

7/04

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur  
Et de la recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département : **GENIE ELECTRIQUE**

Projet de fin d'étude pour l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat  
En Electrotechnique

Thème

Etude et qualification pratique d'une alimentation à découpage de type  
**FORWARD**  
avec la nouvelle technologie PLANAR dans l'environnement haute  
température

Proposé par : Dr M.MAHMOUDI  
Mr D. MERCIER

Etudié par : Y.BERROUCHE

Promotion : juin 2004

E.N.P.10, Avenue Hassen Badi, EL HARRACH, ALGER

## أعوذ بالله من الشيطان الرجيم

( قَالَ الَّذِي عِنْدَهُ عِلْمٌ مِّنَ الْكِتَابِ أَنَا آتِيكَ بِهِ  
قَبْلَ أَنْ يَرْتَدَّ إِلَيْكَ طَرْفُكَ فَلَمَّا رآهُ مُسْتَقِرًّا عِنْدَهُ  
قَالَ هَذَا مِنْ فَضْلِ رَبِّي لِيَبْلُوَنِي أَأَشْكُرُ أَمْ أَكْفُرُ  
وَمَنْ شَكَرَ فَإِنَّمَا يَشْكُرُ لِنَفْسِهِ وَمَنْ كَفَرَ فَإِنَّ رَبِّي  
غَنِيٌّ كَرِيمٌ )

## الإهداء

الحمد لله رب العالمين وحده.

والصلاة والسلام على رسول الله ( صلى الله عليه وسلم )

الإهداء لوالدي، أمي التي قدمت لي الكثير  
لا يشكر الله من لا يشكر الناس - الشكر الأول و الأخير لصاحبة الفضل بعد الله عز و جل،  
أختي السيدة(لعروسي)التي أعانتني في كل الميادين: ماديا و معنويا و علميا و زوجها شريف  
لعروسي الذي لا يقل فضلا عنها

و عائلتي أختي السيدة(عربة) و السيدة(كركاش) و إخواني طارق وعصام وسمير و العيد و  
من الأبناء نضال و زكريا و نور و عائشة وماريا

وأساتذتي الاكارم الأستاذ محمودي و الأستاذ تاهمي و الأستاذ ابتوان و الأستاذ توهامي  
و الأستاذ مكتوب و الأستاذ ميخالدي و الأستاذ بوبكر و الأستاذ برقوق ( الشخص الطيب)  
و الأستاذ عميش و الأستاذ حميسي و الأستاذ نزلي و الأستاذ هلال الأستاذ ستيحي و الأستاذة  
حمامي وكل من علمني أو كان له فضل علي بالمدرسة الوطنية متعددة التقنيات.  
و إخواني من بوراوي : رشيد مغاري و عبد الله وإسماعيل وبشير ونبيل و محمد و عبد الغني  
و طلحة و مختار و سليمان و مسلم وكل الإخوة في بوراوي

## ملخص

الهدف الأساسي من هذا العمل هو لقيام بدراسة وتقييم عملي لتغذية المتقطعة إلى الأمام بتكنولوجيا 'بلا نار' في بيئة ذات حرارة عالية الصعوبة في إنشاء تغذية متقطعة من نوع 'فلايباك' أو 'فورورد' تركز في الأساس علي إعداد مكون مغناطيسي يتحمل اجهادات الحرارة العالية، الذي يستوجب كلفة إضافية. أثناء التربص كنت قد وضعت تقنية لوضع أبعاد تتماشى مع اجهادات دفترة الشروط مع استخلاص مختلف المحاسن و المساوى لهذه التقنية بعد تقييم عملي في بيئة الانجاز

## Résumé

L'objectif principal de ce travail est d'effectuer une étude et une qualification pratique d'une alimentation à découpage Forward avec une technologie Planar dans l'environnement haute température.

La difficulté de réalisation des alimentations à découpage à isolation galvanique de type Forward, Flyback réside essentiellement dans l'élaboration du composant magnétique supportant les contraintes de la haute température, ce qui entraîne un surcoût du produit.

Durant ce stage, j'ai pu mettre en oeuvre une technique de dimensionnement optimisée en fonction des contraintes de cahier des charges, dégager les différents avantages et inconvénients de cette technologie après une qualification pratique dans l'environnement de l'application. .

## Summary

The difficulty of realization of the switching power supplies lies primarily in the development of the magnetic component supporting the constraints previously stated, which involves an overcost of the product.

The objective of this work is to study and produce a transformer and inductor in Planar technology for this application.

Durring this training, I could make an exhaustive bibliographical study on the Planr, to implement a technique of dimensioning, to show the various advantages and disadvantages.

### Mots clés

Technologie PLANAR, alimentation FORWARD, composants bobinés, haute température.

## I.1 Nomenclature :

Sf : section effective du circuit magnétique

Bm=Bmax : valeur maximale de l'induction magnétique dans le transformateur

AL : inductance spécifique du transformateur

Np : nombre de spires de l'enroulement primaire

Nd : nombre de spires de l'enroulement de démagnétisation

Ns : nombre de spires de l'enroulement secondaire

Lp : inductance primaire

Ld : inductance de démagnétisation

Ls : inductance secondaire

Ipeff : valeur efficace du courant primaire

Iseff : valeur efficace du courant secondaire

Dmax : la largeur maximale de la piste égale à deux fois l'épaisseur de peau  $e_p$

Jpmin : la densité de courant minimale du primaire (calculée pour une largeur maximale de la piste).

Jsmin : la densité de courant minimale du secondaire (calculée pour une largeur maximale de la piste).

n<sub>cp</sub> : nombre des couches primaires

n<sub>s\_cp</sub> : nombre de spires par couche primaire

n<sub>cd</sub> : nombre des couches de l'enroulement de démagnétisation

n<sub>s\_cd</sub> : nombre de spires par couche de l'enroulement de démagnétisation

n<sub>cs</sub> : nombre des couches secondaires

n<sub>s\_cs</sub> : nombre de spires par couche secondaire

l<sub>b\_p</sub> : largeur des pistes primaires

l<sub>isp</sub> : largeur de l'isolant entre les spires primaires

l<sub>b\_d</sub> : largeur des pistes de l'enroulement de démagnétisation

l<sub>isd</sub> : largeur de l'isolant entre les spires de l'enroulement de démagnétisation

l<sub>b\_s</sub> : largeur des pistes secondaires

l<sub>iss</sub> : largeur de l'isolant entre les spires secondaires

h<sub>ic</sub> : hauteur de l'isolant entre couches

delta\_I<sub>o</sub> : ondulation du courant dans l'inductance

Lo : valeur de l'inductance de sortie

e<sub>p\_Lo</sub> : épaisseur de l'entrefer

**AL<sub>Lo</sub>** : inductance spécifique de l'inductance de sortie

**No** : nombre de spires de l'inductance de sortie

**Bomax** : valeur maximale de l'induction magnétique dans le circuit de l'inductance de sortie

**Ioeff** : valeur efficace du courant dans l'inductance de sortie

**Jomin** : la densité de courant minimale de l'inductance

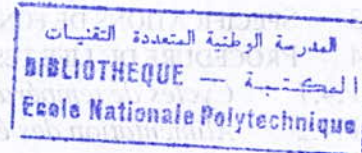
**Nc** : nombre de couches de l'inductance

**ns<sub>c</sub>** : nombre de spires par couche de l'inductance

**lb** : largeur des pistes de l'inductance

**lis** : largeur de l'isolant entre les pistes de l'inductance

## SOMMAIRE



<b>I</b>	<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>3</b>
I.1	TRAVAIL A EFFECTUER : .....	5
I.2	PLAN DU RAPPORT : .....	5
<b>II</b>	<b>PRESENTATION DE L'APPLICATION.....</b>	<b>6</b>
II.1	PRESENTATION GENERALE DE L'APPLICATION : .....	6
II.1.1	<i>Principe de la technologie PLANAR</i> : .....	6
II.1.2	<i>Résultats de l'étude bibliographique</i> : .....	6
II.1.3	<i>Cahier des charges électriques de l'application support</i> : .....	7
II.2	CONCLUSION : .....	7
<b>III</b>	<b>DIMENSIONNEMENT D'UN PLANAR :.....</b>	<b>8</b>
III.1	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU FORWARD .....	8
III.1.1	<i>Les formes des courants</i> : .....	11
III.1.2	<i>Les tensions inverses</i> .....	13
III.1.3	<i>Les tensions aux bornes du transformateur</i> .....	15
III.1.4	<i>Grandeurs à fixer</i> : .....	16
III.1.5	<i>Méthode de dimensionnement</i> : .....	18
III.1.6	<i>Dimensionnement pour une fréquence 200 kHz</i> .....	21
III.1.7	<i>Dimensionnement pour une fréquence 120 kHz</i> .....	28
III.1.8	<i>La disposition des couches</i> : .....	30
III.2	CONCLUSION : .....	31
<b>IV</b>	<b>MODELISATION ET SIMULATION .....</b>	<b>32</b>
IV.1	MODELE BASSE FREQUENCE DU TRANSFORMATEUR A 3 ENROULEMENTS : .....	32
IV.1.1	<i>L'inductance de fuite <math>L_{f1}</math></i> : .....	32
IV.1.2	<i>L'inductance de fuite <math>L_{f2}</math> et <math>L_{f2}'</math></i> : .....	32
IV.1.3	<i><math>L_p</math>, <math>L_s'</math>, <math>L_{aux}'</math></i> : .....	33
IV.1.4	<i>Rapports de transformation <math>\eta_{ps}</math>, <math>\eta_{paux}</math>, <math>\eta_{saux}</math></i> : .....	33
IV.1.5	<i>Mesure des 3 résistances <math>R_p</math>, <math>R_{aux}</math> et <math>R_s</math></i> : .....	34
IV.2	MODELISATION DU CONVERTISSEUR AVEC UN LOGICIEL DE SIMULATION.....	35
IV.2.1	<i>Logiciel PSIM</i> .....	35
IV.2.2	<i>La modélisation du convertisseur Forward</i> : .....	37
IV.3	CONCLUSION.....	39
<b>V</b>	<b>CONCEPTION PRATIQUE.....</b>	<b>41</b>
V.1	INTRODUCTION.....	41
V.2	ECHANTILLONS DE TESTS .....	41
V.2.1	<i>Mesures initiales</i> .....	42
V.2.2	<i>Qualification composant /convertisseur</i> .....	42
V.3	SPECIFICATIONS DE FONCTIONNEMENT .....	42
V.4	PROCEDURE DU LIFE TEST .....	43
V.4.1	<i>Cycles de température</i> .....	43

V.3	SPECIFICATIONS DE FONCTIONNEMENT .....	42
V.4	PROCEDURE DU LIFE TEST .....	43
V.4.1	<i>Cycles de température</i> .....	43
V.4.2	<i>Alimentation des éléments</i> .....	44
V.4.3	<i>Mesures</i> .....	44
V.5	QUALIFICATION COMPOSANTS : .....	45
V.5.1	<i>Mesure à -25 °C</i> .....	45
V.5.2	<i>Mesure à +25 °C</i> .....	48
V.5.3	<i>Mesure à +175°C</i> .....	50
V.5.4	<i>L'influence de la température</i> .....	53
V.5.5	<i>L'influence de la fréquence</i> .....	54
V.5.6	<i>Explications et interprétations</i> .....	55
V.6	QUALIFICATION CONVERTISSEUR.....	55
V.6.1	<i>Les formes des signaux</i> .....	55
V.6.2	<i>Résultat obtenues</i> .....	59
V.6.3	<i>Remarques et interpretations:</i> .....	60
V.7	CONCLUSION.....	60
<b>VI</b>	<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>62</b>
<b>VII</b>	<b>ANNEXE 1.....</b>	<b>64</b>
VII.1	DATA SHEET DRIVER : .....	64
VII.2	DATA SHEET FERRITES : .....	69
VII.2.1	<i>E-PLT18</i> .....	69
VII.3	DATA SHEET THYRISTOR .....	77
<b>VIII</b>	<b>ANNEXE 2.....</b>	<b>87</b>
	<i>Les appareils de mesure</i> .....	87
<b>IX</b>	<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>90</b>





## I INTRODUCTION GENERALE

Les alimentations à découpage occupent une place de plus en plus importante dans les applications industrielles dès qu'une isolation galvanique et un bon rendement sont nécessaires [Fer-94], [Mon-95]. Ces alimentations devant être de taille réduite, le maître mot est **intégration**. Intégration de manière à diminuer les coûts et l'encombrement, tout en gardant une excellente fiabilité du produit. Les alimentations Forward utilisées contiennent un transformateur et une inductance bobinés permettant de répondre aux contraintes exigées, grâce à divers traitements longs et coûteux : bobinage spécial pour favoriser le couplage et la tenue en haute température, moulage par résine isolante pour la tenue mécanique....

La technologie planar des composants bobinés (Transformateurs, inductances) présente un intérêt immense au niveau performances : réduction de la taille, reproductibilité et aussi une réduction du coût par rapport à une technologie bobinée.

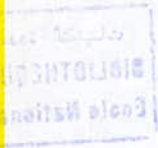
Cependant, dans les applications hautes températures où la puissance, la taille, et la fiabilité sont critiques, la conception de cette technologie doit être optimisée avec un compromis entre plusieurs critères : le choix du circuit magnétique, la densité du courant, la fréquence de découpage.

Donc on va commencer par une étude théorique sur le fonctionnement du FORWARD ou on va tracer les différents signaux, en suite on va dimensionner le FORWARD on se basant sur le cahier des charges, on utilisant les résultats de ce dimensionnement pour la simulation du FORWARD par le logiciel PSIM, on comparant les résultats de la simulation avec la théorie, on entamant en suite la partie pratique ou on va qualifier les composants magnétiques et le convertisseur pour qu'on puisse distinguer les avantages et les inconvénients de cette technologie.

Cette étude permettra de qualifier et de vérifier la fiabilité de la technologie Planar pour les convertisseurs Dc-Dc dans les applications hautes températures.

Gustav Kirchhoff,

physicien allemand (1824-1877). Il a formulé les lois qui portent son nom et qui sont capitales en électricité. Avec Bunsen ils créent l'analyse spectrale (1859) et découvrent le césium et le rubidium en 1861.



## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les alimentations à découpage occupent une place de plus en plus importante dans les applications industrielles des puces à isolation galvanique et dans les applications automobiles. Ces alimentations doivent être de plus en plus performantes, intégrer de manière à diminuer les coûts et à améliorer la fiabilité de production. Les alimentations FORWARD offrent une excellente fiabilité de production, des performances élevées et une grande flexibilité de conception. Elles sont adaptées à des applications à haute puissance, à haute température, à haute densité de puissance et à haute efficacité. Elles sont également adaptées à des applications à faible puissance, à faible température, à faible densité de puissance et à faible efficacité. Elles sont donc une solution idéale pour les applications à découpage.

La technologie planar des composants bobinés (Transformateurs, Inductances) présente un intérêt immense au niveau performances, réduction de la taille, reproductibilité et aussi une réduction du coût par rapport à une technologie bobinée.

Cependant, dans les applications hautes températures où la puissance, la taille, et la fiabilité sont critiques, la conception de cette technologie doit être optimisée avec un compromis entre plusieurs critères : le choix du circuit magnétique, la densité du courant, la fréquence de découpage.

Donc on va commencer par une étude théorique sur le fonctionnement du FORWARD, on va tracer les différents signaux, en suite on va dimensionner le FORWARD on se basera sur le cahier des charges, on réalisera les résultats de ce dimensionnement pour la simulation du FORWARD par le logiciel PSpice, on comparera les résultats de la simulation avec la théorie et le rendement en suite la partie pratique on va qualifier les composants magnétiques et le convertisseur pour qu'on puisse distinguer les avantages et les inconvénients de cette technologie.

Cette étude permettra de qualifier et de vérifier la fiabilité de la technologie PLANAR pour les convertisseurs De-Dc dans les applications hautes températures.

## I.1 Travail à effectuer :

Le travail à réaliser se résume dans les points suivants :

- La conception d'un transformateur et d'une inductance PLANAR intégrés au sein d'un circuit imprimé (PCB) multicouches. Cette phase doit permettre de dégager les règles de dimensionnement.
- La modélisation d'une alimentation Forward en intégrant le transformateur et l'inductance sur un logiciel de simulation type circuit (PSIM).
- La caractérisation pratique du transformateur et de l'inductance à température ambiante et aussi à 175°C.
- L'évaluation des performances de l'alimentation Forward avec le transformateur et l'inductance intégrés à température ambiante et à 175°C.
- Qualification globale de l'alimentation Forward ainsi que des composants magnétiques isolés suivant la mission profile défini par le cahier des charges.

## I.2 Plan du rapport :

Ce rapport est constitué de sept parties principales :

1. Présentation générale du cahier des charges, de la technologie PLANAR et de l'étude bibliographique.
2. Méthode de dimensionnement du transformateur et de l'inductance PLANAR.
3. Modélisation et simulation de l'alimentation sur le logiciel PSIM.
4. Caractérisation du transformateur et de l'inductance à température ambiante et à haute température.
5. Caractérisation du convertisseur à température ambiante et à haute température.
6. Performances de l'alimentation Forward avec cette nouvelle technologie.

## II PRESENTATION DE L'APPLICATION

### II.1 Présentation générale de l'application :

#### II.1.1 Principe de la technologie PLANAR :

Cette technologie consiste à reproduire les enroulements d'un circuit magnétique sur un circuit imprimé multicouche, et à mettre le circuit magnétique en ferrite de part et d'autre du PCB (voir figure ci dessous).

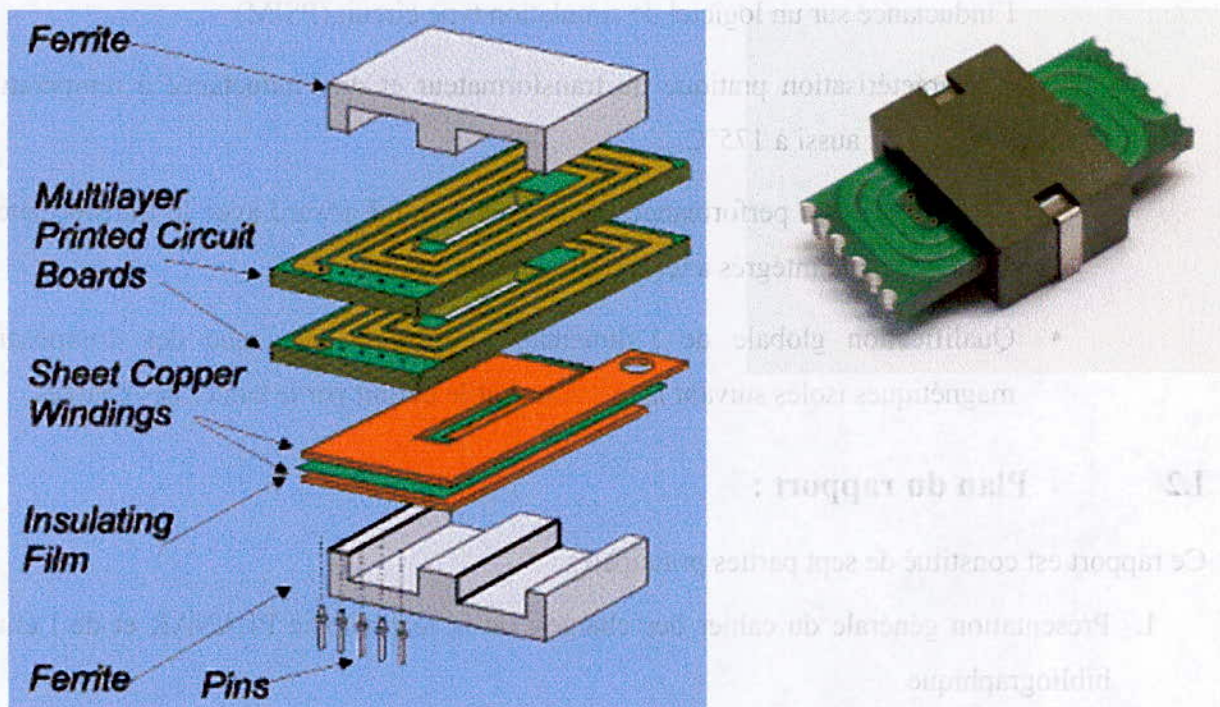


Figure1 : Principe de la technologie PLANAR

#### II.1.2 Résultats de l'étude bibliographique :

La technologie PLANAR n'est pas un concept récent, elle date de début des années 80. A cette période là, beaucoup d'articles en parlent, mais très peu font part de réalisations concrètes et, lorsque c'est le cas, le prototype réalisé contient un nombre de spires restreint (2 spires primaires, 1 spire secondaire par exemple).

Ceci montre que très peu d'industriels semblent intéressés par cette technologie (aucun article de cette période n'est réalisé avec la collaboration de l'industrie).

Il faut attendre 10 années pour voir les premiers articles d'industriels montrant de réels résultats sur cette technologie. Ces articles arrivent à dégager sommairement des avantages et inconvénients, mais ils ne sont écrits que par l'industrie de pointe : division radars de Thomson, Sextant Avioniques notamment. Vu la confidentialité des développements effectués dans ces entreprises, très peu d'informations pratiques filtrent de ces articles, ce qui les rend très qualitatifs.

Les principaux avantages qui ressortent de ces articles sont liés à la reproductibilité des résultats due à la maîtrise de la technologie des circuits imprimés, et à une taille réduite [Bog-00].

### II.1.3 Cahier des charges électriques de l'application support :

L'alimentation étudiée a les caractéristiques électriques suivantes [SP01]:

- Courant de sortie :  $I_o=0.6$  A
- Tension de sortie :  $V_o=5$  V
- Tension d'entrée :  $E=10$  V
- Rapport cyclique :  $\alpha=0.4$
- Fréquence de découpage maximale :  $F_d=200$  kHz.

### II.2 Conclusion :

Nous pouvons conclure sur ce chapitre, en s'appuyant sur le cahier des charges des contraintes électriques exigées par l'application. Ces contraintes vont être les données d'entrée pour la mise à jour d'une méthode de dimensionnement. Dans le chapitre suivant, nous allons dégager le détail de toutes les données nécessaires pour le dimensionnement.

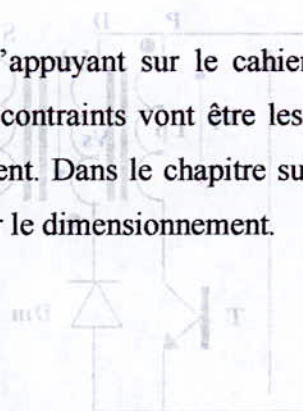


Figure 1 : Schéma de principe d'une alimentation forward

### III DIMENSIONNEMENT D'UN PLANAR :

Pour dimensionner un composant magnétique (Transformateur ou inductance) bobiné, il est courant de travailler sur le produit des aires [Fer-94]. Dans le cas du Planar, cette méthode n'est pas utilisable car les bobinages sont plans et l'enroulement n'est pas calculable directement.

De ce fait, il faut fixer des contraintes supplémentaires, mais pour définir ces contraintes, commençons par un bref rappel concernant le principe de fonctionnement du Forward.

#### III.1 Principe de fonctionnement du Forward

Cette structure (voir figure 2) est issue du hacheur série (Buck). Néanmoins, la nécessité de générer une tension purement alternative aux bornes du transformateur entraîne la présence d'autres composants :

La diode  $D_m$ , associée à l'enroulement  $D$ , va permettre la démagnétisation du transformateur, à la suite de la conduction de l'interrupteur  $T$ .

La diode  $D$ , dont la fonction est d'isoler l'étage de sortie, constitué de la diode de roue libre et du filtre, lorsque apparaît aux bornes du transformateur la tension négative correspondant à la démagnétisation par  $D_m$  et l'enroulement  $D$ .

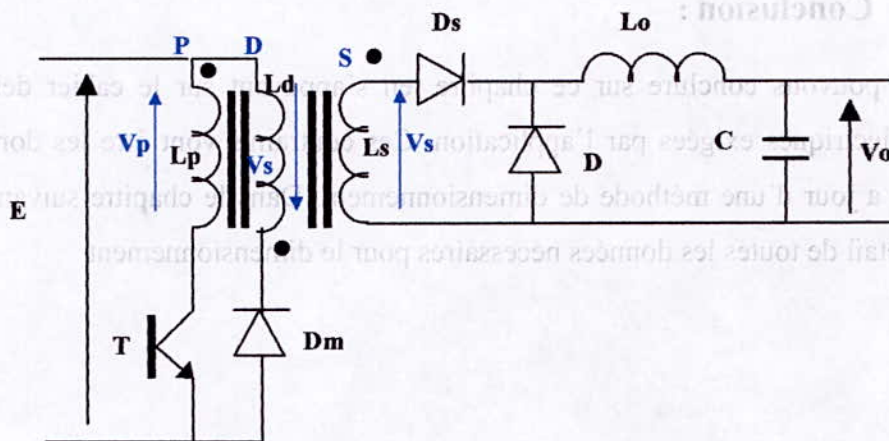


Figure 2. : Schéma de principe d'une alimentation Forward

A  $t_0$ , lorsque l'interrupteur T est amorcé, on impose la tension d'entrée E sur l'enroulement primaire P :

D, et Dm sont Bloquées. L'énergie est transmise à la charge à travers Ds. Parallèlement, il y a la magnétisation du transformateur et donc un stockage d'énergie électromagnétique via le primaire.

Le courant dans le primaire contient donc une composante due à la charge (transfert direct) et une composante magnétique due à la présence du transformateur (voir figure ci dessous).

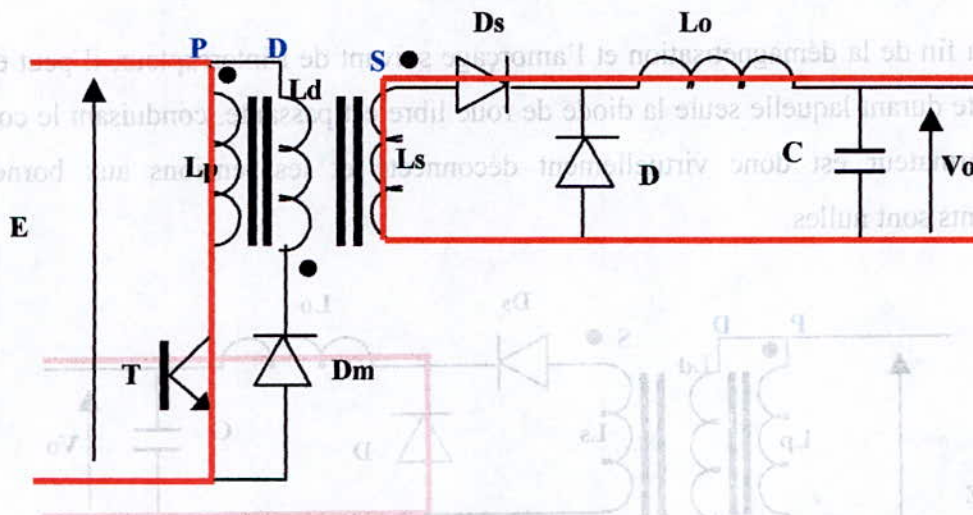


Figure. 3 :  $0 \leq t \leq \alpha T_p$ , Conduction de l'interrupteur T et de la diode Ds

A l'ouverture de T, la continuité des Ampères-tours magnétisants est assurée par la mise en fonction de l'enroulement D à travers la diode Dm.

Pendant cette phase, on a donc le courant primaire et le courant secondaire  $I_{Ds}$  égaux à zéro, tandis que la diode de roue libre D conduit le courant de charge  $I_{Lo}$ .

Dans les conditions d'un dimensionnement correcte, le courant  $I_D$  décroît alors jusqu'à zéro et la diode Dm se bloque. La phase de démagnétisation est terminée.

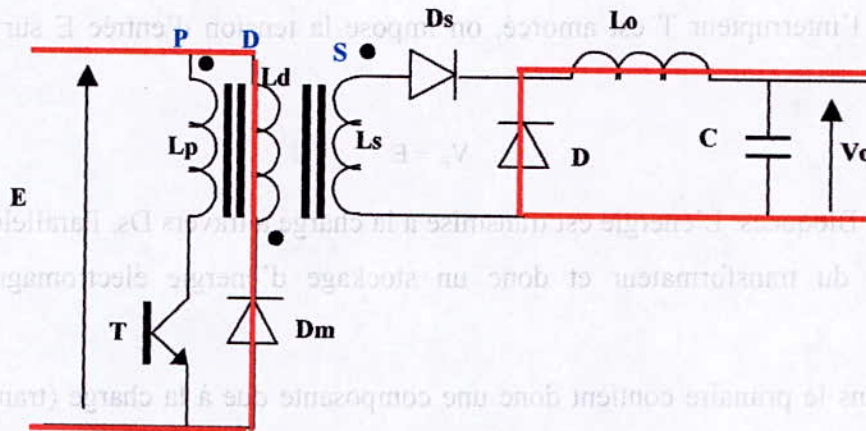


Figure. 4 :  $\alpha T_p \leq t \leq 2\alpha T_p$ , Roue libre par la diode D, démagnétisation par la diode  $D_m$

Entre la fin de la démagnétisation et l'amorçage suivant de l'interrupteur, il peut exister une phase morte durant laquelle seule la diode de roue libre est passante, conduisant le courant  $I_{L_o}$ . Le transformateur est donc virtuellement déconnecté et les tensions aux bornes de ses enroulements sont nulles.

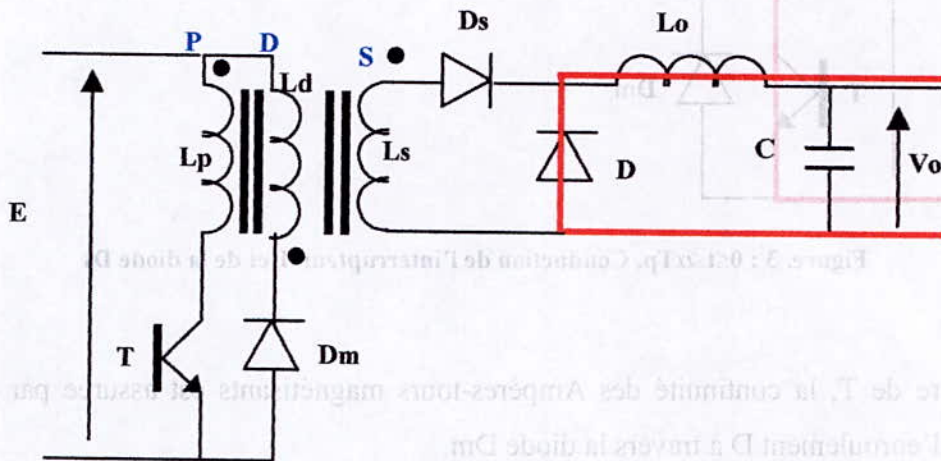


Figure. 5 :  $2\alpha T_p \leq t \leq T_p$ , Phase morte, roue libre par la diode D

A fin d'éviter la saturation du noyau, le courant  $I_3$  doit s'annuler avant la fin de la période, ce qui correspond à l'application d'une tension aux bornes du transformateur dont la valeur moyenne est nulle. Le rapport cyclique est donc limité par une valeur supérieure et la condition limite de bon fonctionnement est :

$$\alpha_{\max} \cdot V_i = (1 - \alpha_{\max}) \cdot \frac{V_i}{m}, \text{ soit } \alpha_{\max} = \frac{1}{1+m}$$



m étant le rapport de transformation entre l'enroulement primaire et l'enroulement de démagnétisation.

$\alpha$  : étant rapport cyclique.

On a donc trois phases de conduction :

- De 0 à  $\alpha T$

Les éléments conduisant : le thyristor

La diode Ds

Les éléments bloqués : La diode Dm

La diode de roue libre D

- De  $\alpha T$  à  $\beta T$

Les éléments conduisant : La diode Dm

La diode de roue libre D

Les éléments bloqués : le thyristor

La diode D

- De  $\beta T$  à T

Les éléments conduisant : La diode de roue libre D

Les éléments bloqués : La diode Dm

Le thyristor

La diode Ds

### III.1.1 Les formes des courants :

- De 0 à  $\alpha T$

On a :

$$i_3=0$$

(On néglige la résistance de la bobine)

$i_1$  et  $i_2$  varient linéairement entre deux valeurs Min et Max.

Pour les ampères-tours varient linéairement entre zéros et ATmax.

$$AT=n_1i_1+n_3i_3-n_2i_2.$$

- De  $\alpha T$  à  $\beta T$

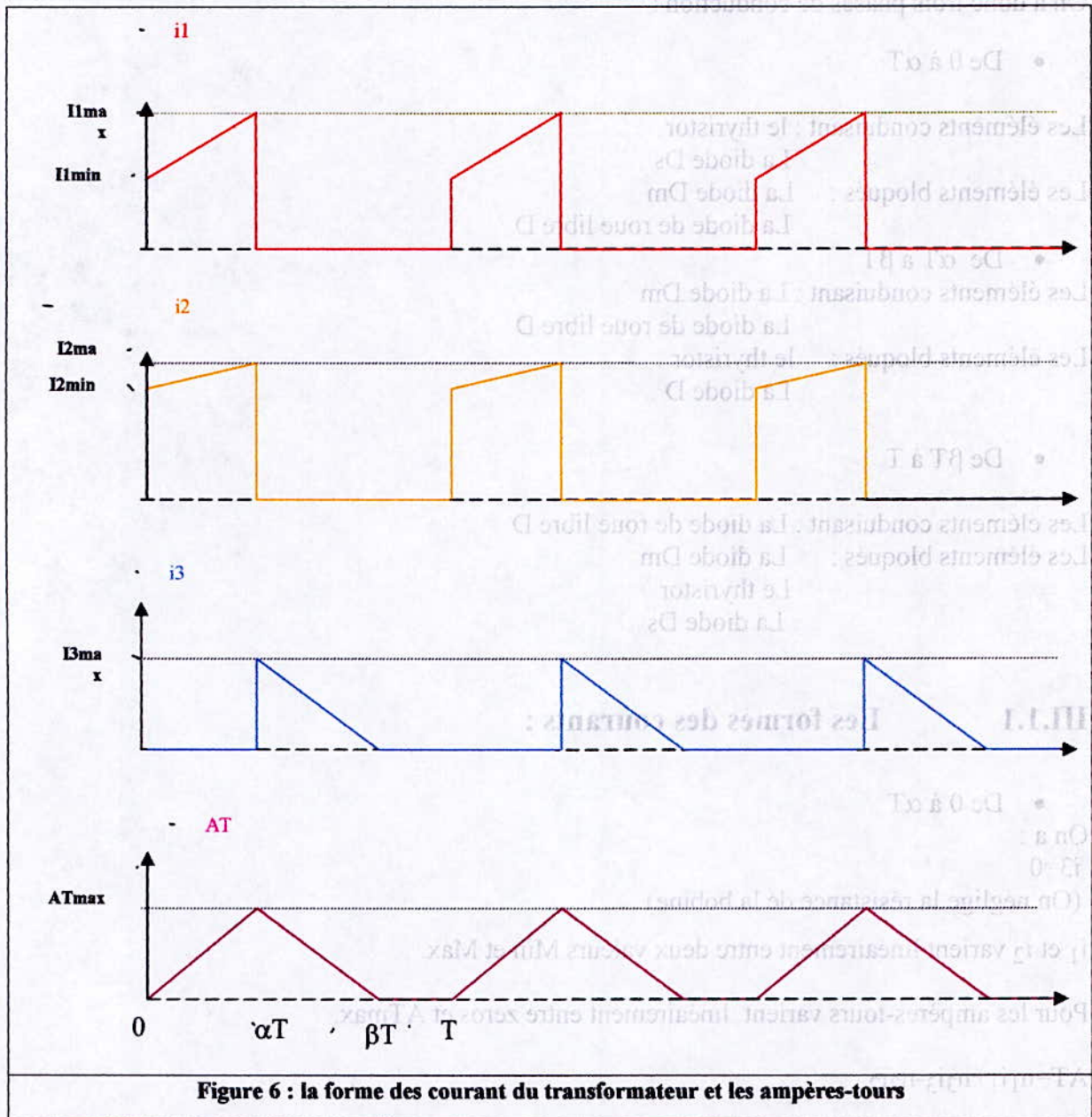
$$i_1=i_2=0,$$

Comme cette phase est la phase de démagnétisation alors  $i_3$  et les AT varient entre valeur Max et zéros.

- De  $\beta T$  à T

C'est la phase morte; on aura donc  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  sont tous nuls et évidemment  $AT$ .

Donc la forme des différents courants est dans la figure suivante :



Enfinement la forme des tensions inverses est

### III.1.2 Les tensions inverses

- De 0 à  $\alpha T$

$$V_{th} = V_{Ds} = 0$$

$$V_{Dm} + E + m' V_1 = 0$$

$$V_{Dm} = -(E + m'E)$$

$$m' = 1$$

$$V_{Dm} = -2E$$

$$V_D = -V_2$$

$$V_D = -m V_1$$

$$V_D = -mE$$

- De  $\alpha T$  à  $\beta T$

$$V_{Dm} = V_D = 0$$

$$V_{th} = E + \frac{1}{m'} V_3$$

$$V_3 = E$$

$$m' = 1$$

$$V_{th} = 2E$$

$$V_2 = m V_1$$

$$V_{Ds} = -mE$$

- De  $\beta T$  à  $T$

$$V_D = 0$$

$$V_{th} = E$$

$$V_{Dm} = -E$$

$$V_2 = 0$$

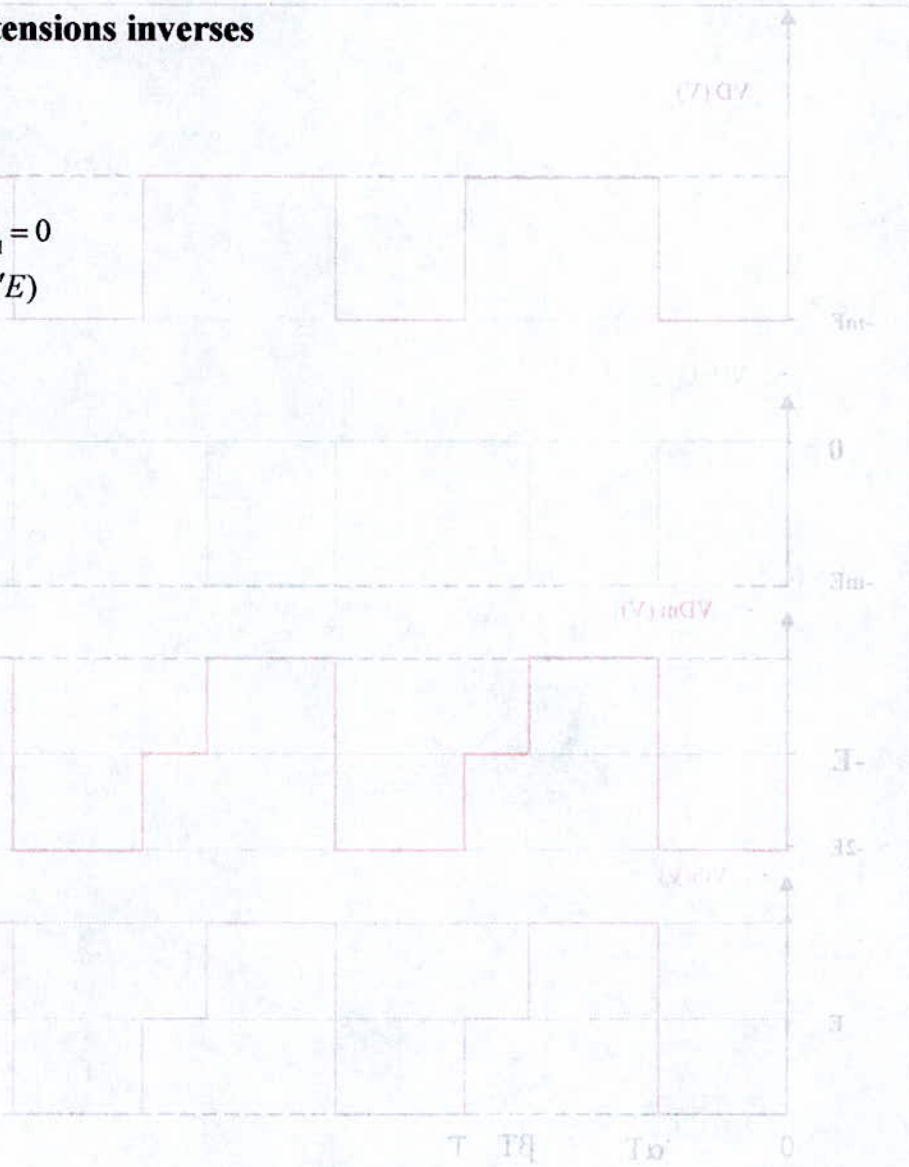
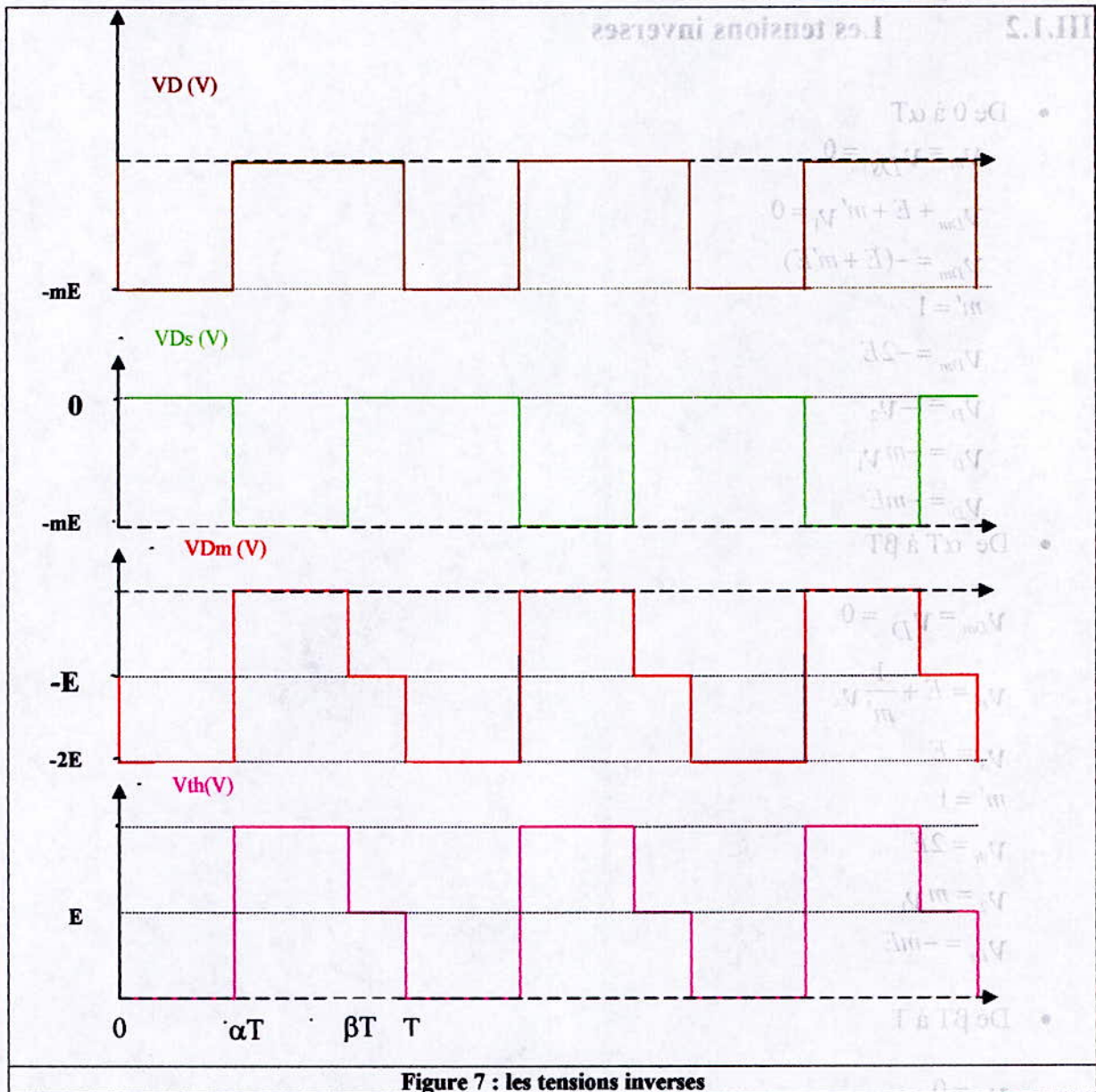


Figure 7 : les tensions inverses

Finalement la forme des tensions inverses est :



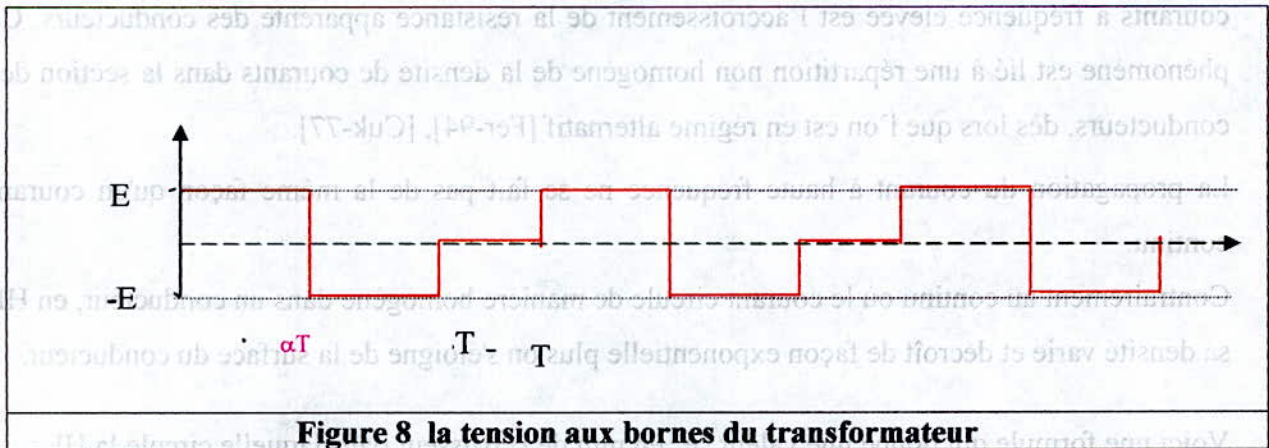
### III.1.3 Les tensions aux bornes du transformateur

Pour toutes les phases on a :

$$v_1 = v_3 = mv_2$$

Donc il suffit de tracer la tension  $v_1$ . Pour les deux autres sera du kif-kif mais avec un rapport de transformation

- De 0 à  $\alpha T$   
 $v_1 = E$
- De  $\alpha T$  à  $\beta T$   
 $v_1 = -E$
- De  $\beta T$  à  $T$   
 $v_1 = 0$



### III.1.4 Grandeurs à fixer :

En fonction du cahier des charges défini par l'application et présenté dans le chapitre précédent, les paramètres suivantes sont présentés comme données d'entrée :

#### III.1.4.1 Tensions d'entrée, de sortie et la puissance de sortie:

- Les tensions d'entrée et de sortie et la puissance de sortie, sont fixées.

#### III.1.4.2 Rapport cyclique :

- Le rapport cyclique est fixé à 0.4.

#### III.1.4.3 Fréquence de découpage

La fréquence de découpage maximale fixée par le cahier des charges est de 200 kHz. En effet, il faut choisir une fréquence suffisamment haute pour que le volume du composant magnétique soit réduit, mais assez basse pour limiter les pertes dans les interrupteurs et dans le noyau magnétique. Deux fréquences seront évaluées pour le dimensionnement 200 kHz et 120 kHz.

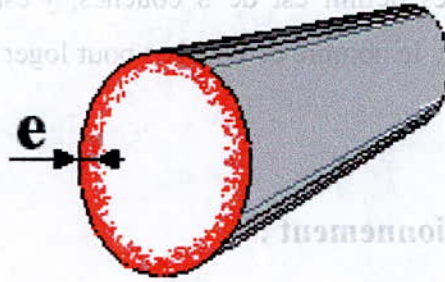
##### III.1.4.3.1 Effet de peau :

L'un des principaux problèmes associés à la réalisation de bobinages parcourus par des courants à fréquence élevée est l'accroissement de la résistance apparente des conducteurs. Ce phénomène est lié à une répartition non homogène de la densité de courants dans la section des conducteurs, dès lors que l'on est en régime alternatif [Fer-94], [Cuk-77].

La propagation du courant à haute fréquence ne se fait pas de la même façon qu'en courant continu.

Contrairement au continu où le courant circule de manière homogène dans un conducteur, en HF sa densité varie et décroît de façon exponentielle plus on s'éloigne de la surface du conducteur.

Voici une formule qui donne une valeur "e" en mm de l'épaisseur dans laquelle circule la HF :



$$e = \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \mu_r \cdot f}{\rho}}}$$

- $\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide ( $4 \cdot 10^{-7}$ )
- $\mu_r$  : perméabilité magnétique du matériau (1 pour le cuivre)
- $f$  : Fréquence en Hz
- $\rho$  : Résistivité du conducteur en  $\Omega \cdot m$  ( $18 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$  pour le cuivre)

Par une loi empirique et connaissant la résistance ohmique du fil de diamètre  $d$  et de longueur  $L$ , on peut en déduire la résistance par effet de peau ( $R$ ):

$$R_0 = \frac{4 \rho L}{\pi d^2}$$

### Conséquences :

La diminution de la section efficace du conducteur entraîne une augmentation de sa résistance. Ce phénomène a des conséquences pour une bobine comme des pertes supplémentaires et une détérioration du facteur de qualité.

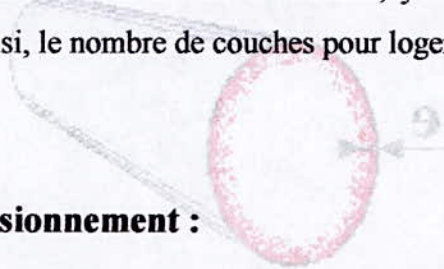
### Remèdes :

La première idée qui vient à l'esprit est d'augmenter la surface du conducteur et non sa section (utilisation d'un conducteur multi-brins).

Dans tous les cas, pour négliger l'effet de peau, il faut prendre un diamètre  $d \leq 2e$ . Le diamètre de l'effet de peau ( $d/e \leq 2$  alors  $R = R_0$ ).

### III.1.4.4 Nombre de couches :

Le nombre des couches maximales défini est de 8 couches, y'est compris les deux couches extérieures (Top et Bottom). Ainsi, le nombre de couches pour loger les spires est de six couches (Nc=6).



### III.1.5 Méthode de dimensionnement :

Un modèle analytique était réalisé sur le logiciel Matlab, en se basant sur le cahier des charges défini. La procédure du dimensionnement (pour le transformateur et l'inductance) est présentée dans les paragraphes suivants :

- \*  $\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide ( $4 \cdot 10^{-7}$ )
- \*  $\mu_r$  : Perméabilité magnétique du matériau (1 pour le cuivre)
- \*  $f$  : Fréquence en Hz
- \*  $R$  : Résistivité du conducteur en  $\Omega \cdot m$  ( $1.8 \cdot 10^{-8}$   $\Omega \cdot m$  pour le cuivre)

Par une loi empirique et connaissant la résistance ohmique du fil de diamètre  $d$  et de longueur  $l$ , on peut en déduire la résistance par effet de peau ( $R_s$ ) :

$$R_s = \frac{R \cdot l}{\pi d^2}$$

#### Conséquences :

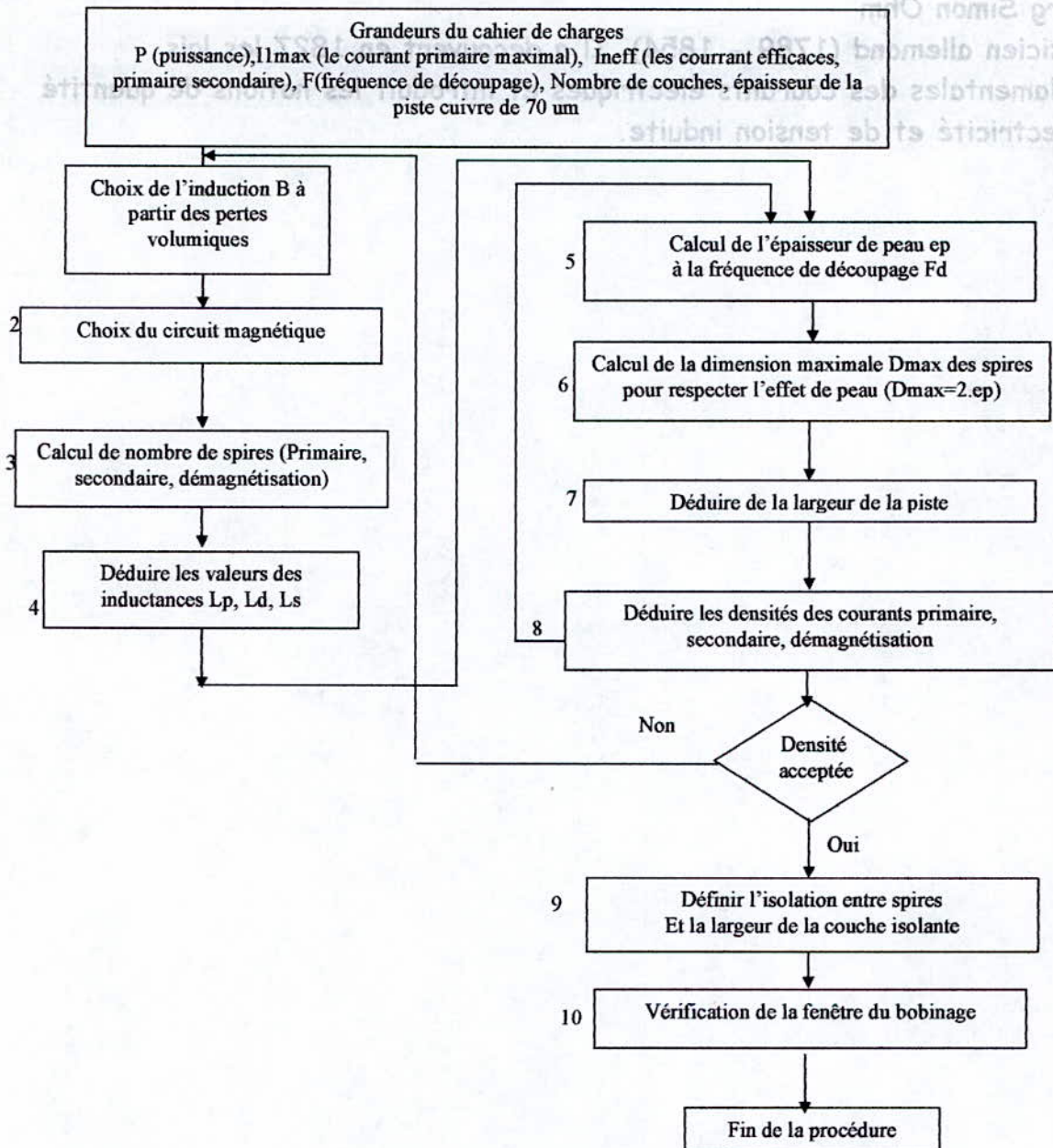
La diminution de la section efficace du conducteur entraîne une augmentation de sa résistance. Ce phénomène a des conséquences pour une bobine comme des pertes supplémentaires et une détérioration du facteur de qualité.

#### Réponses :

La première idée qui vient à l'esprit est d'augmenter la surface du conducteur et non sa section (utilisation d'un conducteur multi-brins).  
 Dans tous les cas, pour négliger l'effet de peau, il faut prendre un diamètre  $d \ll \lambda$ . Le diamètre de l'effet de peau ( $d_p \ll \lambda$ ) alors  $R = R_s$ .

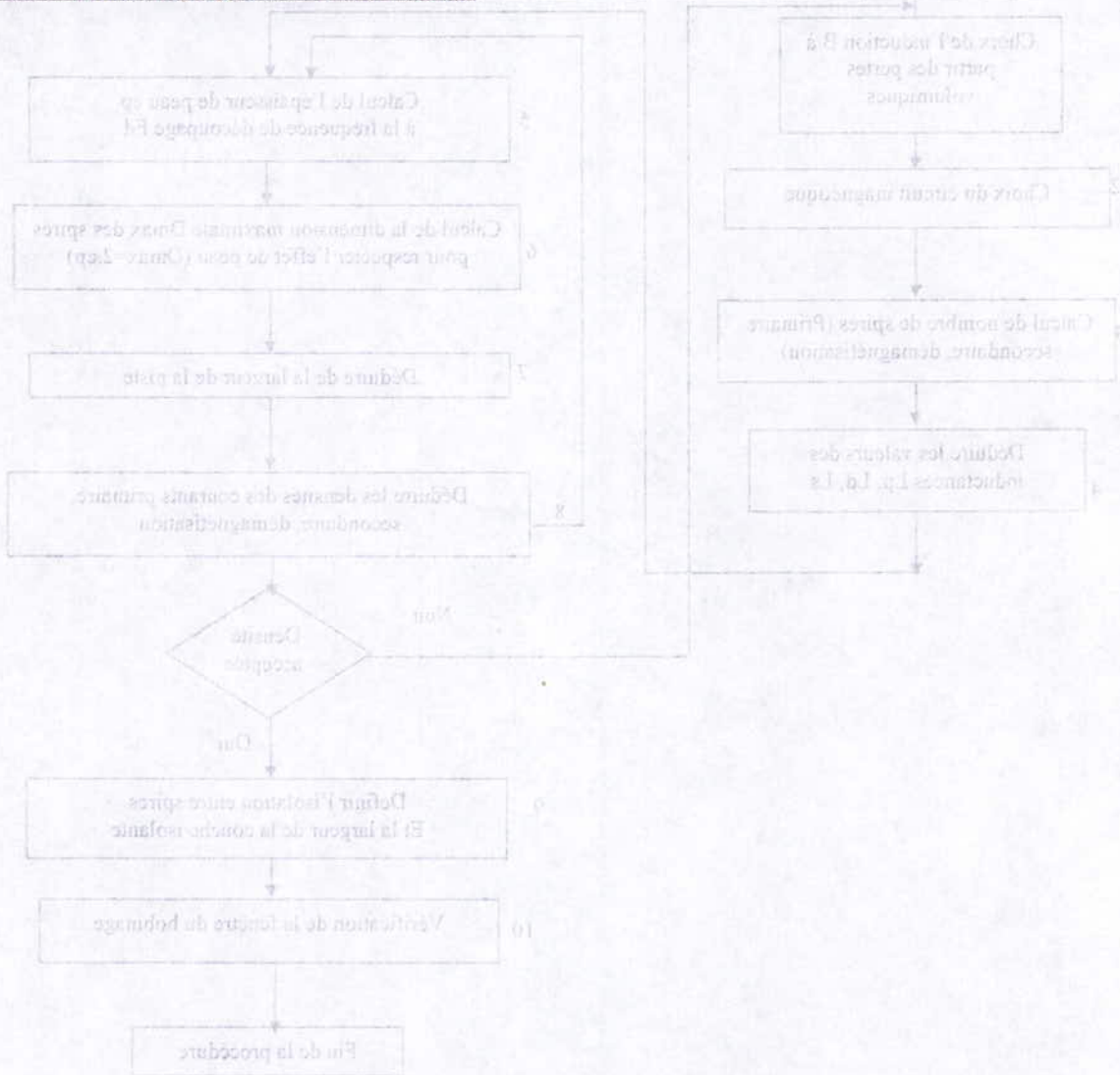


### III.1.5.1 Le transformateur :

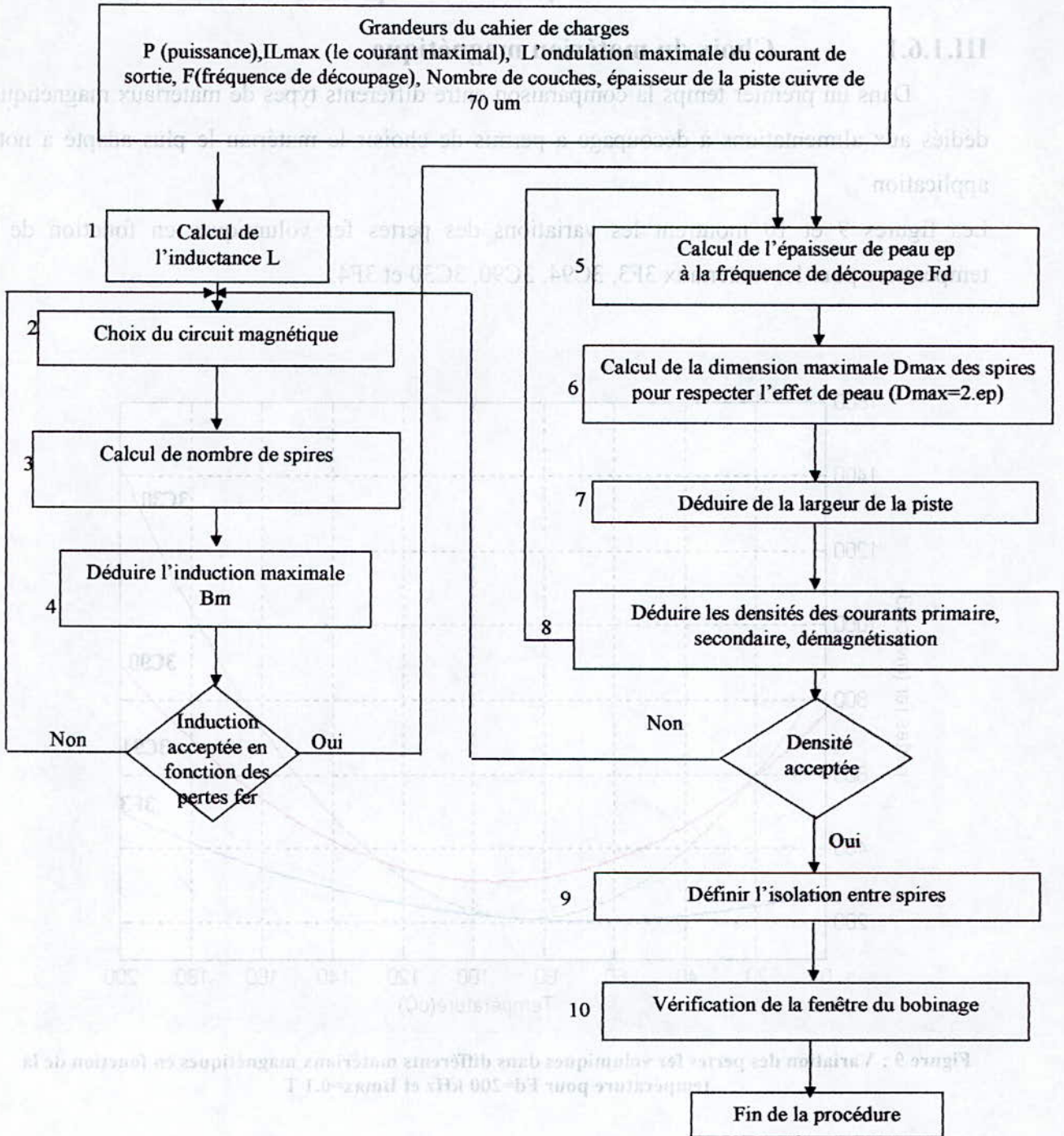


**Georg Simon Ohm**

Physicien allemand (1789 - 1854). Il a découvert en 1827 les lois fondamentales des courants électriques et introduit les notions de quantité d'électricité et de tension induite.



### III.1.5.2 L'inductance:



### III.1.6 Dimensionnement pour une fréquence 200 kHz

#### III.1.6.1 Choix du matériau magnétique

Dans un premier temps la comparaison entre différents types de matériaux magnétiques dédiés aux alimentations à découpage a permis de choisir le matériau le plus adapté à notre application.

Les figures 9 et 10 montrent les variations des pertes fer volumiques en fonction de la température pour les matériaux 3F3, 3C94, 3C90, 3C30 et 3F4.

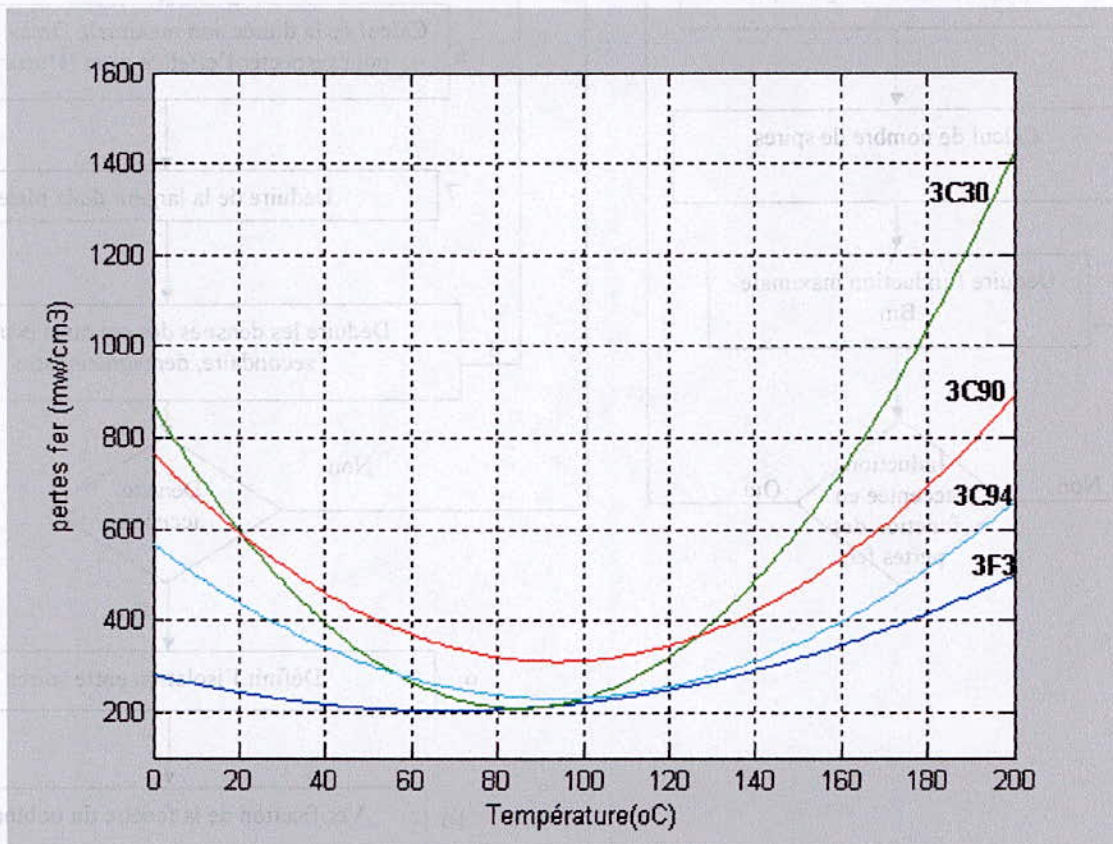


Figure 9 : Variation des pertes fer volumiques dans différents matériaux magnétiques en fonction de la température pour  $F_d=200$  kHz et  $B_{max}=0.1$  T

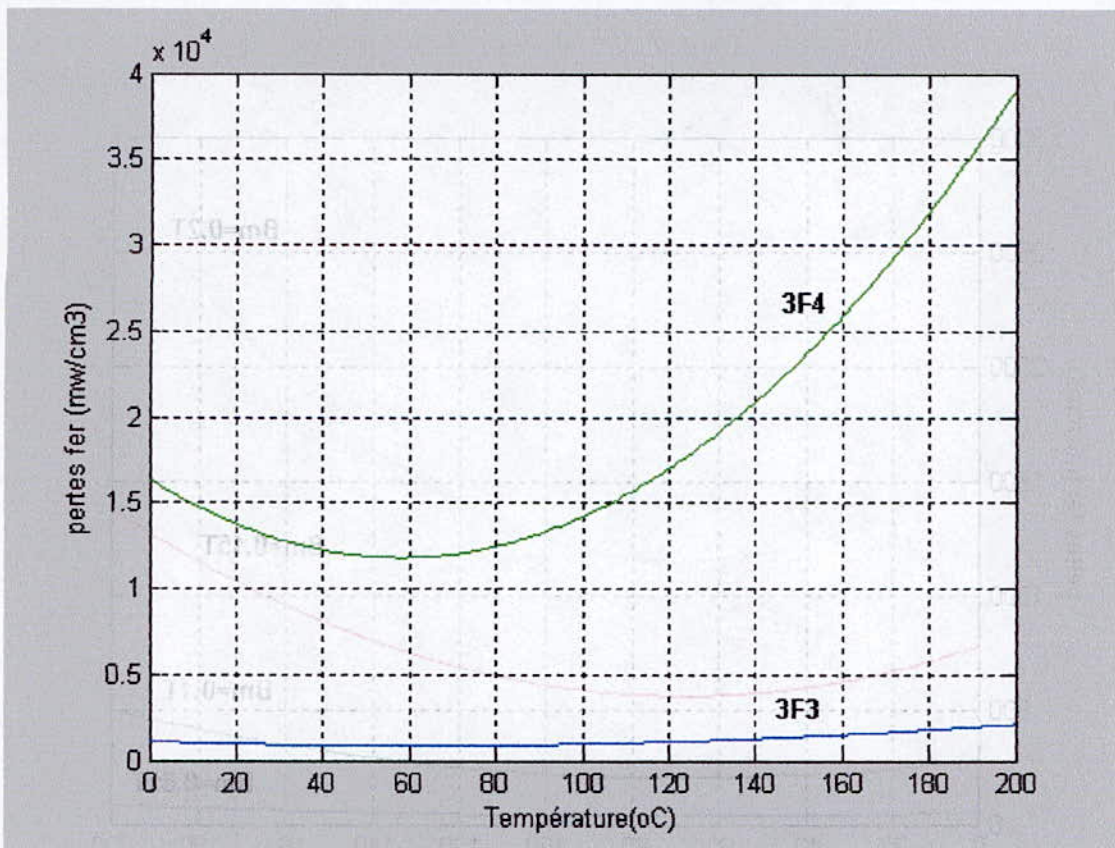


Figure 10 : Variation des pertes fer volumiques des matériaux 3F3 et 3F4 en fonction de la température pour  $F_d=500$  kHz et  $B_{max}=0.1$  T

D'après cette comparaison, on constate que le matériau 3F3 présente les meilleures performances du point de vue pertes.

### III.1.6.2 Choix du circuit (corps) magnétique :

Le niveau de puissance des alimentations à dimensionner indique que les circuits E-PLT14, E-PLT18, E-E14, E-E18 peuvent convenir. Pour un nombre de couches inférieures ou égales à huit, les circuits E-PLT14, E-PLT18 conviennent mieux pour limiter les fuites (exploitation de toute la hauteur du circuit magnétique).

Un paramètre important à fixer pour le dimensionnement est la valeur maximale de l'induction magnétique  $B_m$ . Le choix de  $B_m$  à la limite de saturation (0.2 T à 0.3 T pour un matériau 3F3) permet de réduire l'encombrement du composant magnétique à réaliser (transformateur ou inductance). Cependant, les pertes fer seront importantes (échauffement important du circuit magnétique) (figure11).

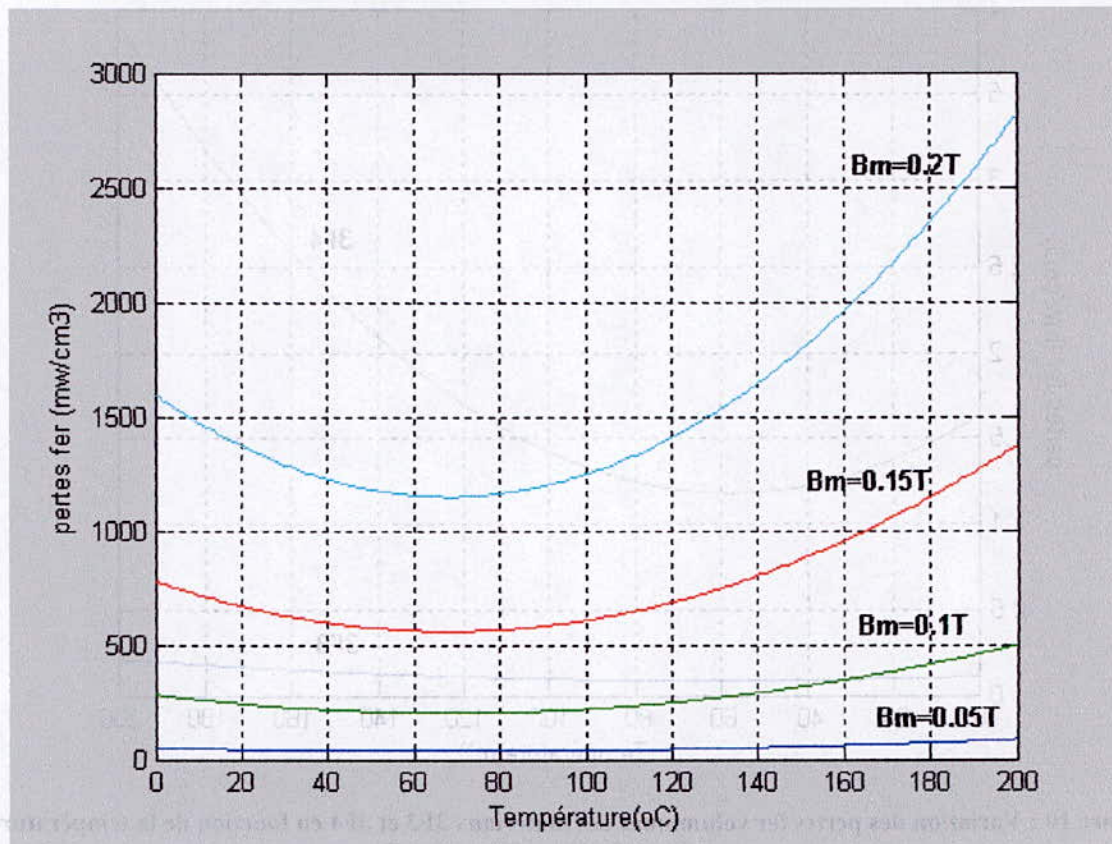


Figure 11 : Variation des pertes fer volumiques dans un matériau 3F3 en fonction de la température pour  $F_d=200\text{kHz}$  et différentes valeurs  $B_{\text{max}}$

### III.1.6.3 Dimensionnement du transformateur

Pour assurer un bon fonctionnement aux composants magnétiques, les pertes fer volumiques ne doivent pas dépasser  $500 \text{ mW/cm}^3$ .

#### III.1.6.3.1 Etape 1 : choix de $B_m$

Afin de limiter les pertes fer (échauffement du circuit magnétique) l'induction est fixée à  $0.05 \text{ T}$ .

#### III.1.6.3.2 Etape 2 : Choix du circuit magnétique :

Dans ces cas le circuit E-PLT14 ne peut pas convenir car la section réservée au bobinage est insuffisante. Le circuit E-PLT18 est sélectionné. Ce noyau a les caractéristiques suivantes (voir la data sheet du fabricant en annexe):

- La surface du noyau :  $S_f(\text{mm}^2)=39.5$

- L'inductance propre :  $AL(nH/N^2)=3100$

### III.1.6.3.3 Etape 3 : Calcul de nombre de spires :

- Nombre de spires primaire. Le nombre de spires de démagnétisation est égale au primaire.
- Nombre de spires secondaire.

### III.1.6.3.4 Etape 4 : Déduire les valeurs des inductances :

- L'inductance primaire :  $L_p = \frac{AL}{N_p^2}$
- L'inductance secondaire :  $L_s = \frac{AL}{N_s^2}$

### III.1.6.3.5 Etape 5 : Calcul de l'épaisseur de peau $ep$ à la fréquence de découpage $Fd$ :

- $ep = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot Fd}}$

### III.1.6.3.6 Etape 6 : la dimension maximale des spires :

Dans l'objectif de négliger l'effet de peau, la dimension maximale doit être :

- $D_{max} \leq 2 \cdot ep$

### III.1.6.3.7 Etape 7 : la largeur de la piste de cuivre :

- ( $lb$ ) est choisie égale à la dimension maximale  $D_{max}$ .

### III.1.6.3.8 Etape 8 : les densités des courants :

les densités du courant sont en fonction du courant efficace, de l'épaisseur de la piste ( $eb$ ) et de la largeur de la piste ( $lb$ ) :

- $J_{peff} = \frac{I_{peff}}{lb \cdot eb}$
- $J_{seff} = \frac{I_{seff}}{lb \cdot eb}$

### III.1.6.3.9 Etape 9 et Etape 10 : La détermination de la largeur de l'isolant et la Vérification de la fenêtre du bobinage

- La largeur de l'isolant entre spires (lis) et la hauteur de l'isolant entre couches (Hic) sont fixées de telle sorte que la taille de la fenêtre du bobinage reste suffisante pour loger toutes les couches et les spires.

Le tableau ci dessous fournit les valeurs calculées pour cette fréquence.

Transformateur	E-PLT18
Sf (mm <sup>2</sup> )	39.5
Np	10
Ns	12
Nd	10
AL(matériau 3F3) en nH	3100
Lp (μH)	310
Ls (μH)	446.4
Ld (μH)	310
Ipeff (A)	0.4554
Iseff (A)	0.3795
Dmax (μm)	318.31
Jpmin (A/mm <sup>2</sup> ) pour eb= 70μm	20.4369
Jsmmin (A/mm <sup>2</sup> ) pour eb= 70μm	17.0307
ns_cp	5
ns_cs	6
ns_cd	5
lb_p (μm)	318
lb_s (μm)	318
lb_d (μm)	318



## Dimensionnement de l'inductance

### III.1.6.3.10 Etape 1 : calcul de la valeur de l'inductance

La valeur de l'inductance est en fonction du rapport cyclique, de la tension d'entrée, la fréquence de découpage et l'ondulation du courant de sortie.

- $$L_o = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot m \cdot E}{F_d \cdot \Delta I_o}$$

### III.1.6.3.11 Etape 2 : choix du circuit magnétique

Le circuit magnétique choisit est le E-PLT22. Ce noyau a les caractéristiques suivantes (voir la data sheet du fabricant en annexe):

- La surface du noyau :  $S_f(\text{mm}^2)=78.3$
- L'inductance propre :  $AL(\text{nH}/\text{N}^2)=630$
- L'entre fer :  $epL_o=160\mu\text{m}$

### III.1.6.3.12 Etape 3 : Nombre de spires

- $$N_o = \sqrt{\frac{L_o \cdot epL_o}{\mu \cdot S_f}}$$
- $\gamma$  étant la perméabilité du circuit magnétique
- $epL_o$  : étant l'entre fer introduit dans le circuit magnétique

### III.1.6.3.13 Etape 4 : calcul de l'induction maximale

- L'induction maximale est en fonction de la valeur de l'inductance et le courant maximal de sortie.

### III.1.6.3.14 Etape 5 : Calcul de l'épaisseur de peau $ep$ à la fréquence de découpage $F_d$ :

- $$ep = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot F_d}}$$

### III.1.6.3.15 Etape 6 : la dimension maximale des spires :

Dans l'objectif de négliger l'effet de peau, la dimension maximale doit être :

- $D_{\text{max}} \leq 2 \cdot ep$

**III.1.6.3.16 Etape 7 : détermination de la largeur de la piste de cuivre**

- (lb) est choisie égale à la dimension maximale Dmax.

**III.1.6.3.17 Etape 8 : les densités des courants :**

Les densités du courant sont en fonction du courant efficace, de l'épaisseur de la piste (eb) et de la largeur de la piste (lb) :

- $$J_{\text{oeff}} = \frac{I_o}{lb \cdot eb}$$

**III.1.6.3.18 Etape 9 et Etape 10 : La détermination de la largeur de l'isolant et la Vérification de la fenêtre du bobinage**

- La largeur de l'isolant entre spires (lis) et la hauteur de l'isolant entre couches sont fixées (Hic) de telle sorte que la taille de la fenêtre du bobinage reste suffisante pour loger toutes les couches et les spires.

Le tableau ci dessous fournit les valeurs calculées pour cette fréquence.

Inductance pour l'alim3	E-PLT22
Delta_Io	5%
Lo (µH)	500
Sf (mm <sup>2</sup> )	78.3
ep_Lo (µm) épaisseur de l'entrefer	160
AL_Lo(matériau 3F3) en nH	630
No	30*2 (28..)
Bomax (T)	0.1277
Io <sub>eff</sub> =Io (A)	0.6
Dmax=2*ep (µm)	318.31
Jomin /2 (A/mm <sup>2</sup> ) 70µm	13.4640
ns_c (nombre de spires par couche)	10
lb (µm)	318

Pour diminuer les densités de courant il faut augmenter la largeur des pistes. Mais cela revient à augmenter les pertes par effet de peau. Pour avoir une densité de courant acceptable tout en tenant en compte de l'effet de peau, le choix d'une fréquence inférieure à 200 kHz est indispensable.

### III.1.7 Dimensionnement pour une fréquence 120 kHz

En diminuant la fréquence de découpage, les densités de courant auront des valeurs acceptables ( $16.5\text{A/mm}^2$  au lieu de  $20.5\text{A/mm}^2$  pour le primaire et  $13.2\text{A/mm}^2$  au lieu de  $17.1\text{A/mm}^2$  pour le secondaire). Par ailleurs et afin de garder le même circuit magnétique  $B_{\text{max}}$  choisi égale à  $0.1\text{T}$ . Du point de vue pertes fer cette augmentation est compensée par la diminution de la fréquence (figure 13)

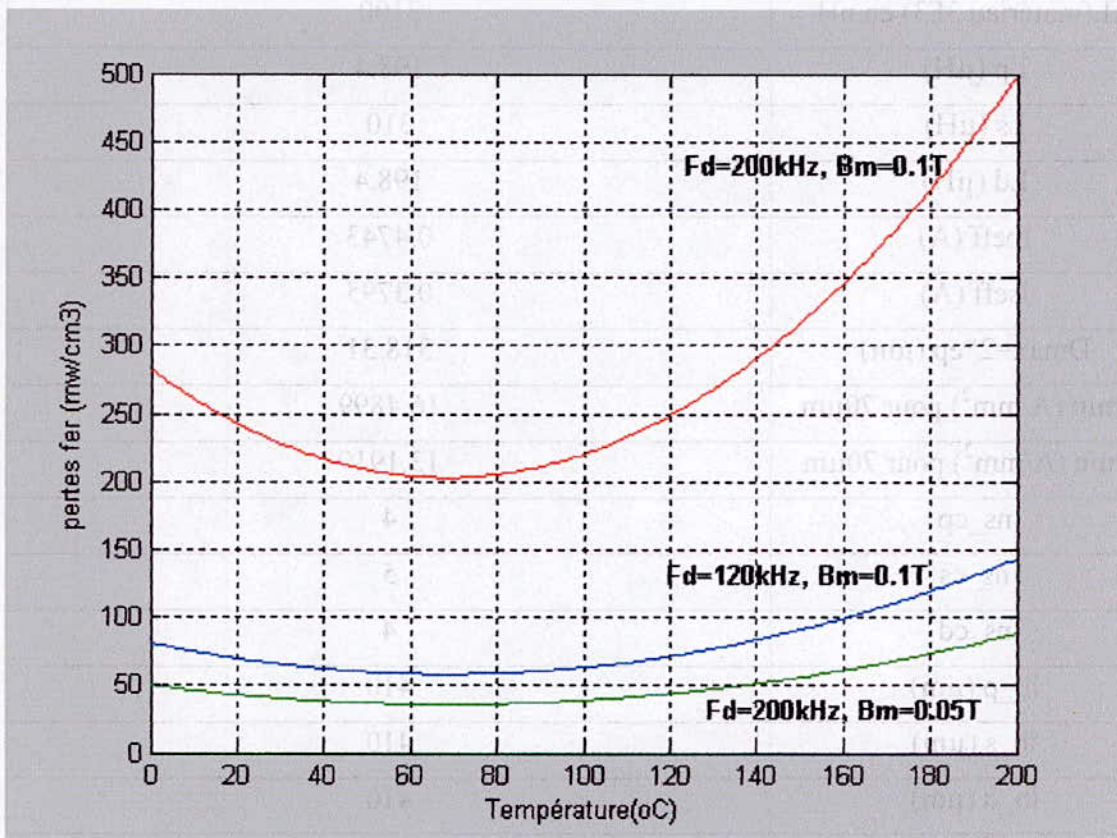


Figure 13 : Variation des pertes fer volumiques dans un matériau 3F3 en fonction de la température pour différentes valeurs  $F_d$  et  $B_{\text{max}}$

### III.1.7.1 Dimensionnement du transformateur :

Le tableau ci dessous fournit les valeurs calculées pour cette fréquence.

	E-PLT18
Sf (mm <sup>2</sup> )	39.5
Np	8 (8.4388)
Ns	10
Nd	8
AL(matériau 3F3) en nH	3100
Lp (μH)	198.4
Ls (μH)	310
Ld (μH)	198.4
Ipeff (A)	0.4743
Iseff (A)	0.3795
Dmax=2*ep (μm)	318.31
Jpmin (A/mm <sup>2</sup> ) pour 70μm	16.4899
Jsmin (A/mm <sup>2</sup> ) pour 70μm	13.1919
ns_cp	4
ns_cs	5
ns_cd	4
lb_p (μm)	410
lb_s (μm)	410
lb_d (μm)	410

Figure 13 : Variation des pertes les volumiques dans un matériau 3F3 en fonction de la température pour différentes valeurs de  $e_p$  et  $D_{max}$

### III.1.7.2 Dimensionnement de l'inductance

Le tableau ci dessous fournit les valeurs calculées pour cette fréquence.

Inductance pour l'alim3	E-PLT22
delta_Io	5%
Lo (μH)	833
Sf (mm <sup>2</sup> )	78.3
ep_Lo (μm) épaisseur de l'entrefer	160
AL_Lo(matériau 3F3) en nH	630
No	36 (46.3)
Bomax (T)	0.1774
Ioeff=Io (A)	0.6
Dmax=2*ep (μm)	410.9363
Jomin (A/mm <sup>2</sup> ) pour 70μm	20.8583
Nc (nombre de couches)	6
ns_c (nombre de spires par couche)	6
lb	410

### III.1.8 La disposition des couches :

Afin de minimiser les fuites dans le transformateur et réaliser un bon couplage entre les enroulements, un bobinage symétrique (sous forme d'un sandwich) était sélectionné (Figure.14).

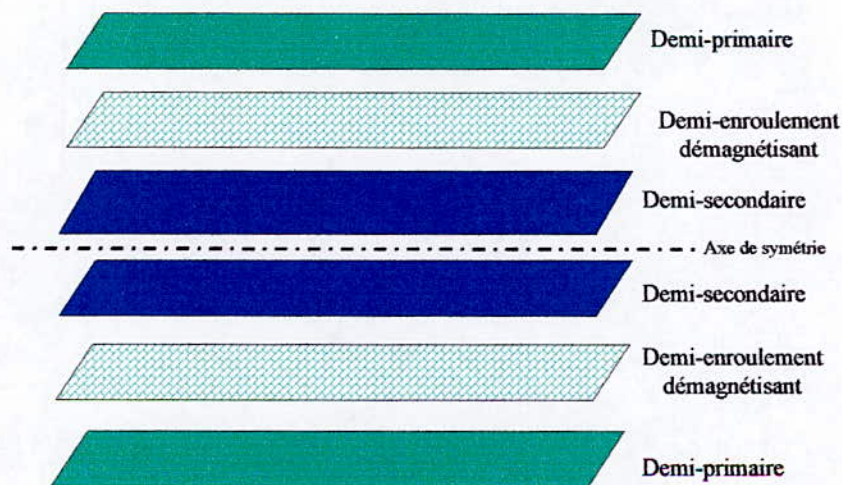


Figure 15: répartition des couches

Le câblage des autres composants de la carte et la soudure seront réalisés sur deux couches supplémentaires, il faut que l'épaisseur de ces deux couches y compris l'isolant soit de telle sorte que l'épaisseur totale de la carte sera inférieure ou égale à 1800 $\mu$ m (épaisseur réservée au bobinage dans le circuit E-PLT18). Dans le cas du E-PLT22, l'épaisseur réservée au bobinage est 3000 $\mu$ m. Donc pratiquement la moitié de cette hauteur ne sera pas remplie.

### III.2 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage de type Forward. De ça, nous avons pu dégager toutes les entrées nécessaires pour réaliser le modèle de dimensionnement. Ainsi une méthode de dimensionnement optimisée était fournie pour le transformateur et l'inductance. Plusieurs paramètres rentrent en concédération dans la méthode de dimensionnement, les deux points importants pour minimiser les pertes fer et les pertes joules sont le choix du type de circuit magnétique et la densité du courant. Pour cela un re-bouclage dans la procédure de dimensionnement est proposé pour optimiser la conception.

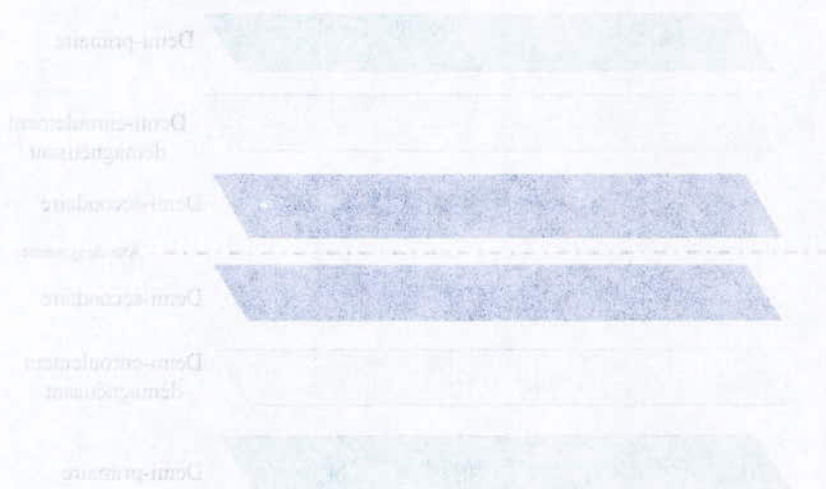


Figure 12: répartition des couches

## IV MODELISATION ET SIMULATION

### IV.1 Modèle basse fréquence du transformateur à 3 enroulements :

Le modèle basse fréquence pour un transformateur à 3 enroulements est présenté sur la figure au-dessous [SCH-99].

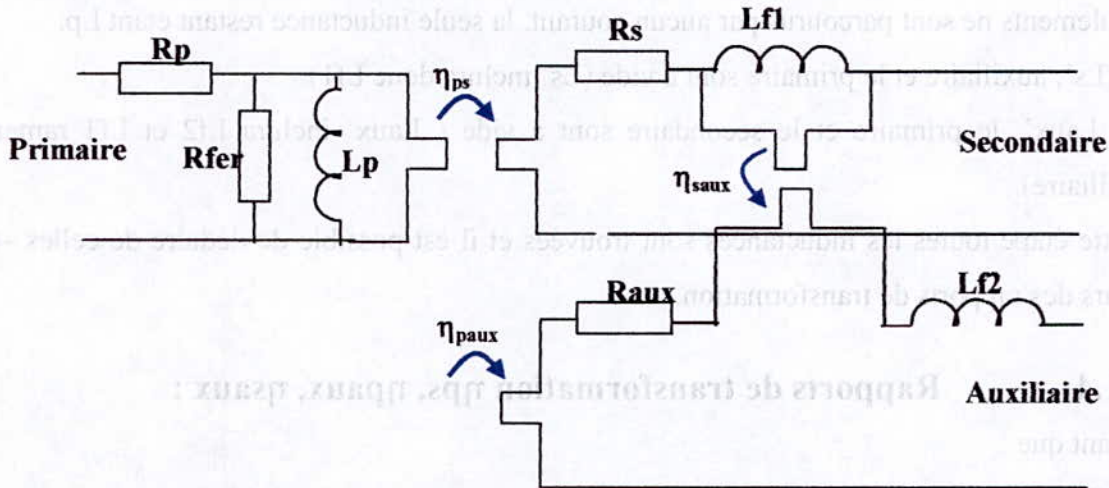


Figure. 16 : Modèle basse fréquence d'un transformateur à 3 enroulements

Pour caractériser ce transformateur, nous avons 3 rapports de transformation, 3 inductances et 3 résistances.

#### IV.1.1 L'inductance de fuite Lf1 :

Pour déterminer l'inductance de fuite secondaire, nous court-circuitons le primaire et nous laissons l'auxiliaire à vide. Ainsi, aucun courant ne traversera l'auxiliaire, et l'inductance principale est court-circuitée. La mesure de Lf1 se fait grâce au banc d'impédance.

#### IV.1.2 L'inductance de fuite Lf2 et Lf2' :

Pour Lf2, nous mesurons l'inductance vue du bobinage auxiliaire lorsque le primaire et le secondaire sont court-circuités. En effet, en négligeant les résistances, si le primaire est en court-circuit (on ne voit plus Lp), le secondaire au niveau du coupleur parfait l'est aussi. Vue que le secondaire est aussi en court-circuit, Lf1 se retrouve aussi court-circuitée. La seule inductance restant est donc Lf2.

Lf2', elle, n'est pas une inductance apparaissant sur le schéma. Elle représente Lf2+Lf1 ramenée à l'auxiliaire par l'intermédiaire du coupleur.

Pour la mesure de  $L_{f2}'$ , nous plaquons le primaire en court-circuit et laissons le secondaire à vide.  $L_{f2}'$  est alors mesurée aux bornes de l'auxiliaire.

#### IV.1.3 $L_p, L_{s'}, L_{aux}'$ :

$L_p$  est mesurée au primaire en laissant l'auxiliaire et le secondaire à vide. Ainsi, ces 2 derniers enroulements ne sont parcourus par aucun courant, la seule inductance restant étant  $L_p$ .

Pour  $L_{s'}$ , l'auxiliaire et le primaire sont à vide ( $L_{s'}$  inclura donc  $L_{f1}$ )

Pour  $L_{aux}'$ , le primaire et le secondaire sont à vide ( $L_{aux}'$  inclura  $L_{f2}$  et  $L_{f1}$  ramenée à l'auxiliaire).

A cette étape toutes les inductances sont trouvées et il est possible de déduire de celles-ci les valeurs des rapports de transformation.

#### IV.1.4 Rapports de transformation $\eta_{ps}, \eta_{paux}, \eta_{saux}$ :

Sachant que :

$$\eta_{ps} = \frac{N_s}{N_p}$$

Et que :  $L_s = \frac{N_s^2}{Re\ luc\ tan\ ce}$  ;  $L_{aux} = \frac{N_{aux}^2}{Re\ luc\ tan\ ce}$  et  $L_p = \frac{N_p^2}{Re\ luc\ tan\ ce}$

Nous trouvons :

$$\eta_{ps} = \sqrt{\frac{L_s \cdot Re\ luc\ tan\ ce}{L_p \cdot Re\ luc\ tan\ ce}} ; \text{ c'est à dire } \eta_{ps} = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}}$$

Or  $L_s = L_{s'} - L_{f1}$  Donc :

$$\eta_{ps} = \sqrt{\frac{L_{s'} - L_{f1}}{L_p}}$$

De la même manière :

$$\eta_{paux} = \sqrt{\frac{L_{aux}' - L_{f2}}{L_p}}$$

$$\eta_{saux} = \sqrt{\frac{L_{f2}' - L_{f2}}{L_{f1}}}$$



### IV.1.5 Mesure des 3 résistances $R_p$ , $R_{aux}$ et $R_s$ :

Pour mesurer ces résistances, nous effectuons une mesure d'impédance aux bornes de l'enroulement en concédérant les autres étant à vide à 100 Hz.

**Note :**

Le modèle donné sur la figure 16 est le modèle basse fréquence d'un transformateur à trois enroulements. En effet pour des fréquences très élevées, il y a d'autres phénomènes qui rentrent en concédération et des condensateurs parasites se rajoutent. Dans ce rapport nous traitons pas les phénomènes de la haute fréquence et nous nous contentons du modèle basse fréquence.

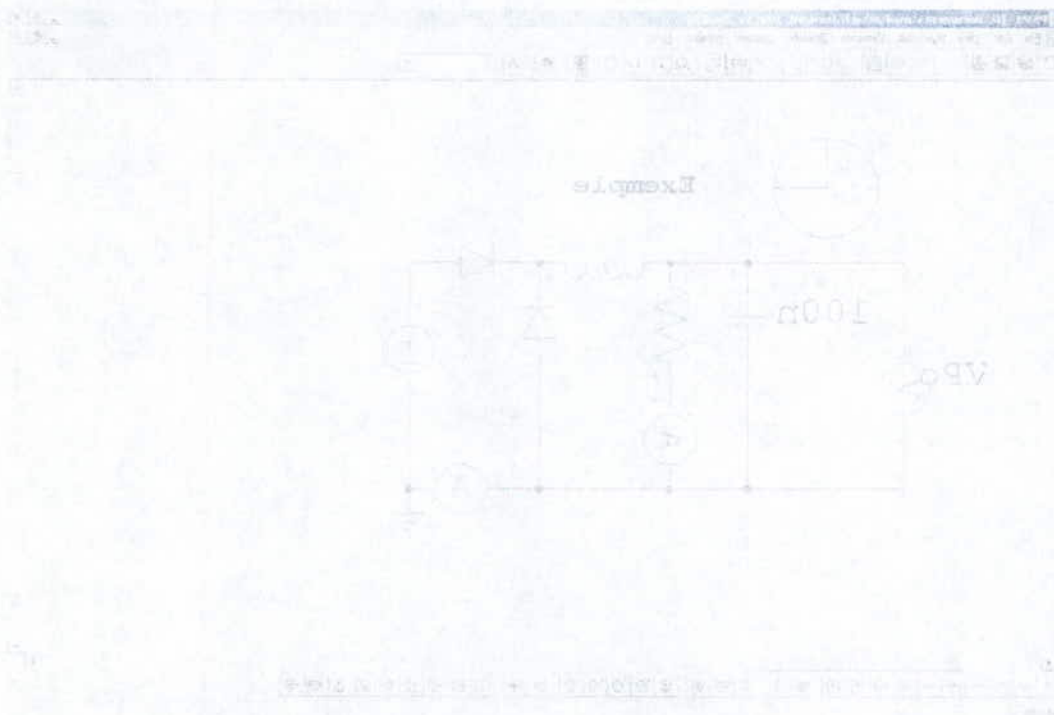


Figure 17 : Vue générale du logiciel P2SIM

## IV.2 Modélisation du convertisseur avec un logiciel de simulation

L'objectif principal d'effectuer une modulation du convertisseur sur un logiciel de simulation est de prédire les résultats des signaux de sorties en fonction du dimensionnement effectué.

La simulation est développée sur le logiciel PSIM.

### IV.2.1 Logiciel PSIM

Le logiciel PSIM développé par Semi-conductor, permet à l'utilisateur de disposer d'un environnement convivial pour effectuer des simulations en électronique et en électronique de puissance.

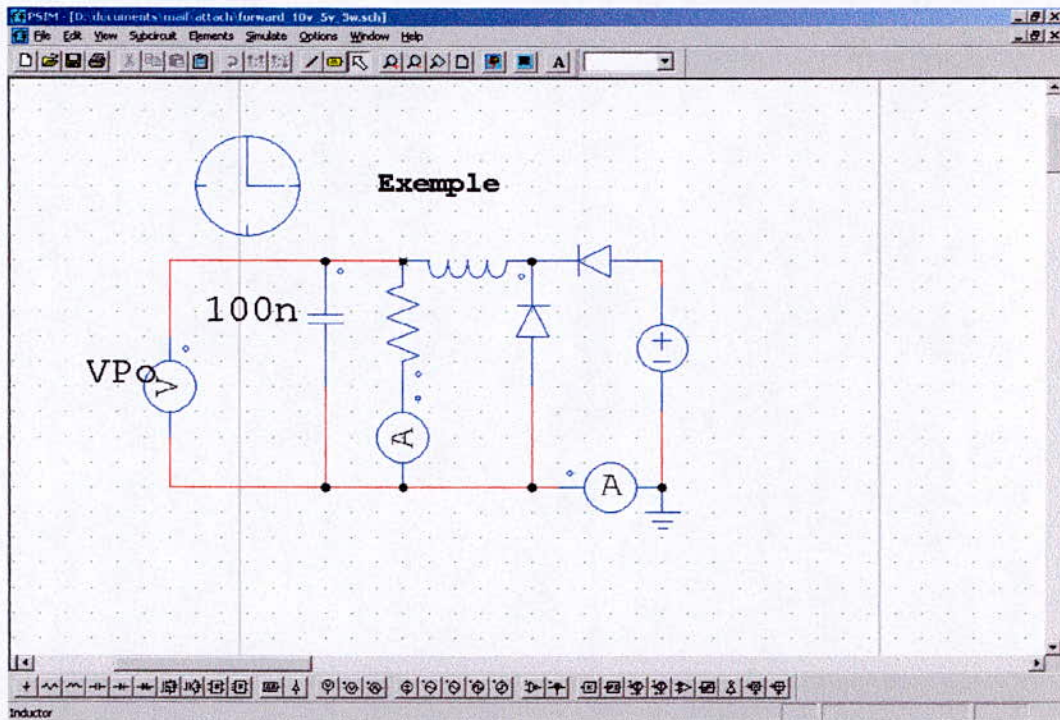
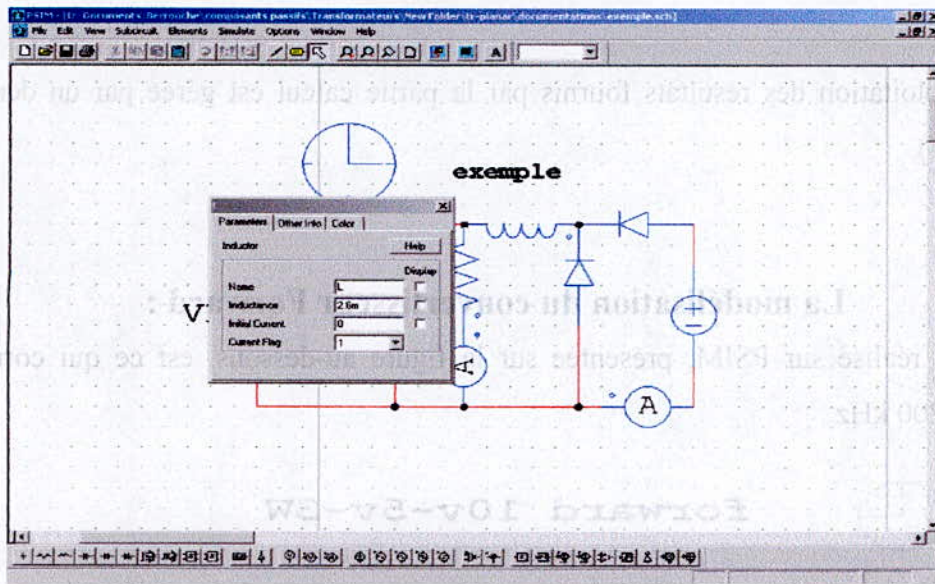


Figure. 17 : Vue générale du logiciel PSIM

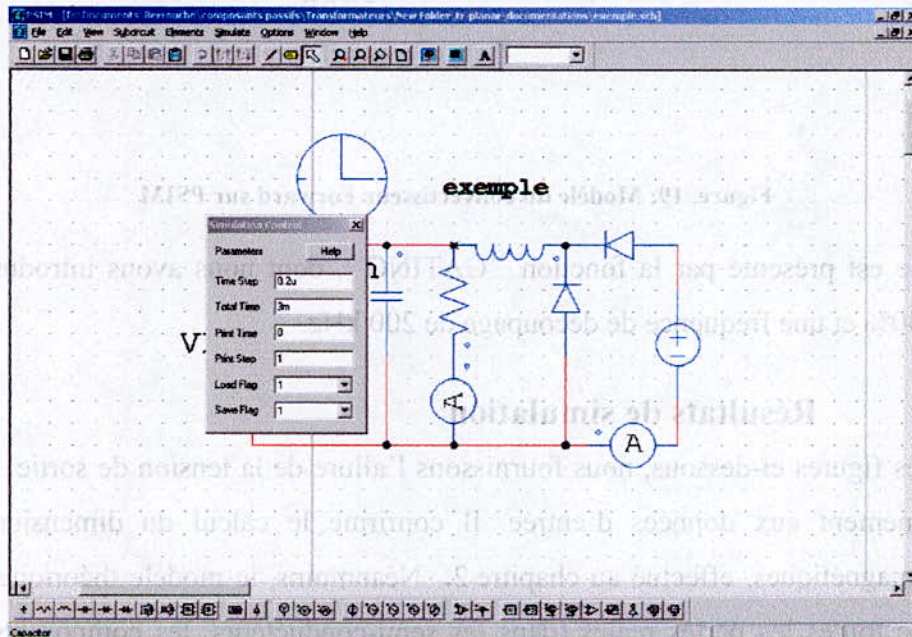
L'atout de ce logiciel réside dans sa modularité et sa flexibilité. En effet, PSIM est constitué de 2 modules principaux:

Un premier module de description et traitement qui permet à l'utilisateur de décrire inter-activement son application et prépare les données pour la suite.



**Figure. 17 : Introduction des données d'entrée et les conditions initiales (Valeur de l'inductance de 2.6 mH, valeur initiale du courant traversant est de zero )**

La seconde opération du premier module permet d'initialiser le circuit à partir d'un point de fonctionnement et démarre la simulation en calculant les courants et tensions relatives aux différents composants constituant le circuit préalablement défini.



**Figure. 18 : Définition de la durée de la simulation**

Enfin, l'exploitation des résultats fournis par la partie calcul est gérée par un dernier module (SIMVIEW).

#### IV.2.2 La modélisation du convertisseur Forward :

Le modèle réalisé sur PSIM, présentée sur la figure au-dessous, est ce qui correspond à la fréquence 200 kHz.

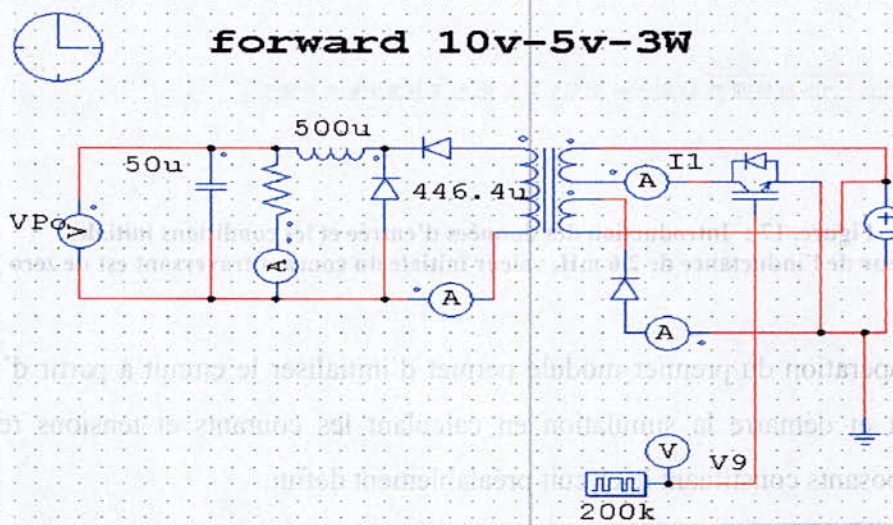


Figure. 19: Modèle du convertisseur Forward sur PSIM

Le découpage est présenté par la fonction "GATING", dont nous avons introduit un rapport cyclique de 40% et une fréquence de découpage de 200 kHz.

##### IV.2.2.1 Résultats de simulation

Sur les figures ci-dessous, nous fournissons l'allure de la tension de sortie. Ces résultats sont conformément aux données d'entrée. Il confirme le calcul du dimensionnement des composants magnétiques, effectué au chapitre 2. Néanmoins, le modèle théorique ne tient pas en compte de toutes les pertes réelles (dans les semi-conducteurs, les composants passifs... ) ainsi que la saturation du circuit magnétique. Tous ces phénomènes seront repérés dans la partie test pratique du convertisseur dont nous allons aborder dans le prochain chapitre.

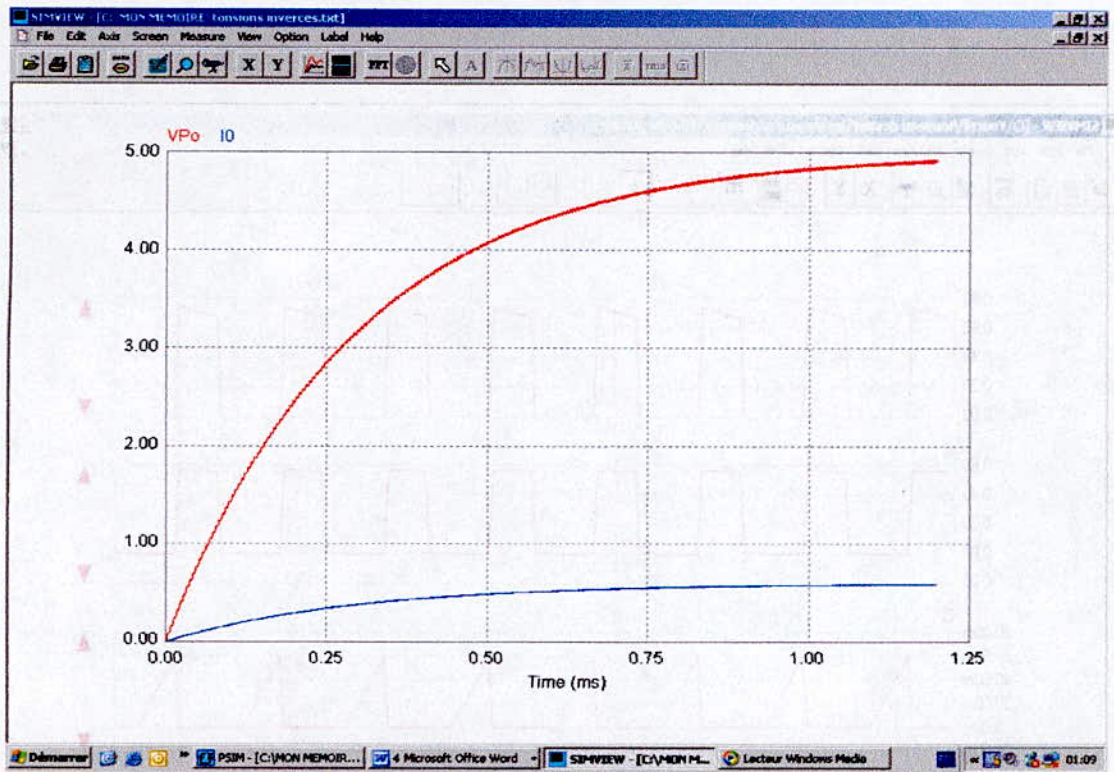


Figure. 20 : Allure de la tension et le courant de sortie.

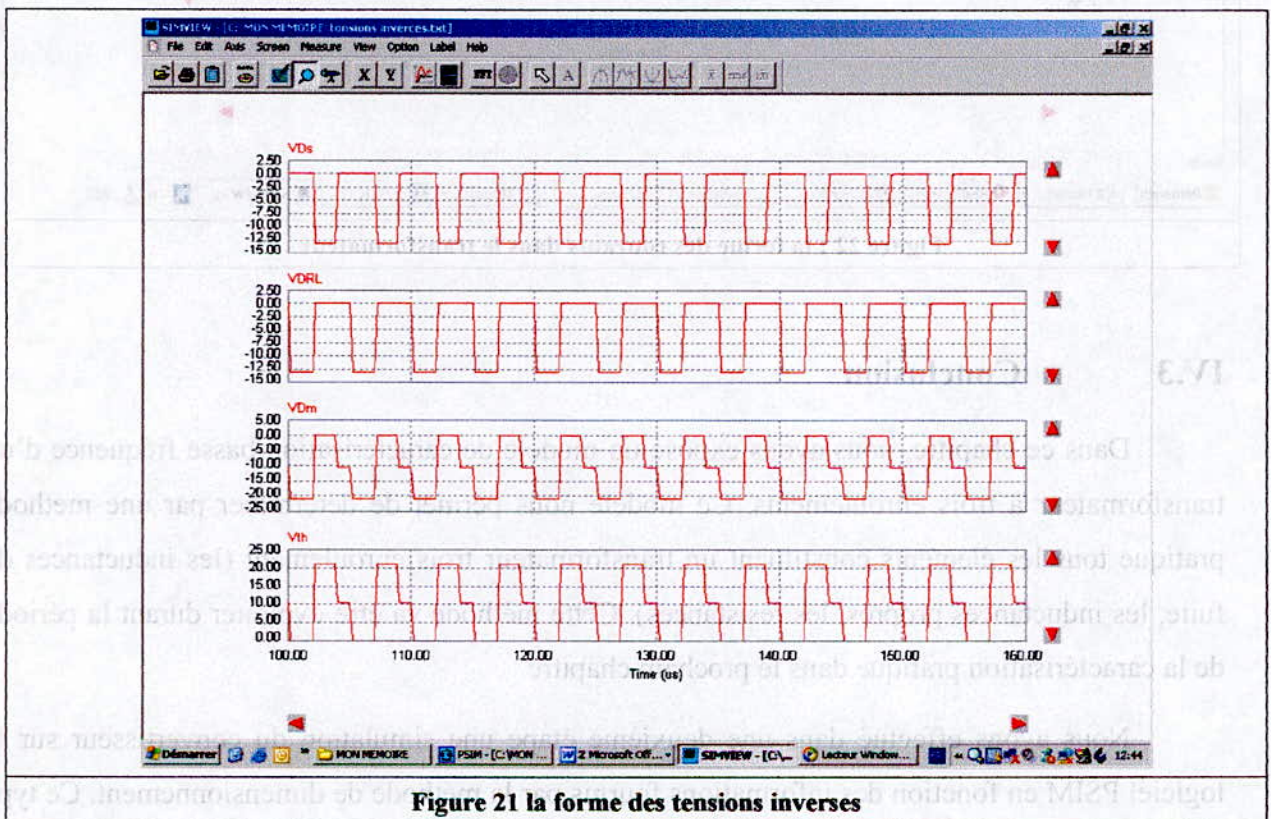
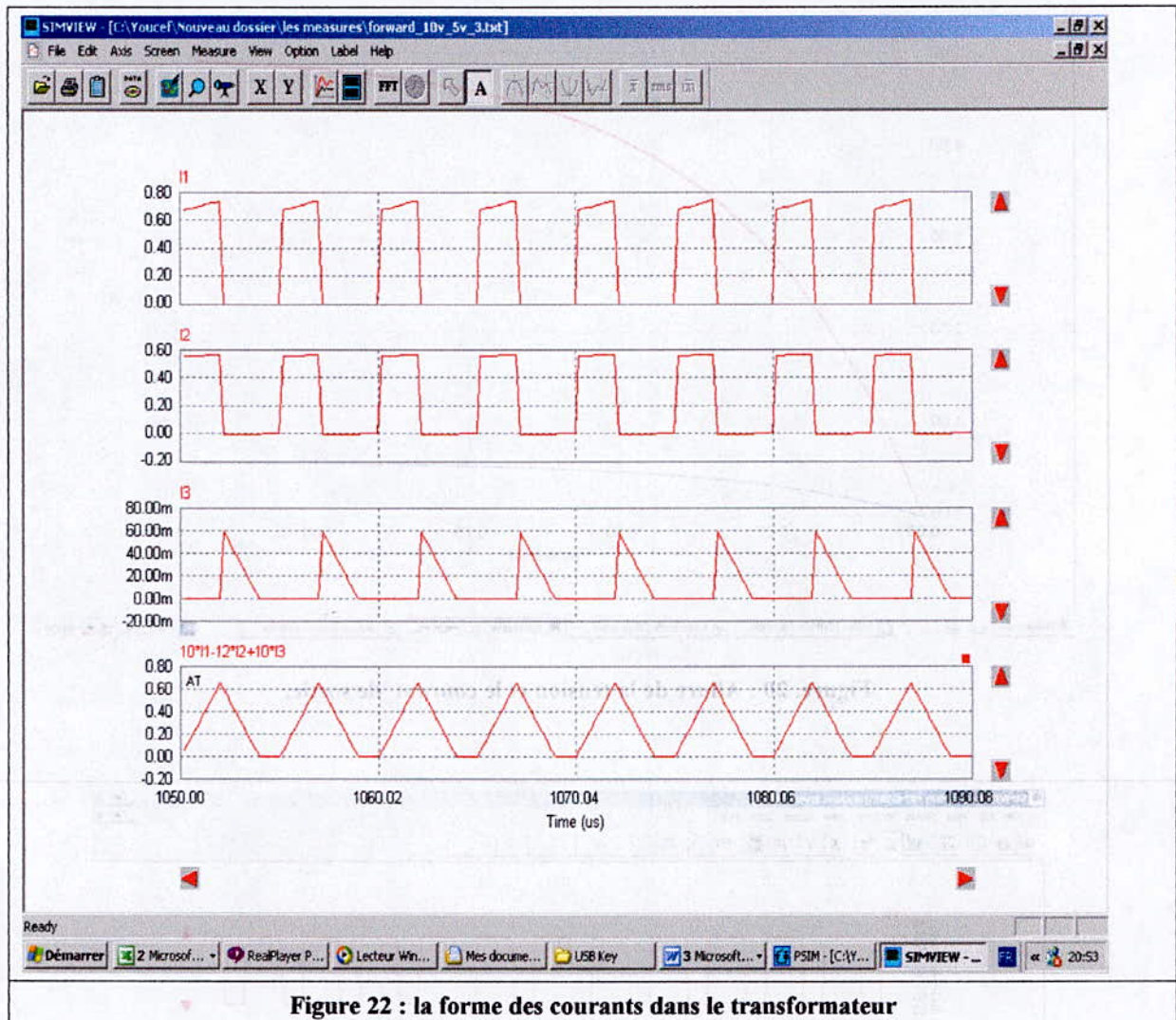


Figure 21 la forme des tensions inverses



### IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé un modèle de caractérisation basse fréquence d'un transformateur à trois enroulements. Ce modèle nous permet de déterminer par une méthode pratique tous les éléments constituant un transformateur trois enroulement (les inductances de fuite, les inductances propres, les résistances). Cette méthode va être exploitée durant la période de la caractérisation pratique dans le prochain chapitre.

Nous avons effectué dans une deuxième étape une simulation du convertisseur sur le logiciel PSIM en fonction des informations fournis par la méthode de dimensionnement. Ce type

de simulations, nous permet d'évaluer les paramètres de sortie en fonction de résultats de la méthode de dimensionnement. Dans le prochain chapitre, nous allons présenter les résultats pratiques de la conception que nous avons effectué durant ce travail.

Pour faire une évaluation plus générale, nous avons réalisés deux convertisseurs au convertisseur on les composants magnétiques sont intégrés dans le même PCB que les autres composants électroniques (pour une fréquence de 200 kHz). Un deuxième convertisseur dont les composants magnétiques sont intégrés dans des PCB indépendamment de ceux des autres composants électroniques (pour une fréquence de 200 kHz et 120 kHz), voir figures au-dessous.

Figure 23

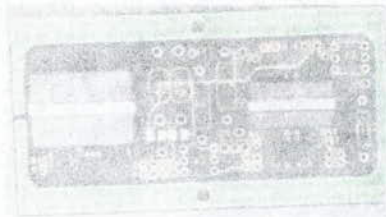


Figure 23 les deux types de cartes utilisées

D'après la conception réalisée, nous avons deux inductances et deux transformateurs 150 kHz et 200 kHz (voir figure 24).



Figure 24 : les éléments passifs

### V.3 Échantillons de tests

Le choix de design était basé sur une alimentation à découpage de type Forward. On distingue deux types de tests :

## V CONCEPTION PRATIQUE

### V.1 Introduction

Pour faire une évaluation plus générale, nous avons implanté deux convertisseurs, un convertisseur où les composants magnétiques sont intégrés dans le même PCB que les autres composants électroniques (pour une fréquence de 200 kHz). Un deuxième convertisseur dont les composants magnétiques sont intégrés dans des PCB indépendamment de ceux des autres composants électriques (pour une fréquence de 200 kHz et 120 kHz), voir figures au-dessous.

Figure.23.



Figures.23 les deux types de cartes utilisées

D'après la conception réalisée, nous avons deux inductances et deux transformateurs 120 kHz et 200 kHz (voir figure.24).

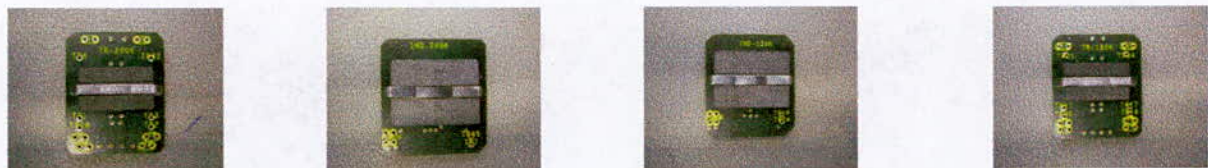


Figure.24 : les éléments passifs

### V.2 Echantillons de tests

Le choix de design était basé sur une alimentation à découpage, de type Forward. On distingue deux types de tests :



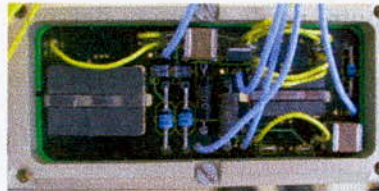
### V.2.1 Mesures initiales

Dans le but de la vérification de conformité avec les spécifications du design, des mesures initiales seront effectuées sur chaque composant magnétique isolé et sur chaque convertisseur avec des composants magnétiques intégrés.

### V.2.2 Qualification composant /convertisseur

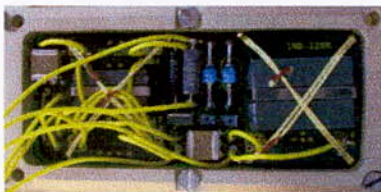
Les tests de qualification seront réalisés sur des convertisseurs ainsi que sur des composants isolés :

- PCB avec des composants magnétiques intégrés dans le PCB (fréquence de 200 kHz).

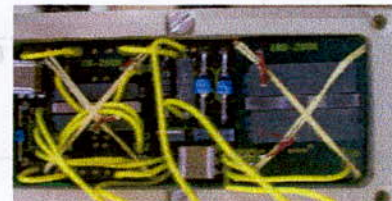


- Nous les appelons PCB\_200 kHz\_intégrés

- 2 PCBs avec des composants magnétiques à rajouter (1 pour une fréquence de 200 kHz et 1 pour une fréquence de 120 kHz). Nous les appelons :



PCB\_120 kHz\_isolés.



PCB\_200 kHz\_isolés.

### V.3 Spécifications de fonctionnement

Nous rappelons les spécifications électriques données par le cahier des charges et nous complétons par les spécifications d'environnement [SP01].

- Alimentation est une tension continue réglable de 10 V.
- Fréquence de découpage est de 200 kHz et 120 kHz .

- Rapport cyclique : 40 %
- Tension de sortie 5 V
- Courant de sortie 0.6 A
- Température maximale 175 °C

## V.4 Procédure du life test

Le profil de qualification est défini entre 25 °C et 175 °C.

### V.4.1 Cycles de température

Le profil des températures est montré par la figure ci-dessous.

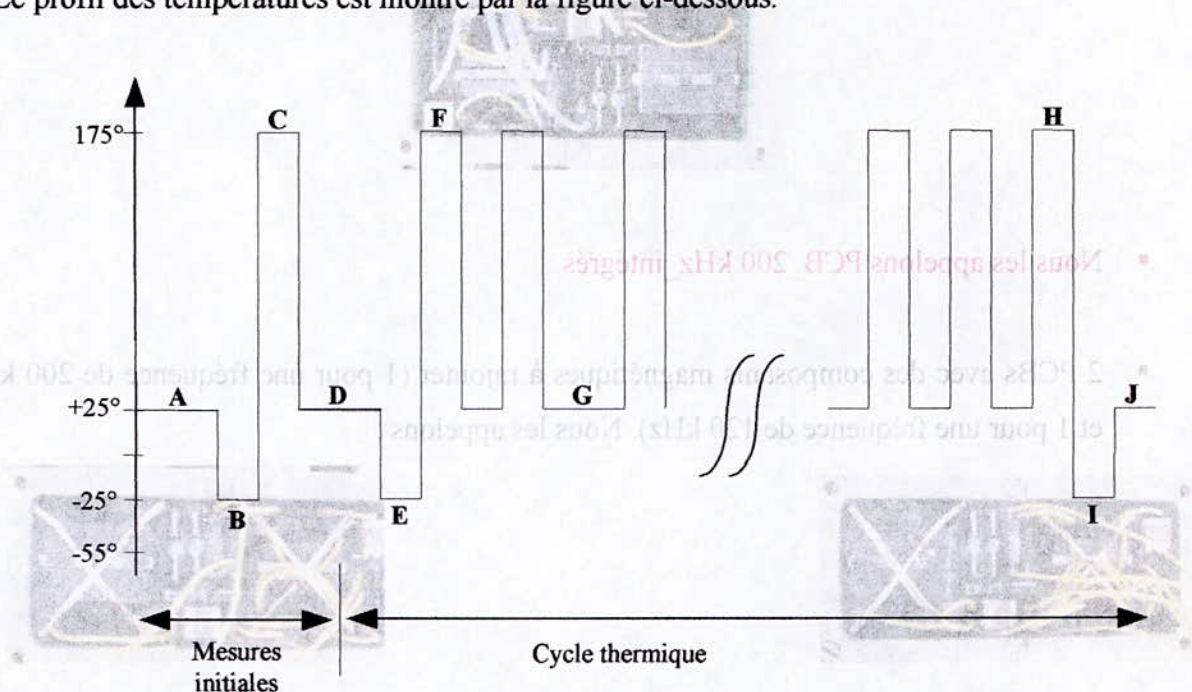


Figure 25 : Cyclage complet

#### V.4.1.1 Mesures initiales

Les mesures initiales sont effectuées à +25°C, -25°C et +175°C avant le cyclage.

#### V.4.1.2 Cycles thermiques

Faire de cyclage thermique entre 25 °C et 175 °C.

- Mesures après une heure de stabilisation (G, J)
- Mesures à la fin des étapes -25°C (E et I)
- Mesures au début de la première étape à +175°C (F)

- Mesures chaque cinq cycles à +25°C et à +175°C jusqu'au Fin de cyclage (H).
- Contrôle visuel à l'étape J

#### V.4.2 Alimentation des éléments

Chaque convertisseur est alimenté à la tension mentionnée dans les spécifications. La charge est représentée par une résistance, dont la valeur est déterminée pour que le convertisseur produise le courant mentionné dans les spécifications.

- Pendant les tests en température,

- Dans la phase des mesures initiales et la phase de cyclage thermique, les convertisseurs sont alimentés à la tension de fonctionnement et chargés pour débiter la puissance de fonctionnement.
- Le signal de commande et le signal d'entrée doivent être suivi en permanence pour vérifier que les mesures de sortie soient significatives par rapport aux niveaux d'entrée.
- Le rapport cyclique est de 40%.
- La tension (et/ou le courant) de sortie doit être contrôlés. Les valeurs de tension de sortie enregistrées doivent rester à l'intérieur des valeurs et tolérances spécifiées.

#### V.4.3 Mesures

Composants :

Transformateur

- Inductances propres
- Inductances de fuite
- Résistances d'enroulement
- Elévation de température (+25°C et +175°C)

Inductance

- Valeur de l'inductance
- Résistance de fuite
- Elévation de la température (+25°C et +175°C)

Convertisseur

- Signal d'entrée
- Signal de sortie

- Elévation de température
- Courant dans le drain du MOS, et la tension drain/source

## V.5 Qualification Composants :

### V.5.1 Mesure à -25 °C

#### Transformateur 200 kHz isolé

TR 200 kHz isolé	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en uH	R en OHM	Ind en uH	R en OHM	Ind en uH	R en OHM
Mesure de Lp	254,77	0,56	249,01	3,43	252,7	5,27
Mesure de Ls'	371,4	0,63	359,6	4,55	363,5	6,95
Mesure de Laux'	254,9	0,56	249,84	2,46	253,3	5,32
Lf1			2,62	1,5	2,58	1,56
Lf2			1,13	0,84	1,1	0,88
Lf2'			1,62	1,16	1,59	1,2

#### Transformateur 200 kHz intégré

TR 200 kHz intégré	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en μH	R en OHM	Ind en μH	R en OHM	Ind en μH	R en OHM
Mesure de Lp	247,2	0,54	243,3	3,36	247,23	5,17

Mesure de Ls'	359,13	0,6	348,75	4,33	354,04	6,7
Mesure de Laux'	247,6	0,52	243,4	3,27	247,17	5,04
Lf1			2,57	1,46	2,5	1,54
Lf2			1,23	0,8	1,19	0,85
Lf2'			1,65	1,12	1,62	1,18

### Inductance 200 kHz isolée

IND 200 kHz isolée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	426,46	0,8	429,97	1,98	440,14	3,64

### Inductance 200 kHz intégrée

IND 200 kHz intégrée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	430,58	0,82	434,53	2,02	444,93	3,67

### Transformateur 120 kHz

TR 120 kHz i	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	160,25	0,36	158,63	2,23	159,77	3,48
Mesure de Ls'	251,8	0,44	245,99	3,14	247,4	4,8
Mesure de Laux'	160,1	0,37	158,26	2,24	159,3	3,47
Lf1			2,66	1,06	2,62	1,14
Lf2			1,48	0,56	1,45	0,59
Lf2'			1,93	0,77	1,9	0,82

### Inductance 120 kHz

IND 120 kHz	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	760,12	1,6	765,67	3,2	784,66	5,1

V.5.2 Mesure à +25 °C

Transformateur 200 kHz isolé

TR 200 kHz isolé	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	296,9	0,69	293,2	2,83	300,6	4,2
Mesure de Ls'	430,5	0,78	418,1	3,35	428,2	5,27
Mesure de Laux'	295,6	0,66	291,7	2,72	299	4,14
Lf1			2,61	1,84	2,57	1,92
Lf2			1,27	1,01	1,24	1,05
Lf2'			1,85	1,4	1,81	1,46

Transformateur 200 kHz intégré

TR 200 kHz intégré	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	200,64	0,44	199,5	1,95	203	3,05
Mesure de Ls'	314,9	0,54	309,6	2,62	315,4	4,14
Mesure de Laux'	199,63	0,44	198,4	1,92	202,1	3
Lf1			2,54	1,29	2,49	1,37
Lf2			1,18	0,67	1,16	0,72
Lf2'			1,69	0,93	1,67	0,99

### Inductance 200 kHz isolée

IND 200 kHz isolée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	448,86	1	453,9	1,73	465,4	2,58

### Inductance 200 kHz intégrée

IND 200 kHz intégrée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	454,2	1	459,2	1,75	470,7	2,52

### Transformateur 120 kHz

TR 120 kHz i	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	200,64	0,44	199,5	1,95	203	3,05
Mesure de Ls'	314,9	0,54	309,6	2,62	315,4	4,14
Mesure de Laux'	199,63	0,44	198,4	1,92	202,1	3
Lf1			2,54	1,29	2,49	1,37
Lf2			1,18	0,67	1,16	0,72
Lf2'			1,69	0,93	1,67	0,99



### Inductance 120 kHz

IND 120 kHz	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	792,73	1,99	802,6	2,95	825,7	4,2

### V.5.3 Mesure à +175°C

#### Transformateur 200 kHz isolé

TR 200 kHz isolé	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	403,92	1,06	404,2	5,82	429,5	21,5
Mesure de Ls'	584,2	1,2	578,4	7,4	613,3	27,9
Mesure de Laux'	400,2	1	399,6	5,06	424,01	17,8
Lf1			2,61	2,76	2,57	2,83
Lf2			1,08	1,5	1,06	1,54
Lf2'			1,6	2,1	1,58	2,15

### Transformateur 200 kHz intégré

TR 200 kHz intégré	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de Lp	420	1	419,2	6	446,5	23
Mesure de Ls'	605,2	1,13	600	7,73	636,7	28,5
Mesure de Laux'	420	0,97	419,2	5,89	446,1	22,2
Lf1			2,53	2,64	2,49	2,71
Lf2			1,3	1,46	1,3	1,5
Lf2'			1,86	2,03	1,82	2,09

### Inductance 200 kHz isolée

IND 200 kHz isolée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	468,8	1,55	475,8	2,4	488,5	3,6

### Inductance 200 kHz intégrée

IND 200 kHz intégrée	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de Lp	461,6	1,55	467,4	2,3	480,4	3,4

### Transformateur 120 kHz

TR 120 kHz i	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM
Mesure de $L_p$	265,37	0,66	266,7	3,95	279,5	14,6
Mesure de $L_s'$	416,85	0,81	415,13	5,56	435,9	21,7
Mesure de $L_{aux}'$	264,63	0,67	271,4	3,98	296,92	15,59
$L_{f1}$			2,59	1,9	2,55	1,98
$L_{f2}$			1,19	1	1,17	1,04
$L_{f2}'$			1,7	1,37	1,68	1,43

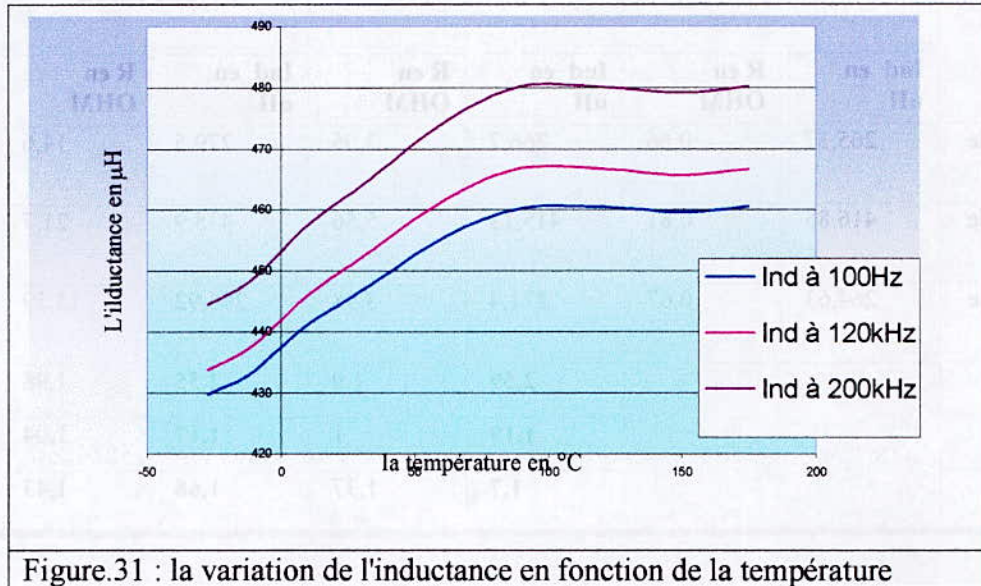
### Inductance 120 kHz

IND 120 kHz	Fréquence de mesure de 100 Hz		Fréquence de mesure de 120 kHz		Fréquence de mesure de 200 kHz	
	Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs		Modèle Ls, Rs	
	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$	Ind en $\mu\text{H}$	R en OHM	Ind en $\mu\text{H}$
Mesure de $L_p$	813,8	3,13	822,92	4,5	844,4	6,92

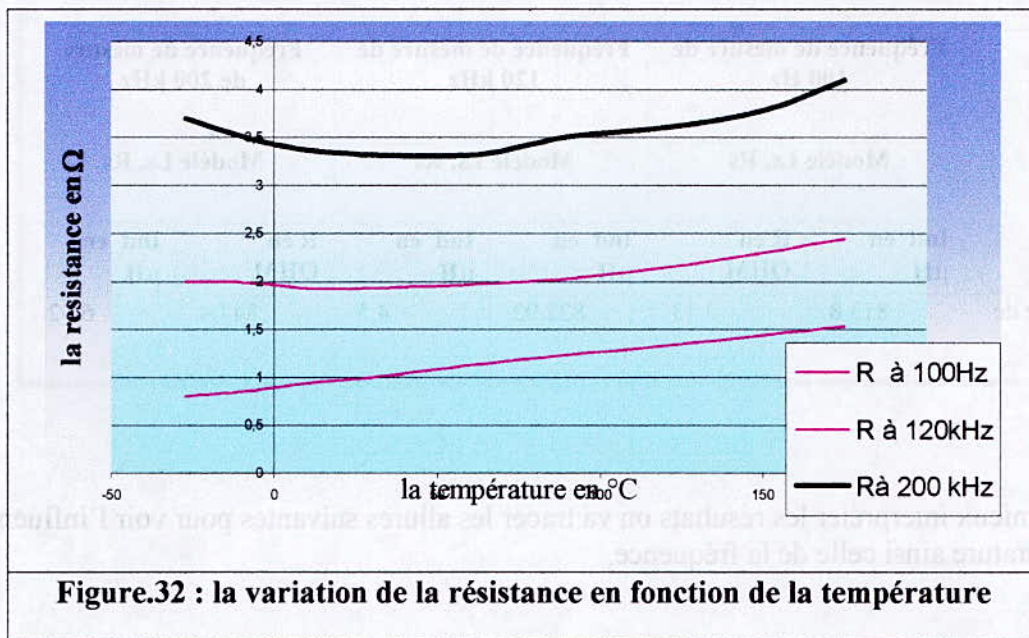
Pour mieux interpréter les résultats on va tracer les allures suivantes pour voir l'influence de la température ainsi celle de la fréquence.

### V.5.4 L'influence de la température

La variation de l'inductance (échantillon inductance 200 kHz isolée)



La variation de la résistance



### V.5.5 L'influence de la fréquence

Pour voir l'influence de la fréquence on trace ces courbes à la température ambiante. et on va faire l'étude que pour les inductances et elle sera pareil pour les transformateurs.

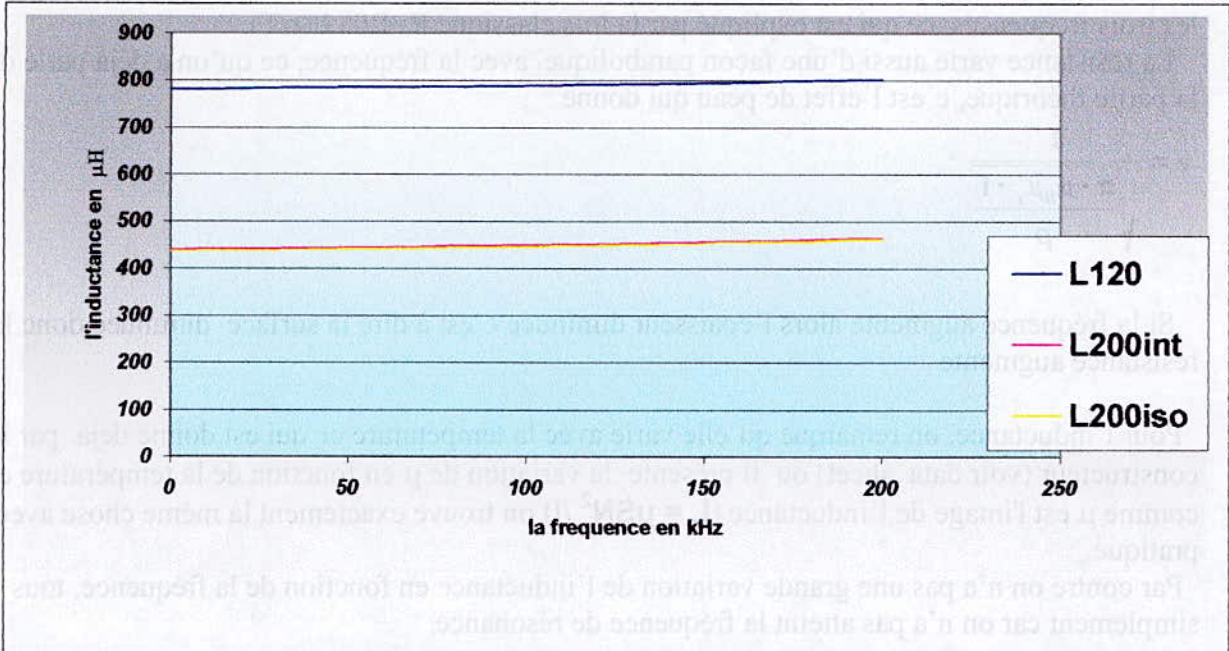


Figure.33 : variation de l'inductance L en fonction de la fréquence à 25°C

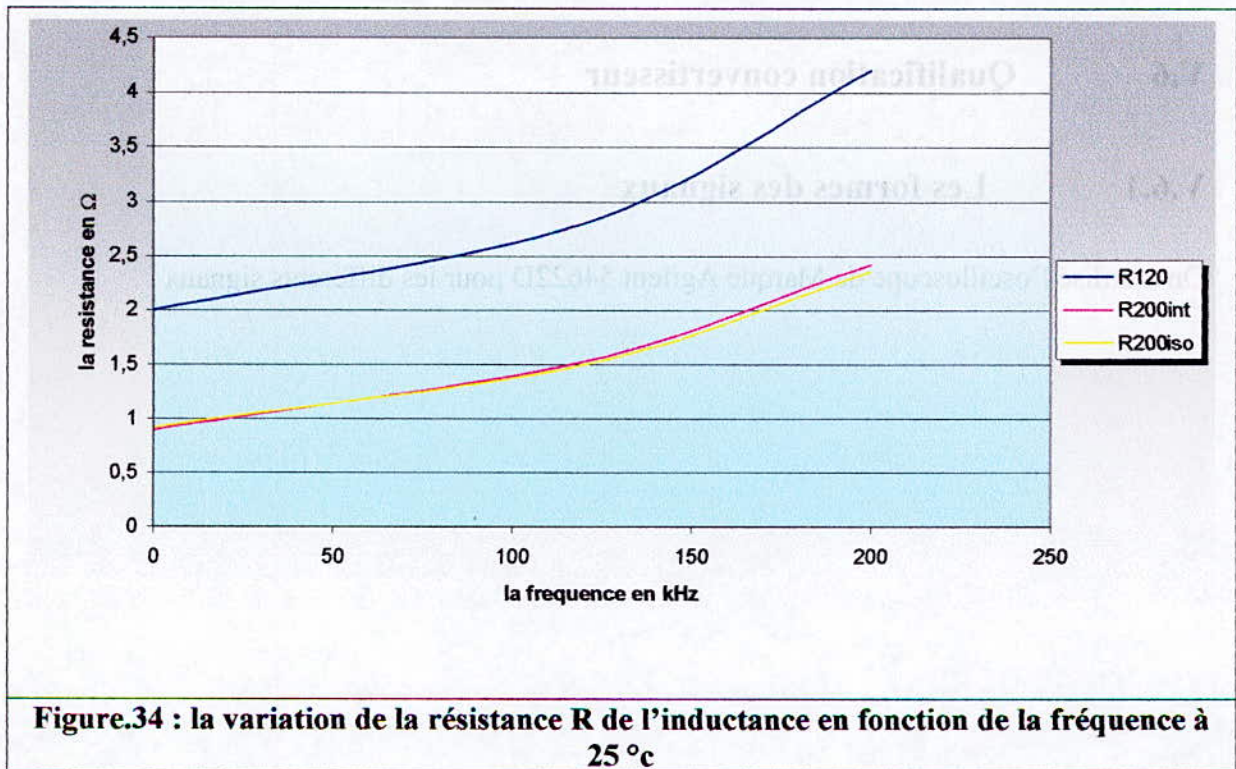


Figure.34 : la variation de la résistance R de l'inductance en fonction de la fréquence à 25°C

## V.5.6 Explications et interprétations

On remarque que la résistance de l'inductance varie linéairement avec la température pour les trois fréquences, ce qui est expliqué par la lois classique  $R=R_0(1+\alpha T)$ .

La résistance varie aussi d'une façon parabolique avec la fréquence, ce qu'on a déjà parlé dans la partie théorique, c'est l'effet de peau qui donne :

$$e = \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \mu_r \cdot f}{\rho}}}$$

Si la fréquence augmente alors l'épaisseur diminuée c'est à dire la surface diminuée donc la résistance augmente

Pour l'inductance, on remarque qu'elle varie avec la température ce qui est donné déjà par le constructeur (voir data sheet) ou il présente la variation de  $\mu$  en fonction de la température et comme  $\mu$  est l'image de l'inductance ( $L = \mu S N^2 / l$ ) on trouve exactement la même chose avec la pratique.

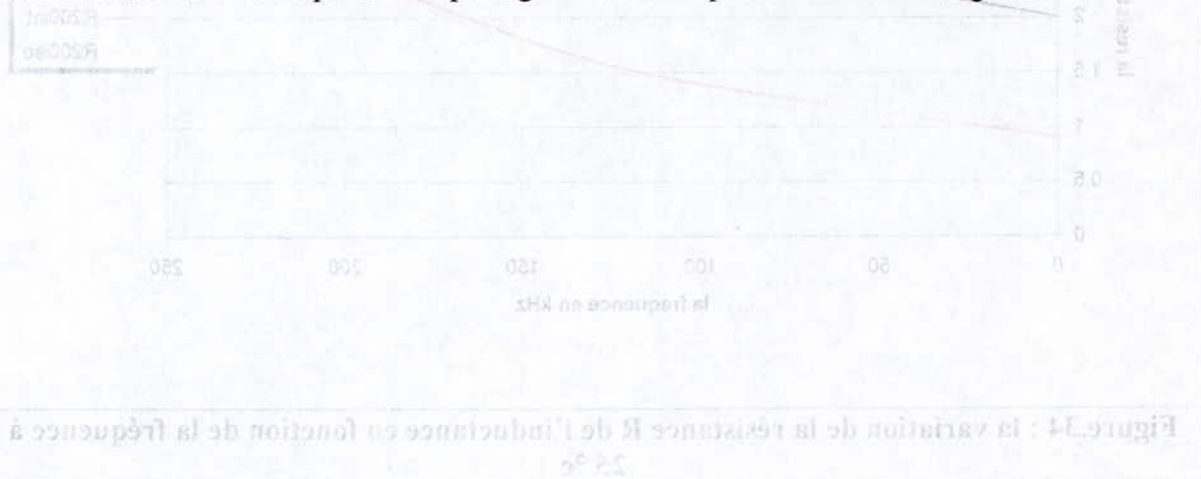
Par contre on n'a pas une grande variation de l'inductance en fonction de la fréquence, tous simplement car on n'a pas atteint la fréquence de résonance.

Il faut signaler que la résistance de l'inductance de sortie est assez grande par rapport à la charge ce qui va nous exiger d'augmenter la tension d'entrée.

## V.6 Qualification convertisseur

### V.6.1 Les formes des signaux

On a utilisé l'oscilloscope de Marque Agilent 54622D pour les différents signaux



Sur les figures suivantes, nous présentons les courbes

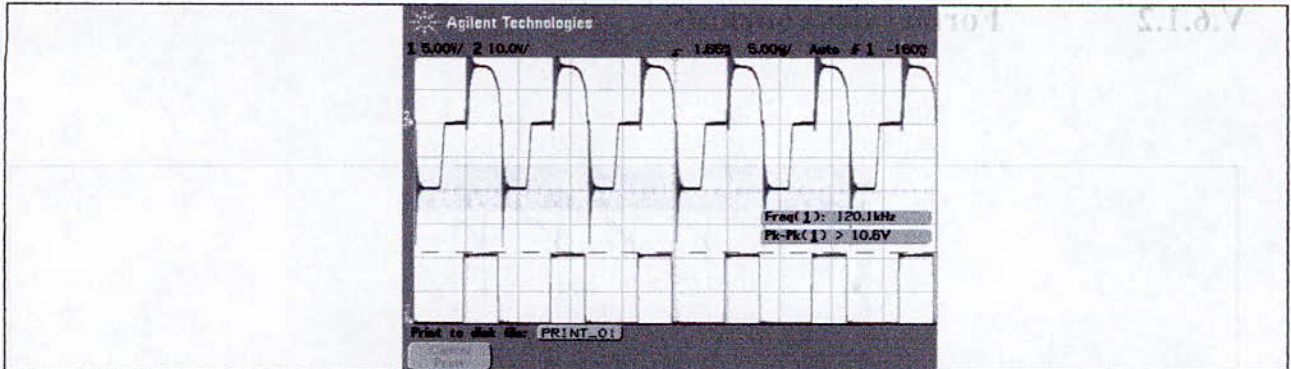


Figure.38 : La tension aux bornes du secondaire

### V.6.1.1 Formes des tensions

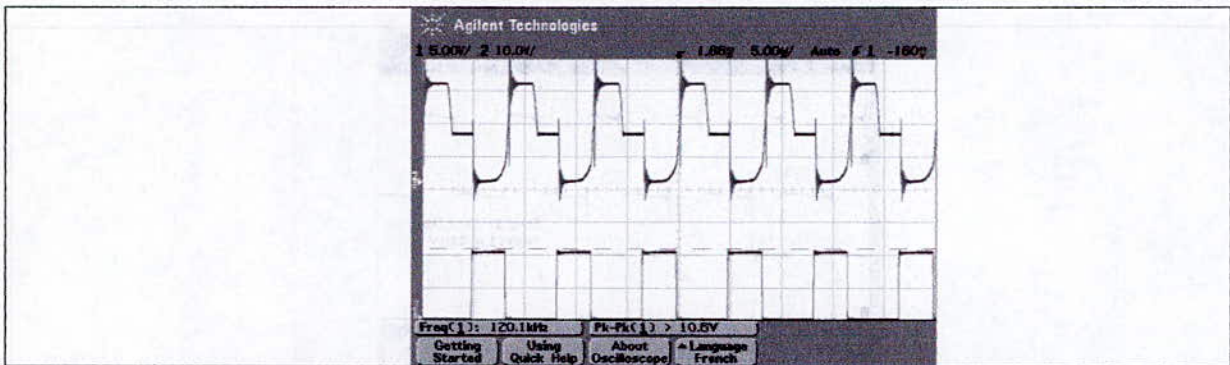


Figure.36 : la forme de la tension au borne du transistor

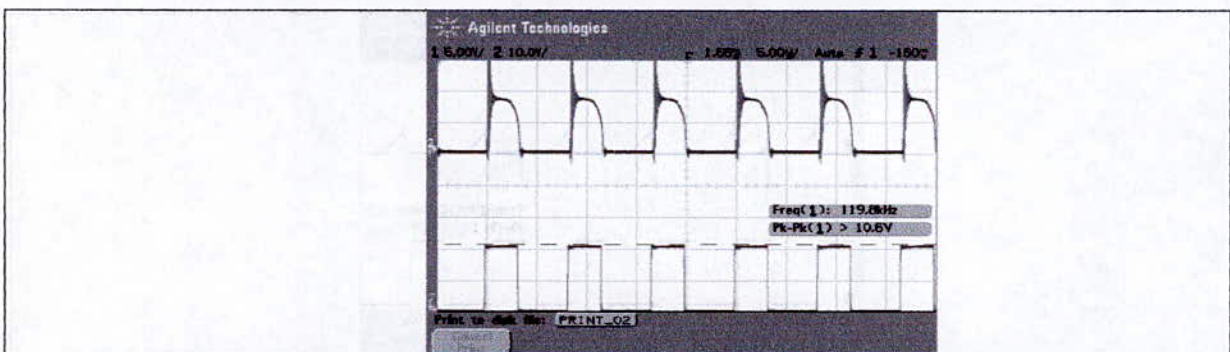


Figure.37 la forme de la tension aux bornes de la diode Ds (inversée)

### V.6.1.2 Formes des courants

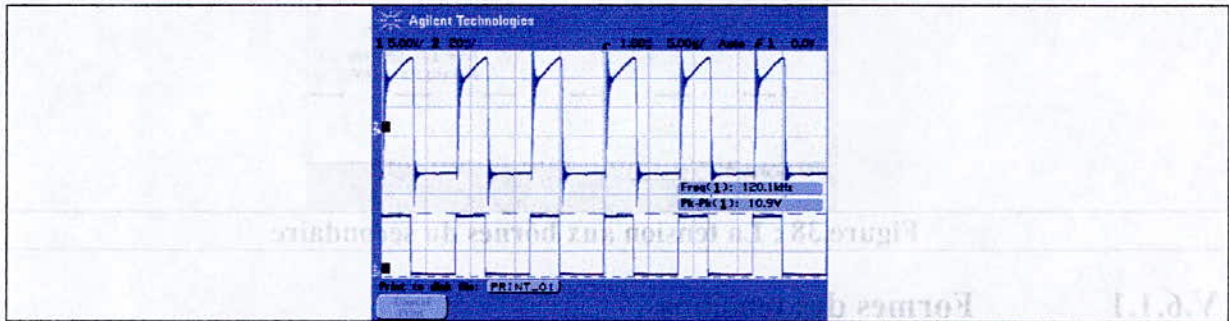


Figure.40 Le courant dans le primaire

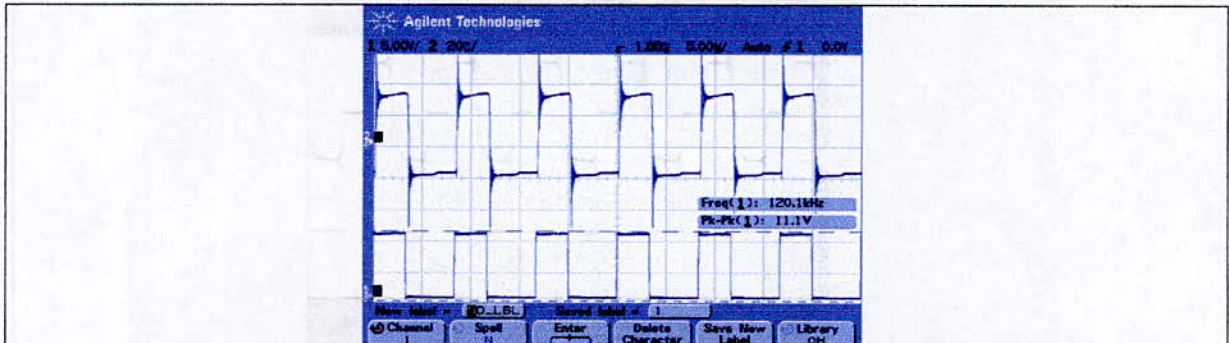


Figure.41 Le courant dans le secondaire

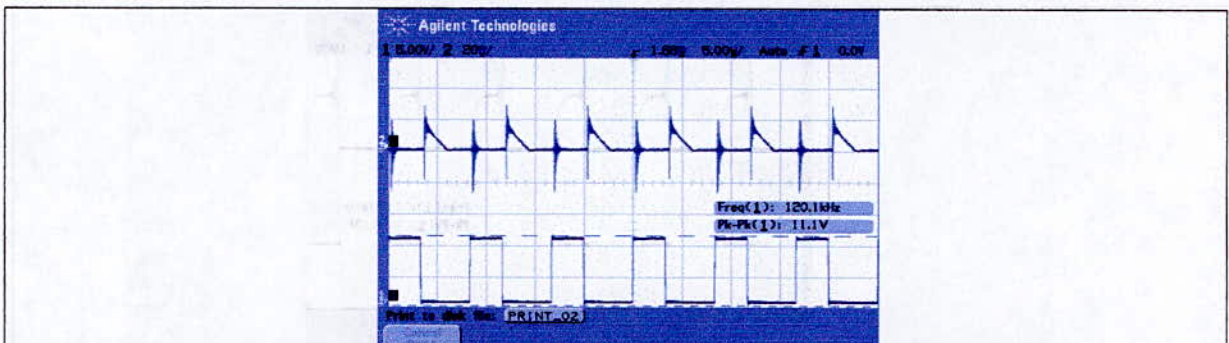


Figure.42 Le courant dans l'enroulement démagnétisant



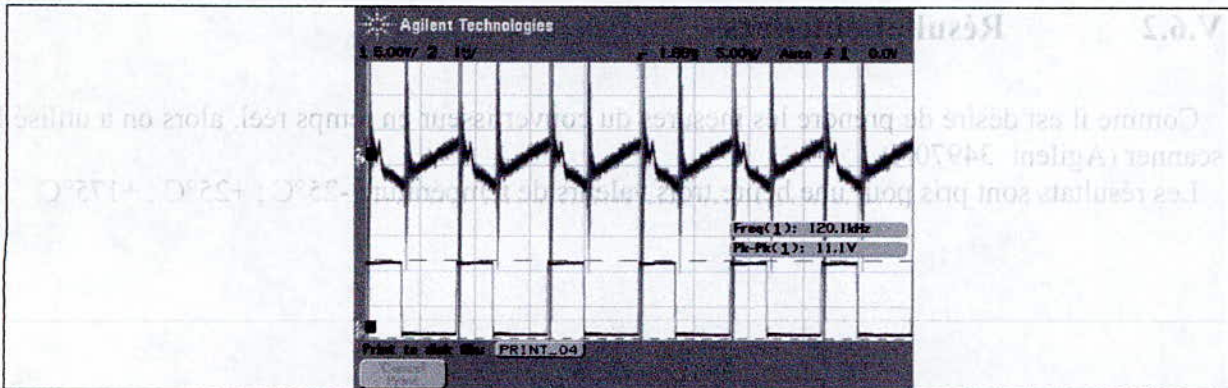


Figure.43 Le courant de sortie

On remarque qu'on a trouvé les mêmes formes des signaux par rapport à la théorie et la simulation

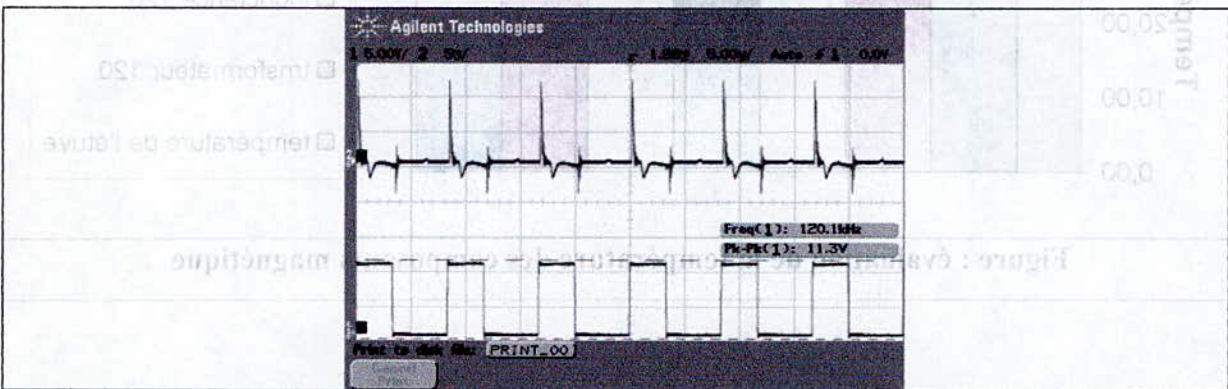
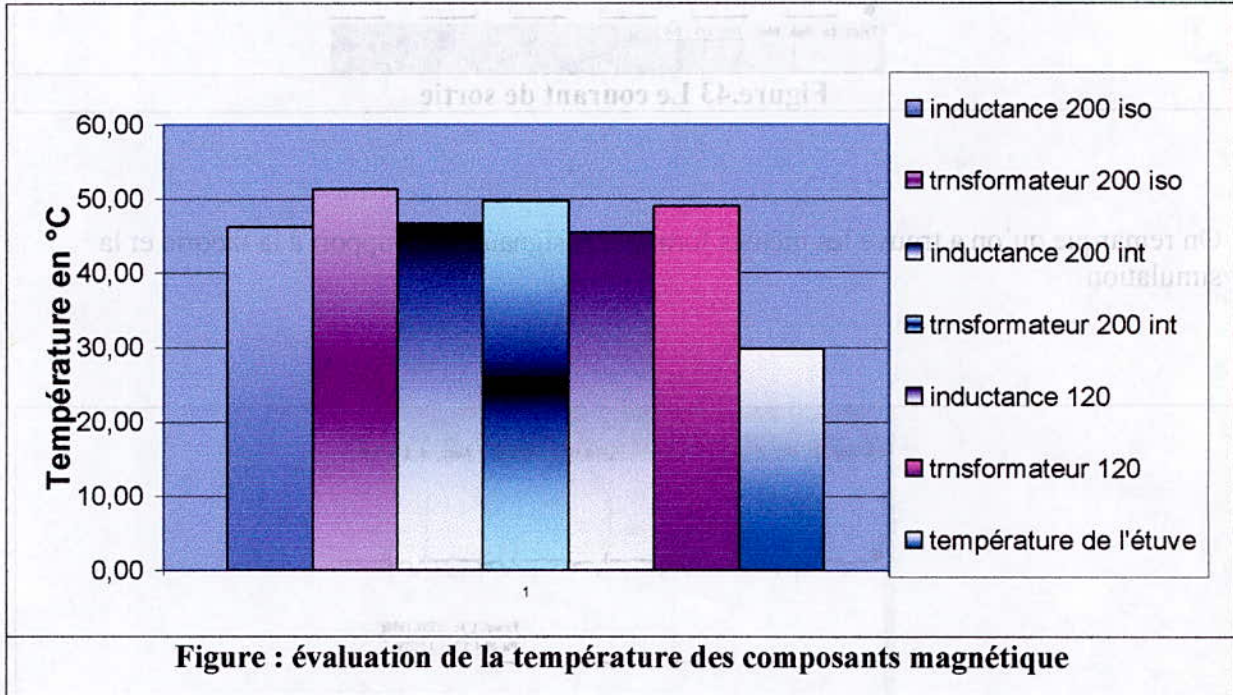


Figure.44 Le courant dans la grille du MOS

### V.6.2 Résultats obtenus

Comme il est désiré de prendre les mesures du convertisseur en temps réel, alors on a utilisé le scanner (Agilent 34970A)  
 Les résultats sont pris pour une heure trois valeurs de température -25°C ; +25°C ; +175°C



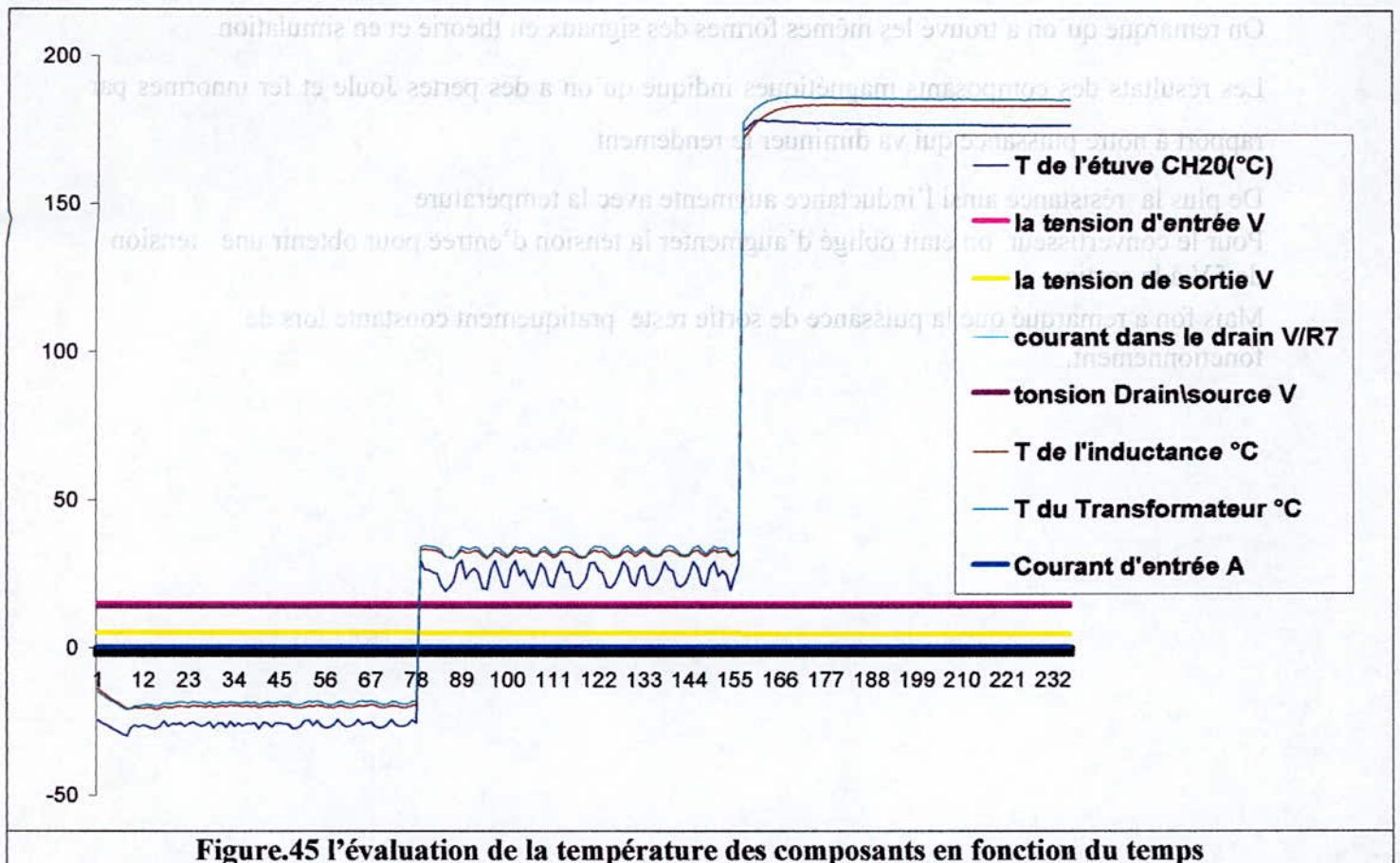


Figure.45 l'évaluation de la température des composants en fonction du temps

### V.6.3 Remarques et interpretations:

Comme il était prévu la résistance de la self-inductance a bien diminué la tension de sortie, et pour garder la même tension de sortie désirée dans le cahier des charges, on était obligé d'augmenter la tension d'entrée à +14.77V au lieu de +10 V.

On remarque qu'on n'a pas une très grande modification à la tension de sortie lors de changement de la température, Elle est de +-2.67%

On a remarqué que la température du transformateur et plus élevée que celle l'inductance que l'étuve ce qui est du au pertes fer.

### V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la spécification du test. Deux types de test étaient effectués, test de composant (isolé) et test convertisseur.

On remarque qu'on a trouvé les mêmes formes des signaux en théorie et en simulation.

Les résultats des composants magnétiques indique qu'on a des pertes Joule et fer innormes par rapport à notre puissance qui va diminuer le rendement

De plus la résistance ainsi l'inductance augmente avec la température

Pour le convertisseur on était obligé d'augmenter la tension d'entrée pour obtenir une tension de 5V à la sortie.

Mais on a remarqué que la puissance de sortie reste pratiquement constante lors de fonctionnement.

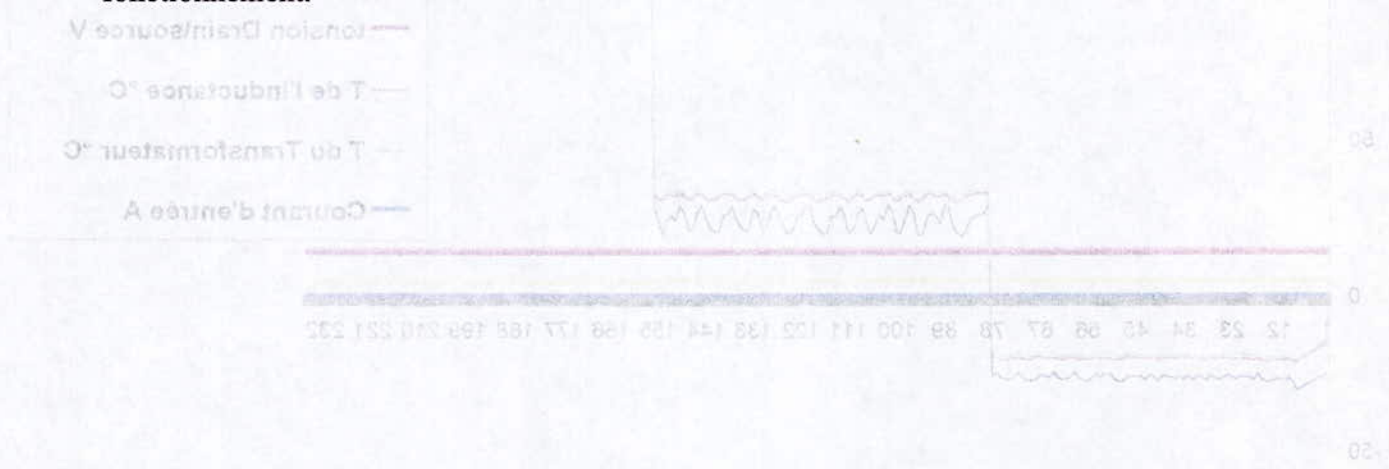


Figure 45: l'évaluation de la température des composants en fonction du temps

### V.6.3 Remarques et interprétations:

Comme il était prévu la résistance de la self-inductance a bien diminué la tension de sortie, et pour garder la même tension de sortie désaturé dans le cahier des charges on était obligé d'augmenter la tension d'entrée à 14,77V au lieu de 10V.

On remarque qu'on n'a pas une très grande modification à la tension de sortie lors de changement de la température. Elle est de +2,67%.

On a remarqué que la température du transformateur et plus élevée que celle l'inductance que l'étuve ce qui est dû au pertes fer.

### V.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté dans un premier temps la spécification du test. Deux types de test étaient effectués: test de composant (isolé) et test convertisseur.

## VI CONCLUSION GENERALE

Techniquement, cette étude a montrée les performances de la technologie PLANAR, tôt en dégageant son inconvénient majeur : les perte fer.

La méthode de dimensionnement mise au point permet en fonction des contraintes de cahier des charges de réduire au maximum les pertes, qu'elles soient liées au circuit magnétiques, aux pistes du circuit imprimé.

Ce rapport permet d'achever les objectifs définis au début de ce projet, en apportant des ordres de grandeurs correspondant à un Planar dimensionnée pour une application haute température.

Dans le premier chapitre, on a présenté le principe de la technologie PLANAR, les résultats de l'étude bibliographique ainsi que le cahier des charges de l'application.

Dans le deuxième chapitre, on a pu donné une procédure de dimensionnement optimale en fonction des différents paramètres.

On a réalisé en suite dans le chapitre trois un modèle de simulation dans l'objectif de valider le dimensionnement effectué en théorie, on a fournis ainsi le modèle basse fréquence d'un transformateur à trois enroulements

Dans le chapitre quatre, on a présenté le banc de test réalisé ainsi que tous les résultats pratiques effectués.

On a pu dégager de cette nouvelle technologie, plusieurs avantages, les deux majeurs sont la réduction de la taille ainsi du coût, la densité de courant peut atteint  $20 \text{ A/mm}^2$  ce qui n'est pas le cas pour la technologie bobinée (seulement  $5 \text{ A/mm}^2$ )

Ce travail de recherche m'aura permis d'avoir une vision plus large de la gestion d'un projet à part entière, de la conception à la réalisation du produit. La nature du sujet, ainsi que l'aval de mes encadrant, m'ont permis d'aborder les aspects liées à la recherche tout en restant en dequation avec les réalités industrielles.

Ce sujet sur la technologie PLANAR cache un nombre d'applications et de débouchées importants, notamment aujourd'hui où l'intégration de composants passifs est devenue essentielle. Une étude comparative avec une technologie bobinée au niveau performances va définir une procédure d'utilisation et de choix des deux technologies.

**Nikola Tesla (1856-1943).**

**Ingénieur électricien et inventeur yougoslave. Après ses études d'ingénieur à Budapest, il s'installe à New York en 1887 pour fonder une entreprise de construction d'alternateur. On lui doit la réalisation du premier moteur asynchrone et l'invention des courants polyphasés, et du montage en étoile. En 1889 il étudia les circuits à hautes fréquences et imagina le coulage de deux circuits par induction mutuelle. Ces études menèrent à la mise au point des premiers générateurs industriels d'ondes hertziennes.**

VII ANNEXE 1

VII.1 Data sheet Driver :

International Rectifier **IR2125(S)**  
**CURRENT LIMITING SINGLE CHANNEL DRIVER**

Data Sheet No. PD60017-M

**Features**

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +500V
- Tolerant to negative transient voltage
- dV/dt immune
- Gate drive supply range from 12 to 18V
- Undervoltage lockout
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
- Error lead indicates fault conditions and programs shutdown time
- Output in phase with input
- 2.5V, 5V and 15V input logic compatible

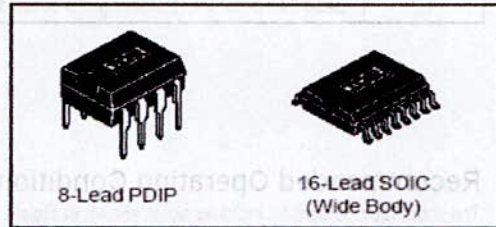
**Product Summary**

V <sub>OFFSET</sub>	500V max.
I <sub>O+/-</sub>	1A / 2A
V <sub>OUT</sub>	12 - 18V
V <sub>Csth</sub>	230 mV
t <sub>on/off</sub> (typ.)	150 & 150 ns

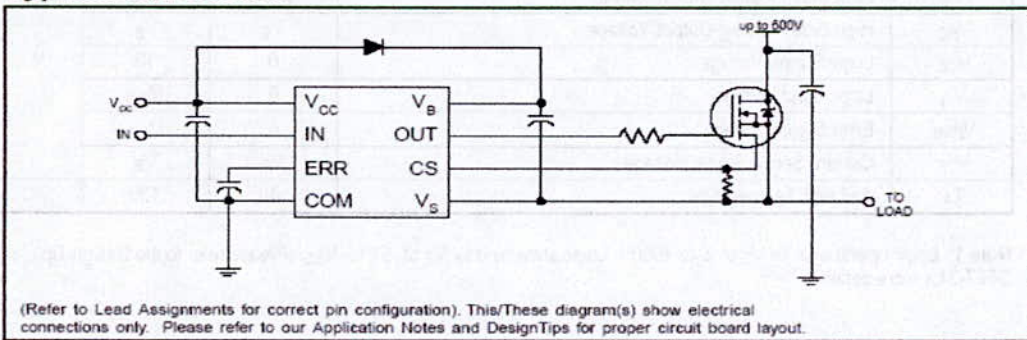
**Description**

The IR2125(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with over-current limiting protection circuitry. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle by cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting conditions and latched shutdown. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high or low side configuration which operates up to 500 volts.

**Packages**



**Typical Connection**



# IR2125(S)

International  
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
$V_B$	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	525	V
$V_S$	High Side Floating Offset Voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
$V_{HO}$	High Side Floating Output Voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
$V_{CC}$	Logic Supply Voltage	-0.3	25	
$V_{IN}$	Logic Input Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{ERR}$	Error Signal Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{CS}$	Current Sense Voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
$dV_o/dt$	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50	V/ns
$P_D$	Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (8 lead PDIP)	—	1.0	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
$R_{thJA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (8 lead PDIP)	—	125	$^\circ\text{C/W}$
	(16Lead SOIC)	—	100	
$T_J$	Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Storage Temperature	-55	150	
$T_L$	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

## Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The  $V_S$  offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
$V_B$	High Side Floating Supply Voltage	$V_S + 12$	$V_S + 18$	V
$V_S$	High Side Floating Offset Voltage	Note 1	500	
$V_{HO}$	High Side Floating Output Voltage	$V_S$	$V_B$	
$V_{CC}$	Logic Supply Voltage	0	18	
$V_{IN}$	Logic Input Voltage	0	$V_{CC}$	
$V_{ERR}$	Error Signal Voltage	0	$V_{CC}$	
$V_{CS}$	Current Sense Signal Voltage	$V_S$	$V_B$	
$T_A$	Ambient Temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for  $V_S$  of -5 to +500V. Logic state held for  $V_S$  of -5V to  $-V_{BS}$ . (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).



**Dynamic Electrical Characteristics**

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ) = 15V,  $C_L$  = 3300 pF and  $T_A$  = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figures 3 through 6.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-On Propagation Delay	7	—	150	200	ns	$V_{IN} = 0$ & 5V $V_S = 0$ to 600V
$t_{off}$	Turn-Off Propagation Delay	8	—	150	190		
$t_{sd}$	ERR Shutdown Propagation Delay	9	—	1.7	2.2	$\mu s$	
$t_r$	Turn-On Rise Time	10	—	43	60	ns	
$t_f$	Turn-Off Fall Time	11	—	26	35		
$t_{cs}$	CS Shutdown Propagation Delay	12	—	0.7	1.2	$\mu s$	$C_{ERR} = 270$ pF
$t_{err}$	CS to ERR Pull-Up Propagation Delay	13	—	9.0	12		

**Static Electrical Characteristics**

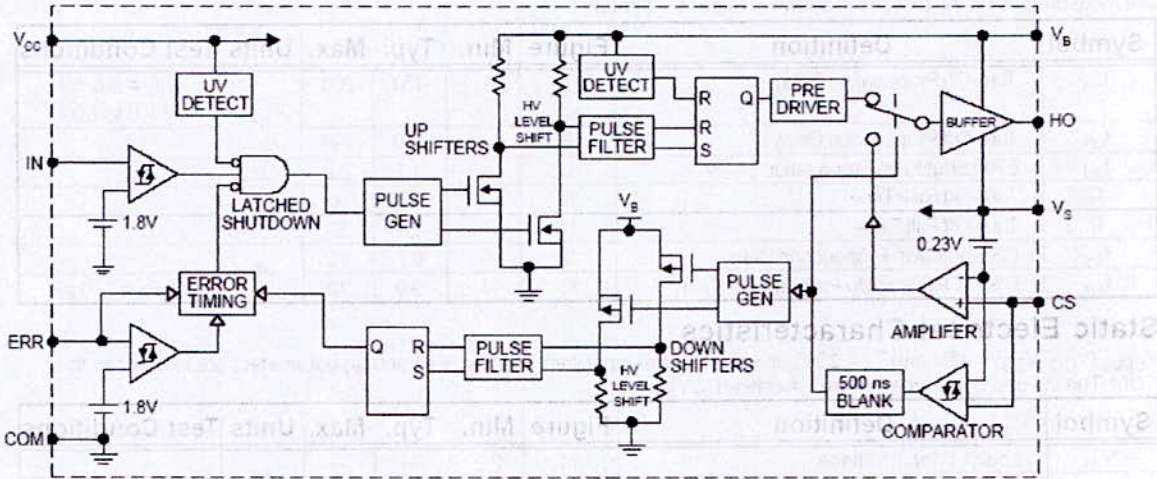
$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ) = 15V and  $T_A$  = 25°C unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to COM. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to  $V_S$ .

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
$V_{IH}$	Logic "1" Input Voltage	14	2.2	—	—	V		
$V_{IL}$	Logic "0" Input Voltage	15	—	—	0.8			
$V_{CSTH+}$	CS Input Positive Going Threshold	16	150	230	320	mV		
$V_{CSTH-}$	CS Input Negative Going Threshold	17	130	200	260			
$V_{OH}$	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	18	—	—	100		$I_O = 0A$	
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage, $V_O$	19	—	—	100			
$I_{LK}$	Offset Supply Leakage Current	20	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V$	
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ Supply Current	21	—	400	1000		$V_{IN} = V_{CS} = 0V$ or 5V	
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ Supply Current	22	—	700	1200		$V_{IN} = V_{CS} = 0V$ or 5V	
$I_{IN+}$	Logic "1" Input Bias Current	23	—	4.5	10		$V_{IN} = 5V$	
$I_{IN-}$	Logic "0" Input Bias Current	24	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$	
$I_{CS+}$	"High" CS Bias Current	25	—	4.5	10		$V_{CS} = 3V$	
$I_{CS-}$	"Low" CS Bias Current	26	—	—	1.0		$V_{CS} = 0V$	
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ Supply Undervoltage Positive Going Threshold	27	8.5	9.2	10.0		V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ Supply Undervoltage Negative Going Threshold	28	7.7	8.3	9.0			
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ Supply Undervoltage Positive Going Threshold	29	8.3	8.9	9.6			
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ Supply Undervoltage Negative Going Threshold	30	7.3	8.0	8.7			
$I_{ERR}$	ERR Timing Charge Current	31	65	100	130	$\mu A$	$V_{IN} = 5V$ , $V_{CS} = 3V$ $ERR < V_{ERR+}$	
$I_{ERR+}$	ERR Pull-Up Current	32	8.0	15	—	mA	$V_{IN} = 5V$ , $V_{CS} = 3V$ $ERR > V_{ERR+}$	
$I_{ERR-}$	ERR Pull-Down Current	33	16	30	—		$V_{IN} = 0V$	
$I_{O+}$	Output High Short Circuit Pulsed Current	34	1.0	1.6	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = 5V$ $PW \leq 10 \mu s$	
$I_{O-}$	Output Low Short Circuit Pulsed Current	35	2.0	3.3	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$	

# IR2125(S)

International  
**IR** Rectifier

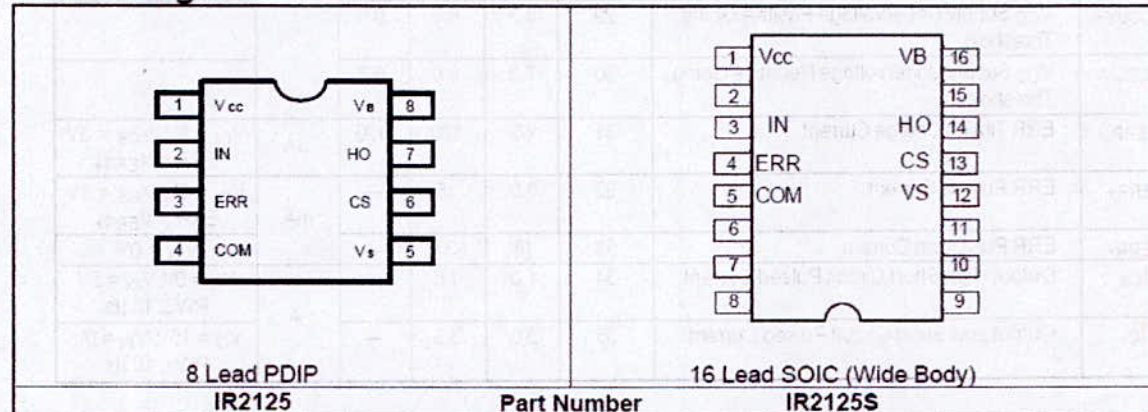
## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

Symbol	Description
V <sub>CC</sub>	Logic and gate drive supply
IN	Logic input for gate driver output (HO), in phase with HO
ERR	Serves multiple functions; status reporting, linear mode timing and cycle by cycle logic shutdown
COM	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
CS	Current sense input to current sense comparator

## Lead Assignments



International  
IR Rectifier

# IR2125(S)

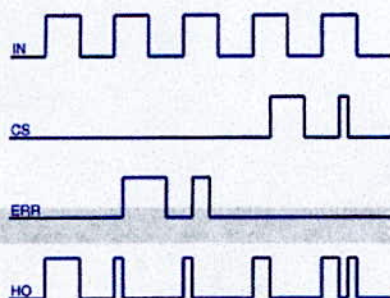


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

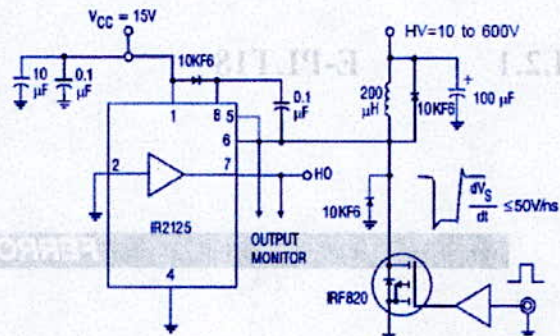


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

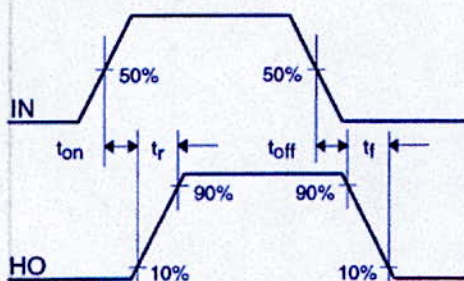


Figure 3. Switching Time Waveform Definitions

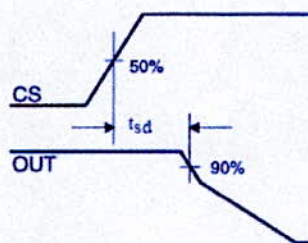


Figure 4. ERR Shutdown Waveform Definitions

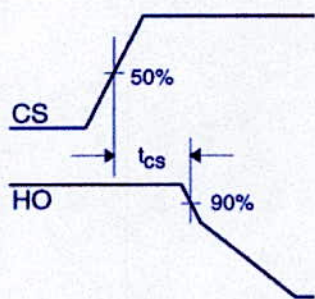


Figure 5. CS Shutdown Waveform Definitions

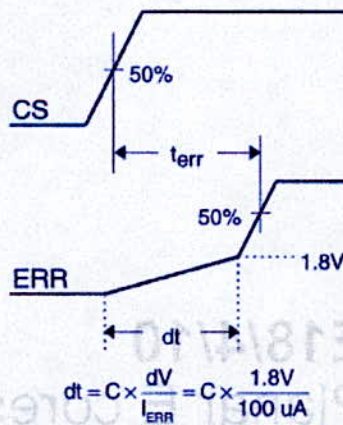


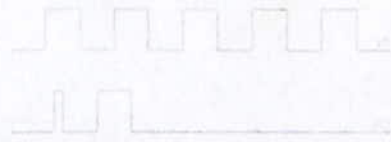
Figure 6. CS to ERR Waveform Definitions

$$dt = C \times \frac{dV}{I_{ERR}} = C \times \frac{1.8V}{100 \mu A}$$

ANNEXE 3

VII.2 Data sheet Ferrites :

VII.2.1 E-PLT18



**FERROXCUBE**



**DATA SHEET**

**E18/4/10**  
**Planar E cores and accessories**

Supersedes data of November 2000

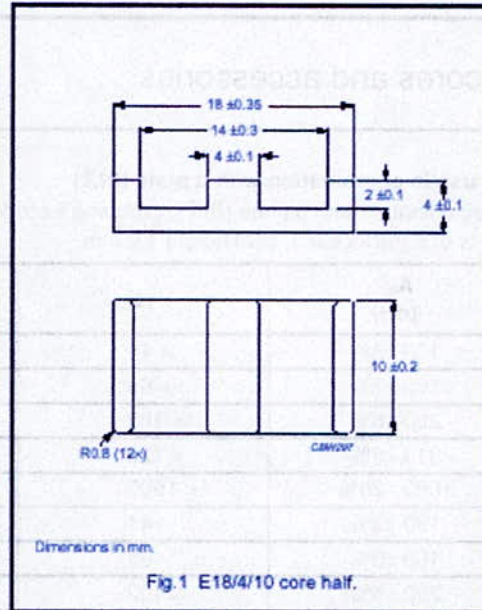
2002 Feb 01

**CORES**

Taille écran

Effective core parameters of a set of 2 cores





SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.616	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	960	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	24.3	mm
$A_e$	effective area	39.3	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	39.3	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of core half	≈ 2.4	g

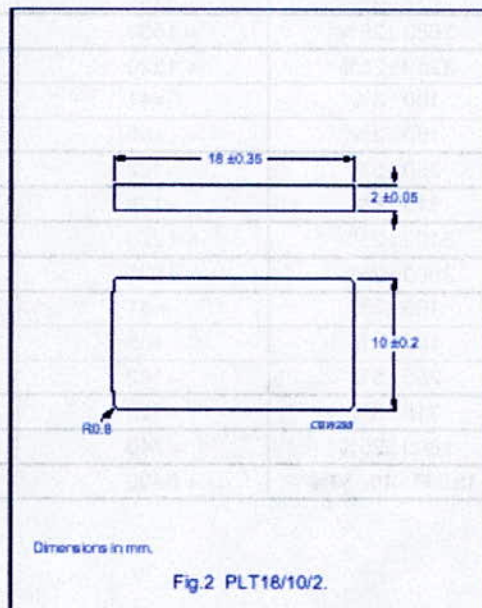


Effective core parameters of an E/PLT combination

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.514	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	800	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	20.3	mm
$A_e$	effective area	39.5	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	39.5	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of plate	≈ 1.7	g

Ordering information for plates

GRADE	TYPE NUMBER
3C90	PLT18/10/2-3C90
3C94 	PLT18/10/2-3C94
3C96 	PLT18/10/2-3C96
3F3	PLT18/10/2-3F3
3F35 	PLT18/10/2-3F35
3F4 	PLT18/10/2-3F4
3E6	PLT18/10/2-3E6






Ferroxcube

Planar E cores and accessories

E18/4/10

Core halves for use in combination with a plate (PLT)

$A_L$  measured in combination with a plate (PLT), clamping force for  $A_L$  measurements,  $20 \pm 10$  N, using a PCB coil containing 4 layers of 8 tracks each, total height 1.6 mm.

GRADE	$A_L^{(1)}$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu\text{m}$ )	TYPE NUMBER
3C90	100 $\pm$ 3%	$\approx$ 41	$\approx$ 870	E18/4-3C90-A100-P
	160 $\pm$ 3%	$\approx$ 65	$\approx$ 470	E18/4-3C90-A160-P
	250 $\pm$ 5%	$\approx$ 102	$\approx$ 240	E18/4-3C90-A250-P
	315 $\pm$ 8%	$\approx$ 129	$\approx$ 170	E18/4-3C90-A315-P
	3680 $\pm$ 25%	$\approx$ 1500	$\approx$ 0	E18/4/10-3C90
3C94 	100 $\pm$ 3%	$\approx$ 41	$\approx$ 870	E18/4-3C94-A100-P
	160 $\pm$ 3%	$\approx$ 65	$\approx$ 470	E18/4-3C94-A160-P
	250 $\pm$ 5%	$\approx$ 102	$\approx$ 240	E18/4-3C94-A250-P
	315 $\pm$ 8%	$\approx$ 129	$\approx$ 170	E18/4-C94-A315-P
	3680 $\pm$ 25%	$\approx$ 1500	$\approx$ 0	E18/4/10-3C94
3C96 	3250 $\pm$ 25%	$\approx$ 1320	$\approx$ 0	E18/4/10-3C96
3F3	100 $\pm$ 3%	$\approx$ 41	$\approx$ 870	E18/4-3F3-A100-P
	160 $\pm$ 3%	$\approx$ 65	$\approx$ 470	E18/4-3F3-A160-P
	250 $\pm$ 5%	$\approx$ 102	$\approx$ 240	E18/4-3F3-A250-P
	315 $\pm$ 8%	$\approx$ 129	$\approx$ 170	E18/4-3F3-A315-P
	3100 $\pm$ 25%	$\approx$ 1270	$\approx$ 0	E18/4/10-3F3
3F35 	2500 $\pm$ 25%	$\approx$ 1020	$\approx$ 0	E18/4/10-3F35
3F4 	100 $\pm$ 3%	$\approx$ 41	$\approx$ 870	E18/4-3F4-A100-P
	160 $\pm$ 3%	$\approx$ 65	$\approx$ 470	E18/4-3F4-A160-P
	250 $\pm$ 5%	$\approx$ 102	$\approx$ 240	E18/4-3F4-A250-P
	315 $\pm$ 8%	$\approx$ 129	$\approx$ 170	E18/4-3F4-A315-P
	1800 $\pm$ 25%	$\approx$ 740	$\approx$ 0	E18/4/10-3F4
3E6	15500 +40/-30%	$\approx$ 6400	$\approx$ 0	E18/4/10-3E6

Ferroxcube

Planar E cores and accessories

E18/4/10

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at		
	H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B̂ = 50 mT; T = 100 °C
E+E18-3C90	≥320	≤ 0.105	-	-
E+PLT18-3C90	≥320	≤ 0.095	-	-
E+E18-3C94	≥320	≤ 0.085	≤ 0.6	-
E+PLT18-3C94	≥320	≤ 0.075	≤ 0.5	-
E+E18-3C96	≥320	≤ 0.065	≤ 0.45	≤ 0.18
E+PLT18-3C96	≥320	≤ 0.06	≤ 0.4	≤ 0.15
E+E18-3F3	≥300	≤ 0.11	-	≤ 0.19
E+PLT18-3F3	≥300	≤ 0.09	-	≤ 0.16
E+E18-3F35	≥300	-	-	≤ 0.09
E+PLT18-3F35	≥300	-	-	≤ 0.08
E+E18-3F4	≥250	-	-	-
E+PLT18-3F4	≥250	-	-	-

Properties of core sets under power conditions (continued)

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	f = 500 kHz; B̂ = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; B̂ = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; B̂ = 10 mT; T = 100 °C
E+E18-3C90	≥320	-	-	-	-
E+PLT18-3C90	≥320	-	-	-	-
E+E18-3C94	≥320	-	-	-	-
E+PLT18-3C94	≥320	-	-	-	-
E+E18-3C96	≥320	≤ 0.35	-	-	-
E+PLT18-3C96	≥320	≤ 0.3	-	-	-
E+E18-3F3	≥300	-	-	-	-
E+PLT18-3F3	≥300	-	-	-	-
E+E18-3F35	≥300	≤ 0.13	≤ 1.0	-	-
E+PLT18-3F35	≥300	≤ 0.12	≤ 0.9	-	-
E+E18-3F4	≥250	-	-	≤ 0.3	≤ 0.45
E+PLT18-3F4	≥250	-	-	≤ 0.24	≤ 0.39

E-PLT 22

**CORES**

**Effective core parameters of a set of E cores**

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.414	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	2550	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	32.5	mm
$A_e$	effective area	78.3	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	78.3	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of core half	≈ 6.5	g

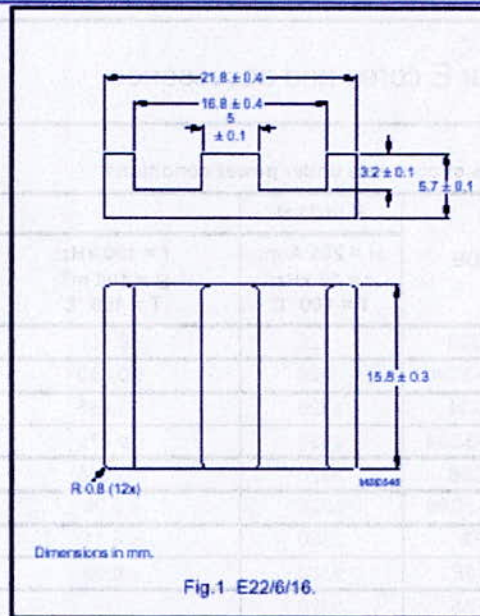


Fig.1 E22/6/16.

**Effective core parameters of an E/PLT combination**

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.332	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	2040	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	26.1	mm
$A_e$	effective area	78.5	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	78.5	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of plate	≈ 4	g

**Ordering information for plates**

GRADE	TYPE NUMBER
3C90	PLT22/6/2.5-3C90
3C94	PLT22/6/2.5-3C94
3C96	PLT22/6/2.5-3C96
3F3	PLT22/6/2.5-3F3
3F35	PLT22/6/2.5-3F35
3F4	PLT22/6/2.5-3F4
3E6	PLT22/6/2.5-3E6

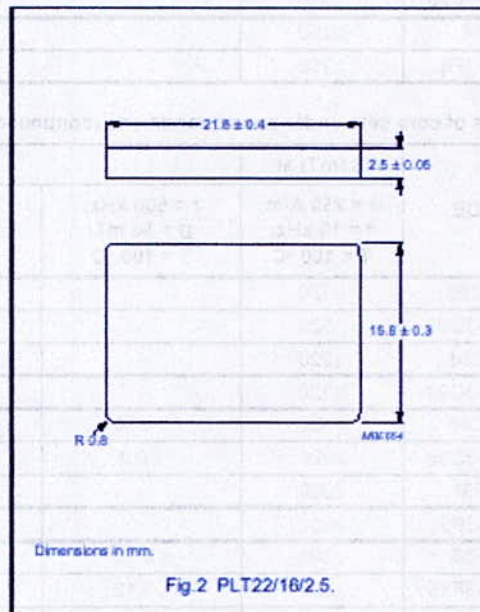


Fig.2 PLT22/16/2.5.







Planar E cores and accessories

E22/6/16

Core halves for use in combination with a non-gapped E core

$A_L$  measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for  $A_L$  measurements,  $20 \pm 10$  N, using a PCB coil containing 5 layers of 20 tracks each, total height 2.5 mm.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu$ m)	TYPE NUMBER
3C90	160 $\pm 3\%$	$\approx 53$	$\approx 900$	E22/6-3C90-A160-E
	250 $\pm 3\%$	$\approx 82$	$\approx 490$	E22/6-3C90-A250-E
	315 $\pm 3\%$	$\approx 104$	$\approx 360$	E22/6-3C90-A315-E
	400 $\pm 5\%$	$\approx 132$	$\approx 280$	E22/6-3C90-A400-E
	630 $\pm 8\%$	$\approx 208$	$\approx 160$	E22/6-3C90-A630-E
	5150 $\pm 25\%$	$\approx 1700$	$\approx 0$	E22/6/16-3C90
3C94 	160 $\pm 3\%$	$\approx 53$	$\approx 900$	E22/6-3C94-A160-E
	250 $\pm 3\%$	$\approx 82$	$\approx 490$	E22/6-3C94-A250-E
	315 $\pm 3\%$	$\approx 104$	$\approx 360$	E22/6-3C94-A315-E
	400 $\pm 5\%$	$\approx 132$	$\approx 280$	E22/6-3C94-A400-E
	630 $\pm 8\%$	$\approx 208$	$\approx 160$	E22/6-3C94-A630-E
	5150 $\pm 25\%$	$\approx 1700$	$\approx 0$	E22/6/16-3C94
3C96 	4600 $\pm 25\%$	$\approx 1520$	$\approx 0$	E22/6/16-3C96
3F3	160 $\pm 3\%$	$\approx 53$	$\approx 900$	E22/6-3F3-A160-E
	250 $\pm 3\%$	$\approx 82$	$\approx 490$	E22/6-3F3-A250-E
	315 $\pm 3\%$	$\approx 104$	$\approx 360$	E22/6-3F3-A315-E
	400 $\pm 5\%$	$\approx 132$	$\approx 280$	E22/6-3F3-A400-E
	630 $\pm 8\%$	$\approx 208$	$\approx 160$	E22/6-3F3-A630-E
	4300 $\pm 25\%$	$\approx 1420$	$\approx 0$	E22/6/16-3F3
3F35 	3500 $\pm 25\%$	$\approx 1160$	$\approx 0$	E22/6/16-3F35
3F4 	160 $\pm 3\%$	$\approx 53$	$\approx 900$	E22/6-3F4-A160-E
	250 $\pm 3\%$	$\approx 82$	$\approx 490$	E22/6-3F4-A250-E
	315 $\pm 3\%$	$\approx 104$	$\approx 360$	E22/6-3F4-A315-E
	400 $\pm 5\%$	$\approx 132$	$\approx 280$	E22/6-3F4-A400-E
	630 $\pm 8\%$	$\approx 208$	$\approx 160$	E22/6-3F4-A630-E
	2400 $\pm 25\%$	$\approx 790$	$\approx 0$	E22/6/16-3F4
3E6	22000 $+40/-30\%$	$\approx 7250$	$\approx 0$	E22/6/16-3E6

Ferroxcube

Planar E cores and accessories

E22/6/16

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at		
	H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C
E+E22-3C90	≥320	≤ 0.28	-	-
E+PLT22-3C90	≥320	≤ 0.23	-	-
E+E22-3C94	≥320	≤ 0.22	≤ 1.5	-
E+PLT22-3C94	≥320	≤ 0.18	≤ 1.25	-
E+E22-3C96	≥320	≤ 0.17	≤ 1.1	≤ 0.45
E+PLT22-3C96	≥320	≤ 0.14	≤ 1.0	≤ 0.38
E+E22-3F3	≥300	≤ 0.28	-	≤ 0.5
E+PLT22-3F3	≥300	≤ 0.23	-	≤ 0.40
E+E22-3F35	≥300	-	-	≤ 0.25
E+PLT22-3F35	≥300	-	-	≤ 0.2
E+E22-3F4	≥250	-	-	-
E+PLT22-3F4	≥250	-	-	-

Properties of core sets under power conditions (continued)

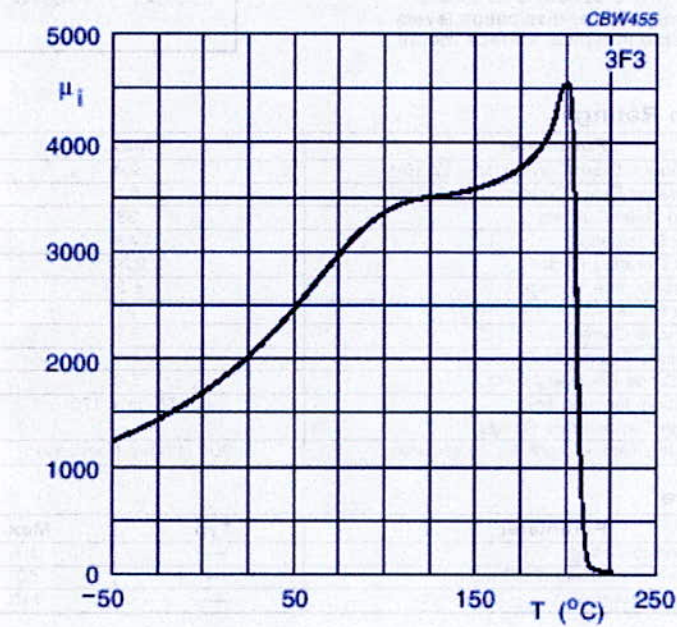
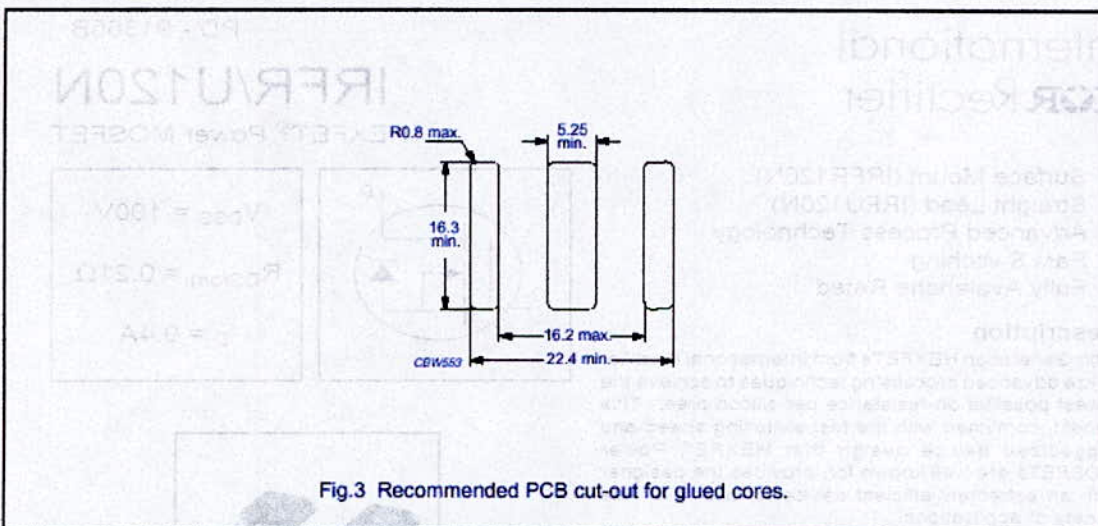
GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	f = 500 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; Ḃ = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; Ḃ = 10 mT; T = 100 °C
E+E22-3C90	≥320	-	-	-	-
E+PLT22-3C90	≥320	-	-	-	-
E+E22-3C94	≥320	-	-	-	-
E+PLT22-3C94	≥320	-	-	-	-
E+E22-3C96	≥320	≤ 1.0	-	-	-
E+PLT22-3C96	≥320	≤ 0.75	-	-	-
E+E22-3F3	≥300	-	-	-	-
E+PLT22-3F3	≥300	-	-	-	-
E+E22-3F35	≥300	≤ 0.4	≤ 3.0	-	-
E+PLT22-3F35	≥300	≤ 0.3	≤ 2.2	-	-
E+E22-3F4	≥250	-	-	≤ 0.8	≤ 1.2
E+PLT22-3F4	≥250	-	-	≤ 0.8	≤ 1.0

Ferroxcube

Planar E cores and accessories

E22/6/16

MOUNTING INFORMATION



## VII.3 Data sheet thyristor

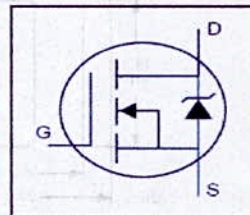
International  
**IR** Rectifier

PD - 91365B

# IRFR/U120N

HEXFET® Power MOSFET

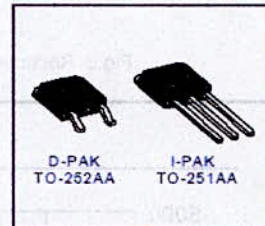
- Surface Mount (IRFR120N)
- Straight Lead (IRFU120N)
- Advanced Process Technology
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.21\Omega$
$I_D = 9.4A$

### Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve the lowest possible on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient device for use in a wide variety of applications.



The D-PAK is designed for surface mounting using vapor phase, infrared, or wave soldering techniques. The straight lead version (IRFU series) is for through-hole mounting applications. Power dissipation levels up to 1.5 watts are possible in typical surface mount applications.

### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	9.4	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	6.6	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①②	38	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	48	W
	Linear Derating Factor	0.32	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②③	91	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current①②	5.7	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①②	4.8	mJ
$dv/dt$	Peak Diode Recovery $dv/dt$ ③	5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	

### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	3.1	°C/W
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB mount) **	—	50	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	110	

www.irf.com

5/11/98

# IRFR/U120N

International  
IR Rectifier

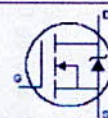
## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 250μA
ΔV <sub>(BR)DSS/ΔT<sub>J</sub></sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> = 1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.21		V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 5.6A ④
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	2.7	—	—	S	V <sub>DS</sub> = 25V, I <sub>D</sub> = 5.7A⑥
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> = 100V, V <sub>GS</sub> = 0V
		—	—	250		V <sub>DS</sub> = 80V, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>J</sub> = 150°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> = -20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	25	nC	I <sub>D</sub> = 5.7A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	4.8		V <sub>DS</sub> = 80V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	11		V <sub>GS</sub> = 10V, See Fig. 6 and 13 ④⑥
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	4.5	—	ns	V <sub>DD</sub> = 50V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	23	—		I <sub>D</sub> = 5.7A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	32	—		R <sub>G</sub> = 22Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	23	—		R <sub>D</sub> = 8.6Ω, See Fig. 10 ④⑥
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact⑤
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	330	—	pF	V <sub>GS</sub> = 0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	92	—		V <sub>DS</sub> = 25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	54	—		f = 1.0MHz, See Fig. 5⑥



## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	9.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ①⑥	—	—	38		
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>S</sub> = 5.5A, V <sub>GS</sub> = 0V ④
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	99	150	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 5.7A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	390	580	nC	di/dt = 100A/μs ④⑥
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				



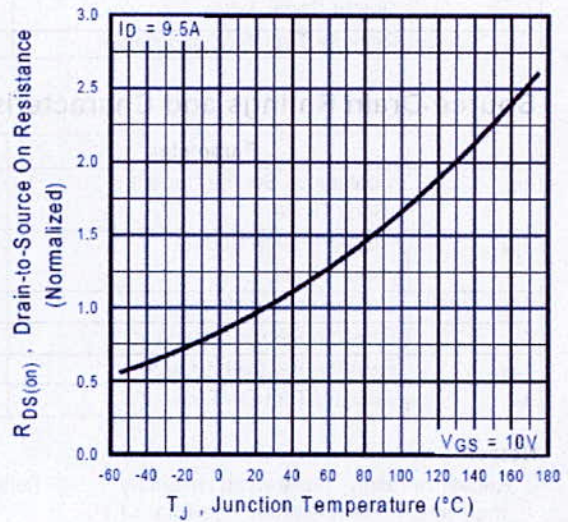
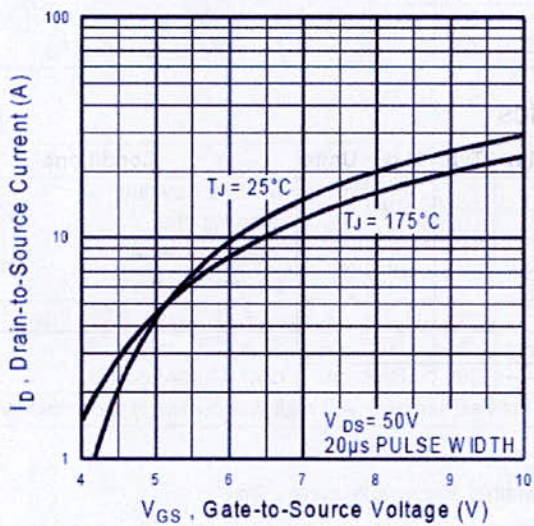
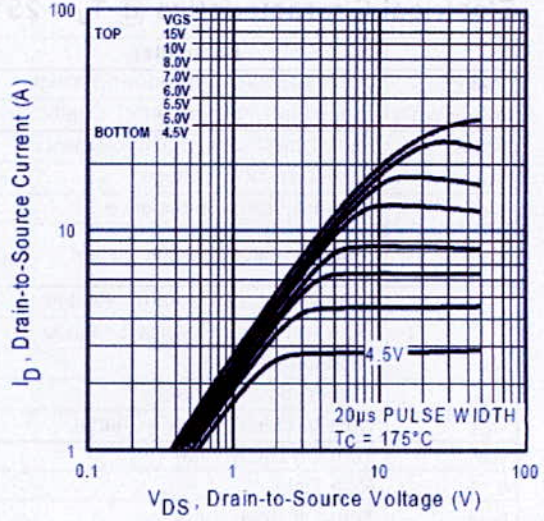
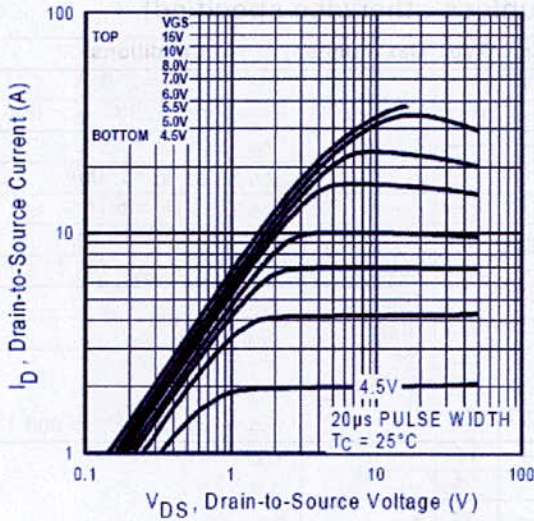
### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 11 )
- ② V<sub>DD</sub> = 25V, starting T<sub>J</sub> = 25°C, L = 4.7mH, R<sub>G</sub> = 25Ω, I<sub>AS</sub> = 5.7A. (See Figure 12)
- ③ I<sub>SD</sub> ≤ 5.7A, di/dt ≤ 240A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub> ≤ 175°C
- ④ Pulse width ≤ 300μs; duty cycle ≤ 2%
- ⑤ This is applied for I-PAK, L<sub>S</sub> of D-PAK is measured between lead and center of die contact
- ⑥ Uses IRF520N data and test conditions

\*\* When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material ).  
For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994

International  
IR Rectifier

IRFR/U120N



IRFR/U120N

International  
IR Rectifier

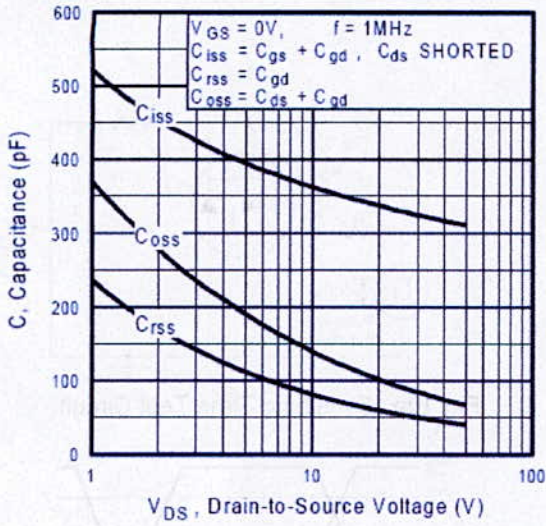


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

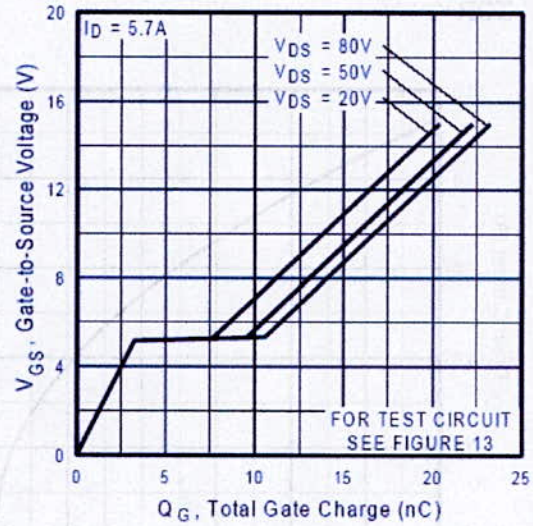


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

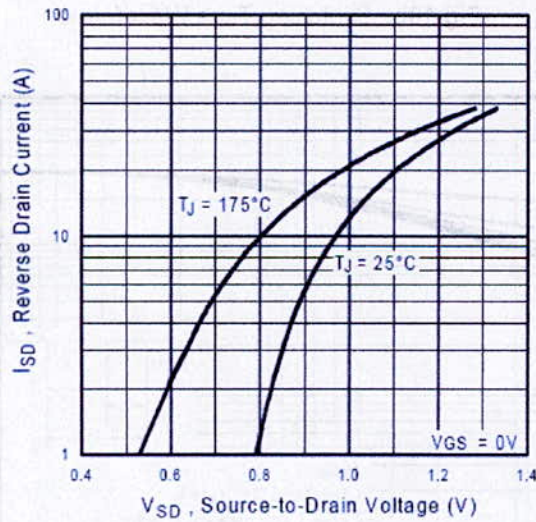


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

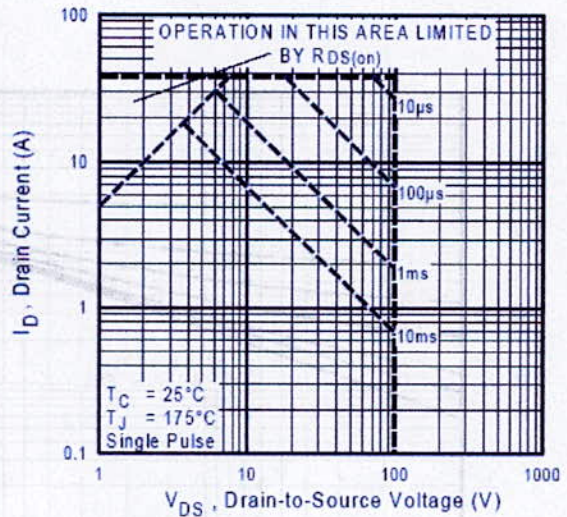


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

International  
IR Rectifier

IRFR/U120N

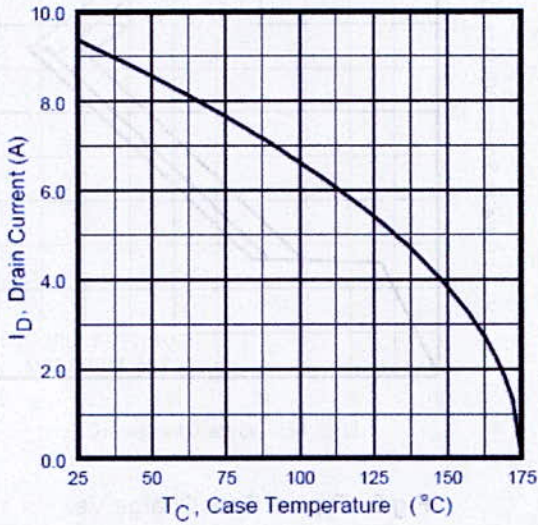


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

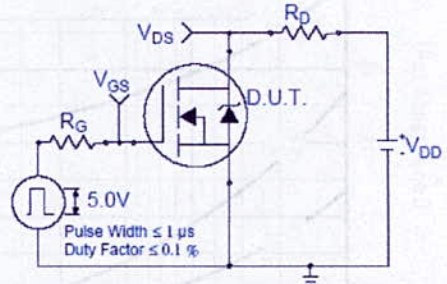


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

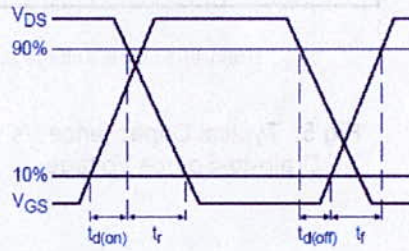


Fig 10b. Switching Time Waveforms

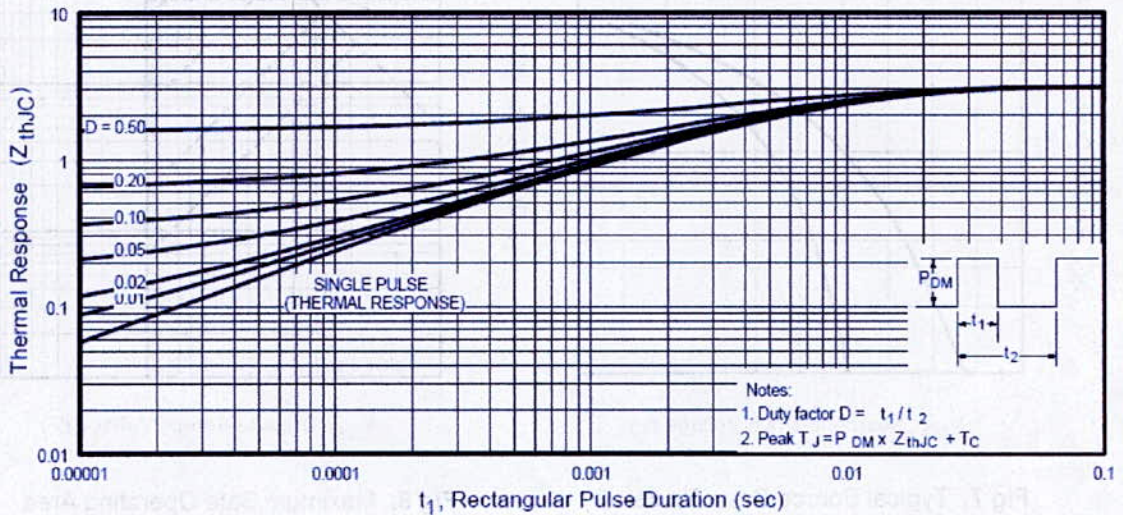


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



IRFR/U120N

International  
IR Rectifier

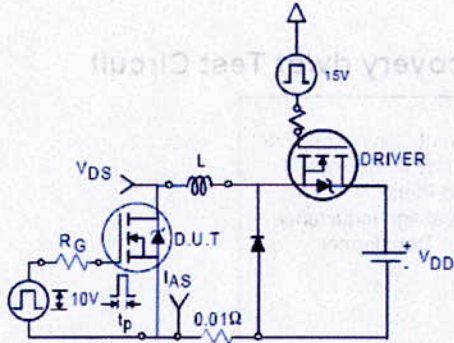


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

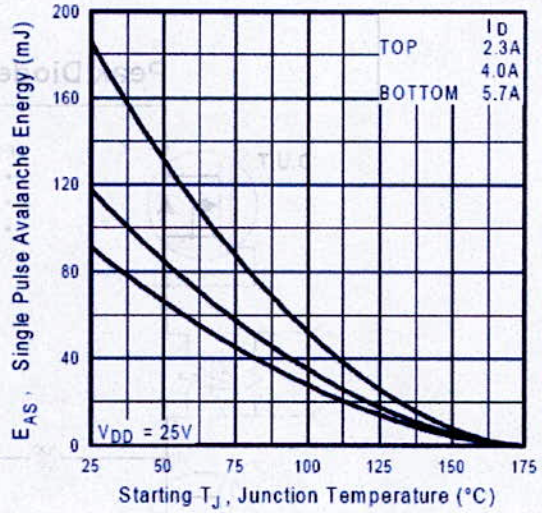


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

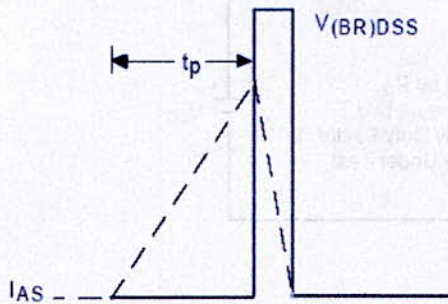


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

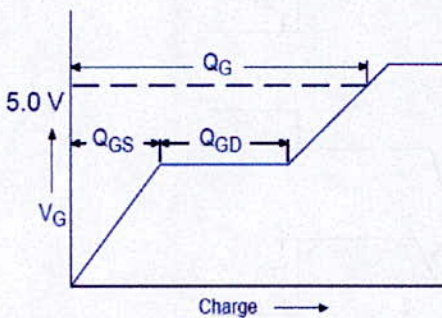


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

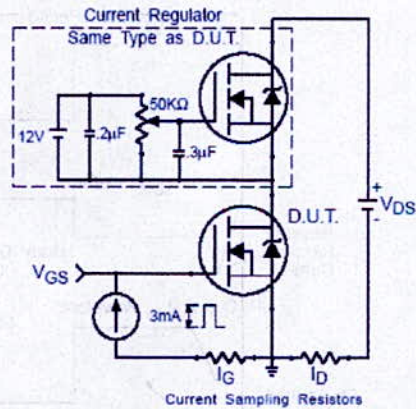


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

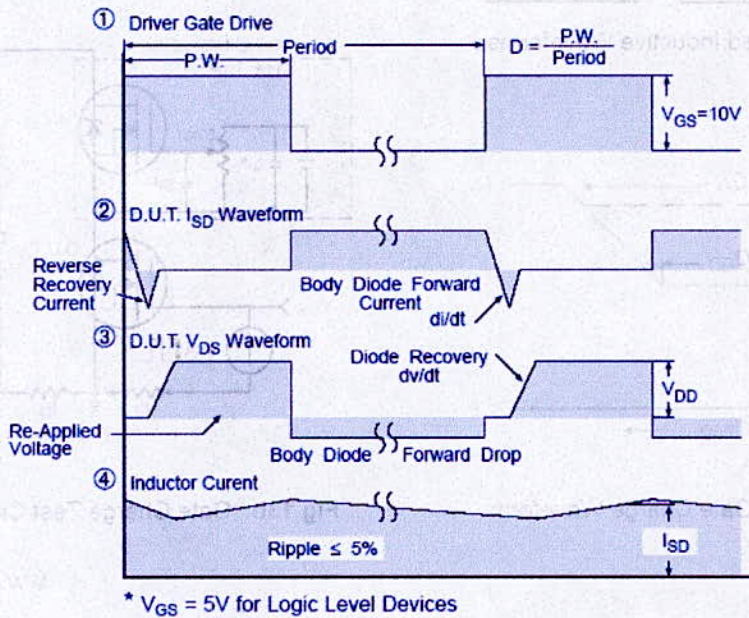
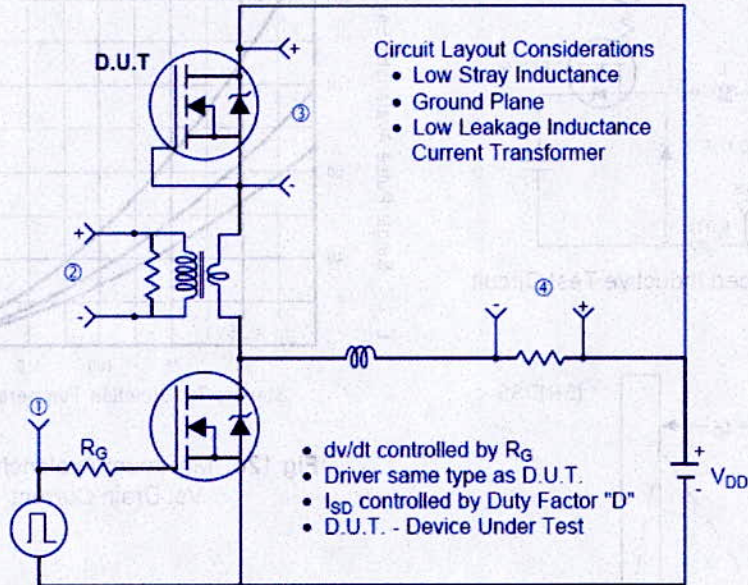


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

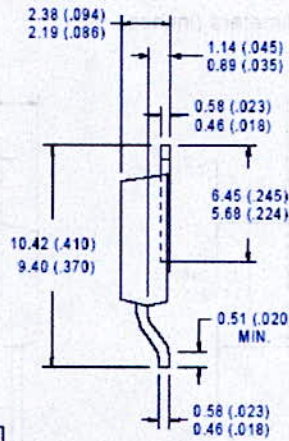
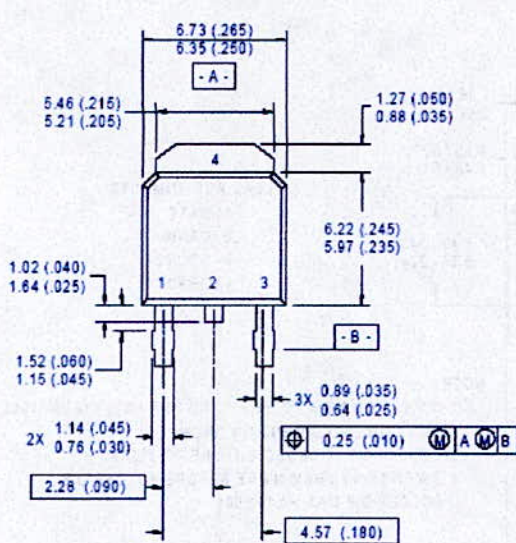
# IRFR/U120N

International  
**IR** Rectifier

## Package Outline

### TO-252AA Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



#### LEAD ASSIGNMENTS

- 1 - GATE
- 2 - DRAIN
- 3 - SOURCE
- 4 - DRAIN

#### NOTES:

- 1 DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH.
- 3 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-252AA.
- 4 DIMENSIONS SHOWN ARE BEFORE SOLDER DIP, SOLDER DIP MAX. +0.16 (.006).

## Part Marking Information

### TO-252AA (D-PARK)

EXAMPLE : THIS IS AN IRFR120  
WITH ASSEMBLY  
LOT CODE 9U1P

INTERNATIONAL  
RECTIFIER  
LOGO  
ASSEMBLY  
LOT CODE



FIRST PORTION  
OF PART NUMBER  
SECOND PORTION  
OF PART NUMBER

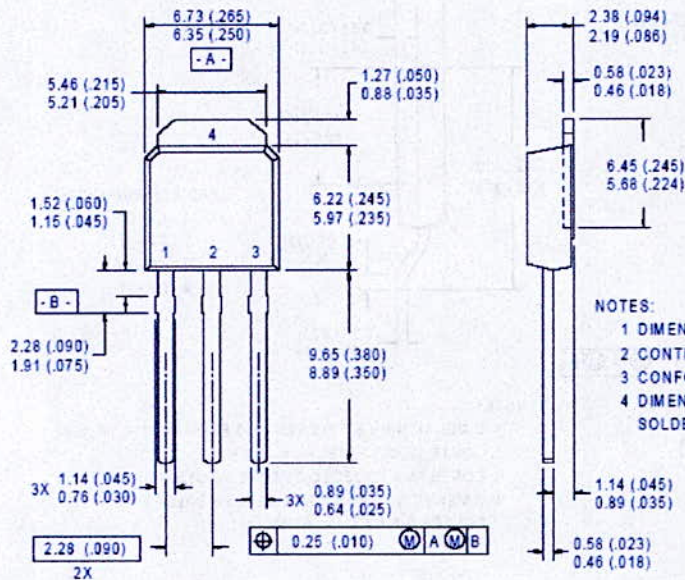
International  
**IR** Rectifier

# IRFR/U120N

## Package Outline

### TO-251AA Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



#### LEAD ASSIGNMENTS

- 1 - GATE
- 2 - DRAIN
- 3 - SOURCE
- 4 - DRAIN

#### NOTES:

- 1 DIMENSIONING & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION: INCH.
- 3 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-252AA.
- 4 DIMENSIONS SHOWN ARE BEFORE SOLDER DIP, SOLDER DIP MAX. +0.16 (006).

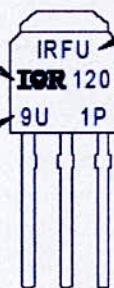
## Part Marking Information

### TO-251AA (I-PARK)

EXAMPLE: THIS IS AN IRFU120  
 WITH ASSEMBLY  
 LOT CODE 9U1P

INTERNATIONAL  
 RECTIFIER  
 LOGO

ASSEMBLY  
 LOT CODE



FIRST PORTION  
 OF PART NUMBER

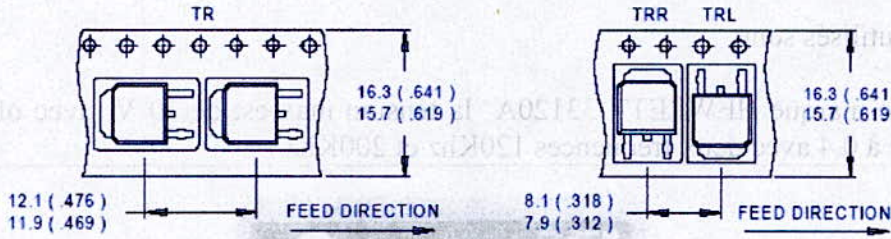
SECOND PORTION  
 OF PART NUMBER

# IRFR/U120N

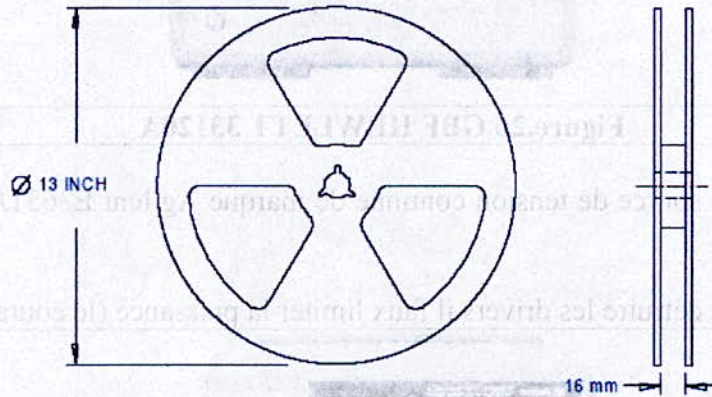
International  
IOR Rectifier

## Tape & Reel Information

TO-252AA



- NOTES :
1. CONTROLLING DIMENSION : MILLIMETER.
  2. ALL DIMENSIONS ARE SHOWN IN MILLIMETERS ( INCHES ).
  3. OUTLINE CONFORMS TO EIA-481 & EIA-541.



- NOTES :
1. OUTLINE CONFORMS TO EIA-481.

International  
IOR Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331

**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

**IR CANADA:** 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T 3Z2, Tel: (905) 453 2200

**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

**IR FAR EAST:** 171 (K&H Bldg.) 30-4 Nishi-ikebukuro 3-chome, Toshima-ku, Tokyo Japan Tel: 81 33 983 0086

**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 16907 Tel: 65 221 8371

Data and specifications subject to change without notice.

5/98

[www.irf.com](http://www.irf.com)

## VIII ANNEXE 2

### Les appareils de mesure

#### Pour le driver

**Rôle de driver** : il est utilisé pour isoler la puissance de l'horloge

Le driver utilisé est le IR2125 (voir data sheet dans l'annexe)

Les appareils utilisés sont :

Le GBF est de marque HEWLETT 33120A la tension max est de 10 V (avec offset), rapport cyclique égale à 0.4 avec deux fréquences 120Khz et 200Khz.



L'alimentation est une source de tension continue de marque Agilent E3631A avec une tension de 15 V

Attention : pour ne pas détruire les drivers il faut limiter la puissance (le courant de sortie 0.1 A)



**Pour les convertisseurs**

Elles sont alimentées par une source de tension continue de type : E3631A avec une tension de 15 V avec un courant de sortie max 0.5 A)

Pour prendre les mesures en temps réel on a utilisé un scanner de types Agilent 34970A.



**Figure.28 scanner Agilent 34970A**

Pour changer la température on a utilisé une étuve de marque Vötsch VT 4010 qui assure une température entre -25°C et +175 °C.



**Figure.29 l'étuve Vötsch VT 4010**

Cette étuve est programmable dont le programme de life-test est le suivant

PROGRAM -NAME life-test							
Line	TIME (min)	digitally working channel	analog channel [p2]	setpoint (T(°C))	(m)	LOOP	WAIT
0	0	0	-	#	25	0	0
1	0	1	#	-	50	0	0
2	15	0	-	#	25	0	0
3	-	-	-	-	-	10	-
4	70	0	-	#	25	0	0
5	50	0	-	#	175	0	0
6	1200	0	-	#	175	0	0

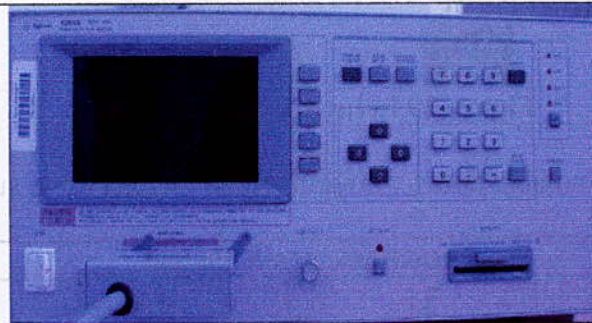
**La technologie PLANAR**

7	50	0	-	#	25	0	0
8	70	0	-	#	25	0	0
9	-	-	-	-	-	-1	-
0	fixer la température à +25°C						
1	fixer l'humidité à 50%						
2	garder la température à 25°C (H=50%) pour 15 minutes						
3	commencer le cycle (10 fois)						
4	garder la température à 25°C pour 70 minutes						
5	aller à 175°C dans un temps de 50 minutes						
6	garder la température à 175°C pour 1200 minutes						
7	aller à 25°C dans un temps de 50 minutes						
8	garder cette température pour 70 minutes						
9	fin du cycle						

**Pour les composants magnétiques**

Pour mesurer les résistances et les inductances on a utilisé un pont RLC (RLC mètre) de marque : Agilent 4284A.

Attention : avant de commencer les mesures il faudra faire les corrections en court-circuit et en circuit ouvert en suit en choisissant le modèle Rs-Ls.



**Figure.30 pont RLC Agilent 4284A**

Step	Temp (°C)	Humidity (%)	Time (min)	Temp (°C)	Time (min)
0	25	50	15	25	70
1	25	50	15	25	70
2	25	50	15	25	70
3	25	50	15	25	70
4	25	50	15	25	70
5	175	50	50	175	1200
6	175	50	50	175	1200



## IX BIBLIOGRAPHIE

- [Bac-93] : S. Bacha, `` Sur la modélisation et la commande des alimentations à découpage``, Thèse INPG 1993.
- [Bau-87] R. Bausiere, F. Labrique, G. Segulier, ``Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 3 : la conversion continue-continue`` édition TEC&Doc-Lavoisier, 1987.
- [Bog-00] J-M. Boggetto, `` Etude et realisation d'un transformateur Planar pour une structure Flyback `` DEA, 2000.
- [Cuk-77] S. Cuk, R. D. Middelbrook, `` A general unified approach to modeling dc to dc converter in discontinuous conduction mode `` , IEEE Power Electronic Specialists conference, Records 1977, pp : 36-57.
- [Fer-84] J-P. Ferrieux, `` Modélisation des convertisseurs continu-continu à découpage `` Thèse INPG, 1984.
- [Fer-94] J-P. Ferrieux, F. Forest, `` Alimentation à découpage `` 2eme édition Masson, 1994.
- [Mon-95] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, `` Power Electronics, converters, Applications and Design `` , 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & sons, 1995.
- [SCH-99] A. Schellmanns, `` Circuits équivalents pour transformateurs multi-enroulements : Application à la CEM conduite d'un convertisseur `` , These INPG, 1999.
- [SP01] `` Specification de qualification du convertisseur Forward `` , Tronico, 2004.