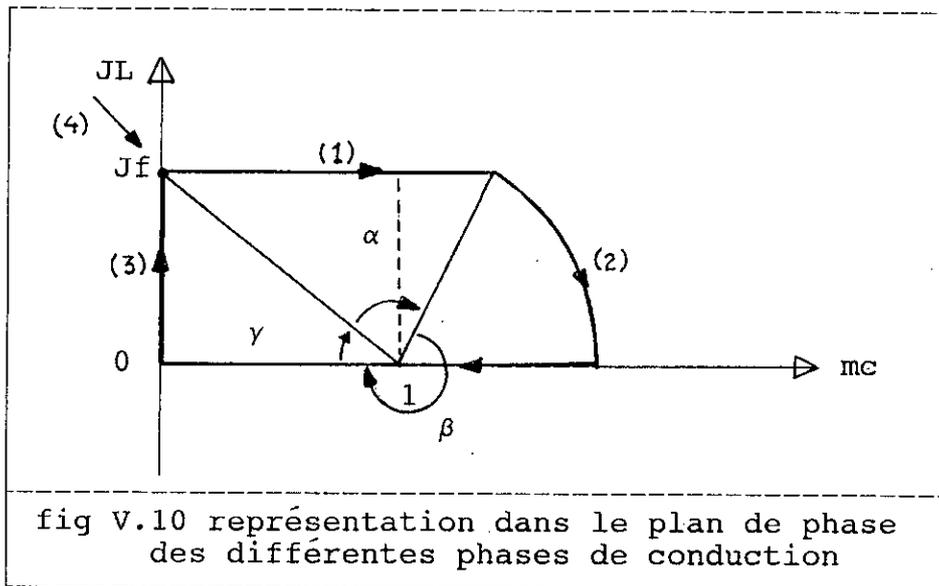


fig V.9. formes d'ondes de I_L , et de V_c

La représentation des quatre phases de conduction dans le plan de phase est donnée par la figure (V.10).



V.3.3 EXPRESSIONS DES ANGLES RELATIFS AUX PHASES DE CONDUCTION

Sachant que la période de conduction T correspond à 2π , les expressions des angles relatifs aux différentes phases de conduction peuvent être déterminé à partir de la figure (V.10) par les expressions suivantes :

a) première phase de conduction :

L'expression de l'angle relatif à cette phase de conduction est donné par :

$$\alpha = \gamma + \arctan \frac{M L_r}{L_f J_f} \quad (\text{V.14})$$

b) deuxième phase de conduction:

L'expression de l'angle relatif à cette phase de conduction est donné par:

$$\beta = \frac{3 \pi}{2} - \arctan \frac{M L_r}{L_f J_f} \quad (\text{V.15})$$

c) troisième phase de conduction:

L'expression de l'angle relatif à cette phase de conduction est donné par :

$$\gamma = \arctan (J_f) \quad (\text{V.16})$$

V.4 DIMENSIONNEMENTS

V.4.1. DIMENSIONNEMENT DU FILTRE DE RESONNANCE.

La réalisation de notre convertisseur quasi-résonnant nécessite le calcul des valeurs à donner aux composantes du filtre de résonance (L_r , C_r).

Ces valeurs seront obtenues à partir de la valeur de la fréquence de résonance, à la quelle on veut faire fonctionner notre convertisseur.

En effet, pour le calcul de l'inductance, on se base sur la condition suivante [11], [13] :

$$L_r \ll L_f \quad (V.17)$$

Le filtre L_r - C_r entre en résonance à la fréquence f_r si la relation suivante est vérifiée.

$$L_r C_r = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2} \quad (V.18)$$

La fréquence de résonance est fixée à 200 KHz, notre inductance sera donc réalisée avec un noyau de ferrite 3C8 (Annexe E).

On a pu réaliser une inductance dont la valeur est égale à 6 μ H, cette valeur vérifie pleinement la condition donnée par la relation (V.17), le rapport L_r / L_f est égal à 6 %.

La capacité C_r utilisée a une valeur égale à 0.1 μ F.

L'application de la relation (V.18), donne une fréquence de résonance égale à 205 KHz.

V.4.2. CALCUL DES TEMPS RELATIFS AUX PHASES DE CONDUCTION

On procédera en premier lieu au calcul des constantes de l'équation (V.7) à savoir : ω , A et φ .

L'application de l'équation (V.10) donne:

$$\omega = 129.1 \cdot 10^4 \text{ rad/s.}$$

Pour le calcul des autres constantes, on se basera sur les résultats obtenus lors des essais:

$$f_r = 200 \text{ KHz}, V_g = 48 \text{ V}, V_s = 35 \text{ V}, I_f = 7.5 \text{ A}$$

On obtient les résultats suivants:

$$A = 58.09 \text{ V}$$

$$\omega = 0.005 \text{ °}$$

L'équation (V.15) permet de déterminer l'angle correspondant à la deuxième phase.

On obtient:

$$\beta = 195.17 \text{ °.}$$

L'équation (V.14) permet de déterminer l'angle correspondant à la première phase.

On obtient :

$$\alpha = 82.42 \text{ }^\circ.$$

L'équation (V.16) permet de déterminer l'angle correspondant à la troisième phase :

On obtient :

$$\gamma = 82.40 \text{ }^\circ.$$

Sur la base des angles calculés, on peut avoir les temps correspondant aux différentes phases de conduction.

Les résultats obtenus sont :

$$t_\alpha = 1.11 \text{ } \mu\text{s}.$$

$$t_\beta = 2.64 \text{ } \mu\text{s}.$$

$$t_\gamma = 1.11 \text{ } \mu\text{s}.$$

V.5. MESURES PRATIQUES.

V.5.1 RESULTATS PRATIQUES ET INTERPRETATIONS.

Le but de ces essais est de vérifier que le fonctionnement de notre convertisseur en mode de résonance apporte une amélioration à ces performances .

Pour cela, on réalise une série d'essais à fréquence variable.

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau suivant:

f(Khz)	100	200	200	250	250
Vin(V)	29	26	34	30	48
Iin(A)	4.5	3.8	4.6	4.4	7.04
Vs(V)	22	19	25	24	35
Is(A)	4.78	4	5	5	7.5
η (%)	80.58	76.9	79.92	90.9	77.68

TABLEAU N° 3

De ces résultats, on peut tirer les remarques suivantes:

-une amélioration du rendement pour les hautes fréquences ($> 76 \%$), ceci s'explique par la réduction des pertes au niveau du MOSFET, qui est l'un des avantages du fonctionnement en mode de quasi-résonance.

-une augmentation de puissance (jusqu'à 337.9 W) et par conséquent une augmentation de la puissance volumique.

-le procédé de transfert de l'énergie ne se fait plus par modulation du rapport cyclique mais par variation de la fréquence de commutation [3] .

Ces résultats présentent des erreurs dues à l'influence du matériel utilisé.

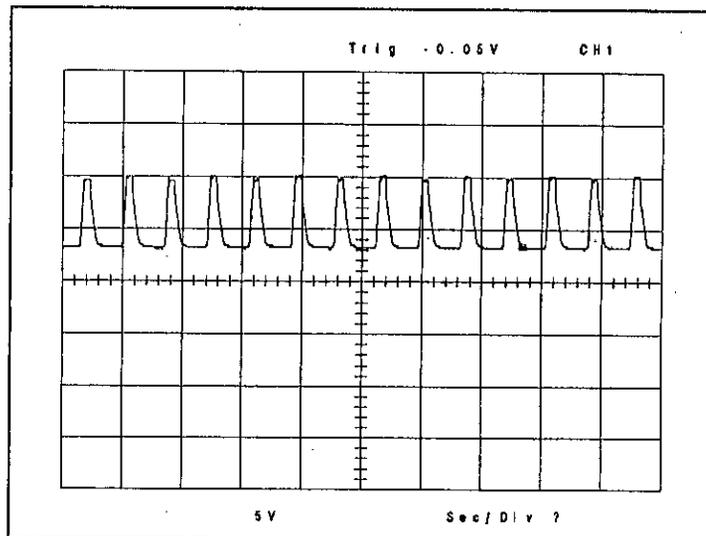


fig V.11 tension V_{ds} pour $f=100 \text{ KHz}$

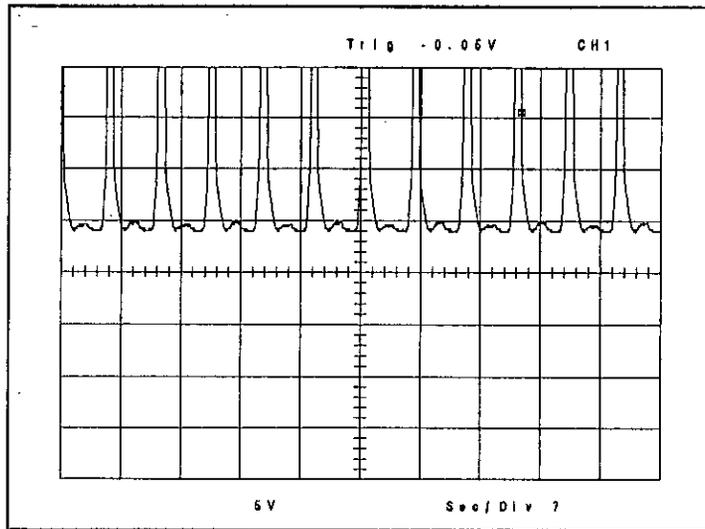


fig V.12 tension V_{ds} pour $f = 200$ Khz

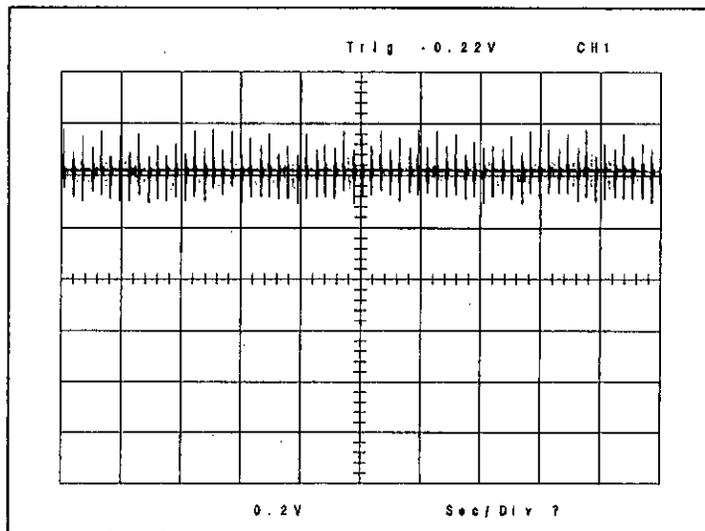


fig V.13 courant d'entrée du MOSFET pour $f = 250$ Khz

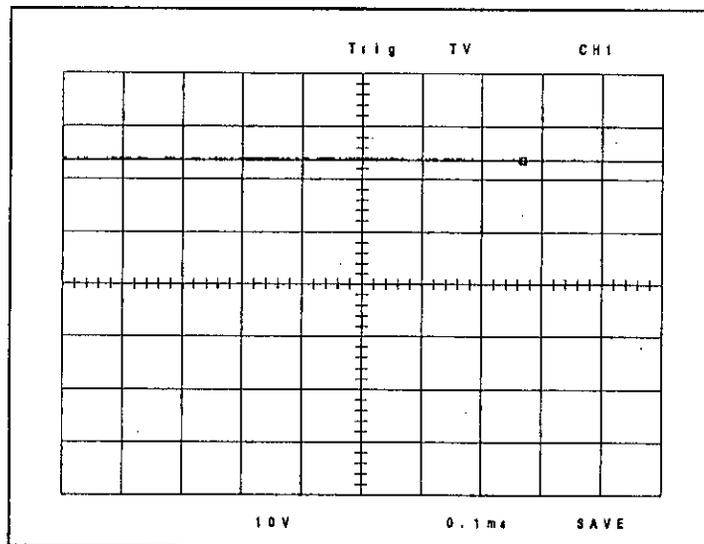


fig V.14 tension de sortie V_o
pour $f = 200 \text{ KHz}$

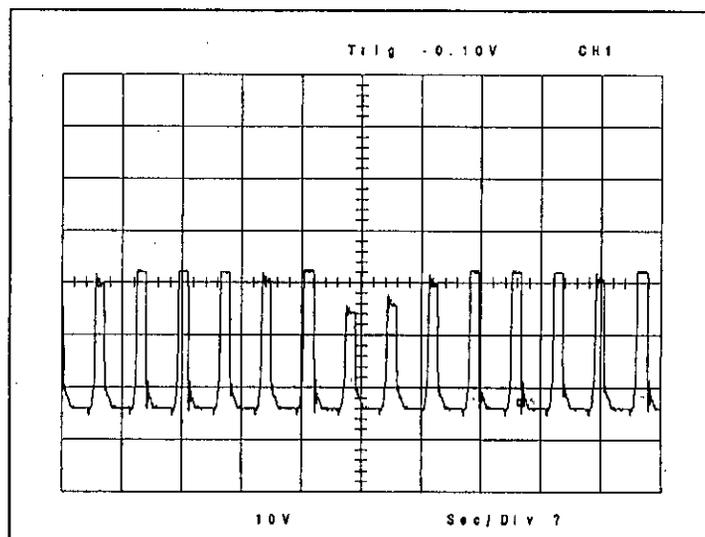


fig V.16 tension V_D aux bornes de
la diode D_2 pour $f = 200 \text{ KHz}$

Les cinq courbes représentées ci-dessus , sont des courbes pratiques relevées durant nos essais sur un oscilloscope à

mémoire , raccordé à un micro-ordinateur.

Ces courbes présentent des variations de grandeurs conformes à celles prévues par l'étude théorique .

CONCLUSION.

Nous allons maintenant récapituler ce qui a été présenté dans notre travail.

Notre premier objectif était au début, de faire une étude théorique d'un convertisseur DC-DC BUCK, opérant en haute fréquence, ceci a été fait par la méthode de la moyenne dans l'espace d'état .

Dans un deuxième temps, et pour vérifier les améliorations qu'apporte la haute fréquence pour le fonctionnement des convertisseurs DC-DC, on a procédé à la réalisation d'un convertisseur qui opère à une fréquence de 50 Khz.

Pour pouvoir monter en fréquence sans pour autant détériorer les performances du convertisseur, on a procédé à le faire fonctionner en mode de quasi-résonance à une fréquence de 200 Khz.

Les différentes étapes du développement de la méthode de la M.E.E ont montré qu'il était possible d'obtenir un modèle unique régissant le comportement du convertisseur sur tout le cycle de conduction, et en englobant les comportements permanent et dynamique du convertisseur.

Cette étude a été faite , en supposant que les semi-conducteurs sont parfaits, et ceci en ne tenant compte que de leurs résistances parasites.

Cependant, vu que les convertisseurs DC-DC sont destinés à opérer à des fréquences de plus en plus élevées, il ne sera plus possible de se contenter d'une représentation approximative des semi-conducteurs.

Désirant toute fois de vérifier de manière expérimentale les avantages qu'apporte la haute fréquence au fonctionnement du convertisseur, on a réalisé un hacheur série conformément aux spécifications de notre cahier de charges.

Cette réalisation a été faite sur la base de l'étude établie précédemment, et du dimensionnement établi à partir de la

détermination des contraintes maximales subies par les semi-conducteurs, cette étude nous a amené à choisir le MOSFET comme commutateur et la diode SCHOTTKY comme diode de roue libre, vu leurs bonnes performances en hautes fréquences.

La réalisation d'un tel circuit nécessite un soin particulier dans la réalisation de la bobine du filtre de sortie, à cause du problème de stabilité d'une self fonctionnant en hautes fréquences.

Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence les avantages du fonctionnement en hautes fréquences de notre convertisseur, à savoir :

- bon rendement en hautes fréquences (85.7%, pour les données de notre cahier de charge) .
- augmentation de la puissance volumique (réduction des dimensions de notre circuit) .
- diminution de l'ondulation du courant, et de la tension sortie .

Néanmoins, si on veut faire fonctionner notre convertisseur à des fréquences de plus en plus élevées, on constate que le rendement du convertisseur chute, à cause de l'augmentation des pertes qui dépendent de la fréquence : pertes de commutations, pertes magnétiques .

Pour palier à ces problèmes, il a été nécessaire de se tourner vers d'autres configurations qui permettent de limiter les pertes engendrées par la montée en fréquence, et donc de préserver les performances de notre convertisseur .

Dans ce but on a réalisé un convertisseur BUCK quasi-résonnant opérant à une fréquence de résonance de 200 Khz et cela pour profiter des avantages du fonctionnement en mode de résonance qui sont:

- la commutation du MOSFET lors de l'annulemant de la tension à ces bornes, permet de réduire considérablement les pertes de commutations .
- commutation naturelle du MOSFET .

- la forme quasi-sinusoidale du courant réduit les perturbations électromagnétiques .

- augmentation de la puissance volumique .

Les résultats obtenus, nous permettent de conclure sur l'efficacité du fonctionnement en mode de quasi-résonance , par rapport au fonctionnement en mode classique , à cause des avantages apportés par ce mode de fonctionnement , déjà cités précédemment .

Le mode de fonctionnement en quasi-résonance peut être amélioré, par l'introduction du concept du convertisseur multirésonnant , qui consiste à étendre le principe de la résonance (appliqué dans le cas de la quasi-résonance seulement au MOSFET), au deux semi-conducteurs (MOSFET et diode) .

Ce qui ouvre des horizons nouvelles dans la conception de convertisseurs DC-DC , de plus en plus performants .

ANNEXE (A)

Dans cette partie, on se propose de détailler les étapes du calcul des pertes dans les semi-conducteurs (chap IV).

1) pertes dans le transistor

a) pertes a la fermeture:

la forme générale de la puissance consommée est donnée par la relation (IV.18)

durant l'intervalle de temps t_f (temps de fermeture), on suppose que le courant I_d varie lineairement de 0 à I_g et ceci suivant la relation :

$$I_d (t) = I_g \frac{t}{t_f} \quad (\text{A.1})$$

V_{ds} passe lineairement de V_g à $R_{ds(on)} I_g$, suivant la relation :

$$V_{ds} (t) = V_g - (V_g + R_{ds(on)} I_g) \frac{t}{t_f} \quad (\text{A.2})$$

L'utilisation de l'équation (IV.18) permet d'obtenir l'expression (IV.19).

b) perte a l'ouverture:

Cet intervalle dure t_r , durant le quel, on suppose que le courant I_d passe lineairement de I_g à 0 suivant la relation :

$$I_d (t) = I_g \left(1 - \frac{t}{t_r} \right) \quad (\text{A.3})$$

V_{ds} passe lineairement de $R_{ds(on)} I_g$ à V_g suivant la relation

$$V_{ds} (t) = (V_g + R_{ds(on)} I_g) \frac{t}{t_r} - R_{ds(on)} I_g \quad (\text{A.4})$$

L'utilisation de la relation (IV.18) donne l'expression (IV.20)

2) PERTES DANS LA DIODE

a) pertes par conduction

l'expression de ces pertes est donnée par la relation (IV.22).

La variation du courant $I_D(t)$ durant l'intervalle $[dT, T]$ est donnée par la relation :

$$I_D(t) = \frac{I_M - I_m}{(d-1)T} t + \frac{d I_m - I_M}{D-1} \quad (\text{A.5})$$

La valeur moyenne du courant I_D est donnée par la relation

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int I_D(t) dt \quad (\text{A.6})$$

L'utilisation de cette relation , avec:

$$I_s = 2.4 \text{ A} , \Delta I = 0.05 I_s , d = 60 \% .$$

On trouve: $I_{\text{moy}} = 0.96 \text{ A}$

La valeur efficace du courant est donnée par :

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int i^2(t) dt \quad (\text{A.7})$$

L'utilisation de cette expression avec les données précédentes donne:

$$I_{\text{eff}} = 1.23 \text{ A}$$

ANNEXE (B)

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	80	190	290	90	120	270	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 1\text{A}$ to $V_R = 30\text{V}$, $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
	200	500	1000	260	500	1000	200	500	1000	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $-dI_{RR}/dt = 25\text{A}/\mu\text{s}$, $I_{FM} = 1.5 \times I_{AV}$
Q_{RR} Maximum reverse recovered charge	16	750	3100	90	500	1600	70	340	1360	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 1\text{A}$ to $V_R = 30\text{V}$, $-dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$
	240	1300	6000	240	1300	6000	240	1300	6000	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $-dI_{RR}/dt = 25\text{A}/\mu\text{s}$, $I_{FM} = 1.5 \times I_{AV}$

Forward conduction

		40HFL	70HFL	85HFL	Units	Conditions
I_{FAV} Maximum average forward current		40	70	85	A	180°C conduction, half sine wave max., $T_C = 75^\circ\text{C}$
I_{FRMS} Maximum RMS forward current		63	110	134	A	
I_{FRM} Maximum peak repetitive forward current		220	360	470	A	Sinusoidal half wave, 50% conduction
I_{FSM} Maximum peak, one cycle non repetitive forward current		400	700	1100	A	$t = 10\mu\text{s}$
		420	730	1150	A	$t = 0.3\text{ms}$
		475	850	1300	A	$t = 10\mu\text{s}$
		500	870	1360	A	$t = 0.3\text{ms}$
I^2t Maximum I^2t for fusing		500	2450	6050	A^2s	$t = 10\mu\text{s}$
		750	2240	5520	A^2s	$t = 0.3\text{ms}$
		1130	3460	8950	A^2s	$t = 10\mu\text{s}$
		1030	3160	7610	A^2s	$t = 0.3\text{ms}$
I_{VT} Maximum I_{VT} for fusing (1)		11500	34650	89500	A^2s	$t = 0.1$ to 10ms , no voltage reapplied
$V_{F(TD)}$ Maximum value of threshold voltage		1.041	1.085	1.128	V	$T_J = 125^\circ\text{C}$
r_F Maximum value of forward slope resistance		0.33	3.40	2.11	$\text{m}\Omega$	
V_{FM} Maximum peak forward voltage		1.95	1.85	1.75	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 1.5 \times I_{FAV}$

(1) I^2t for time $t_x = I^2 \sqrt{t} + \sqrt{t_x}$

40HFL, 70HFL, 85HFL Series

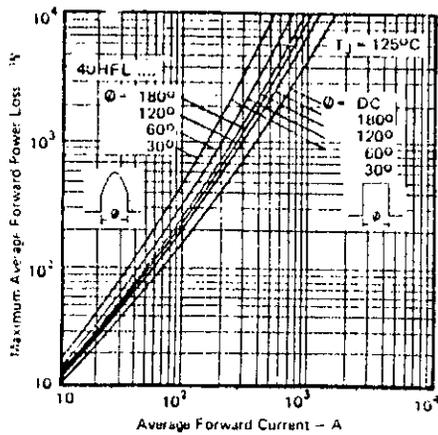


Fig. 8 - Maximum High Level Forward Power Loss Vs. Average Forward Current, 40HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER IOR

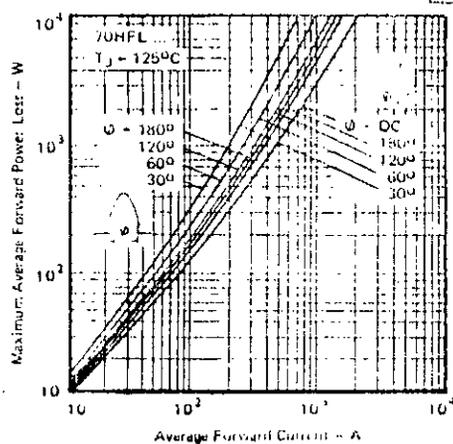


Fig. 9 - Maximum High Level Forward Power Loss Vs. Average Forward Current, 70HFL Series

ANNEXE (C)

MTM 15N45/15N50

Electrical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic	Min	Max	Unit	Test Conditions
Off Characteristics					
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage ¹ MTM 15N50 MTM 15N45	500 450		V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 5.0\text{ mA}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		0.25	mA	$V_{DS} = 0.85 \times \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0\text{ V}$
			2.5	mA	$V_{DS} = 0.85 \times \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_C = 100^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-Body Leakage Current		100	nA	$V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$
On Characteristics					
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	4.5	V	$I_D = 1.0\text{ mA}, V_{DS} = V_{GS}$
		1.5	4.0	V	$I_D = 1.0\text{ mA}, V_{DS} = V_{GS}, T_C = 100^\circ\text{C}$
$V_{DS(on)}$	Drain-Source On-Voltage		3.0	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
			7.5	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 15\text{ A}$
			6.0	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}, T_C = 100^\circ\text{C}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance ²		0.4	Ω	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
g_{fs}	Forward Transconductance	4.0		S (V)	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
Dynamic Characteristics					
C_{iss}	Input Capacitance		3600	pF	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$
C_{oss}	Output Capacitance		700	pF	
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		300	pF	
Switching Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$, Figures 9, 10)³					
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		120	ns	$V_{DD} = 125\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}, V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 50\ \Omega, R_{GS} = 50\ \Omega$
t_r	Rise Time		300	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		400	ns	
t_f	Fall Time		240	ns	
Q_g	Total Gate Charge		120	nC	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 16\text{ A}, V_{DD} = 100\text{ V}$

Notes 1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$

2. Pulse test: Pulse width $\leq 20\ \mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 1\%$

3. Switching time measurements performed on LEM TR-58 test equipment.

IRF 450-453

Typical Electrical Characteristics (Cont'd)

Figure 7 Forward Biased Safe Operating Area

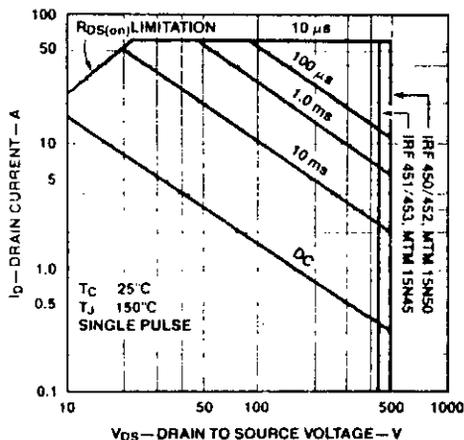
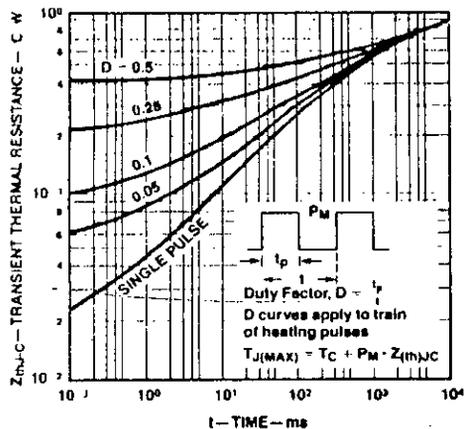


Figure 8 Transient Thermal Resistance vs Time



Typical Electrical Characteristics

Figure 1 Output Characteristics

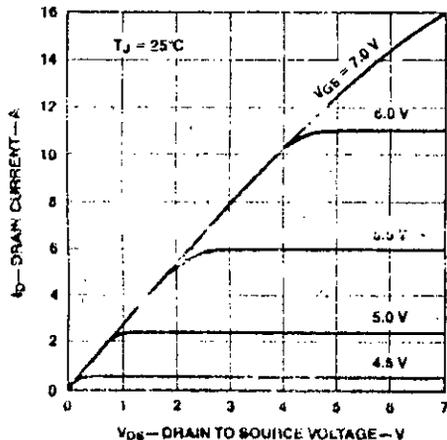


Figure 9 Switching Test Circuit

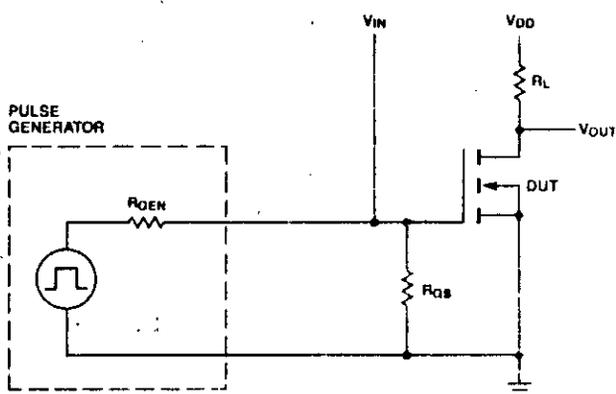


Figure 10 Switching Waveforms

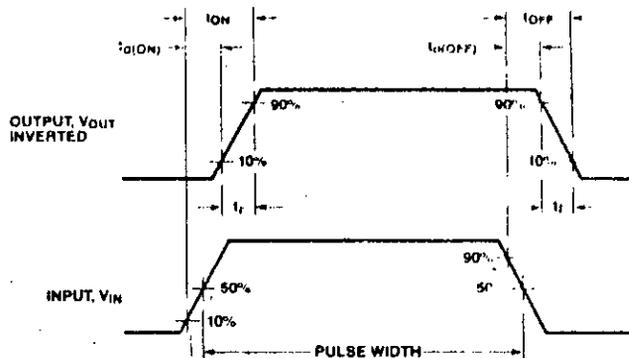
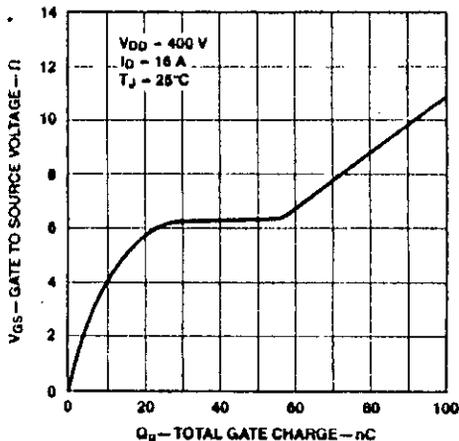


Figure 6 Gate to Source Voltage vs Total Gate Charge



Annexe (D)

3.4. CIRCUITS POUR ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

SG1524/SG2524/SG3524

d'après



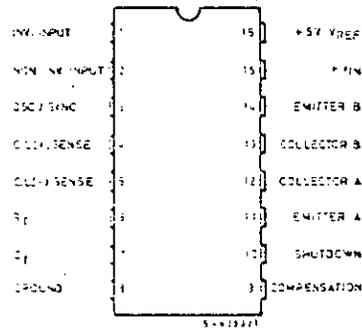
Description

Les séries SG1524 sont des générateurs d'impulsions calibrées pour la commande de convertisseurs continu-continu de puissance électronique. Ils possèdent un régulateur de tension 5 V pouvant débiter 50 mA, un amplificateur de commande, un oscillateur, un générateur d'impulsion modulé en largeur (PWM), une bascule d'inversion de phase, deux transistors complémentaires de sortie ainsi qu'un circuit de limitation de courant et de déjonction.

Valeurs limites

Tension d'alimentation	40 V
Courant de sortie de référence	100 mA
Courant de référence	50 mA
Courant en C_T	-5 mA
Puissance dissipée à $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	1000 mW
Plage de températures de stockage	-55°C à $+150^\circ\text{C}$
Plage de températures de fonctionnement	
SG1524	-55°C à $+125^\circ\text{C}$
SG2524	-25°C à $+85^\circ\text{C}$
SG3524	0°C à $+70^\circ\text{C}$

Brochage



Applications

CONDITIONS D'UTILISATION RECOMMANDÉES

Tension d'alimentation V_{IN}	8 à 40 V
Courant de sortie de référence	0 à 20 mA
Courant dans C_T	-0,03 à -2 mA
Résistance R_T	1,8 à 100 K Ω
Condensateur C_T	0,001 à 0,1 μF

DONNÉES TYPIQUES

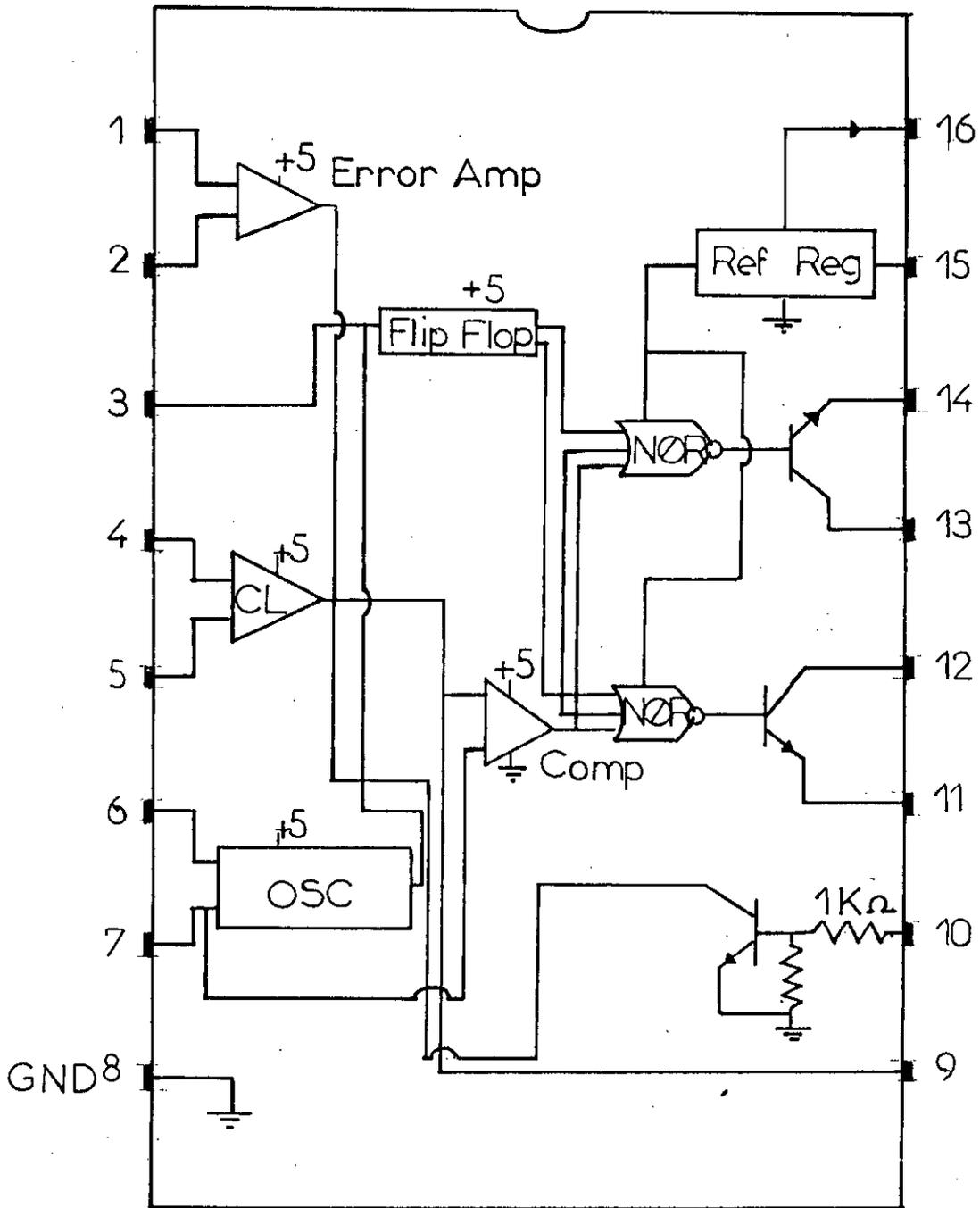
Oscillateur

La fréquence de l'oscillateur du circuit SG1524 dépend de R_T et C_T et est donnée approximativement par la formule :

$$f \approx \frac{1,19}{R_T C_T}$$

ou R_T en K Ω
 C_T en μF
 f en kHz

Les valeurs pratiques de C_T sont comprises entre 0,001 et 0,1 μF , celles de R_T entre 1,8 et 100 K Ω . La fréquence de 120 Hz à 500 kHz.



SG 3524

ANNEXE (E)

caractéristiques principales

ferroxcube	PERMEABILITE INITIALE à $B \leq 0,1$ mT, fréquence 4 kHz, température 25 °C, tolérance $\pm 25\%$		INDUCTION, mesurée avec un galvanomètre balistique à $H = 800$ A/m ou... x 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 \pm 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 $B = 0,1$ mT, température 25 °C			
	H_i	B	η_B	ρ	D_F	ΔF	θ_C	$\frac{\tan \delta}{\mu_i}$	4 kHz 10 ⁻⁶	100 kHz	500 kHz	1 000 kHz	1,5 MHz	2 MHz	10 MHz	40 MHz		
3	mT	10 ⁻³ T	$\Omega \cdot m$	10 ⁻⁶	10 ⁻⁶ / °C	°C												
3B	900	345	—	$\geq 0,2$	≤ 10	0 à + 3	≥ 150	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
3B5	400	400	$\leq 1,5$	$\geq 0,2$	$\leq 7,5$	0 à + 2,3	≥ 150	$\leq 2,5$	≤ 10	—	≤ 30	—	—	—	—	—		
3C2	900	350	—	$> 0,1$	—	0 à 4,5	≥ 150	—	—	—	—	—	—	—	—	—		
3C6	1 700	430	—	> 1	—	0 à 5	≥ 190	$\leq 2,5$	≤ 15	50 kHz	—	—	—	—	—			
3C8	2 000	450	—	> 1	—	0 à 5	≥ 190	$\leq 2,0$	≤ 12		—	—	—	—	—	—		
3D3	750	350	$\leq 1,8$	$\geq 1,5$	≤ 12	0 à + 2 ■	≥ 150	—	≤ 8	≤ 14	≤ 30	—	—	—	—	—		
3H2	2 300	360	$\leq 1,1$	≥ 1	$\leq 4,3$	0,6 à 1,8 ■	≥ 160	≤ 1	≤ 5	—	—	—	—	—	—	—		
ferroxcube																		
4																		
4A1	600	290	—	$> 10^1$	—	0 à + 6	—	≤ 150	(1 MHz)	—	—	—	—	—	—	—		
4A10	350	—	—	$> 10^4$	—	5 à + 5	≥ 180	≤ 55	≤ 70	—	—	—	—	—	—	—		
4B1	250	325(2 x)	—	$> 10^3$	—	0 à + 8	≥ 250	≤ 140	—	—	—	—	—	—	—	—		
4C1	125	275(3 x)	—	$\geq 10^3$	—	0 à + 12	≥ 350	—	≤ 120	—	—	—	—	—	—	—		
4C5	100	340(3 x)	—	$\geq 10^3$	≤ 10	-20 à + 20	≥ 320	—	—	—	—	≤ 150	—	≤ 230 (20 MHz)	—	—		
4D1	50	240(4 x)	—	$\geq 10^1$	—	0 à + 15	≥ 400	—	—	—	—	≤ 300	—	—	—	—		
4D2	60	—	—	$\geq 10^1$	—	0 à + 15 ■	—	—	—	—	—	≤ 100	—	—	≤ 600	—		
4E1	15	175(6 x)	—	$\geq 10^1$	—	0 à + 15	≥ 500	—	—	—	—	≤ 300	—	—	≤ 360	—		

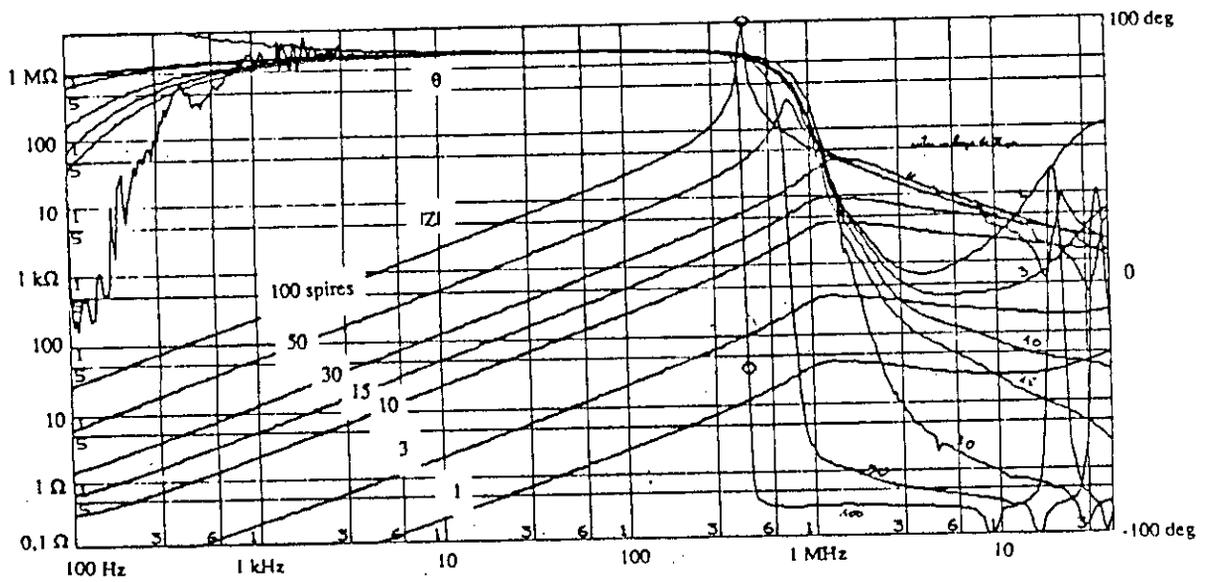


Figure 1: Impédance d'inductances différentes par leur nombre de spires

BIBLIOGRAPHIE

- [1].-R.Baussiere, F.Labrique, G.Seguirer, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome 3, La conversion Continu-Continu.
- [2].-J.L.Dalmasso , Les commutations en électronique de puissance Tome 3 .
- [3].-Y.Chemloul, M.Chikhi, Modélisation dans l'espace d'état et réalisation d'un convertisseur DC-DC opérant en hautes fréquences, P.F.E, E.N.P 1990
- [4].-W.Jciech, A.Tabiszand, C.Y.Fred , Zéro voltage-switching multiresonant technique, a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converters, IEEE October 1989 volume 4 n 4 P 450
- [5].-Kwang-Hwa, Liu, Fred.C.Y , Zero voltage-switching technique in DC-DC converters , IEEE , July 1990, volume 5 , n 3 P 293
- [6].-Ivo.Barbi, Julio.C.O , Bolacell, Denizarc, Martins, Fausto.B, Libano, Buck quasi-resonant converter operating at constant frequency: Analysis, Design, and experimentation, IEEE July 1990, volume 5 n 3 , P 276
- [7].-J.P.Ferilleux , Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance.
- [8].-E.J.Miller, resonant switching power conversion, IEEE 1975
- [9].-Fred.C.Lee, resonant switches , IEEE ch2073, 5/84
- [10].-Kdt, Njo, generalisation of resonant switches and quasi-resonant DC-DC converters, IEEE PESC, 1987 Record
- [11].-Kwang, Hwaliu, Ramesh Oruganti, Fred.C.Lee, resonant switches, topologies and characteristics Departement of electrical engineering, Virginia Polytechnic institute U.S.A
- [12].-A.D'almeida, D.Sadarnac, M.Perelle, V.Lapeine, D.Jugan, présentation d'un convertisseur continu-continu de 100 W / 1 MHz pour usage dans les télécommunications Toulouse Octobre 1990 électronique de puissance du futur
- [13].-Laveuve Eric, Keradec Jean Pierre, Lappas François, un obstacle à la montée en fréquence des éléments bobinés, Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble .

[14].-F.C.Lee Quasi-resonant converters and multiresonant converters, HFPC 1988

[15].-Catalogue de noyaux magnétiques spéciaux. (Annexe. D)

[16].-Memotec électronique composants.