

23/95

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUPLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
EL-HARRACH  
ALGER

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE  
ELECTROTECHNIQUE

BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE  
Pour l'Obtention d'un Diplome d'Ingenieur d'Etat

**THEME**

**COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE  
CAS D'UN PD2 TOUT-THYRISTORS  
CAS D'UN HACHEUR DE JONES**

Traité Par :  
MEKREBI A.  
YANTREN M.

Dirigé Par :  
Mr : TAHMI R.

PROMOTION 1994 - 1995

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUPLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
EL-HARRACH  
ALGER

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

ELECTROTECHNIQUE  
المكتبة - المكتبة  
BIBLIOTHEQUE - المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE  
Pour l'Obtention d'un Diplome d'Ingenieur d'État

THEME

COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE  
CAS D'UN PD2 TOUT - THYRISTORS  
CAS D'UN HACHEUR DE JONES

Traité Par :  
MEKREBI A.  
YANTREN M.

Dirigé Par :  
Mr : TAHMI R.

PROMOTION 1994 - 1995

# **DEDICACES**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**Je dédie ce modeste mémoire à:**

- **Mon père et ma mère qui se sont beaucoup sacrifiés durant toute ma scolarité.**

- **Mon oncle « Tonton » et ma tante « Khadra » qui m'ont recueillis et soutenu comme mes second parents.**

- **Mes frères, Nadir et Samir.**

- **Mes soeurs, Pipiwa, Nanou, Hiba, Sabina, Houdhoud.**

- **Ainsi qu'à mes adorables grands parents « El hadja Ma » et « El hadj Beba »**

- **Mes oncles « Hbibbi », « Khalou Hamoudi », mes tantes, leurs maris, leurs enfants et à toute ma famille et mes amis.**

**A.MEKREBI.**

# **REMERCIEMENTS**

**Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui m'ont aidées dans l'élaboration de ce mémoire, et en particulier:**

- Mon frère NADIR**
- Ma belle soeur AMEL**
- Ma fiancée ADRA**
- Mon ami KARIM**
- Mon ami MAHIEDINE**
- Tonton SMAINE**

**Que Monsieur TAHMI trouve ici un témoignage spécial de ma reconnaissance pour avoir bien voulu prendre cette étude sous sa direction et pour le précieux concours qu'il m'a prêté tout au long de la mise au point de cette thèse.**

**Je remercie grandement Monsieur IBTOUENE pour ses précieuses directives lors de la rédaction de ce projet de fin d'études.**

**A.MEKREBI.**

# Dédicace

*A ceux qui se sont privés même du plus nécessaire pour qu'ils m'assurent le bonheur et m'ont offert un soutien moral et matériel, au détriment de leurs nécessités pour me voir aujourd'hui à leurs cotés comme étant un cadre ...*

*ma mère, mon père et ma soeur unique DALILA;*

*A mes grands parents;*

*A tous mes amis, en particulier FAYÇAL et HALIM.*

**YANTREN MAHIEDDINE**

# Remerciements

*Au terme de cette étude, je tiens à exprimer mes remerciements à:*

- Monsieur R.TAHMI qui nous a guidé dans ce travail et apporté les informations nécessaires;*
- Monsieur R.IBTIOUEN pour les orientations et précieux conseils, qu'il nous a fait profiter;*
- Monsieur L.NEZLI pour sa précieuse aide qu'il nous a fourni;*
- A l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation;*
- Au personnel de la bibliothèque.*

*Par l'occasion, j'adresse un message de remerciement aux membres du jury et à tous ceux qui nous ont aidé à réaliser ce travail.*

**YANTREN MAHIEDDINE**

## SOMMAIRE:

<b>INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
<b>CHAP I : GENERALITES SUR LA CEM</b>	<b>4</b>
I-1- DEFINITION .....	4
I-2- LES SOURCES DE PERTURBATION ET LES MOYENS DE PROPAGATION .....	4
I-2-a- PAR CONDUCTION .....	6
I-2-b- PAR RAYONNEMENT .....	6
I-3- CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE .....	6
I-3-a- COMMUTATION D'UNE DIODE .....	7
I-3-b- COMMUTATION D'UN THYRISTOR .....	7
<b>CHAP II : DETERMINATION DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE PRODUIT PAR UN CIRCUIT ELECTRIQUE</b>	<b>10</b>
II-1- INTRODUCTION .....	10
II-2- CHAMP MAGNETIQUE ET CHAMP ELECTRIQUE CREE PAR UNE BOUCLE RECTANGULAIRE .....	11
II-2-1- EQUATION DE MAXWELL .....	11
II-2-2- CHAMP ELECTRIQUE PROCHE CREE PAR UNE BOUCLE RECTANGULAIRE ELEMENTAIRE .....	14
II-3- CONCLUSION .....	16

<b>CHAP III : REDRESSEUR DOUBLE VOIES PD2 TOUT THYRISTORS</b>	<b>18</b>
III-1- LE REDRESSEUR DOUBLE VOIES PD2 TOUT THYRISTORS .....	18
III-2- MODELISATION DU REDRESSEUR PD2 .....	19
III-2-1- DETERMINATION DES COURANTS DANS LES THYRISTORS .....	21
III-2-2- DETERMINATION DES CHAMPS ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE .....	22
III-3- MINIMISATION DU RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE .....	22
III-3-1- INFLUENCE DE LA TOPOLOGIE SUR LE RAYONNEMENT .....	22
III-3-2- INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUE SUR LE RAYONNEMENT .....	25
III-4- EXEMPLE D'APPLICATION .....	25
III-5- CONCLUSION .....	39
<b>CHAP IV : APPLICATION AU HACHEUR DE JONES</b>	<b>40</b>
IV-1- HACHEUR DE JONES .....	40
IV-2- LES PRINCIPALES PHASES DE RAYONNEMENT .....	40
IV-2-a- PREMIERE PHASE .....	40
IV-2-b- DEUXIEME PHASE .....	42
IV-2-c- TROISIEME PHASE .....	43
IV-2-d- QUATRIEME PHASE .....	44
IV-3- MODELISATION .....	44
IV-3-a- PREMIERE PHASE .....	44

IV-3-b- DEUXIEME PHASE .....	45
IV-3-c- TROISIEME PHASE .....	46
IV-3-d- QUATRIEME PHASE .....	47
IV-4- EXEMPLE D'APPLICATION .....	48
IV-4-a- PREMIERE PHASE .....	48
IV-4-b- DEUXIEME PHASE .....	50
IV-4-c- TROISIEME PHASE .....	50
IV-4-d- QUATRIEME PHASE .....	51
IV-5- CONCLUSION .....	69

## CONCLUSION

70

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

I

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ***INTRODUCTION***

## **Introduction:**

La CEM (Compatibilité électromagnétique) a connu, au cours de la dernière décennie, un très grand développement [1,2,3].

La CEM consiste à appréhender tous les phénomènes liés aux interférences électromagnétiques. Ces dernières sont constituées par tous les signaux qui affectent de façon négative le fonctionnement d'un dispositif ou d'un système. Elles se traduisent par des dysfonctionnements ou même par des destructions des équipements électriques, électroniques et informatiques etc...

Les trois éléments indispensables à l'étude des interférences électromagnétiques sont les sources, les moyens de propagation et les victimes. Les sources peuvent être naturelles ou artificielles. Leurs couplages avec les victimes s'effectuent soit par conduction, soit par rayonnement.

L'étude du comportement de la victime et du chemin de propagation, qui amène la perturbation de sa source à son récepteur victime, est un problème de susceptibilité électromagnétique.

En effet, depuis quelques années, la CEM a rejoint l'électronique industrielle. L'élévation de puissance et la rapidité de commutation des semi-conducteurs font que les convertisseurs statiques créent des perturbations conduites et rayonnées de plus en plus importantes. Pour augmenter la fiabilité des systèmes, il est nécessaire d'étudier et d'analyser ces interférences électromagnétiques.

Si de nombreuses études ont démontré la nuisance des perturbations conduites des convertisseurs statiques [4,5,6,7], l'étude de leur rayonnement a été peu exploré [8,9].

Nous nous intéressons plus particulièrement, dans ce projet de fin d'étude, aux perturbation rayonnées. L'étude a pour objectif d'évaluer analytiquement l'intensité de rayonnement des convertisseurs statiques donnés, à partir de leur paramètres électriques (tensions et courants) et géométriques.

Les recherches entreprises portent sur le champ électromagnétique dans une zone éloignée des sources correspondant à une distance supérieure à la moitié de la longueur d'onde [10,11,12]. La connaissance du champ au voisinage des sources pose actuellement des difficultés théoriques et expérimentales [8,9].

Nous nous intéressons à l'émission du champ électromagnétique dans une région proche des sources de rayonnement, car dans la pratique, les circuits victimes se situent souvent à proximité des convertisseurs statiques.

Afin d'étudier et de quantifier ces phénomènes de génération de parasites rayonnés par les convertisseurs statiques constitués dans notre cas de diodes, thyristors (fortes puissances), nous avons établi un modèle électrique et magnétique pour ces deux types de semi-conducteurs. Nous avons appliqué ces modèles à deux dispositifs: le redresseur double voie tout thyristors (PD2) et pour un hacheur de JONES (utilisé surtout en attraction électrique). Nous considérons que la source d'alimentation est alternative pour le PD2 et continue pour le hacheur de JONES, pour analyser l'influence de la nature de cette source sur le rayonnement électromagnétique. Pour le PD2 nous considérons que lors de la commutation, ce sont les quatre thyristors qui conduisent en même temps.

Notre travail est constitué de quatre chapitre.

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur la Compatibilité électromagnétique (CEM). Nous abordons en particulier les sources et les moyens de propagation, ainsi qu'une analyse du comportement des composants électriques (diode, thyristor) qui sont les principales sources de perturbations dans les convertisseurs que nous étudions.

Dans un deuxième chapitre, à partir du modèle électrique et magnétique établi au chapitre précédent, nous exposons un

**calcul analytique des champs électriques, magnétique et énergie électromagnétique des sources, à partir des grandeurs électriques et topologiques, permettant d'aborder la CEM.**

**Au niveau d'un troisième chapitre, nous appliquons le modèle que nous avons établi aux chapitres précédents, au PD2. Nous avons considéré un exemple numérique afin de montrer l'influence de topologie et des paramètres électriques et géométriques sur le rayonnement de ce redresseur.**

**Dans le quatrième et dernier chapitre, nous appliquons également ce modèle, au hacheur de JONES. Nous considérons également un exemple numérique afin d'étudier l'influence des paramètres électriques et géométriques sur le rayonnement de ce hacheur.**

*CHAPITRE I*

***GENERALITES SUR LA CEM***

## **GENERALITES SUR LA CEM:**

### **I-1- DEFINITION:**

La compatibilité électromagnétique « CEM » désigne la propriété que possèdent des installations électriques de fonctionner correctement en présence de perturbations.

L'objectif de la CEM est de rendre compatible le fonctionnement électromagnétique avec les perturbations qui peuvent être générées soit par une partie du système comme par exemple une alimentation électrique utilisant des hacheurs créant des parasites dans une très grande gamme de fréquence, soit par des perturbations extérieures ou internes.

Pour qu'une situation de perturbation électromagnétique se produise, deux éléments doivent exister:

- \* Une source d'ondes électromagnétiques.
- \* Un moyen de propagation par l'intermédiaire duquel ces ondes sont transmises. Pour minimiser la perturbation, il faut réduire à la source les niveaux d'émission, interrompre le chemin de propagation ou protéger le récepteur de façon à l'immuniser de ces émissions. La source peut-être à la fois émetteur, récepteur, comme elle peut s'auto-perturber.

### **I.2- LES SOURCES DE PERTURBATIONS ET LES MOYENS DE PROPAGATION:**

Le champ d'étude de l'environnement appliqué à la compatibilité électromagnétique ne présente pas de limites

clairement définies. Celles-ci sont en effet, fixées par le seuil de cette vulnérabilité connu présumé des systèmes.

Cette vulnérabilité étant croissante en amplitude et en étendue spectrale, nous sommes contraint aujourd'hui de prendre en compte des sources de rayonnement, qui pouvaient être négligées autre fois.

Les sources de bruits sont divisées en deux catégories:

-Le bruit naturel provenant par exemple d'orages qui constituent la source majeure du bruit atmosphérique comme l'éclair par exemple ( car lorsque celui-ci se produit près d'un système, il risque de le perturber considérablement, car il va véhiculer en moins d'une seconde une quantité de charges de quelques 20 coulombs au sol)[1].

-Le bruit dû aux activités humaines, plus précisément l'activité industrielle, qui a engendré de nombreuses naissances en pollution dont l'une d'elle est la pollution électromagnétique.

Les sources parasites, sont soit intentionnelles; c'est à dire qui doivent rayonner pour accomplir leurs tâches comme les moyens de communication (les émetteurs radiodiffusion en AM, LW,FM,TV, POLICE,etc...) ou bien non intentionnelles qui évoluent au rythme d'apparition des nouveaux produits comme les convertisseurs statiques, lignes de transport, etc...

Les récepteurs plus communément appelés "victimes" sont les systèmes électriques, électroniques sans oublier les êtres vivants. Les effets des perturbations sur des récepteurs dépendant de la puissance de la source, du mécanisme de couplage, du degré de sa susceptibilité et du moyen de propagation caractérisé en deux types [3,4]:

- \* La propagation par conduction.
- \* La propagation par rayonnement.

## I-2-a- PAR CONDUCTION:

Elle est caractérisée par les courants dans les câbles, par les tensions perturbatrices aux bornes de certains circuits, équipements aux réseaux ou encore par des puissances perturbatrices transportées par les câbles d'alimentations.

## I-2-b- PAR RAYONNEMENT:

(C'est le moyen de propagation que nous avons étudié)

Les émissions par rayonnement de parasites, produisent des champs électromagnétiques(  $\vec{E}, \vec{H}$  )dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la distance par rapport à la source, de sa nature et de la fréquence.

### \* CHAMPS MAGNETIQUE:

L'émission en champ magnétique (exprimée en A/m) est engendrée par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant I .

### \* CHAMP ELECTRIQUE:

L'émission en champ électrique (exprimée en V/m ) est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée .

## I-3- CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE:

L'utilisation des convertisseurs statiques est de plus en plus répandue. Travaillant à des fréquences de commutation relativement élevées, ils imposent à leur environnement des contraintes électromagnétiques de plus en plus sévères. Les perturbations générées sont conduites et rayonnées, elles proviennent principalement de l'ouverture et/ou de la fermeture des interrupteurs à semi-conducteurs( diodes, thyristors, transistors,etc...) qui composent les convertisseurs.

### I-3-a- COMMUTATION D'UNE DIODE:

La diode est un interrupteur électronique non commandé réalisant les fonctions suivantes; fermée dans un sens (direct), et ouverte dans l'autre (inverse).

#### \*Fermeture (Mise en conduction):

Une diode se comporte à la fermeture comme un dipôle série Rf,Lf. d'où le comportement de la diode n'a pas d'effets néfastes sur elle-même, mais elle peut nuire sur les autres éléments du montage: surtension de fermeture et ralentissement de la montée du courant [5,6,7,8].

#### \*Ouverture:

Une diode se comporte à l'ouverture comme un dipôle série Rf,Lf,Cf.

C'est pour ça, pour qu'une diode commute il faut que la charge stockée  $Q_s$  disparaisse et que la charge électrique nécessaire à la constitution de la barrière de potentiel soit apportée.

### I-3-b- COMMUTATION D'UN THYRISTOR:

Un thyristor est un interrupteur électronique commandé à la fermeture qui possède deux états:

#### \*Etats bloqués:

Un thyristor est bloqué dans les deux cas suivants:

- Le thyristor est polarisé en inverse ( $V_{AK} < 0$ ).
- Le thyristor est polarisé au direct ( $V_{AK} > 0$ ) et le courant de gâchette  $I_G$  est nul.

Dans les deux cas le thyristor présente une très grande impédance entre anode et cathode et l'intensité des courants à l'état conducteur [5,6,7,8].

\* Etats passants:

On l'obtient si le thyristor polarisé en direct reçoit une impulsion de courant de gâchette IG. Le thyristor se comporte alors comme une diode passante.

\* Commutation:

\*\* Fermeture:

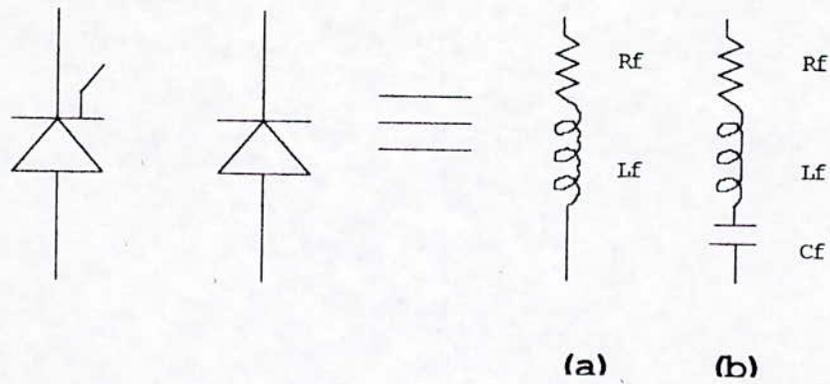
A la fermeture le composant se comporte comme une diode polarisée en direct. Son énergie augmente avec  $d_iA/dt$ . Le constructeur indique une valeur maximale critique  $(dI/dt)_{cr}$  au-delà de laquelle la sécurité du composant n'est plus assurée.

\*\* Ouverture:

On bloque un thyristor en le privant du courant d'anode ou on le met sous une tension inverse. Le constructeur indique le temps de couvrement "tq" qui est la durée de l'ouverture sous tension nulle ou inverse au-delà duquel le blocage d'une tension directe est possible.

Les phénomènes qui apparaissent au niveau du composant sont semblables à ceux de la diode.

En conclusion nous avons pris les modélisations suivantes en ce qui concerne la diode, et le thyristor pour pouvoir calculer le courant dans nos deux convertisseurs statiques (Figure I.4.a et Figure I.4.b).



**Figure I.1:** (a) **Modèle électrique et magnétique d'une diode et d'un thyristor lors de leurs fermetures.**  
 (b) **Modèle électrique et magnétique d'une diode et d'un thyristor lors de leurs ouvertures.**

La détermination des grandeurs électriques  $R_f$ ,  $L_f$ ,  $C_f$  est effectuée à l'aide des caractéristiques générales indiquées par les constructeurs[9,10].

*CHAPITRE II*

***DETERMINATION DU  
CHAMP  
ELECTROMAGNETIQUE  
PRODUIT PAR UN CIRCUIT  
ELECTRIQUE***

# DETERMINATION DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE PRODUIT PAR UN CIRCUIT ELECTRIQUE

## II-1- INTRODUCTION:

Nous allons calculer le rayonnement en champ magnétique et électrique produit par les différents circuits électriques équivalents utilisés en conversion statique dans une région proche de la source.

Un convertisseur de puissance peut-être décomposé topologiquement en différentes mailles et branches. Nous étudierons le champ électromagnétique rayonné par une maille et une branche élémentaire.

Une branche est modélisée par une portion de conducteur droit soumis à une différence de potentiel.

Une maille est modélisée par une boucle rectangulaire parcourue par un courant (tel que sa surface est égale à la surface réelle de la maille).

Leurs paramètres d'excitation électrique (courant/tension) sont déterminés par simulation[18,19].

Nous considérons que la propagation du champ est linéaire et s'effectue dans l'espace libre dans une zone proche de la source, à partir des équations de Maxwell et de l'expression du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , nous calculons le champ magnétique et le champ électrique produit par une rectangulaire (Figure II.2).

## II-2- CHAMP MAGNETIQUE ET CHAMP ELECTRIQUE CREE PAR UNE BOUCLE RECTANGULAIRE:

### II-2-1- EQUATIONS DE MAXWELL :

Les équations de Maxwell spécifient que toute variation spatiale d'un champ électrique ou magnétique en un point de l'espace entraîne ( ou est due à ) l'existence, ou à la variation dans le temps, d'un autre champ au même point de l'espace[13]. D'ou la représentation des phénomènes physiques liés au champ électromagnétique est décrite par les équations de Maxwell suivantes:

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1}).$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.2}).$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_v \quad (\text{II.3}).$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.4}).$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{II.5}).$$

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{II.6}).$$

avec :  $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$        $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$

Les grandeurs qui apparaissent dans ces équations sont les champs électromagnétiques, définis comme suit:

$\vec{E}$	: champ électrique	(V/m).
$\vec{B}$	: induction magnétique	(Vs/m <sup>2</sup> ).
$\vec{H}$	: champ magnétique	(A/m).
$\vec{J}$	: densité volumique de courant	(A/m <sup>2</sup> ).

$\vec{D}$  : induction électrique (As/m<sup>2</sup>).  
 $\rho_v$  : densité volumique de charge (As/m<sup>3</sup>)

Pour résoudre ces équations on introduit le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , défini de la façon suivante:

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II.8}).$$

Le champ magnétique est fonction de ce vecteur, dans l'espace libre, il s'écrit:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II.9}).$$

Le champ  $\vec{E}$  est calculé à partir du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  et du potentiel scalaire électrique  $\phi$ . Son expression dans le domaine fréquentiel, se met sous la forme:

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \vec{\nabla} \phi \quad (\text{II.10}).$$

La recherche des composantes magnétique et électrique du champ revient alors au calcul des potentiels magnétique  $\vec{A}$  et électrique  $\phi$ .

Considérons une distribution de courant dont la densité de courant surfacique est désigné par  $\vec{J}$  (Figure II.1), nous cherchons le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  et le potentiel scalaire électrique  $\phi$  en tout point de l'espace P.

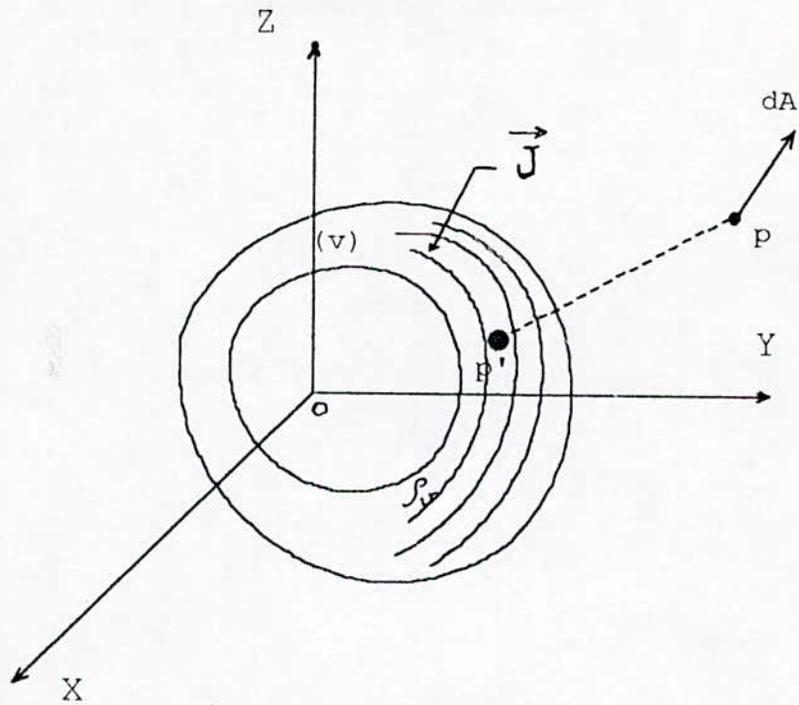


Figure II.1: Potentiel vecteur

créé par une distribution  
courant en un point.

En remplaçant le champ  $\vec{E}$  et le champ  $\vec{H}$  par leur formulation en potentiel vecteur magnétique et potentiel scalaire électrique dans les équations de Maxwell, nous obtenons deux équations caractéristiques:

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} \quad (\text{II.11}).$$

$$\nabla^2 \phi + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \phi = -\frac{\rho_v}{\epsilon_0} \quad (\text{II.12}).$$

Les solutions de ces équations sont [13]:

$$\vec{A} = \int_v \frac{\mu_0 \vec{J}(x', y', z')}{4\pi R} e^{-j\beta R} dv' \quad (\text{II.13}).$$

$$\phi = \int_v \frac{\rho_v(x', y', z')}{4\pi \epsilon_0 R} e^{-j\beta R} dv' \quad (\text{II.14}).$$

avec:  $R$  la distance entre le point d'observation  $P$  et un élément de courant  $(J \cdot dv)$  (Figure II.1),  $\beta$  le nombre d'onde et  $\rho_v(x', y', z')$  la densité de charge volumique.

Le potentiel scalaire électrique peut être aussi calculé à partir du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$ , en faisant appel à l'équation de conservation de charge ( $\frac{\partial \rho_v}{\partial t} = -\vec{\nabla} \cdot \vec{J}$ ):

$$\phi = -\frac{1}{j\omega\mu_0\epsilon_0} \vec{\nabla} \cdot \vec{A} \quad (\text{II.15}).$$

Dans la suite de notre étude, nous employons cette expression pour l'obtention du potentiel scalaire électrique.

### II-2-2- CHAMP ELECTRIQUE PROCHE CREE PAR UNE BOUCLE RECTANGULAIRE ELEMENTAIRE:

Nous déterminons le champ produit dans une région proche de la source ( $R < \lambda/6$ ), donc l'effet de propagation est négligée c'est à dire  $e^{-jR} = 1$ .

Une boucle rectangulaire élémentaire est parcourue par un courant I (Figure II.2) d'où le potentiel vecteur magnétique en un point P(x,y,z) qui s'exprime de la façon suivante:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_c \frac{d\vec{l}'}{R} \quad (\text{II.16}).$$

avec:

$$R = (x-x')^2 + (y-y')^2 + z^2$$

et:

$$d\vec{l}' = dx e_x + dy e_y$$

alors:

$$\vec{A} = A_x \vec{e}_x + A_y \vec{e}_y$$

avec:

$$A_x = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[ \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + \left(y + \frac{L_2}{2}\right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + \left(y - \frac{L_2}{2}\right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{II.17}).$$

$$H_y = \frac{zI}{4\pi} \left[ \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( y + \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} + \int_{\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( x - \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \right] \quad (\text{II.20}).$$

$$H_z = -\frac{I}{4\pi} \left[ \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \frac{\left( x - \frac{L_1}{2} \right) dy'}{\left[ \left( x - \frac{L_1}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} + \int_{\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \frac{\left( x + \frac{L_1}{2} \right) dy'}{\left[ \left( x + \frac{L_1}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \right]$$

$$+ \frac{I}{4\pi} \left[ \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{\left( y + \frac{L_2}{2} \right) dx'}{\left[ \left( y + \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} + \int_{\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{\left( y - \frac{L_2}{2} \right) dx'}{\left[ \left( x - \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \right] \quad (\text{II.21}).$$

Le potentiel scalaire électrique est calculé à partir du potentiel vecteur magnétique à l'aide de l'équation (II.15). Il est égale à zéro du fait de la symétrie de la source par rapport à l'axe Z, le champ  $\vec{E}$  est donc:

$$\vec{E} = -j\omega \cdot \vec{A}$$

Il est égale à:

$$\vec{E} = -j\omega \cdot A_x \vec{e}_x - j\omega \cdot A_y \vec{e}_y \quad (\text{II.22}).$$

### II-3- CONCLUSION :

A partir des grandeurs électriques et géométriques des circuits constituant le convertisseur statique , nous allons calculer le champ électrique et magnétique rayonné , ceci en utilisant les expressions analytiques développées dans ce chapitre .

L'étude s'effectue non seulement dans le domaine temporel , mais aussi dans le domaine fréquentiel .Une

**transformée de Fourier rapide (FFT) direct ou inverse permet de passer d'un domaine à l'autre .**

**dans le chapitre qui suit , nous allons appliquer ces calculs pour le champ électromagnétique engendré par le redresseur double voies PD2 .**

*CHAPITRE III*

***LE REDRESSEUR DOUBLE  
VOIES PD2 TOUT  
THYRISTORS***

## LE REDRESSEUR DOUBLE VOIES PD2 TOUT THYRISTORS

### III-1- LE REDRESSEUR DOUBLE VOIES PD2 TOUT THYRISTORS:

Le schéma électrique du redresseur tout thyristors PD2 est représenté dans la Figure III.1 représentée ci-dessous.

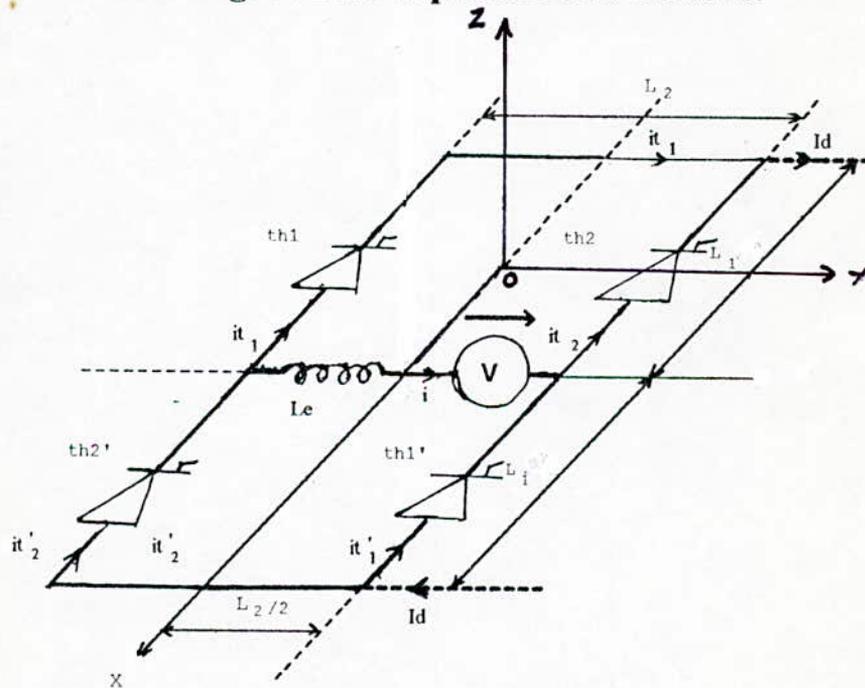


Figure III.1: Schéma électrique du redresseur PD2.

Le fonctionnement de ce dernier se décompose en trois phases:

- Conduction de la paire de thyristors ( th<sub>1</sub>,th'<sub>1</sub> ) .
- Conduction de des quatres "4" thyristors à la fois.
- Conduction de la paire de thyristors (th<sub>2</sub>,th'<sub>2</sub>).

Les perturbations électromagnétiques rayonnées par un convertisseur statique, apparaissent durant les transitoires de commutation [2]. On ne s'intéresse qu'à la phase de conduction , pendant laquelle la paire de thyristors (th<sub>1</sub>,th'<sub>1</sub> ) aura tendance à s'ouvrir et la paire (th<sub>2</sub> ,th'<sub>2</sub>) aura tendance à se fermer. On aura le passage du courant de charge I<sub>d</sub> de la première paire de thyristors à la seconde, ce régime transitoire [8] s'effectue entre les instants:

$$t_0 = \frac{\alpha + \pi}{\omega} \quad (\text{III.1}) \quad \text{et} \quad t_1 = \frac{\alpha + \pi + \mu}{\omega} \quad (\text{III.2})$$

$\alpha$ : angle d'amorçage des thyristors.

$\omega$ : pulsation du réseau d'alimentation.

$\mu$ : angle d'empiétement anodique déduit de l'expression:

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos\alpha + 2 \frac{I_d}{I_{moy}} \quad (\text{III.3}).$$

avec:

$$I_{moy} = \frac{\sqrt{2} V_{max}}{\omega \cdot L_e} \quad (\text{III.4}).$$

$L_e$  est l'inductance de commutation.

### III-2- MODELISATION DU REDRESSEUR PD2:

on prendra en considération les hypothèses suivantes:

1. Les fils de connections, ainsi que les connections entre les thyristors sont supposés parfaits, donc ils ne représentent aucun parasite électrique.

2. Le courant  $I_d$  est supposé constant dans la charge, lors de la commutation, car la charge est suffisamment inductive.

3. La source présente une inductance de commutation " $L_e$ ", dans notre étude elle a été concentrée sur une ligne d'amenée (l'inductance " $L_e$ " est le double de celle d'une ligne d'amenée, car le montage en pont monophasé est branché entre deux phases du réseau triphasé).

Le schéma équivalent au PD2 tout thyristors avec les principaux composants, est représenté sur la Figure (III.2) ci-dessous.

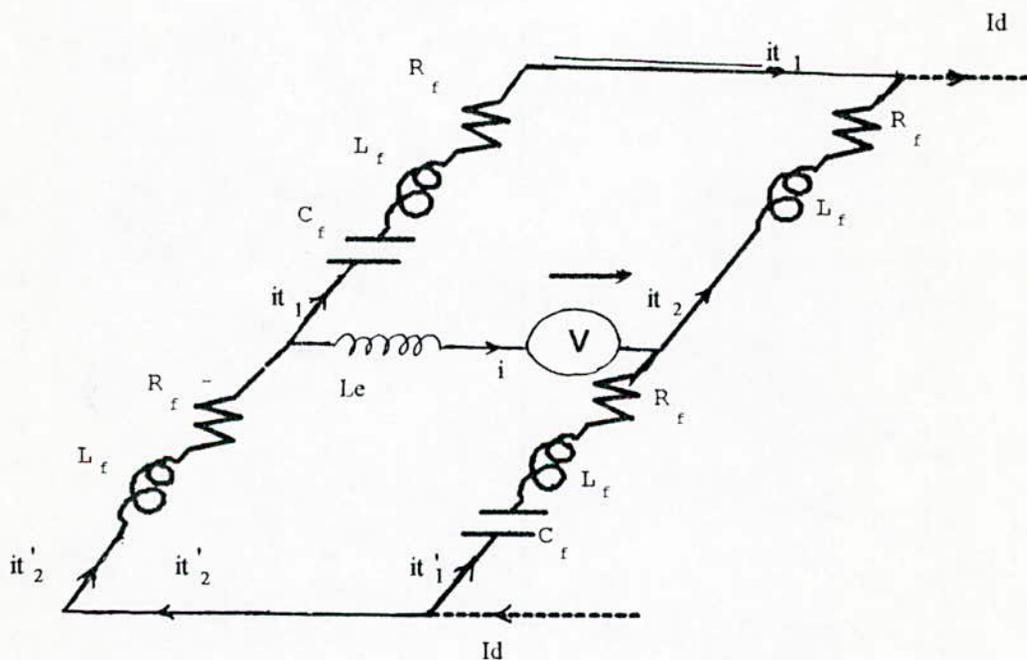


Figure III.2: Modélisation du redresseur PD2.

### III-2-1 DETERMINATION DES COURANTS DANS LES THYRISTORS:

On s'intéresse aux courants " $i_{T1}, i_{T2}$ " qui traversent les thyristors respectifs  $th_1$  et  $th_2$ . D'après les lois de KIRCHOFF, on a:

$$i_{T1} + i_{T2} = Id \quad (III.5).$$

$$i_{T2} - i = i'_{T1} \quad (III.6).$$

$$i'_{T1} = i_{T1}; i'_{T2} = i_{T2} \quad (III.7).$$

$$i'_{T2} = i_{T1} + i \quad (III.8).$$

$$R_f i_{T1} + l_f \frac{di_{T1}}{dt} + \frac{1}{c_f} \int i_{T1} dt = R_f i_{T2} + l_f \frac{di_{T2}}{dt} - v + l_e \frac{di}{dt} \quad (III.9).$$

avec:

$$v = v_m \sin \omega t \quad (III.10).$$

d'ou l'équation différentielle suivante:

$$\frac{di_{T1}}{dt} + \frac{1}{2(l_e + l_f)c_f} \int i_{T1} dt + \frac{R_f}{(l_e + l_f)} i_{T1} = \frac{R_f Id}{2(l_e + l_f)} - \frac{v}{2(l_e + l_f)} \quad (III.11).$$

avec:

$$i_{T1}(t=t_0) = Id \quad (III.12).$$

$$\frac{di_{T1}}{dt} /_{t=t_0} = 0 \quad (III.13).$$

### III-2-2- DETERMINATION DES CHAMPS ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE:

Afin de calculer le champs électrique et magnétique rayonnés, nous avons modélisé chacune des deux mailles du redresseur PD2 par une boucle rectangulaire, comme indiqué à la Figure III.1 on obtient les expressions du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  données au chapitre II, de telle sorte que:

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} (-i_{T1}) \left[ \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( y + \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \int_{\frac{L_1}{2}}^{\frac{3L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( y - \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (III.14).$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} (i_{T1}) \left[ \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \frac{dy'}{\left[ \left( x + \frac{L_1}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (III.15).$$

$$A_z = 0 \quad (III.16).$$

### III-3- MINIMISATION DU RAYONNEMENT E.M:

#### III-3-1- INFLUENCE DE LA TOPOLOGIE SUR LE RAYONNEMENT:

La topologie du convertisseur est un élément fondamental dans la génération et la propagation des perturbations rayonnées. C'est pourquoi d'une part ,on modifie la topologie du redresseur PD2 sans changer les dimensions; d'autre part , on conserve la

topologie normale et on modifie la dimension des boucles de modélisation.

Dans cette partie, on propose deux modifications de la topologie du redresseur PD2. La première modification est représentée sur la Figure III.3.

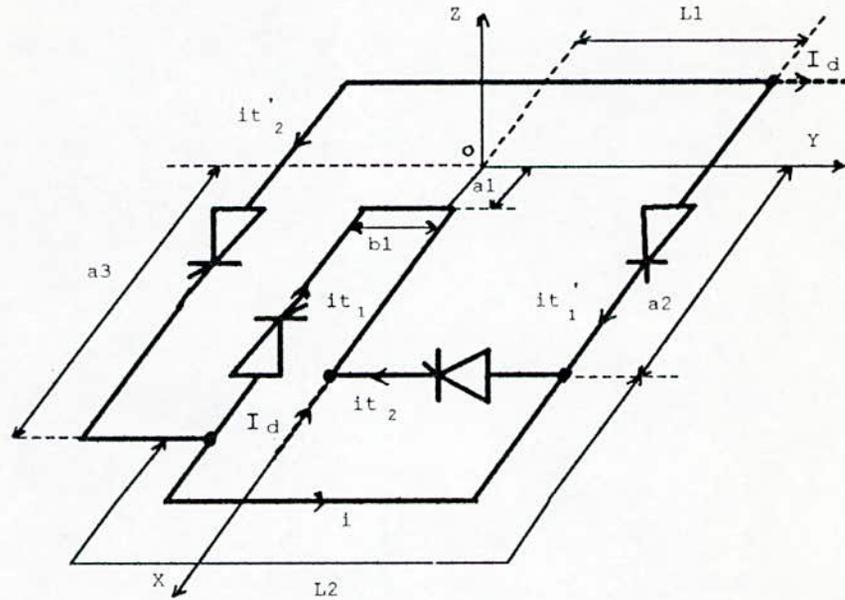


Figure III.3: Première modification de la topologie du redresseur PD2.

avec un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  donné par:

$$A_x = \frac{\mu_0 (i_{T1})}{4\pi} \left[ \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + (y-L_1)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \int_{a_1}^{a_2} \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + y^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} - \int_{a_2}^{a_1} \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + (y-l_1)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{III.17}).$$

$$A_y = \frac{\mu_0 (i_{T1})}{4\pi} \left[ \int_{-b_1}^0 \frac{dy'}{\left[ (x-a_1)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{III.18}).$$

$$A_z = 0$$

(III.19).

La deuxième modification proposée à la Figure III.4.

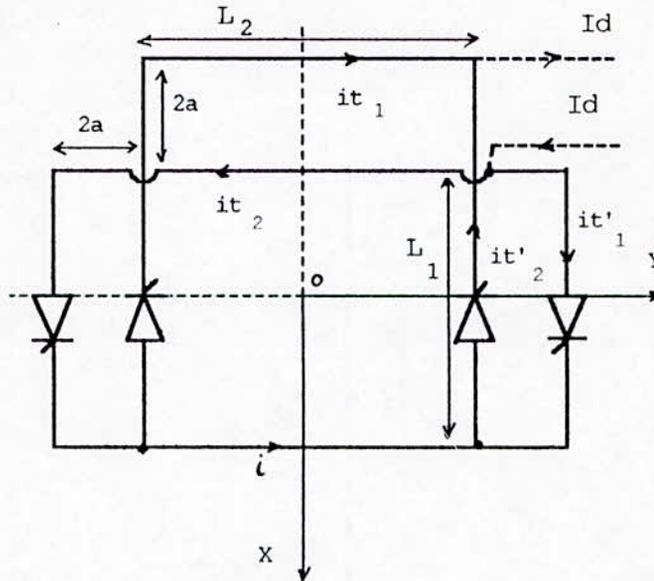


Figure III.4: Deuxième modification de la topologie du PD2.

Elle possède un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  donné par:

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} (i_{T1}) \left[ - \int_{-\frac{L_1}{2}}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( y + \frac{L_2}{2} \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \int_{\left( -\frac{L_1}{2} + 2a \right)}^{\frac{L_1}{2}} \frac{dx'}{\left[ \left( y - \left( \frac{L_2}{2} + a \right) \right)^2 + (x-x')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{III.20}).$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} (i_{T1}) \left[ \frac{\frac{L_2}{2}}{\left[ \left( \frac{L_1}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \frac{\left( \frac{L_2}{2} + a \right)}{\left[ \left( x + \left( \frac{L_1}{2} - 2a \right) \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} + \frac{\left( \frac{L_2}{2} + a \right)}{\left[ \left( x - \frac{L_1}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{III.21}).$$

$$A_z = 0 \quad (\text{III.22}).$$

Et pour voir aussi l'influence de la surface des mailles constituant le circuit, nous avons joué sur les dimensions des boucles de modélisation.

### III-3-2- INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUES SUR LE RAYONNEMENT:

Dans cette étape, nous avons agi sur certains paramètres électriques ( $L_f, C_f$ ) pour voir leurs influence sur le rayonnement électromagnétique et comment les changer pour le minimiser.

### III-4- EXEMPLE D'APPLICATION:

Pour un courant de charge  $I_d=100A$  une tension  $V_{max}=220V$  et tenant compte des données du constructeur, on a:

$$L_e=5.10^{-5} H, \quad L_f=10^{-5} H \quad C_f=10^{-8} F \quad \text{et} \quad R_f=0.35 \Omega$$

$$\text{d'où } t_0 = 11,66.10^{-3} s \quad \text{et} \quad t_f = 14,5.10^{-3} s.$$

et pour un point d'observation ayant les coordonnées suivantes :

$$x = 0 \text{ m}$$

$$y = 0 \text{ m}$$

$$z = 0.3 \text{ m}$$

L'ouverture des thyristors  $th1$  et  $th1'$  engendre un courant  $i_{T1}$  (Figure III.5) sinusoïdale amorti très variable. Du fait de la symétrie de la source de rayonnement de rayonnement électromagnétique par rapport à l'axe Z, la divergence de  $\vec{A}$  est nulle, le champ électrique s'exprime donc à partir de l'équation (II.22). Il en résulte d'après nos calculs, un champ magnétique (Figure III.6) de l'ordre de 22 A/m et un champ électrique (Figure

III.7) qui atteint 9 V/m, cela est dû aux capacités « Cf » modélisant les thyristors lors des commutations. Les résultats obtenus confirment la théorie, c'est à dire que le champ magnétique est proportionnel au gradient du courant traversant les deux boucles et du fait que la divergence du potentiel vecteur magnétique est nulle le champ électrique est dû à la variation du potentiel vecteur magnétique dans le temps.

Le spectre fréquentiel du courant  $i_{T1}$  (Figure III.10) montre que les perturbations sont plus importantes dans la gamme de fréquences 100-500 Hz, où la plus grande perturbation est de 0.2 dbA enregistrée pour une fréquence de 350 Hz.

Nous constatons que les perturbations sont plus intenses dans la gamme de fréquences 60-500 Hz pour les spectres en champ magnétique (Figure III.11), et en champ électrique (Figure III.12), et une diminution des amplitudes des perturbations de 0.16 dbA/m jusqu'à 0.1 dbA/m pour le premier et 0.13 dbV/m jusqu'à 0.06 dbV/m pour le second avec l'augmentation de la fréquence.

L'influence de la topologie apparaît nettement, pour la première modification (Figure III.8), nous notons une diminution des amplitudes des champs magnétique et électrique respectivement de 22 A/m jusqu'à 15 A/m et de 9 V/m jusqu'à 2 V/m, pour la deuxième modification de la topologie (Figure III.9: a et b), nous constatons une légère augmentation des amplitudes des champs magnétique et électrique, elles atteignent respectivement les valeurs 25 A/m et 10 V/m.

Les spectres fréquentiels en champs magnétique et électrique des deux modifications de la topologie du redresseur PD2, ont la même allure que ceux de la topologie normale (Figure III.11) et (Figure III.12), avec une diminution des amplitudes des perturbations électromagnétique (Figure III.13) et (Figure III.14) pour la première modification de la topologie, et une légère augmentation de ces amplitudes (Figure III.15) et (Figure III.16) pour la deuxième modification de la topologie.

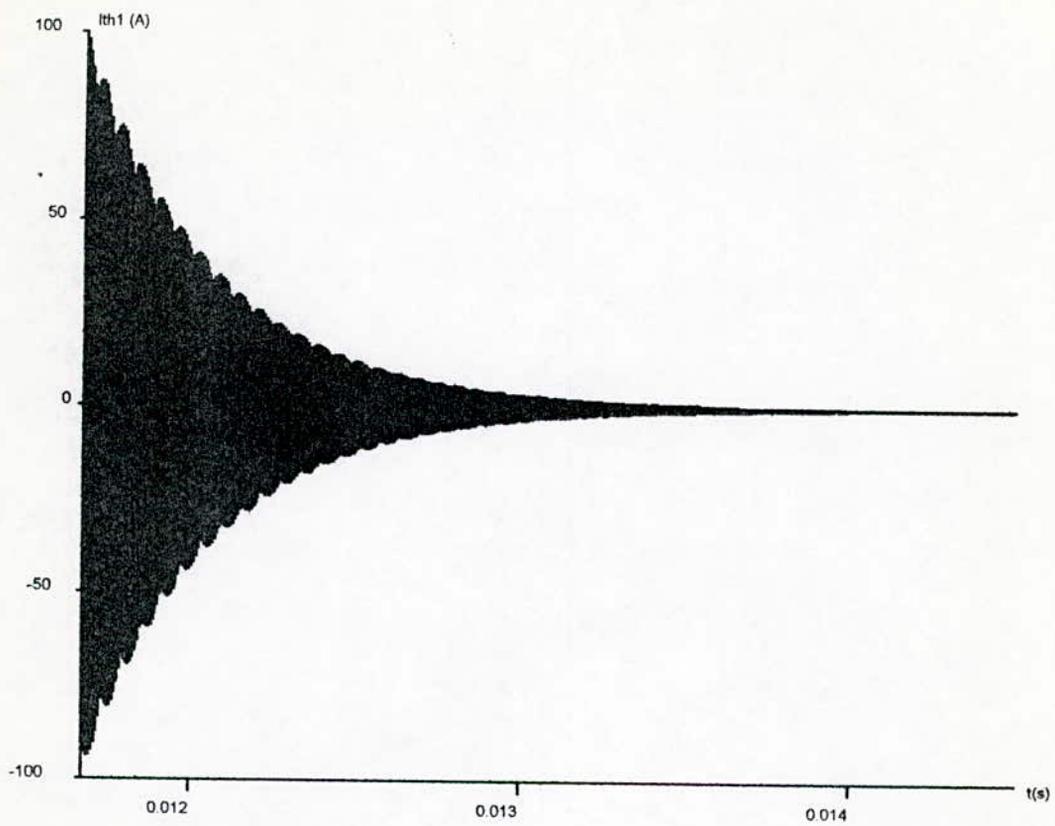
En variant la largeur «  $L_1$  » de la boucle de modélisation de 0.16 m à 1 m (la surface augmente de 525 %), où sa longueur «  $L_2$  »

de 0.35 m à 2 m (la surface augmente de 471 %), les amplitudes des champs magnétique et électrique subissent une importante augmentation, elle passent respectivement de 22 A/m et 9 V/m pour la topologie normale à 40 A/m (+ 82 %) et 11 V/m (+ 22 %) pour la variation de la largeur, et jusqu'à 40 A/m (+ 82 %) et 30 V/m (+ 233 %) pour la variation de la longueur.

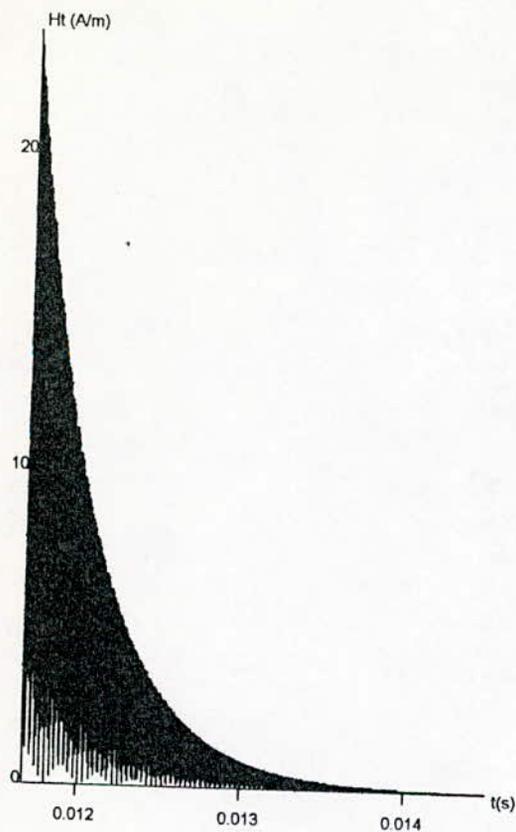
Les amplitudes des champs magnétique et électrique ne dépendent pas de la valeur de la résistance de modélisation  $R_f$ , par contre la durée du rayonnement augmente avec la diminution de cette résistance. Nous constatons que les perturbations dans la réponse fréquentiel du courant  $i_{T1}$ , deviennent plus importantes dans la gamme de fréquences 50-500 Hz avec une amplitude maximale de 0.35 dbA pour une fréquence de 250 Hz, en diminuant  $R_f$  de 0.35  $\Omega$  jusqu'à 0.05  $\Omega$ .

La valeur de l'inductance de modélisation  $L_f$  n'influe pas trop sur les amplitudes des champs magnétique et électrique, cela est dû à la présence de l'inductance de commutation  $L_c$  qui a une valeur plus grande, si nous augmentons  $L_f$  jusqu'à la valeur de  $L_c$  qui est  $5 \cdot 10^{-5}$  H le champ magnétique ne change pas, mais par contre le champ électrique diminue jusqu'à 7 V/m (- 22 %), ce changement de  $L_f$  provoque une augmentation des amplitudes des perturbations du spectre fréquentiel du courant  $i_{T1}$  dans la gamme de fréquences 20-500 Hz, avec une amplitude maximale de 0.31 dbA pour une fréquence de 250 Hz.

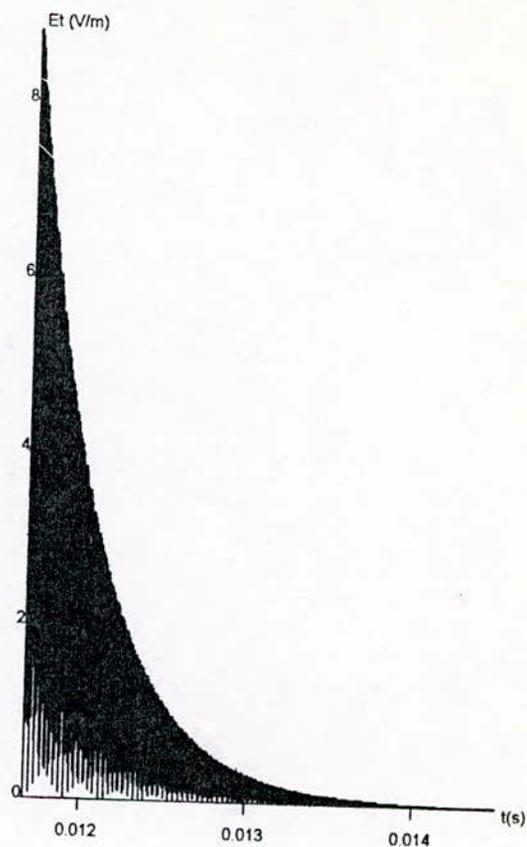
En augmentant la valeur de  $C_f$  de  $10^{-8}$  F jusqu'à  $10^{-7}$  F (+ 900 %), nous constatons une augmentation de la pseudo-période, l'annulation plus rapide du courant d'où la minimisation du temps de perturbation et l'amplitude et l'amplitude du champ magnétique reste inchangée ( 22 A/m ) par contre celle du champ électrique devient plus faible 3V/m (- 67 %). La réponse fréquentiel du courant  $i_{T1}$  montre que les perturbations ont augmentée dans la gamme de fréquences 10-500 Hz avec des amplitudes encore plus importantes et une perturbation maximale d'amplitude 0.27 dbA pour la fréquence 250 Hz.



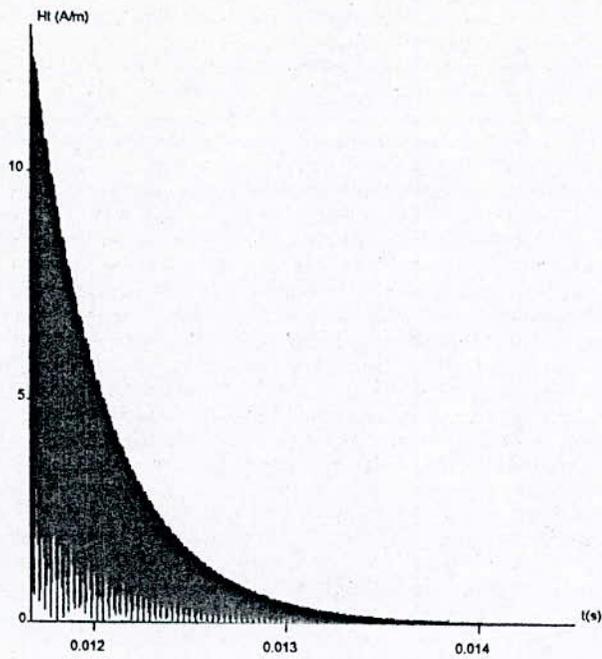
**Figure III.5: Courant simulé traversant les theristors th1 et th1' lors de leurs ouvertures.**



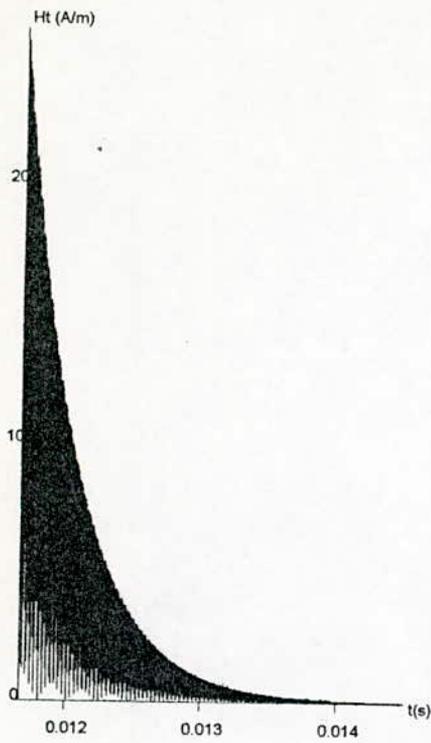
**Figure III.6: Champ magnétique total calculé à partir du courant simulé.**



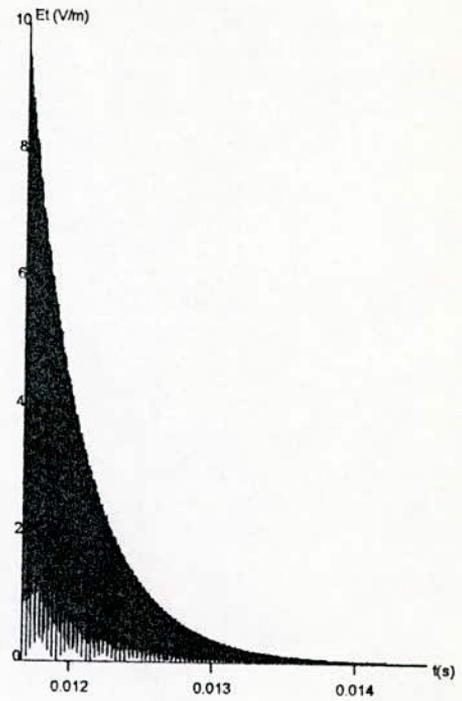
**Figure III.7: Champ électrique total calculé à partir du courant simulé.**



**Figure III.8: Influence de la première modification de la topologie sur le champ magnétique rayonné par le circuit.**



**Figure III.9: a) Influence de la deuxième modification de la topologie sur le champ magnétique rayonné.**



**Figure III.9: b) Influence de la deuxième modification de la topologie sur le champ électrique rayonné.**

Figure III.10: Spectre de fréquence du courant  $i_{t1}$

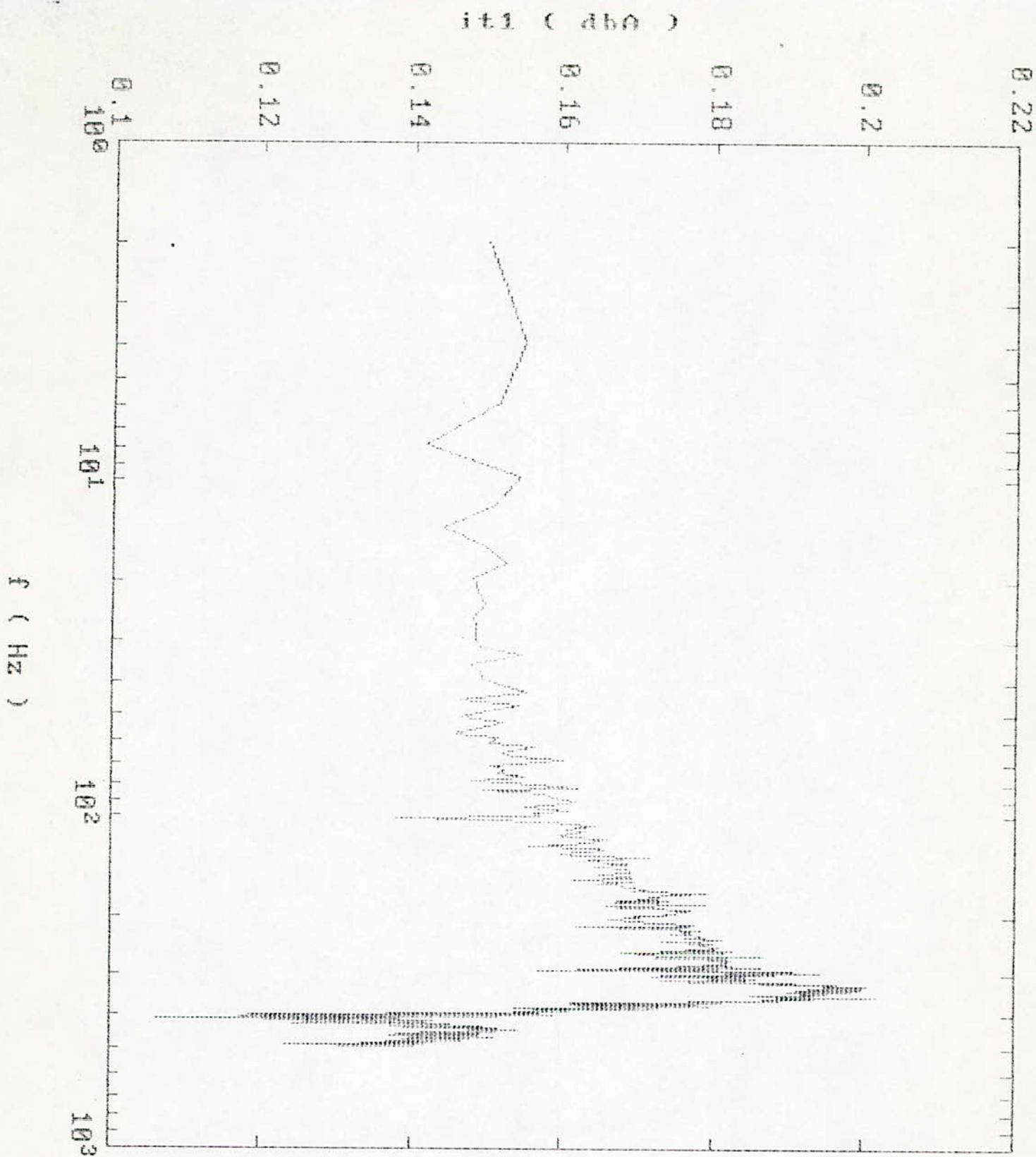


Figure III.11 : Spectre en champ magnetique du PD2

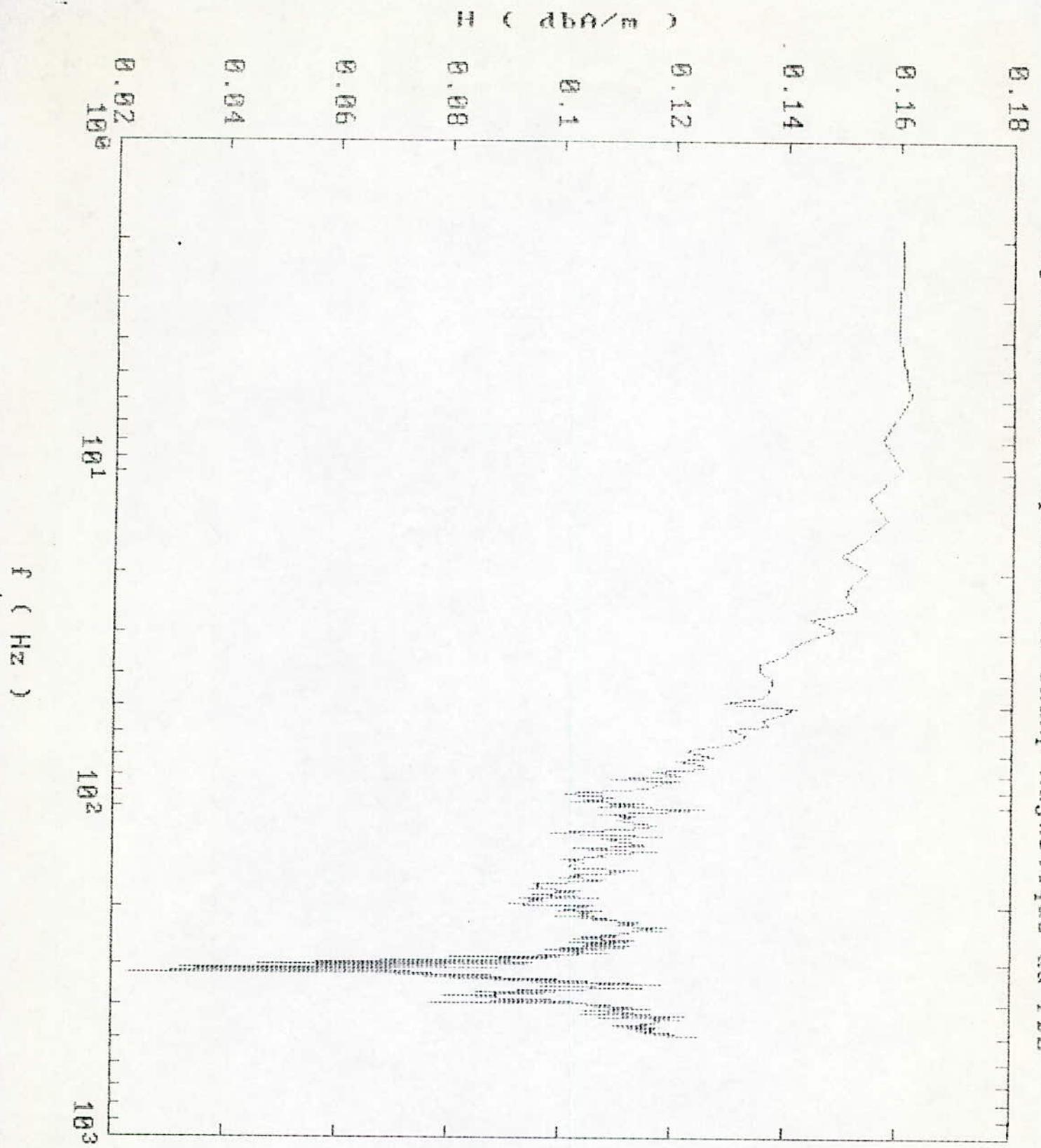


Figure III.12 : Spectre en champ électrique du PD2

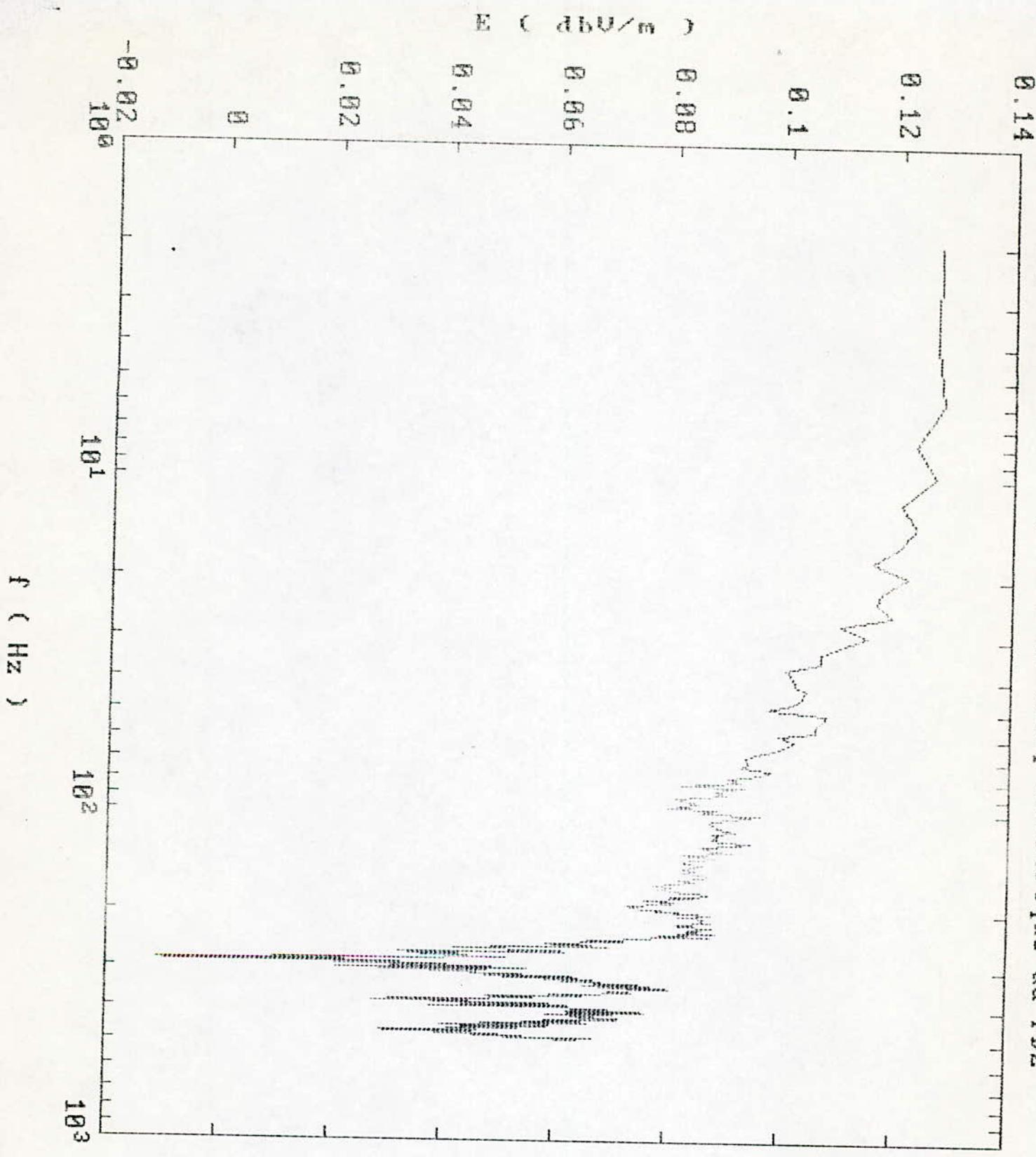


Figure III.13 : Spectre en champ magnetique du PD2 1ere modification  
0.16

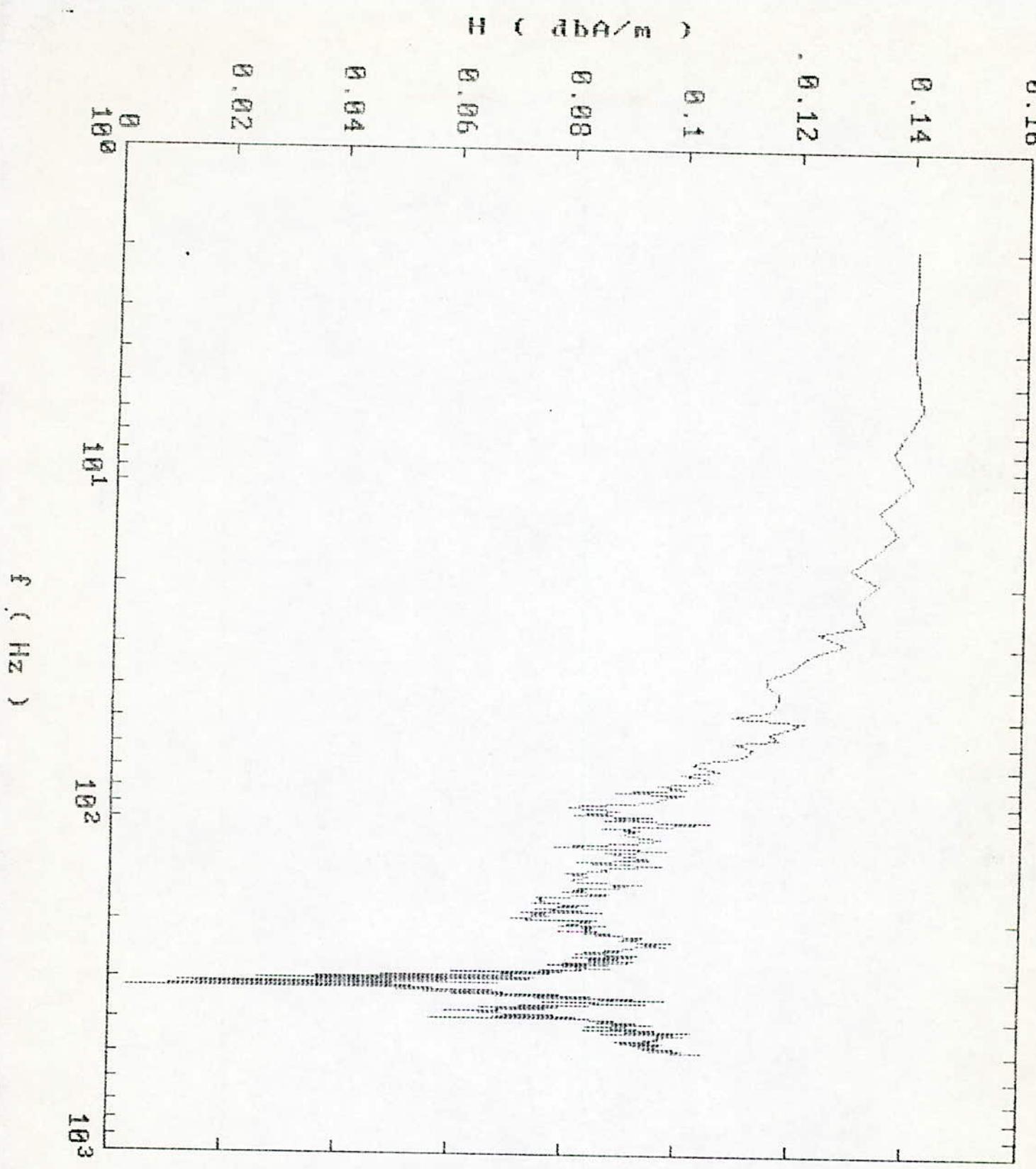


Figure III.14 : Spectre en champ électrique du PD2 1ere modification

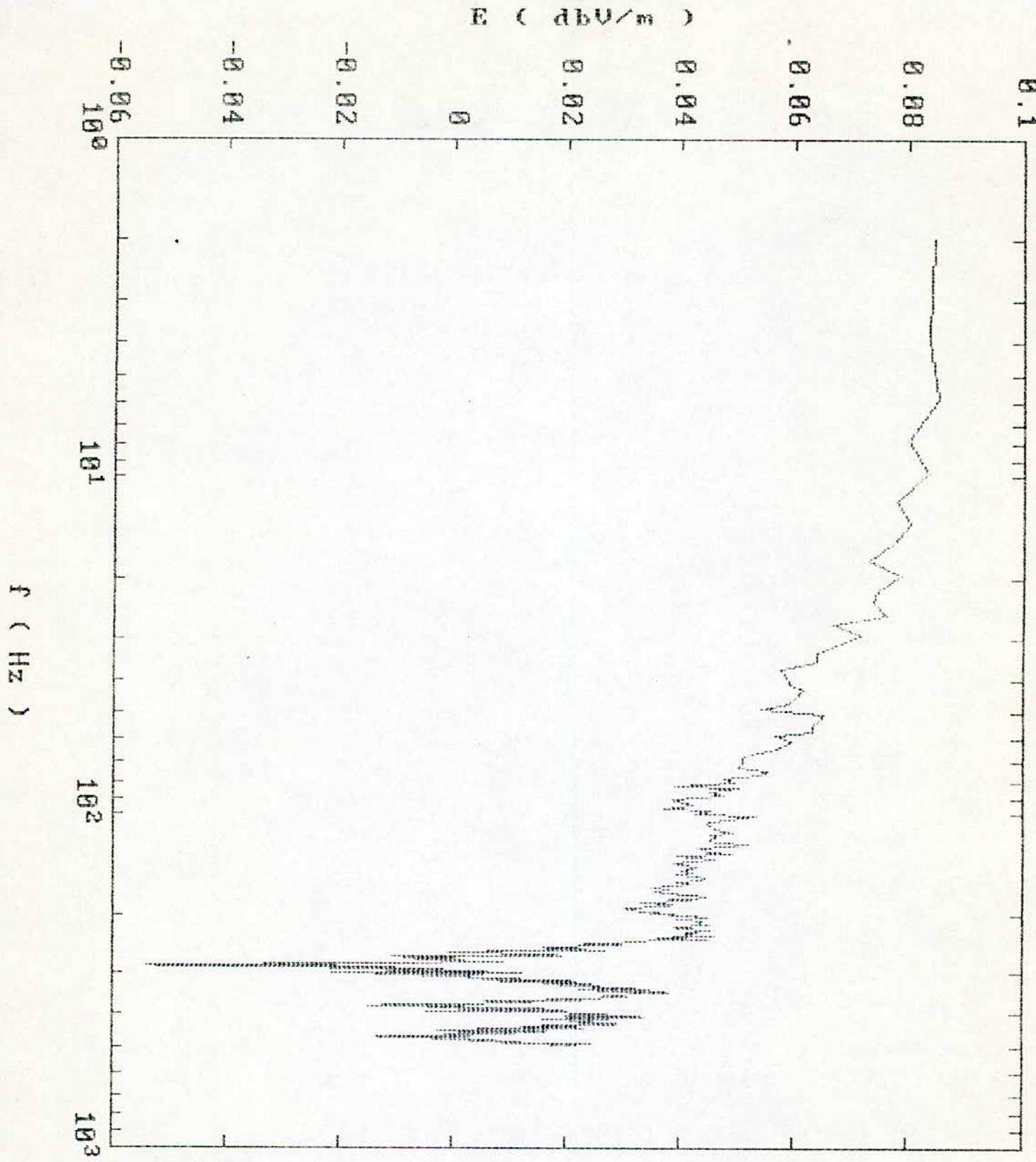


Figure III.15: Spectre en champ magnetique du PD2 2eme modification

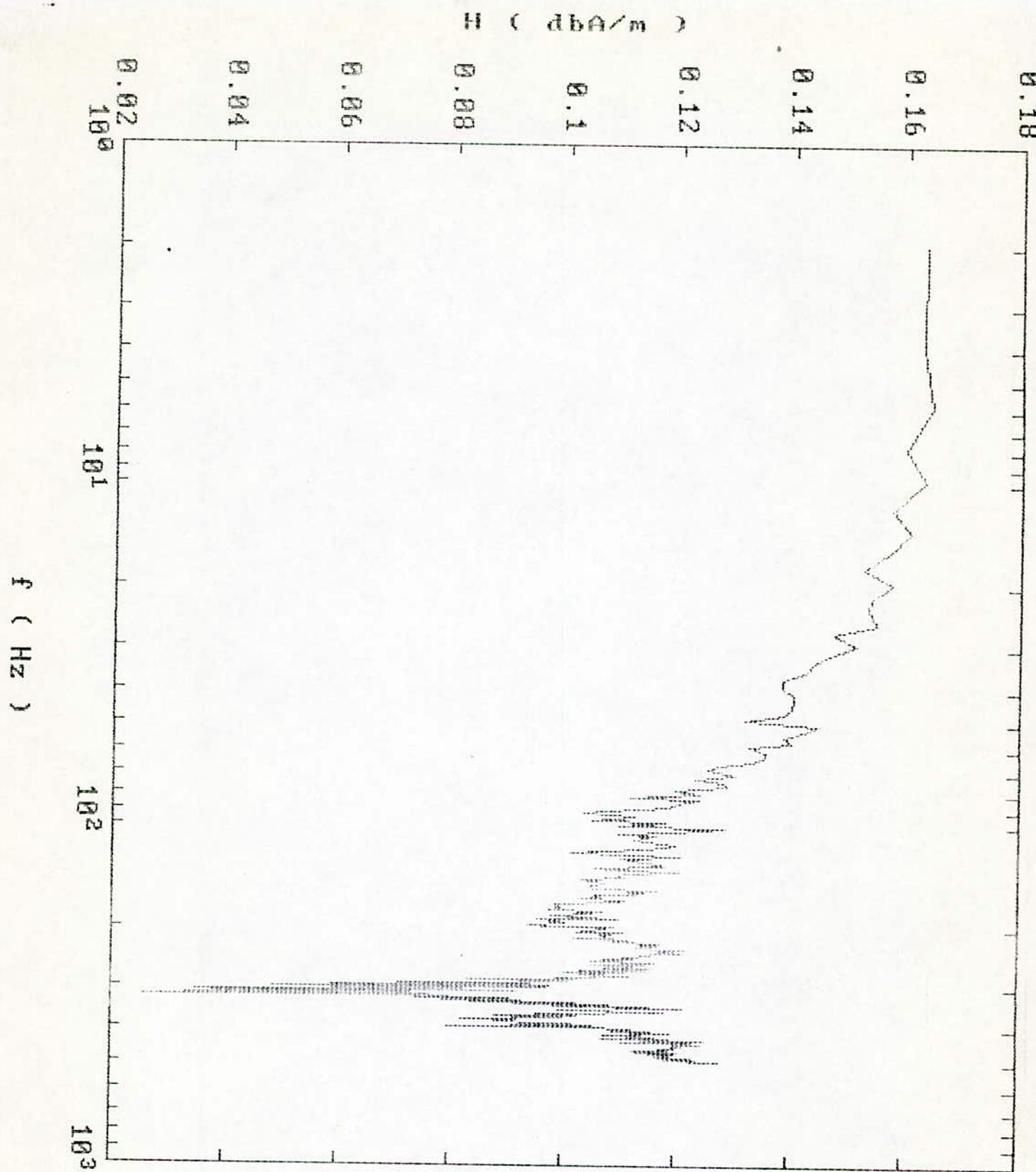
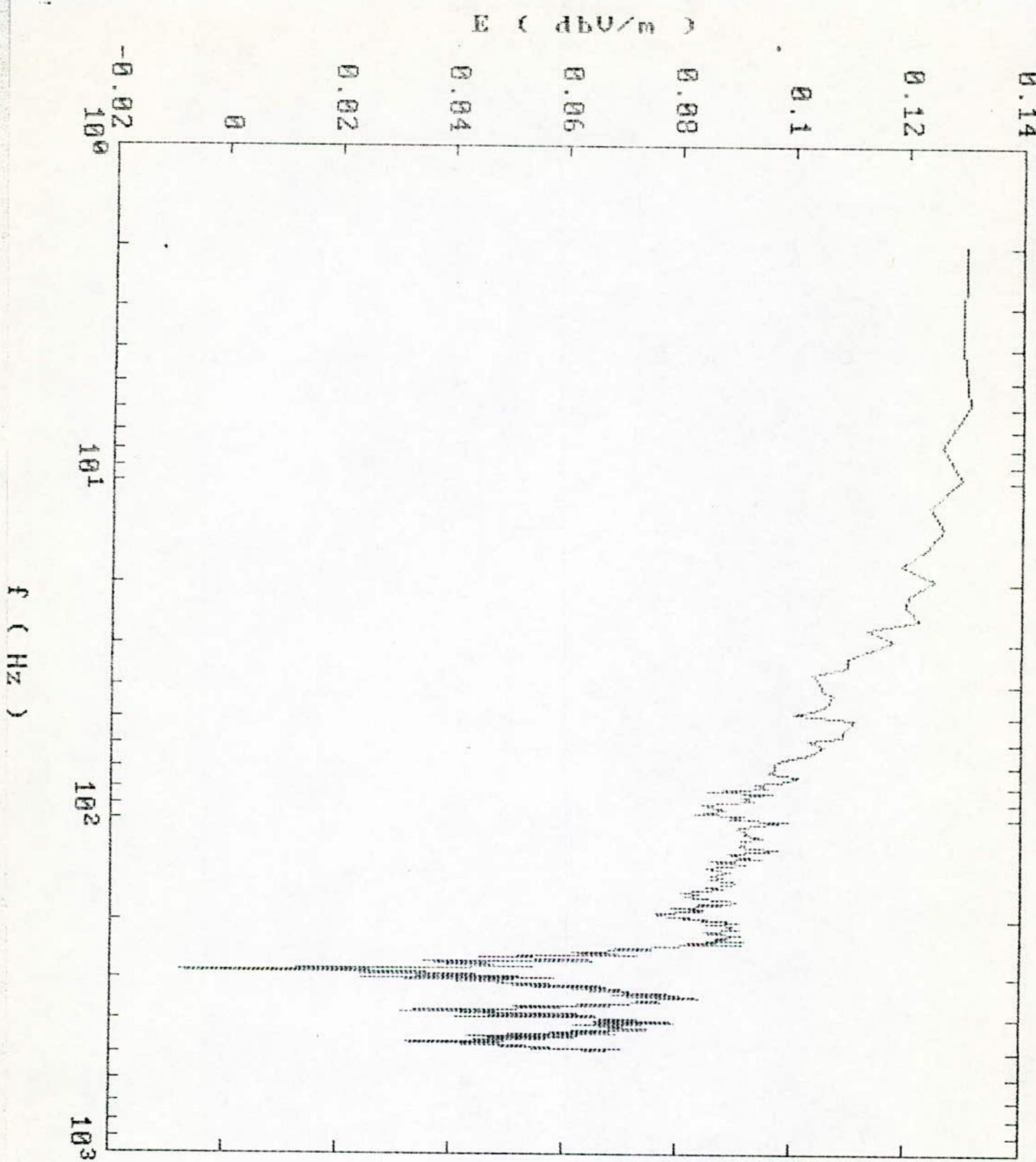


Figure III. 16 : Spectre en champ électrique du PD2 Zeme modification



### **III-5- CONCLUSION :**

La topologie du circuit électrique joue un rôle primordiale dans l'émission électromagnétique par rayonnement, car cette dernière peut augmenter ou diminuer suivant : la disposition des thyristors dans le montage ou la variation des dimensions des mailles (longueur ou largeur) .

La valeur du condensateur modélisant les thyristors , influe beaucoup sur le courant, et sur l'amplitude du champ électrique rayonne, par contre elle n'a aucun effet sur l'amplitude du champ magnétique .

La valeur de l'inductance  $L_f$ , influe seulement sur la durée du rayonnement et non sur les amplitudes des champs .

Pour obtenir un rayonnement minimum , on agit soit sur les paramètres géométriques et optimiser la topologie des composants de puissance, ou sur les paramètres électriques en construisant des composants ( thyristors , diodes ) adaptées a la minimisation du champ électromagnétique voulue .

Dans ce qui suit ,on étudie aussi le champ électromagnétique qu'à engendrera les différentes mailles du hacheur de JONES .

*CHAPITRE IV*

***APPLICATION AU HACHEUR  
DE JONES***

## APPLICATION AU HACHEUR DE « JONES » .

### IV-1- HACHEUR DE JONES :

Le schéma électrique du hacheur de Jones est représenté par la Figure IV.1, son fonctionnement se décompose en plusieurs étapes, sachant que les perturbations électromagnétiques apparaissent durant les régimes transitoires . On s'intéresse à quatre phases de fonctionnement.

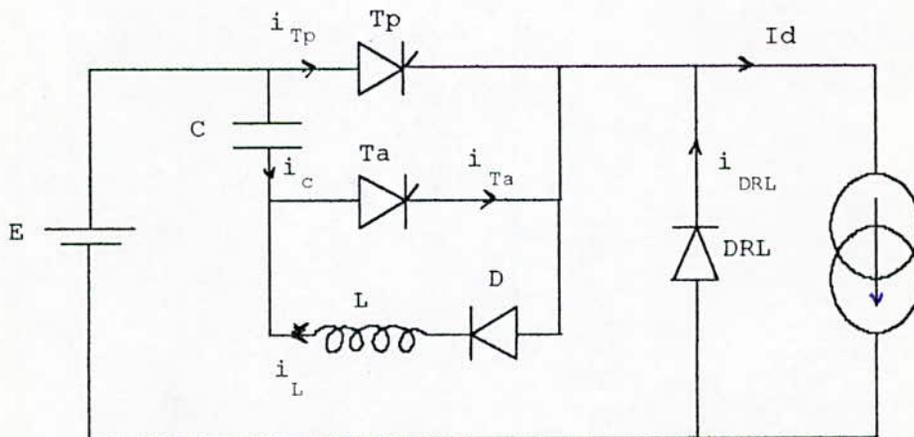


Figure IV.1: Hacheur de JONES

### IV-2- LES PRINCIPALES PHASES DE RAYONNEMENT:

#### IV-2-a- PREMIERE PHASE:

La partie du hacheur de Jones fonctionnant pendant cette phase est représentée par la Figure IV.2:(a).

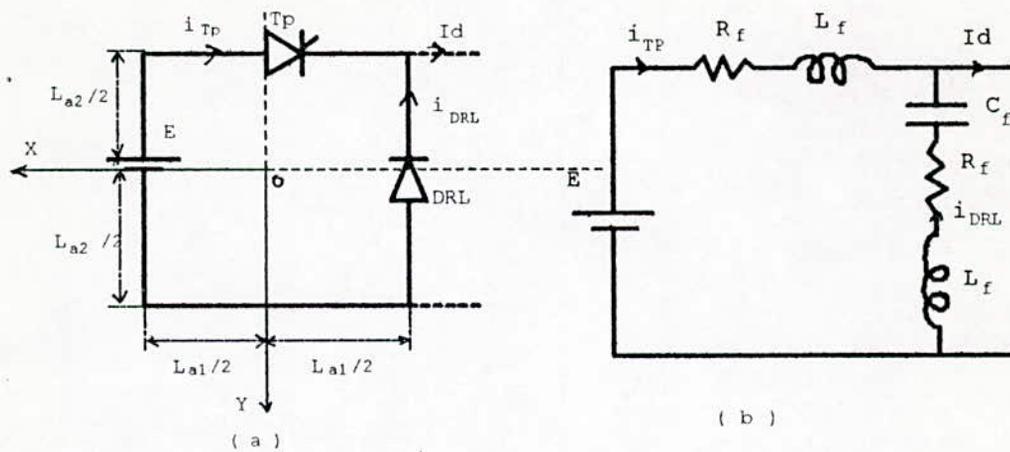


Figure IV.2: a) La maille rayonnante dans la première phase.

b) Modélisation de la maille rayonnante de la première phase.

En amorçant le thyristor principal « Tp » a l'instant  $t_0$ , il aura tendance à se fermer pour conduire le courant de charge  $I_d$ , par contre la diode de roue libre « DRL » aura tendance être s'ouvrir. Cette phase prend fin a l'instant  $t_1$ , lorsque le courant traversant la diode de roue libre s'annule.

## IV-2-b- DEUXIEME PHASE:

Le schéma est représenté sur la Figure IV.3:(a).

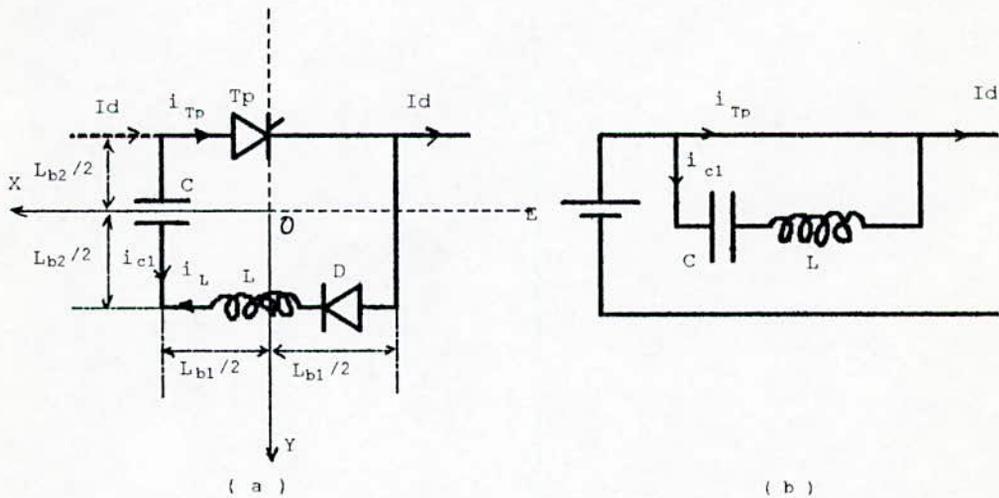


Figure IV.3:a) La maille rayonnante de la deuxième phase .

b) Modélisation de la maille rayonnante de la deuxième phase.

Cette phase démarre à l'instant  $t_1$ , le thyristor « Tp » et la diode « D » conduisent en même temps et elle se termine à l'instant  $t_2$ , quand le courant traversant la diode « D » s'annule.

## IV-2-c- TROISIEME PHASE:

Le schéma de la phase de conduction est donne sur la Figure IV.4:(a).

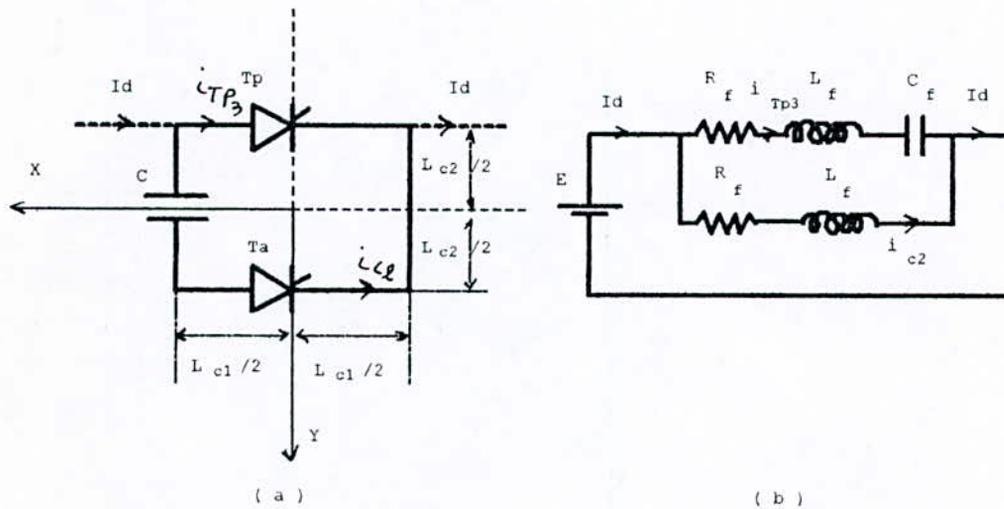


Figure IV.4:a) La maille rayonnante de la troisième phase.

b) Modélisation de la maille rayonnante de la troisième phase.

On enclenche le thyristor auxiliaire « Ta » à l'instant  $t_3$  supérieure à l'instant  $t_2$ , ce thyristor se ferme pour conduire le courant de charge, par contre le thyristor principale « Tp » s'ouvrira, cette phase s'arrête à l'instant  $t_4$  quand le courant dans le thyristor « Tp » est nulle.

## IV-2-d- QUATRIEME PHASE:

La partie du hacheur fonctionnant pendant cette phase , est donnée sur la Figure IV.5:(a).

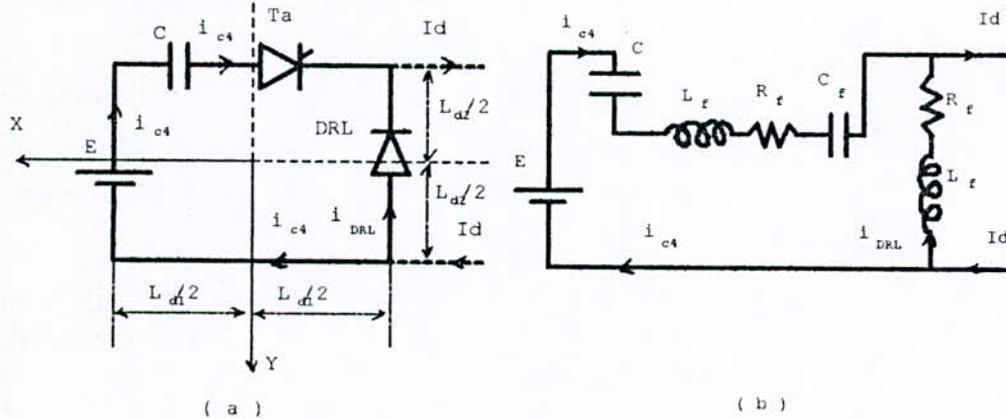


Figure IV.5:a) La maille rayonnante dans la quatrième phase.

b) Modélisation de la maille rayonnante dans la quatrième phase

Cette phase débute a l'instant  $t_5$  ,le thyristor auxiliaire qui conduisait le courant de charge  $I_d$  se bloque à cause de la diode de roue libre qui rentre en conduction .

## IV-3- MODELISATION:

Sous les hypothèses ( 1 ) et ( 2 ) établies au chapitre III , on modélise chacune des quatre phases citées précédemment , par des boucles rectangulaires .

### IV-3-a- PREMIERE PHASE:

Le schéma équivalent est donné sur la Figure IV.2:(b). On déterminera le courant  $i_{rl1}$  traversant la diode de roue libre, lors de son ouverture.

D'après les lois de Kirchhoff, on a:

$$i_{Tp_1} + i_{rl_1} = I_d \quad (IV.1).$$

$$R_f i_{Tp_1} + L_f \frac{d i_{Tp_1}}{d t} = R_f i_{rl_1} + L_f \frac{d i_{rl_1}}{d t} + \frac{1}{C_f} \int i_{rl_1} dt + E \quad (\text{IV.2.})$$

$$i_{rl_1} = C_f \frac{d v_{rl_1}}{d t} \quad (\text{IV.3.})$$

Avec les conditions initiales suivantes :

$$v_{rl_1}(t=t_0) = 0 \quad (\text{IV.4.})$$

$$\left. \frac{d v_{rl_1}}{d t} \right|_{t=t_0} = \frac{I_d}{C_f} \quad (\text{IV.5.})$$

Le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  est donne par :

$$A_x = 0 \quad (\text{IV.6.})$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} (-i_{rl_1}) \left[ \frac{\frac{L_{a1}}{2} \int \frac{d y'}{\left[ \left( x + \frac{L_{a2}}{2} \right)^2 + (y - y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} } \right] \quad (\text{IV.7.})$$

$$A_z = 0 \quad (\text{IV.8.})$$

### IV-3-b- DEUXIEME PHASE:

La modélisation de cette phase est représentée sur la Figure IV.3:(b). Le courant  $i_L$  dans la diode « D » est déterminé à partir des équations :

$$i_{Tp_2} + i_{c_1} = I_d \quad (\text{IV.9.})$$

$$L \frac{d i_{c_1}}{d t} + \frac{1}{C} \int i_{c_1} dt = 0 \quad (\text{IV.10.})$$

$$i_{c_1} = C \frac{d v_c}{d t} \quad (\text{IV.11.})$$

$$i_{c_1} = -i_L \quad (\text{IV.12.})$$

Et des conditions initiales suivantes :

$$v_c(t=t_1) = V_0 \quad (\text{IV.13.})$$

$$\left. \frac{d v_c}{d t} \right|_{t=t_1} = 0 \quad (\text{IV.14.})$$

Les expressions du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  sont :

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} (-i_{c1}) \left[ \frac{\frac{L_{b1}}{2} \int dx'}{\frac{L_{b1}}{2} \left[ (x-x')^2 + \left( y - \frac{L_{b2}}{2} \right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{IV.15}).$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} (i_{c1}) \left[ \frac{\frac{L_{b2}}{2} \int dy'}{\frac{L_{b2}}{2} \left[ \left( x + \frac{L_{b1}}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} - \frac{\frac{L_{b2}}{2} \int dy'}{\frac{L_{b2}}{2} \left[ \left( x + \frac{L_{b1}}{2} \right)^2 + (y-y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{IV.16}).$$

$$A_z = 0 \quad (\text{IV.17}).$$

### IV-3-c- TROISIEME PHASE:

Le schéma électrique équivalent est représenté sur la Figure IV.4:(b). Le courant  $i_{Tp3}$  dans le thyristor principale « Tp » est obtenu à partir des équations :

$$i_{Tp3} + i_{c2} = I_d \quad (\text{IV.18}).$$

$$R_f i_{c2} + L_f \frac{di_{c2}}{dt} = R_f i_{Tp3} + L_f \frac{di_{Tp3}}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i_{Tp3} dt \quad (\text{IV.19}).$$

$$i_{Tp3} = C_f \frac{dv_{Tp3}}{dt} \quad (\text{IV.20}).$$

On resoud le problème , en tenant compte des conditions initiales suivantes :

$$v_{Tp3} (t = t_3) = 0 \quad (\text{IV.21}).$$

$$\left. \frac{dv_{Tp3}}{dt} \right|_{t=t_3} = \frac{I_d}{C_f} \quad (\text{IV.22}).$$

De la boucle de modélisation , on déduit les expression du potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  :

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} \left( -i_{Tp3} \right) \left[ \frac{\frac{L_{c1}}{2} \int \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + \left( y + \frac{L_{c2}}{2} \right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} }{-\frac{L_{c1}}{2} \left[ (x-x')^2 + \left( y + \frac{L_{c2}}{2} \right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{IV.23}).$$

$$A_y = 0 \quad (\text{IV.24}).$$

$$A_z = 0 \quad (\text{IV.25}).$$

### IV-3-d- QUATRIEME PHASE:

Le schéma électrique équivalent pour cette phase est donne par la Figure IV.5:(b). On s'intéresse au courant  $i_{c4}$  traversant le thyristor auxiliaire « Ta », et on le calcul grâce aux équations suivantes :

$$i_{c4} + i_{rl2} = I_d \quad (\text{IV.26}).$$

$$R_f i_{rl2} + L_f \frac{di_{rl2}}{dt} + E = R_f i_{c4} + L_f \frac{di_{c4}}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i_{c4} dt + \frac{1}{C} \int i_{c4} dt \quad (\text{IV.27}).$$

$$i_{c4} = C_f \frac{dv_{c4}}{dt} \quad (\text{IV.28}).$$

En tenant compte des conditions initiales :

$$v_{c4} \left( t = t_5 \right) = 0 \quad (\text{IV.29}).$$

$$\left. \frac{dv_{c4}}{dt} \right|_{t=t_5} = \frac{I_d}{C_f} \quad (\text{IV.30}).$$

Le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  est déterminé par :

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} \left( i_{c4} \right) \left[ \frac{\frac{L_{d1}}{2} \int \frac{dx'}{\left[ (x-x')^2 + \left( y - \frac{L_{d2}}{2} \right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} }{\frac{L_{d1}}{2} \left[ (x-x')^2 + \left( y + \frac{L_{d2}}{2} \right)^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{IV.31}).$$

$$A_{y'} = \frac{\mu_0}{4\pi} (-i_{c4}) \left[ \frac{\frac{L_{d2}}{2} dy'}{-\frac{L_{d2}}{2} \left[ \left( x + \frac{L_{d1}}{2} \right)^2 + (y - y')^2 + z^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (\text{IV.32}).$$

$$A_z = 0 \quad (\text{IV.33}).$$

#### IV-4- EXEMPLE D'APPLICATION:

Les grandeurs électriques et géométriques de l'exemple étudié sont :

$I_d = 100$	A	$E = V_0 = 220$	V
$C = 10^{-6}$	F	$C_f = 10^{-8}$	F
$R_f = 0.015$	$\Omega$	$L_f = 10^{-8}$	H
$L = 12.1 \cdot 10^{-6}$	H	$L_{a1} = 0.16$	m
$L_{a2} = 0.35$	m	$L_{b1} = 0.16$	m
$L_{b2} = 0.16$	m	$L_{c1} = 0.16$	m
$L_{c2} = 0.08$	m	$L_{d1} = 0.16$	m
$L_{d2} = 0.35$	m		

Et pour un point d'observation ayant les coordonnées suivantes:

$$\begin{aligned} x &= 0 \text{ m} \\ y &= 0 \text{ m} \\ z &= 0.3 \text{ m} \end{aligned}$$

L'ouverture des composants actifs du hacheur engendre des courants (Figure IV.6) décroissants rapidement par rapport à ceux du PD2, par contre pour la deuxième phase, le courant  $i_{c1}$  est sinusoïdale, cette différence par rapport aux autres courants de commutation, est due à l'existence de l'inductance « L » et de la capacité « C » propre au hacheur, qui ont été dimensionnées pour que le courant ait cette allure.

Nous constatons que le degré de rayonnement varie d'une phase à une autre, avec des amplitudes plus importantes que celles enregistrées pour le redresseur PD2 et cela pour un même courant de charge.

#### IV-4-a- PREMIERE PHASE:

L'ouverture de la DRL provoque un courant  $i_{DRL1}$  (Figure IV.6) de 200 A, un champ magnétique (Figure IV.7: a) qui atteint 40 A/m et un champ électrique (Figure IV.7: b) supérieur à 1000 V/m. La réponse fréquentielle du courant  $i_{DRL1}$  (Figure IV.10) montre que les perturbations sont très importantes dans la gamme de fréquence 10-500 Hz, ces perturbations atteignent des niveaux plus importants que ceux du courant du redresseur.

Nous constatons une diminution des amplitudes des perturbations avec l'augmentation de la fréquence pour le spectre en champ magnétique (Figure IV.11) et une augmentation de ces amplitudes pour le spectre en champ électrique (Figure IV.12), ces amplitudes sont plus importantes dans la gamme de fréquence 20-500 Hz avec une amplitude maximale de 0.33 dbV/m pour une fréquence de 250 Hz.

En augmentant la valeur de «  $C_f$  » jusqu'à  $10^{-7}$  F, nous constatons que l'amplitude du champ magnétique devient supérieur à 100 A/m, cela est dû à l'augmentation de l'amplitude du courant qui atteint 400 A, l'amplitude du champ électrique diminue légèrement à moins de 1000 V/m et ces perturbations dans le spectre fréquentiel du courant deviennent plus importantes dans la gamme de fréquences 100-500 Hz avec une amplitude maximale de 0.28 dbA pour 300 Hz.

En diminuant la valeur de l'inductance  $L_f$  jusqu'à  $10^{-9}$  H nous constatons que la durée du rayonnement devient plus faible, que l'amplitude du champ magnétique croît jusqu'à 100 A/m et celle du champ électrique devient très importante  $10^4$  V/m, les perturbations dans le spectre fréquentiel devient moins importantes que celles enregistrées pour les normales, ces perturbations sont localisées dans la gamme de fréquence 50-500 Hz.

En diminuant la valeur de  $R_f$  de  $0.015 \Omega$  jusqu'à  $0.005 \Omega$  la durée du rayonnement augmente, les perturbations dans le spectre fréquentiel du courant deviennent plus intenses, avec des amplitudes plus importantes dans la gamme de fréquence 10-500 Hz.

En élevant la largeur de la boucle de modélisation  $L_{a1}$  de 0.16 m jusqu'à 1 m (surface augmentée de 525 %), le champ magnétique diminue fortement de 40 A/m à 12.5 A/m (- 69 %), le champ électrique diminue légèrement de 1000 V/m jusqu'à 750 V/m (- 25 %), par contre en modifiant la longueur  $L_{a2}$  de 0.35 m à 2 m (une augmentation de surface de 471 %) les amplitudes des champs magnétique et électrique augmentent considérablement en atteignant respectivement 80 A/m (+ 100 %) et 4000 V/m (+ 300 %).

#### IV-4-b- DEUXIEME PHASE:

Le spectre fréquentiel du courant  $i_{c1}$  (Figure IV.13) est différent de celui du courant de la première phase, et cela est dû aux allures des différents courants dans le domaine temporel, ce spectre fréquentiel possède des perturbations qui diminuent avec la fréquence qui augmente. Nous enregistrons pendant cette phase un champ magnétique (Figure IV.7: b) de 25 A/m et un champ électrique (Figure IV.7: b) négligeable, dans le domaine fréquentiel, le spectre en champ magnétique (Figure IV.14) atteint 0.44 dbA/m et en champ électrique (Figure IV.15) il atteint 0.35 dbV/m.

La modification de  $L_f$  ou  $C_f$ , n'influe pas sur les amplitudes des champs magnétique et électrique, par ce qu'elles sont négligeables devant L et C (Figure IV.7: b), l'augmentation de la valeur de  $R_f$  engendre une diminution de la durée du rayonnement sans influencer sur les amplitudes des champs magnétique et électrique.

Nous remarquons que les amplitudes des champs magnétique et électrique augmentent considérablement de 25 A/m et 1 V/m jusqu'à 80 A/m (+ 220 %) et 4 V/m (+ 300 %) en augmentant  $L_{b1}$  de 0.16 m à 1 m (la surface augmente de 525 %), et diminuent jusqu'à 7 A/m (- 72 %) et 0.4 V/m (- 60 %) en augmentant  $L_{b2}$  de 0.16 m à 1 m (la surface augmente de 525 %).

#### IV-4-c- TROISIEME PHASE:

Cette phase est moins rayonnante que la première phase, l'amplitude du champ magnétique (Figure IV.8) avoisine 20

A/m et celle du champ électrique (Figure IV.8) atteint la valeur de 500 V/m.

En augmentant la valeur de  $C_f$  à  $10^{-7}$  F, l'intensité du courant dans le thyristor principale « Tp » devient plus grande 400 A d'où l'augmentation de l'amplitude du champ magnétique 60 A/m, par contre celle du champ électrique de vient légèrement inférieure à 500 V/m.

En diminuant la valeur de  $L_f$  à  $10^{-9}$  H, le champ magnétique devient plus grand, il atteint 50 A/m, par contre le champ augmente considérablement à 5000 V/m, la durée du rayonnement devient plus petite.

La valeur de  $R_f$  intervient seulement dans la durée du rayonnement (comme précédemment).

En augmentant la largeur  $L_{c1}$  de 0.16 m à 1 m (la surface augmente de 525 %), nous constatons une forte augmentation des amplitudes des champs magnétique et électrique, elles atteignent les valeurs respectives 80 A/m et 3000 V/m, par contre en augmentant la longueur  $L_{c2}$  de 0.08 m à 0.16 m (la surface augmente de 100 %), seulement le champ magnétique qui diminue jusqu'à 15 A/m et le champ électrique reste inchangé 500 V/m.

La réponse fréquentiel du courant  $i_{tp3}$  (Figure IV.18) montre que les perturbations sont très importantes dans la gamme de fréquence 100-600 Hz elles atteignent 0.28 dbA pour la fréquence 250 Hz.

Nous constatons une diminution des amplitudes des perturbations avec l'augmentation de la fréquence pour le spectre en champ magnétique (Figure IV.17) et une augmentation de ces amplitudes pour le spectre en champ électrique (Figure IV.16), sont plus importantes dans la gamme de fréquence 100-600 Hz avec une amplitude maximale de 0.33 dbV/m pour la fréquence 250 Hz.

#### IV-4-d- QUATRIEME PHASE:

Cette phase a un rayonnement identique à la phase précédente, en champ magnétique (Figure IV.9) de l'ordre de 20

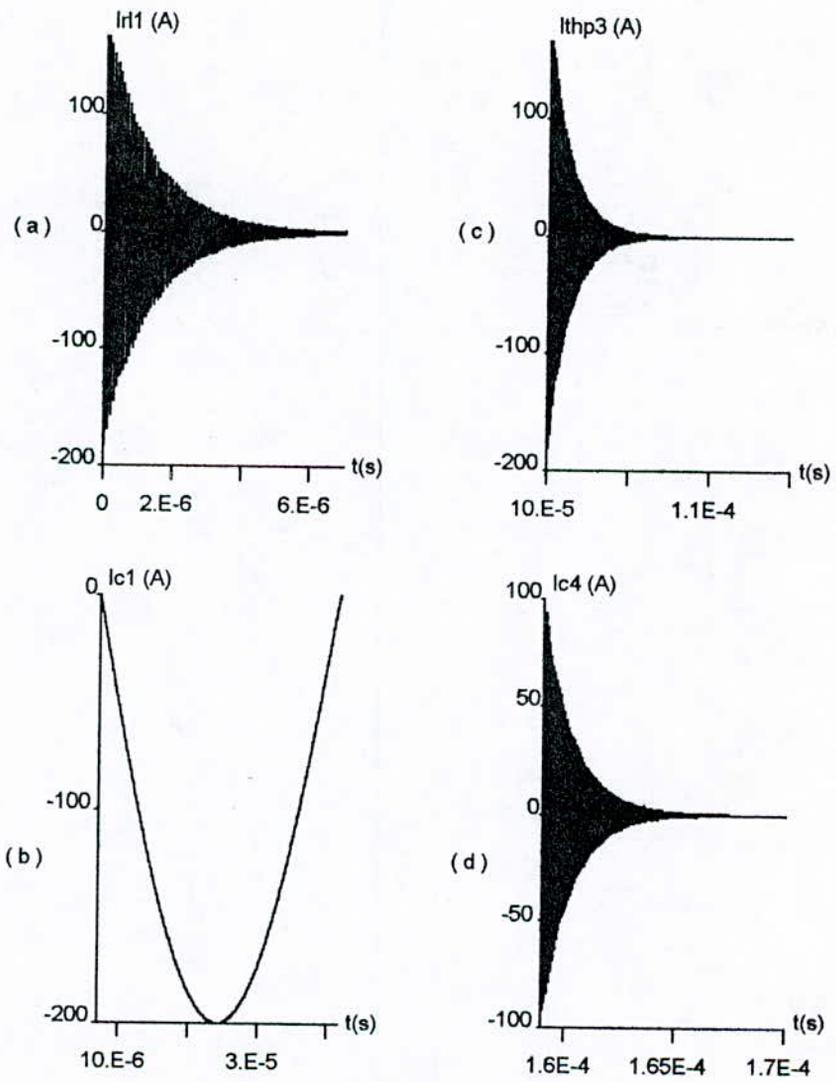
A/m et en champ électrique (Figure IV.9) de l'ordre de 500 V/m.

En augmentant la valeur de  $C_f$  jusqu'à  $10^{-7}$  F, nous obtenons une légère baisse du champ magnétique et un champ électrique qui atteint 200 V/m alors qu'il était à 500 V/m, par contre en diminuant  $L_f$  jusqu'à  $10^{-9}$  H, le champ magnétique reste inchangé (20 A/m) et le champ électrique augmente considérablement jusqu'à 2000 V/m, avec une diminution de la durée du rayonnement.

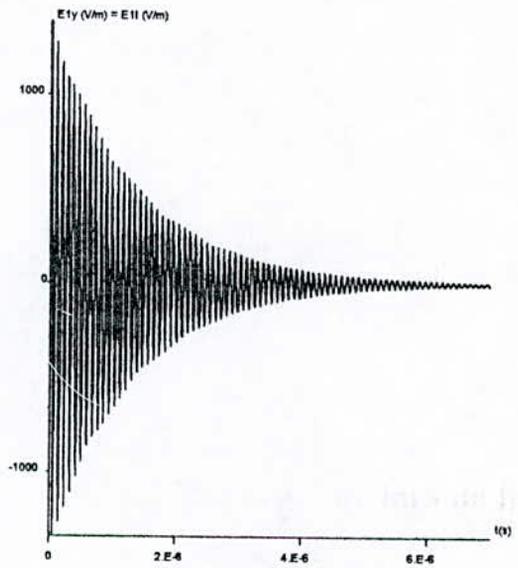
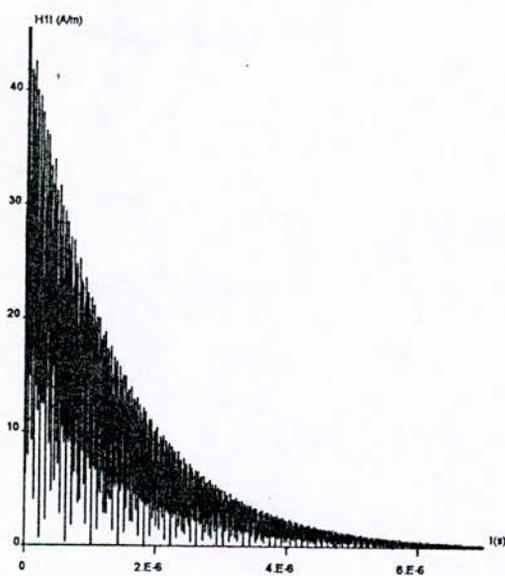
En augmentant la largeur  $L_{d1}$  de la valeur 0.16 m jusqu'à 1 m les champs magnétique et électrique diminuent respectivement jusqu'à 8 A/m et 400 V/m, par contre en élevant  $L_{d2}$  de 0.35 m à 2 m, ils augmentent beaucoup en atteignant les valeurs respectives 50 A/m et 2000 V/m.

La réponse fréquentiel du courant  $i_{c4}$  (Figure IV.19) montre que les perturbations sont très importantes dans la gamme de fréquence 50-600 Hz elles atteignent 0.26 dbA pour la fréquence 250 Hz.

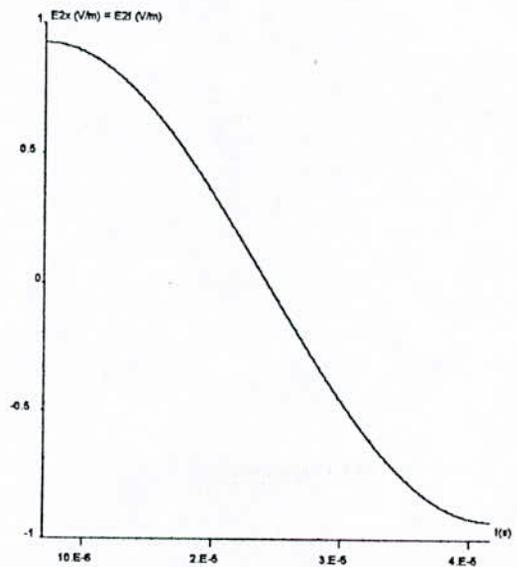
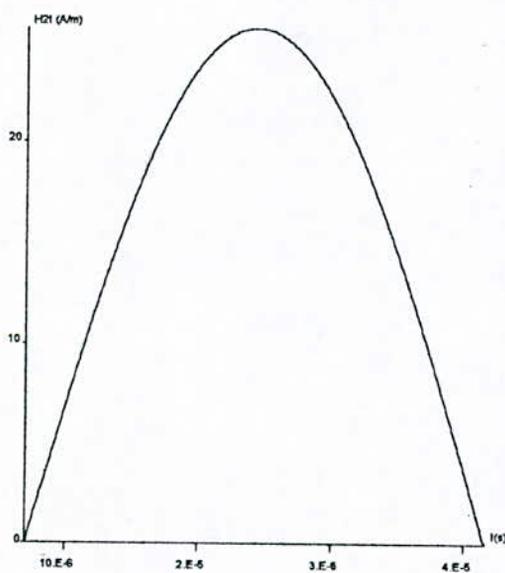
Nous constatons une diminution des amplitudes des perturbations avec l'augmentation de la fréquence pour le spectre en champ magnétique (Figure IV.20) et une augmentation de ces amplitudes pour le spectre en champ électrique (Figure IV.21), sont plus importantes dans la gamme de fréquence 60-600 Hz avec une amplitude maximale de 0.34 dbV/m pour la fréquence 250 Hz.



**Figure IV.6: Les courants simulés dans les quatres phases de rayonnement du hacheur**

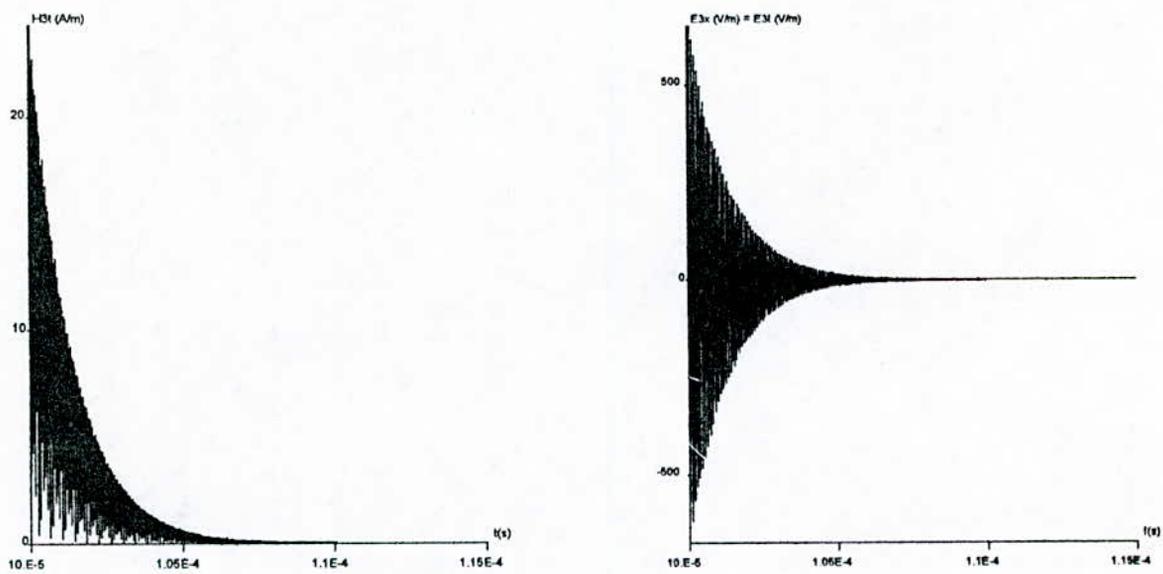


( a )

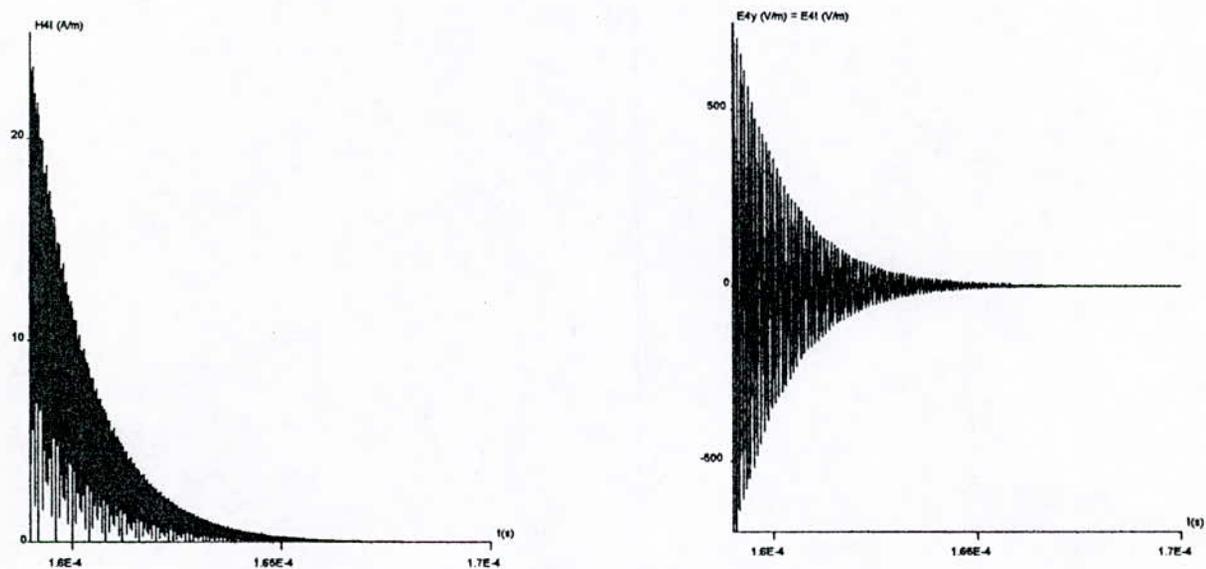


( b )

**Figure IV.7: a) Champ magnétique et électrique rayonné calculé lors de la première phase.  
 b) Champ magnétique et électrique rayonné calculé lors de la deuxième phase.**



**Figure IV.8: Champ magnétique et électrique rayonné calculé lors de la troisième phase.**



**Figure IV.9: Champ magnétique et électrique rayonné calculé lors de la quatrième phase.**

Figure IV.10 : Spectre de fréquence du courant de la terre phase

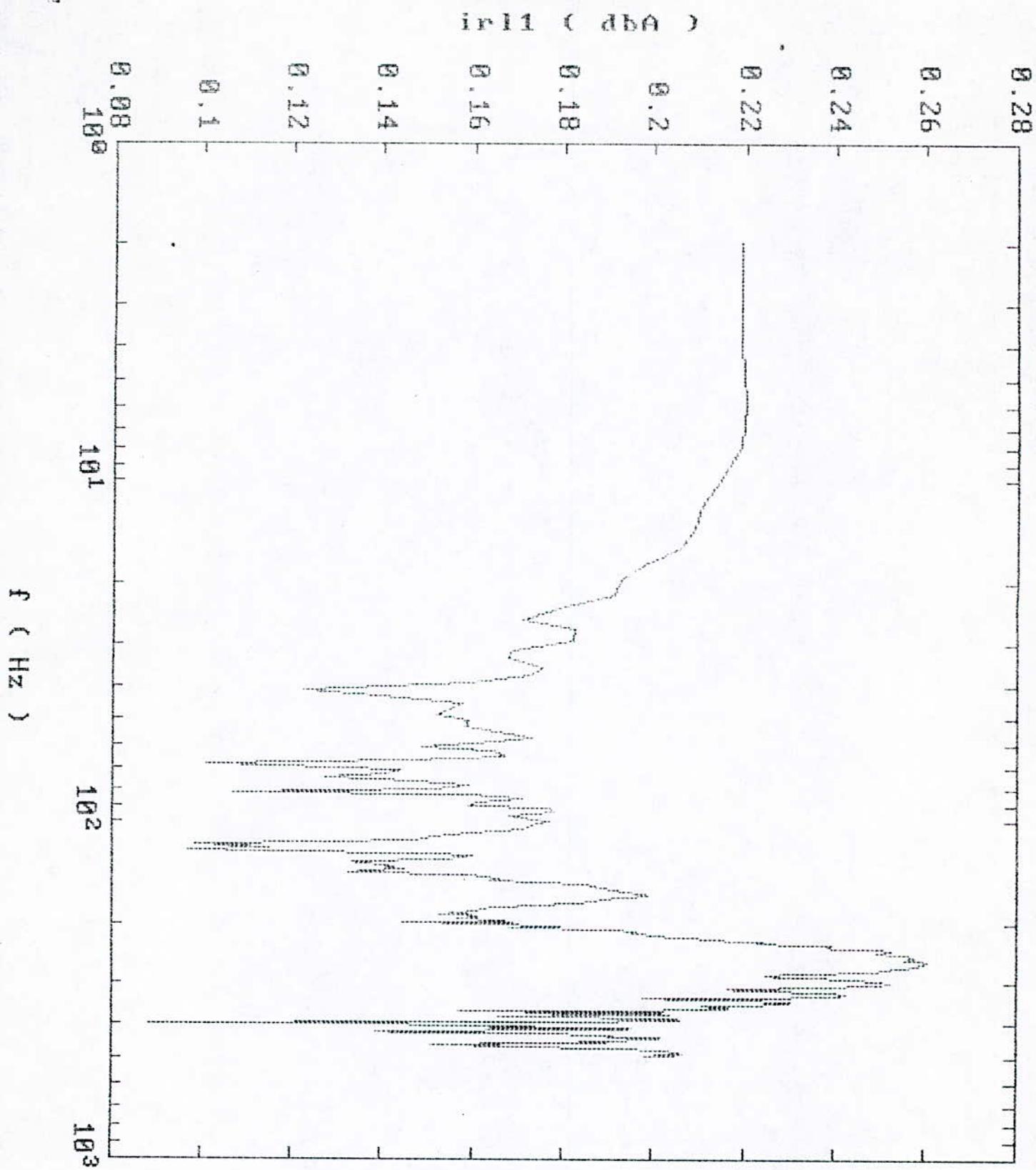


Figure IV.11 : Spectre en champ magnetique de la 1ere phase

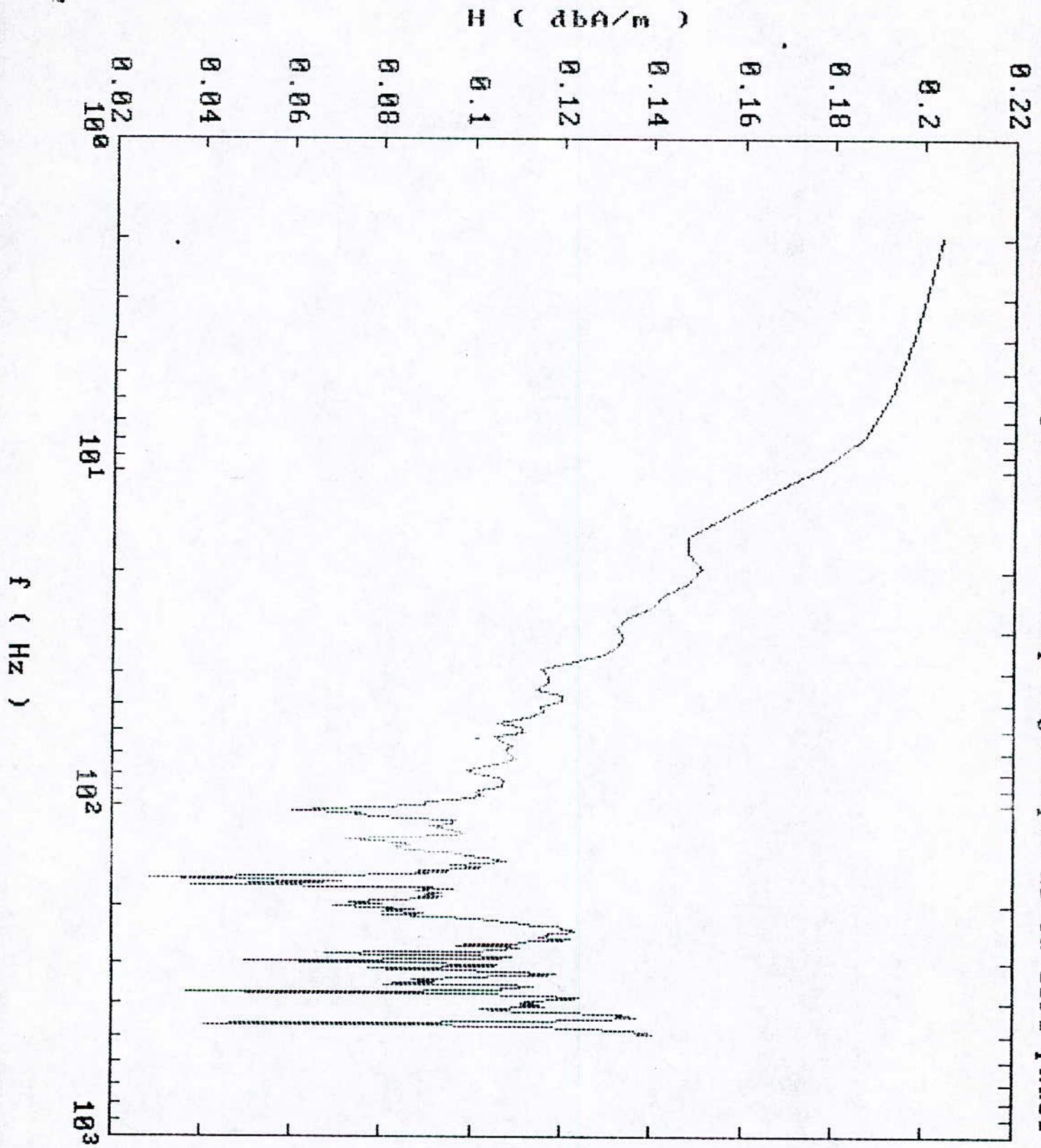


Figure IV.12 : Spectre en champ électrique de la 1ere phase

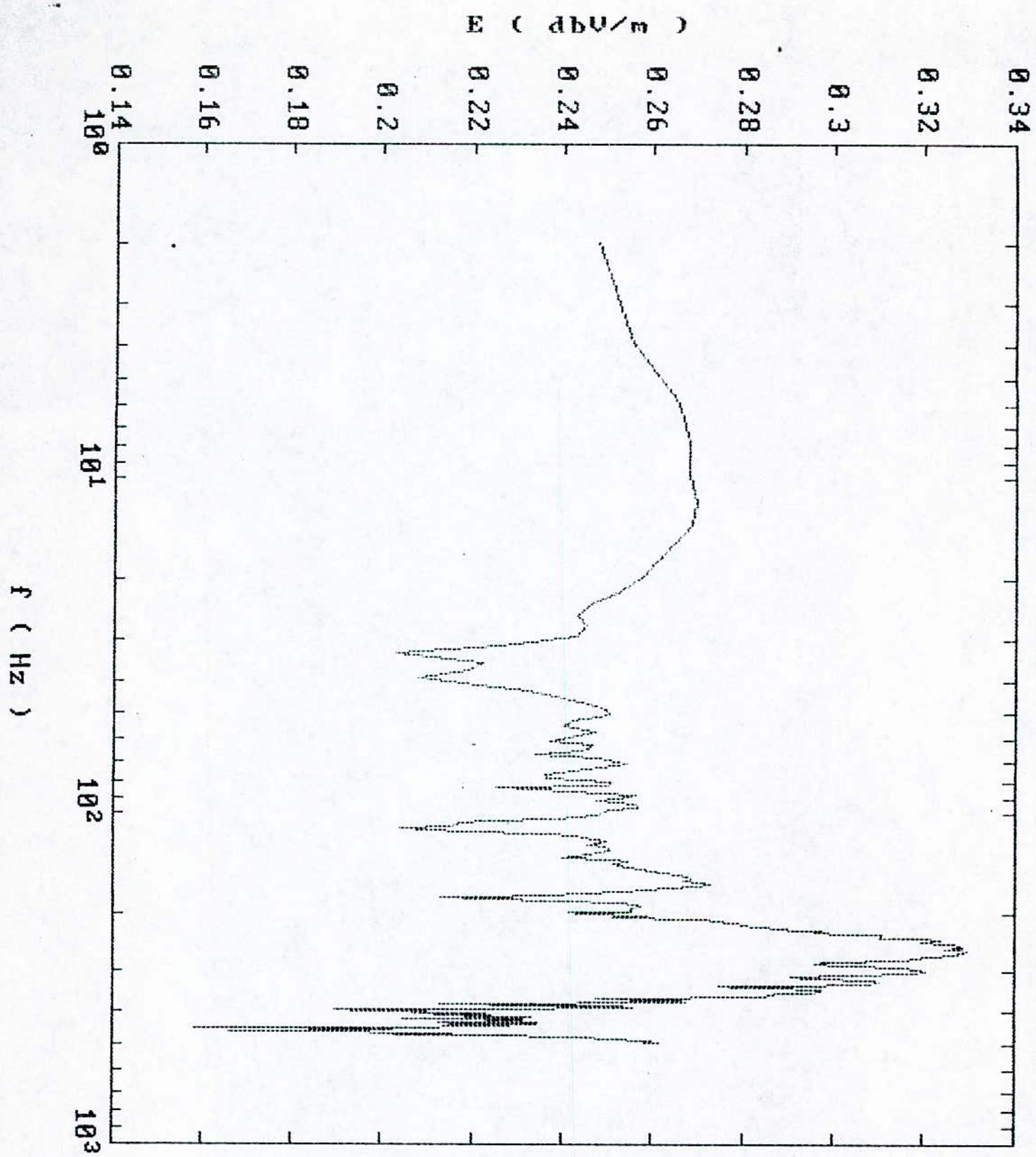


Figure IV.13 : Spectre de fréquence du courant de la 2eme phase

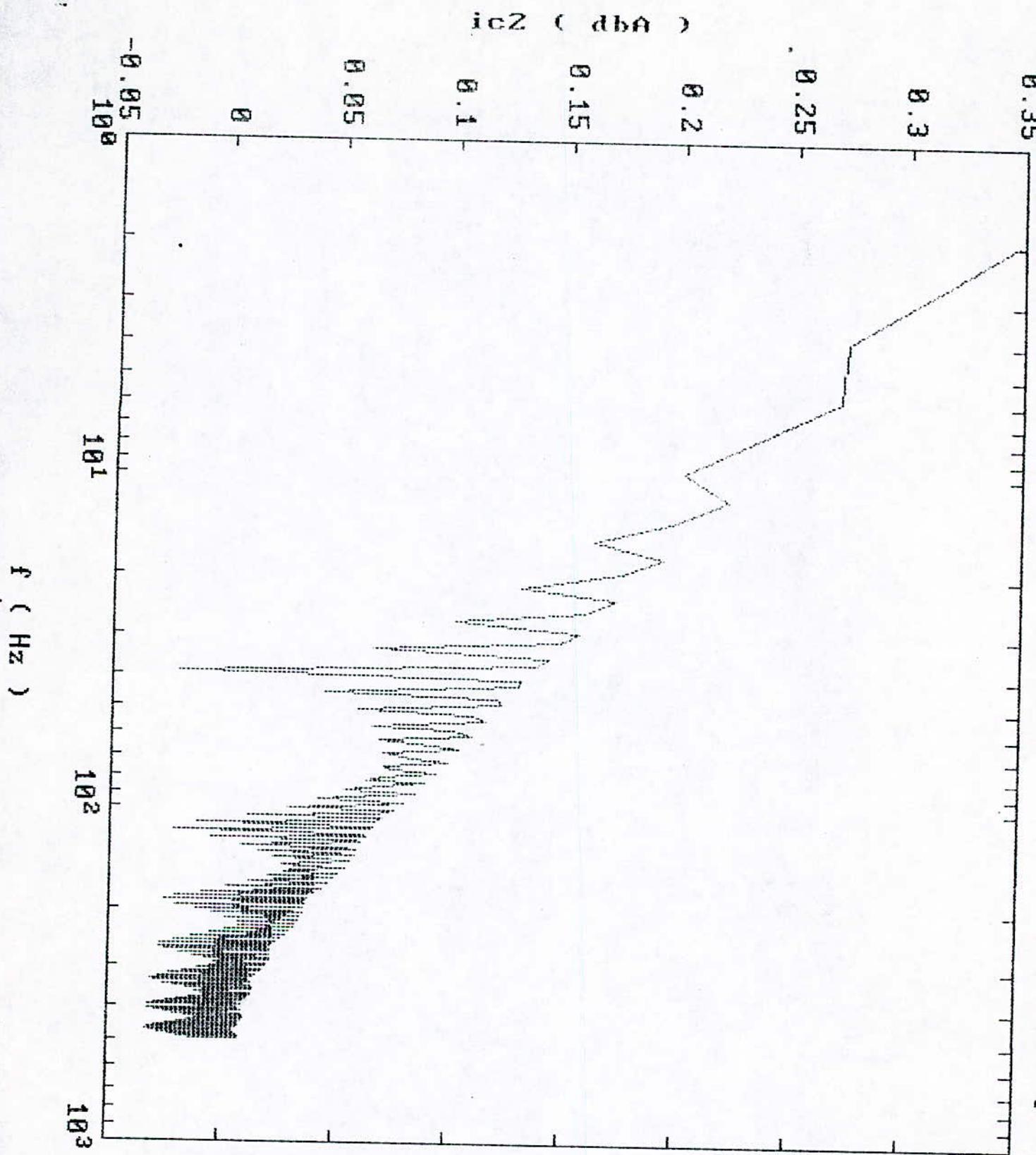


Figure IV.14 : Spectre en champ magnetique de la Zeme phase

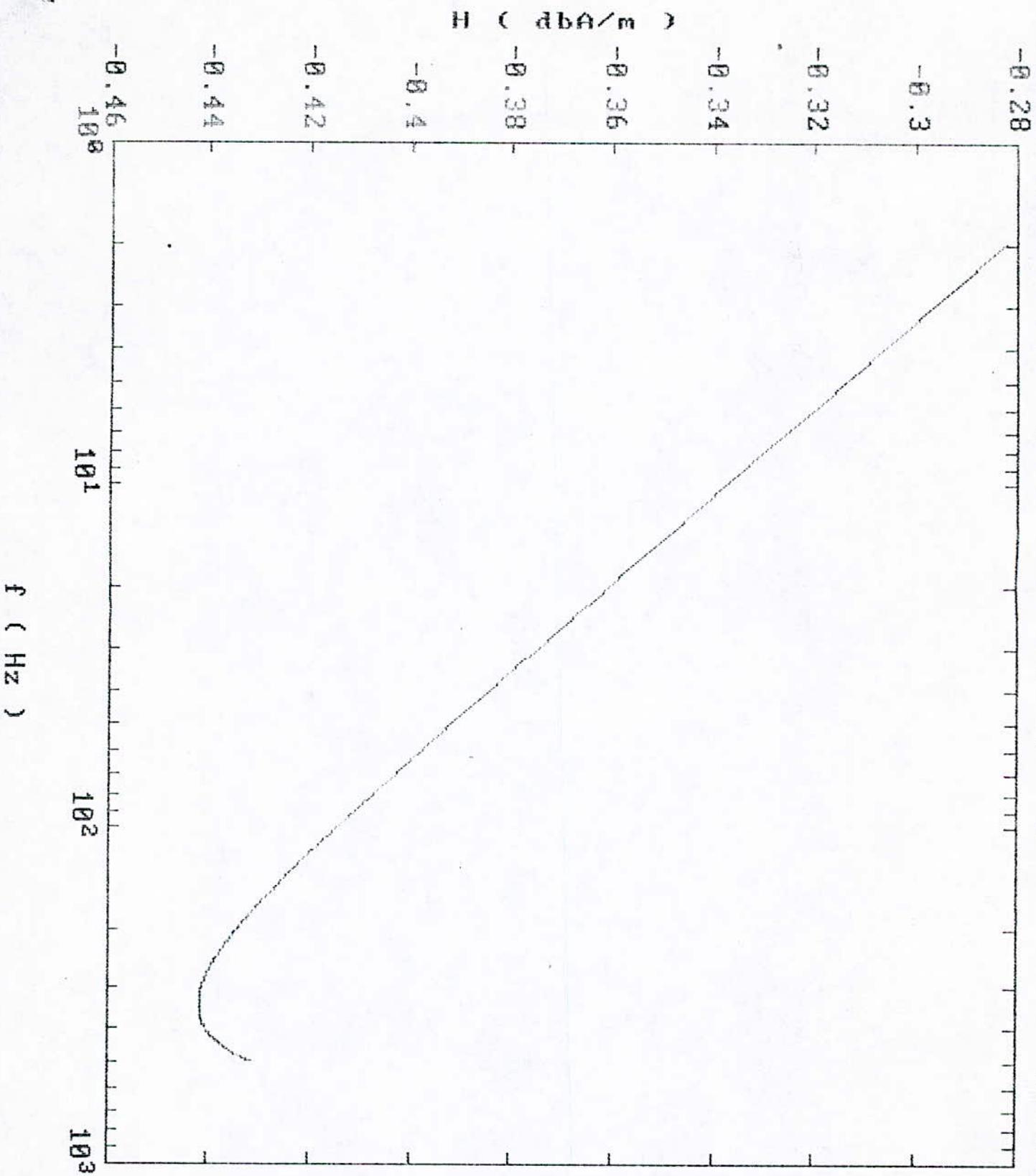


Figure IV.15 : Spectre en champ électrique de la Zeme phase

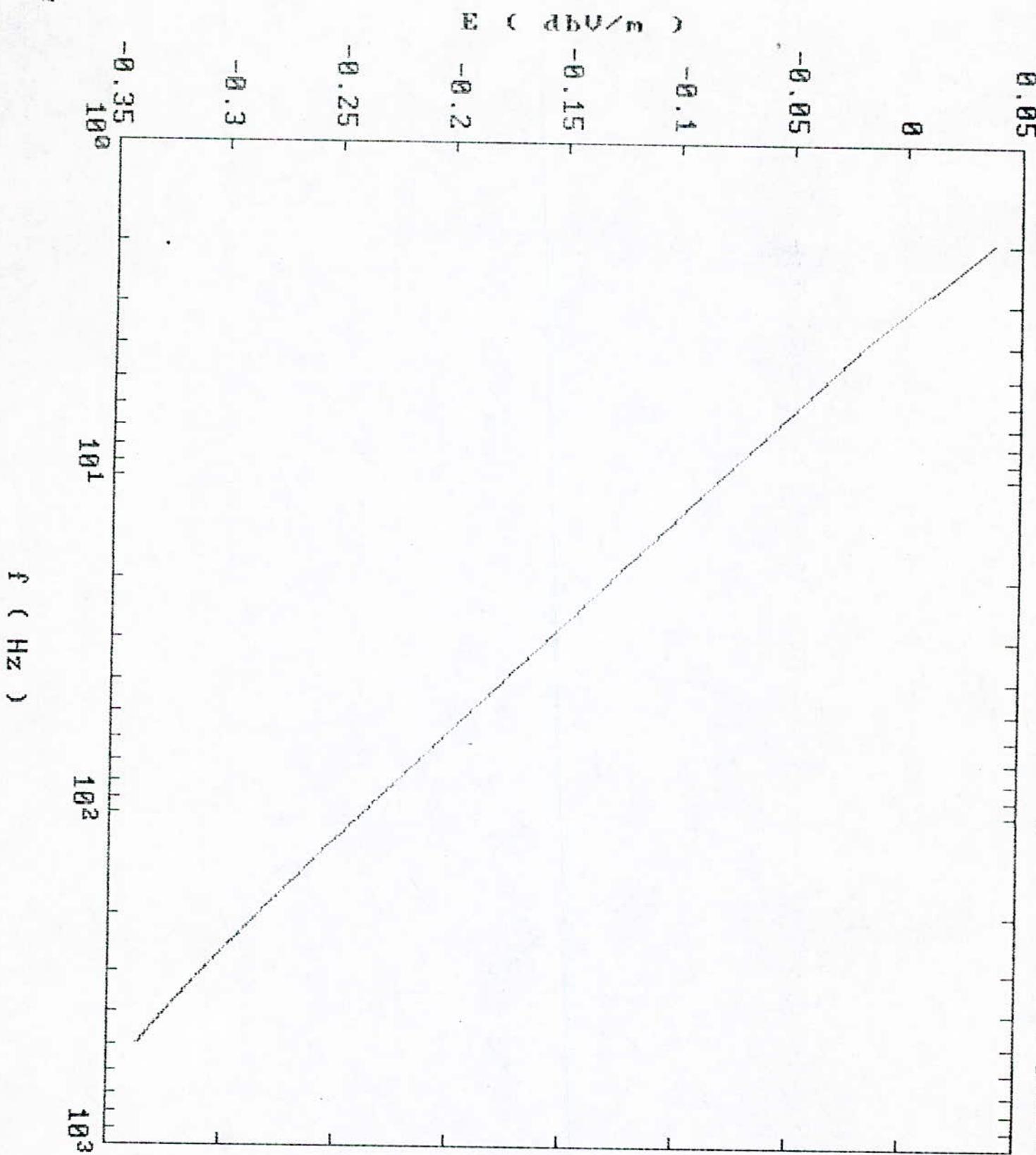


Figure IV.16 : Spectre en champ électrique de la 3eme phase

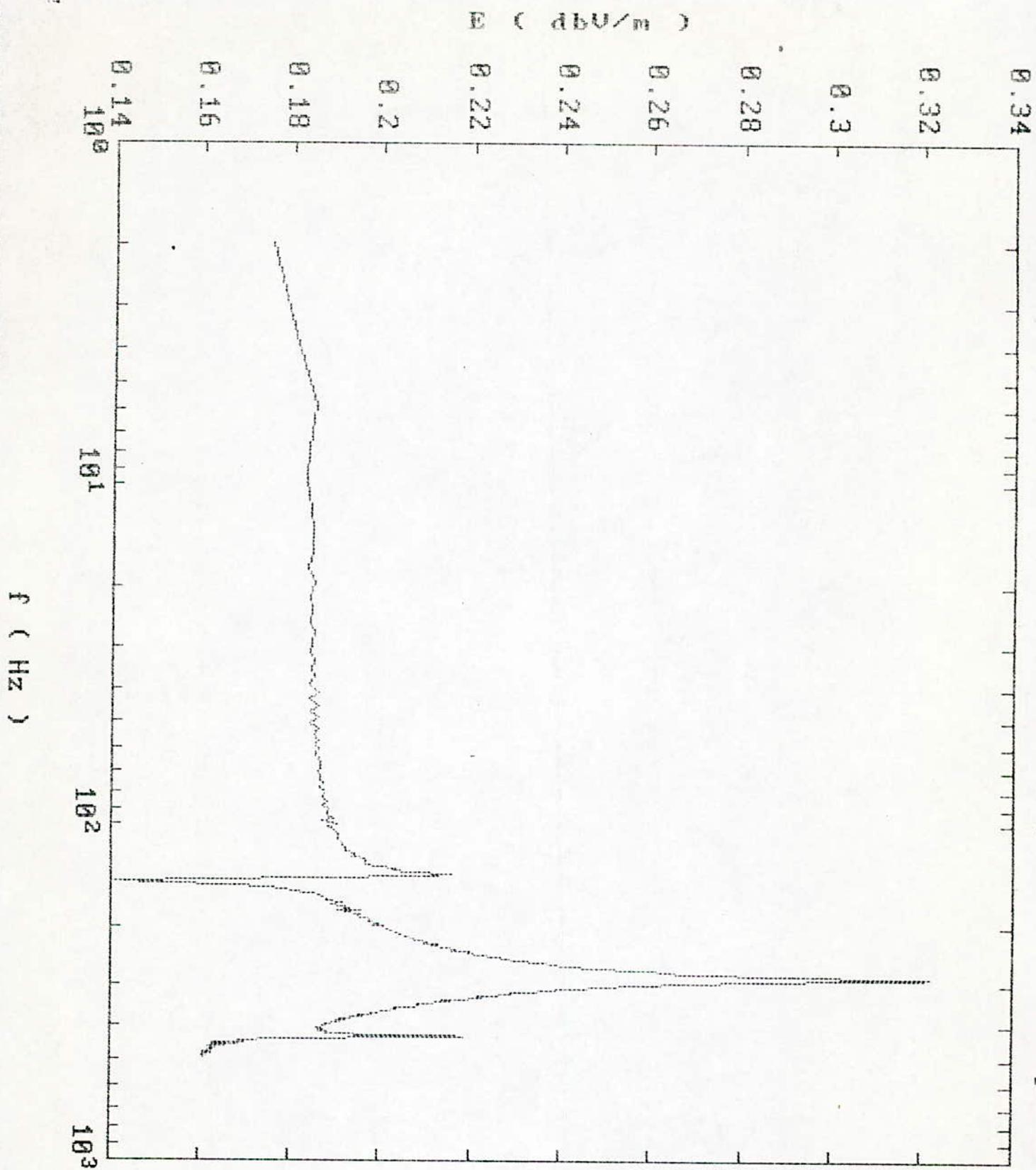


Figure 10.47 : Spectre en champ magnétique de la 3eme phase

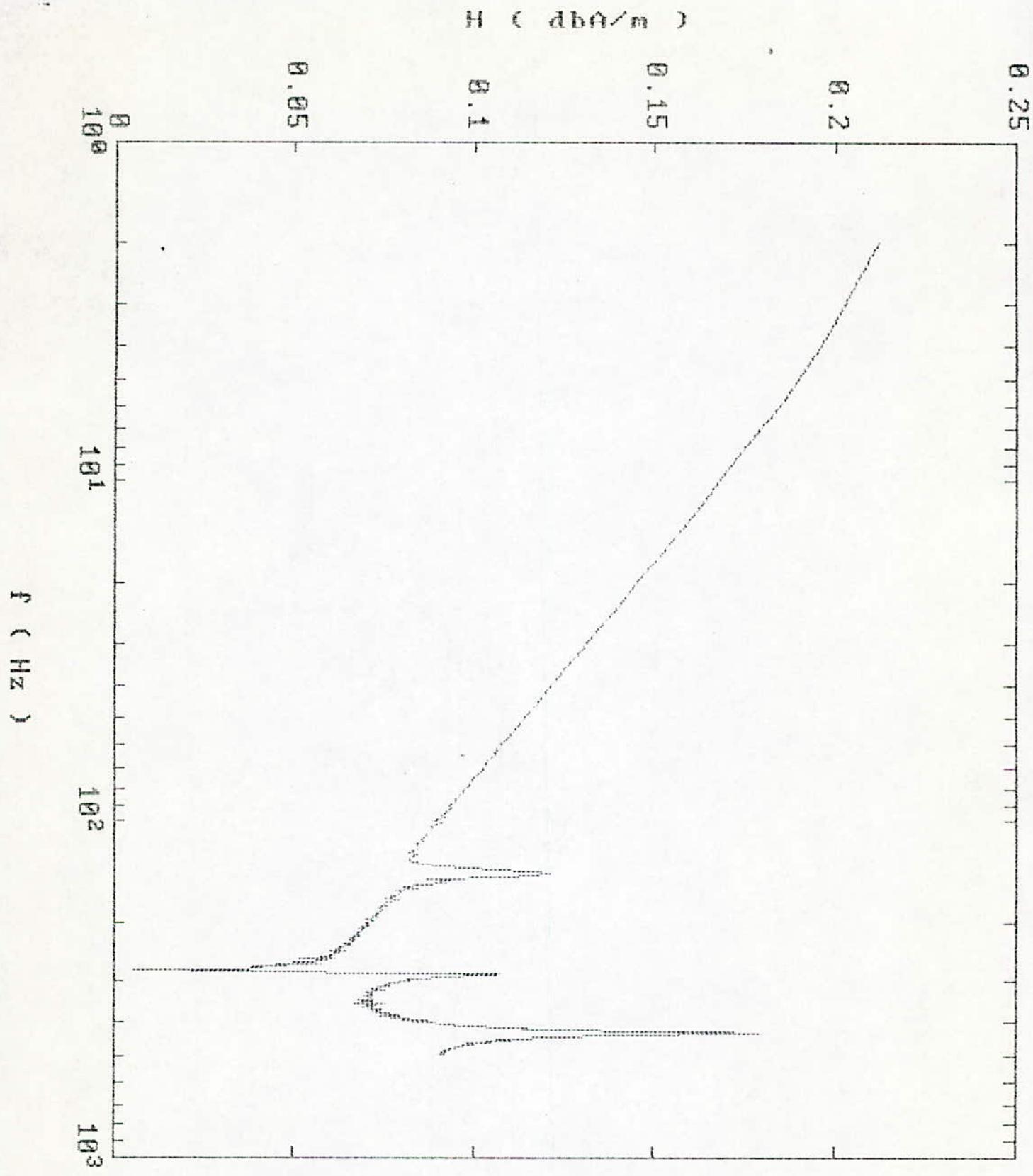


Figure 10. 18 : spectre de frequence du courant de la 3eme phase

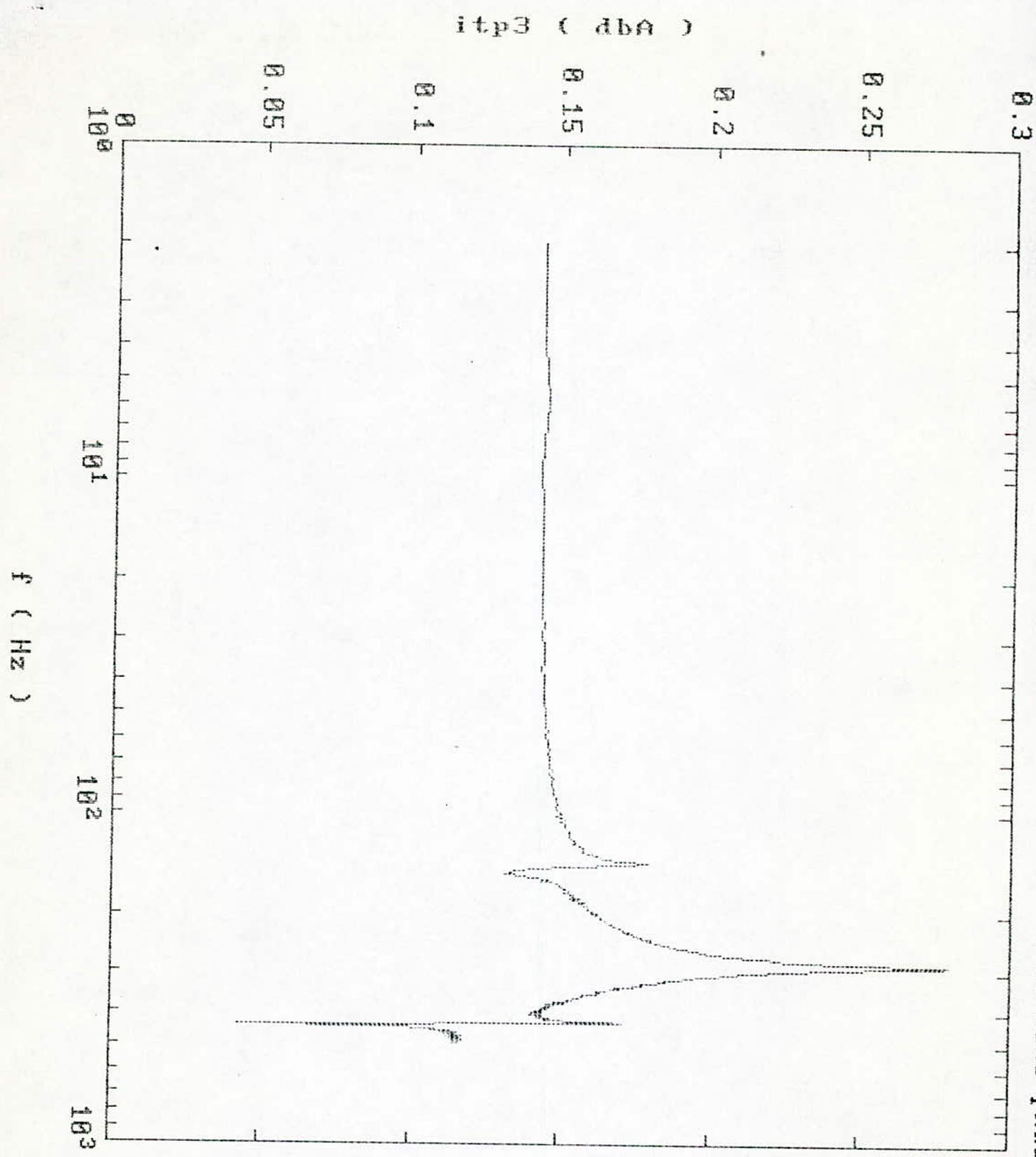


Figure IV. 19 : Spectre de frequence du courant de la 4eme phase

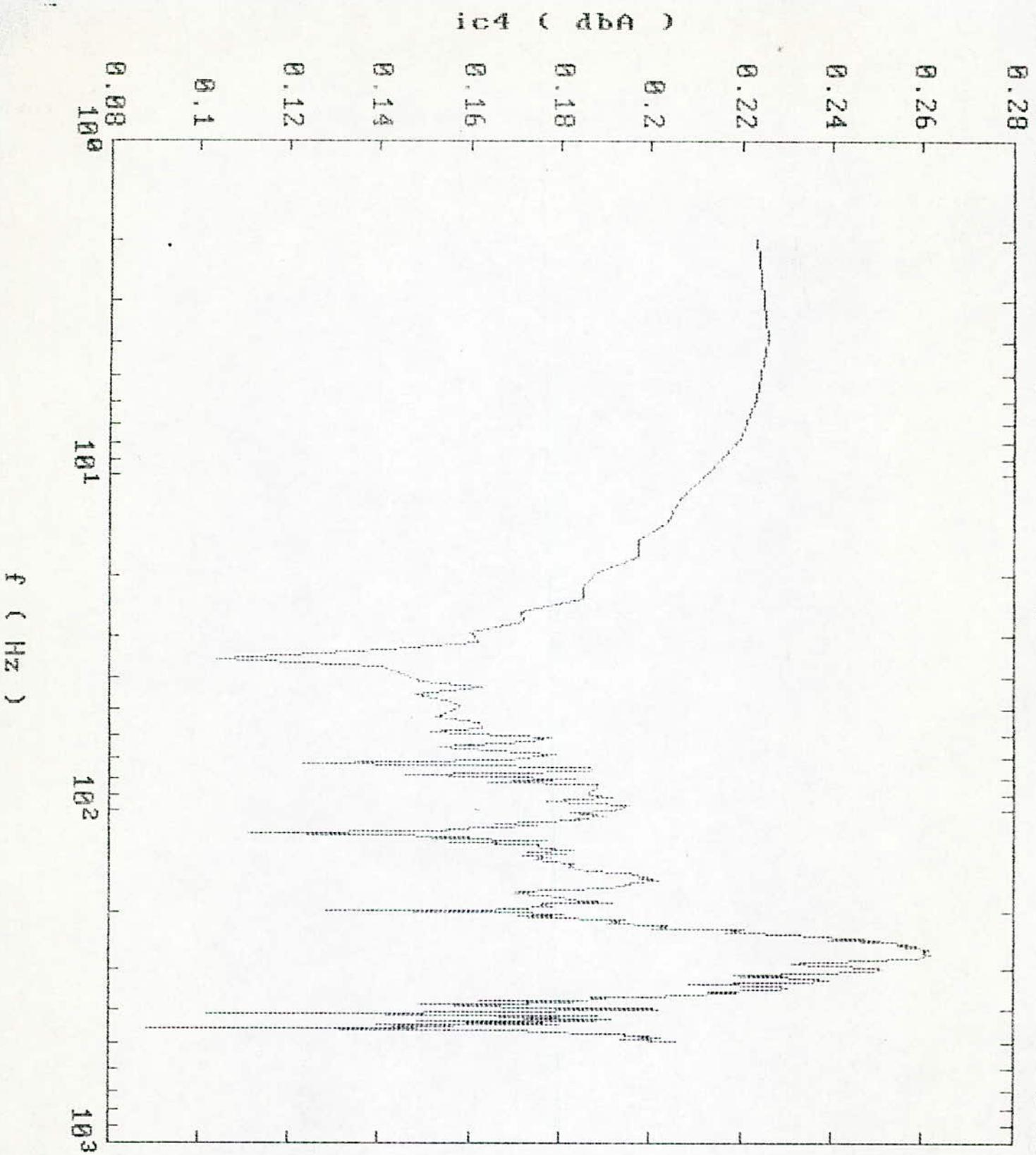


Figure IV.20 : Spectre en champ magnetique de la 4eme phase

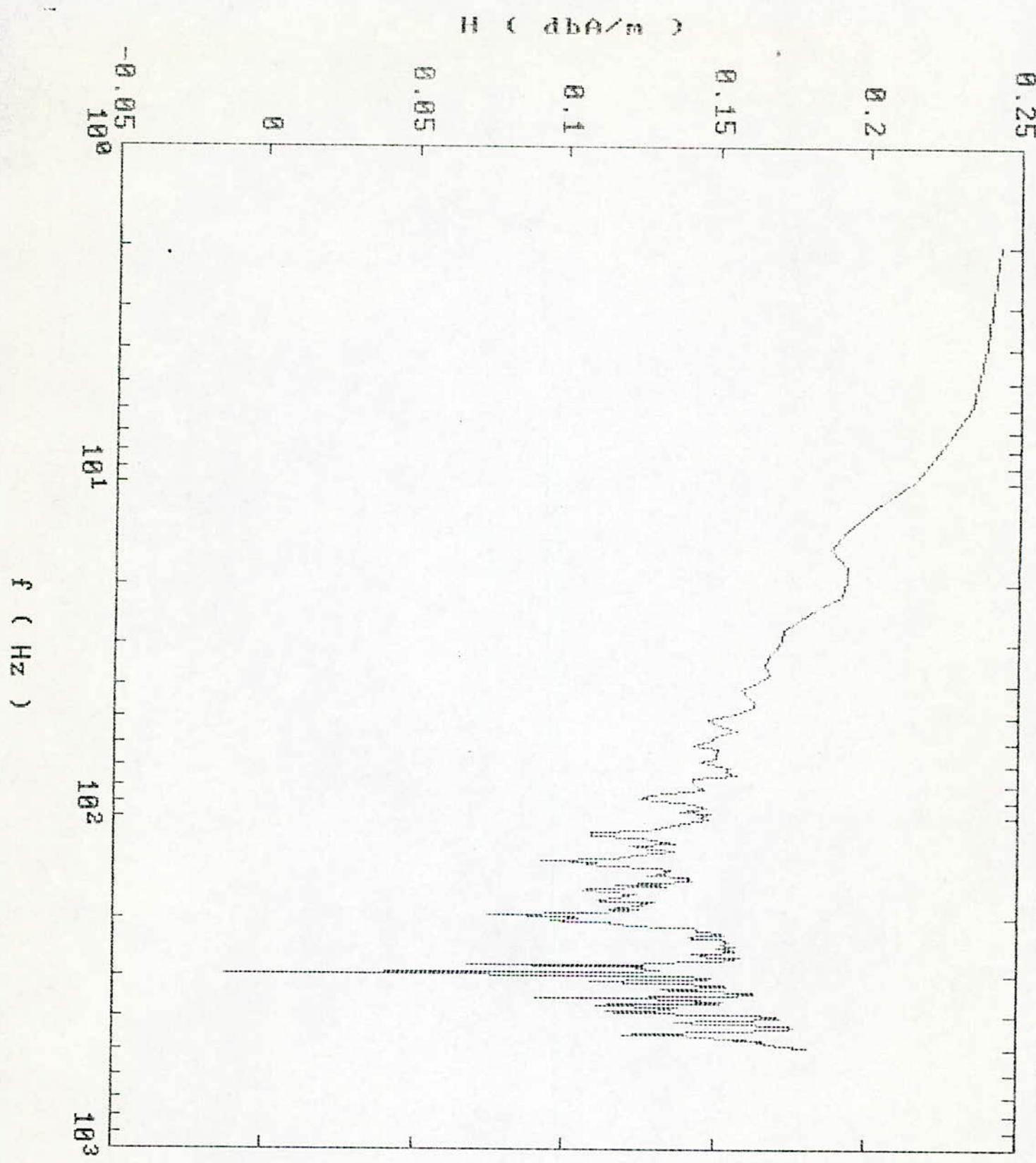
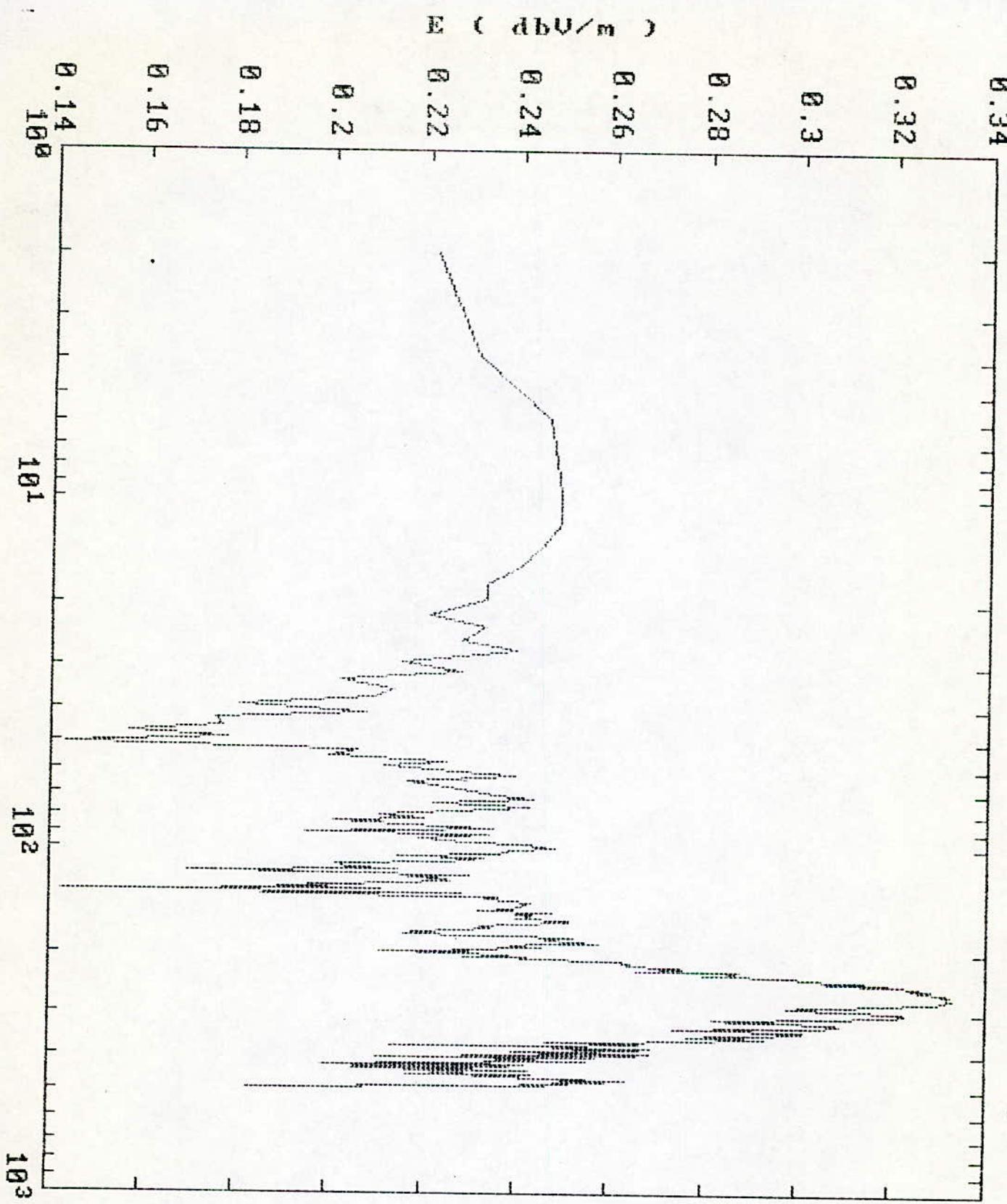


Figure IV.21 : Spectre en champ électrique de la 4eme phase



#### **IV-5- CONCLUSION:**

**Dans ce chapitre ,nous avons vu que l'émission en champ électromagnétique diffère d'une maille a une autre d'un même circuit et que la nature de la source d'alimentation influe sur les spectres de fréquences des champs magnétique et électrique**

**On constate que la phase la plus polluante est la première phase .**

**Le rayonnement provoqué par le hacheur de Jones est plus important de celui engendré par le redresseur double voies « PD2 ».**

# ***CONCLUSION***

## **CONCLUSION :**

L'étude que nous avons effectuée, nous a conduit à localiser, à modéliser les sources du champ électrique proche, et à calculer leur émission en champ quasi-statique. Et nous a montré que le champ est émis essentiellement par une ou plusieurs parties du circuit électrique pendant l'ouverture et la fermeture des interrupteurs statiques.

L'émission du champ magnétique provient des cellules de commutation tandis que celle du champ électrique provient des conducteurs liant ces cellules et non reliés à la masse. L'excitation électrique du champ magnétique est le courant circulant dans les cellules de commutation tandis que celle du champ électrique c'est la tension aux bornes de ces mêmes cellules.

Nous avons mis en évidence l'influence de la topologie qui constitue un paramètre sur lequel on peut agir pour minimiser le rayonnement électromagnétique des convertisseurs statiques.

Les éléments modélisant les semi-conducteurs ont une influence considérable sur les amplitudes des champs magnétique et électrique, ainsi que sur le temps de rayonnement pour les exemples numériques considérés dans notre étude.

Pour un même courant de charge, le hacheur de JONES produit un champs électrique cent fois plus important que celui produit par le PD2 alors que le champs magnétique généré est deux fois plus important.

Le modèle proposé semble relativement satisfaisant pour la prédétermination du champs quasi-statique généré par des montages d'électronique de puissance simples. Il permet également de trouver la meilleure construction du circuit électrique qui minimisera l'intensité du champs électromagnétique proche.

Notre étude n'étant qu'une première étape dans la quantification des perturbations rayonnées au niveau des

**convertisseurs statiques constitués en particulier de diodes et de thyristors.**

**Effectuer une étude expérimentale pour pouvoir valider notre modèle analytique et tirer les conclusions qui s'imposent. Il faut également, réduire des hypothèses adoptées en tenant compte des couplages inductifs et capacitifs dans les circuits électriques réels.**

***REFERENCES***  
***BIBLIOGRAPHIQUES***

# **REFERENCES**

## **BIBLIOGRAPHIQUES:**

- [1] DEGAUQUE.P « Compatibilite Electromagnetique » (bruits et perturbation radio-electrique) Ed. DUNOD (1990).
- [2] PUZO.A « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs H.F » These de DOCTORAT 3<sup>ième</sup> cycle ( 1992). Ecole Centrale de LYON.
- [3] IANOVICI.M , MORF.J.J « Compatibilite Electromagnetique »Ecoles Polytechniques Federales de LAUSANNE et ZURICH Presses Polytechniques ROMANDES (1985).
- [4] Bei.LU « Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance » These de DOCTORAT 3<sup>ième</sup> cycle (9 mai 1990). Ecole Centrale de LYON.
- [5] DALMASSO.J.L « Electronique de puissance-commutation »Ed. DIA.
- [6] LANDER.C.W « Electronique de puissance »Ed. Mc GRAW HILL (1989).
- [7] MOUNIC.M « Semi-conducteurs »Ed. FOUCHER (1972).
- [8] SEGUIER.G « L'electronique de puissance » Ed.DUNOD (1985).
- [9] DALMASSO.J.L « Cours d'électrotechnique : 2-Traitement de l'energie electrique (convertisseurs statiques) »Ed.BELIN (1988).
- [10] PEREZMAS.A , FOCHE.T.J.M « Electronique pratique »Ed.DUNOD (1986).

[11] GREMIEU.A , DUBOIS.L.M , JANOVICI.B et LURCAL.F « Le cours de physique de FEYNMAN : -Traitant surtout de l'électromagnétique et de la matière »PARTIE : I et II FEYNMAN/LEIGHTON/SANDS.

[12] BOUATTOUR.J- S<sup>té</sup> Métro Léger de Tunis « Etude des problèmes de perturbations électromagnétique générées par les sous-stations de la SMLT ». Session A II jeudi 4 juin 1992 14h20-16h00 president A.Zeddami (page 30) (6<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique).

[13] PUZO.A, ROJAT.G-CEGELY (ECL); COSTA.F, FOREST.F- ENS Cachan « Analyse de la génération des perturbations dans les convertisseurs statiques ». Session A II jeudi 4 juin 1992 14h20-16h00 president A.Zeddami (page 34) (6<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique).

[14] COLMANT.J, CUSSAC.P, LABAUNE.G- Thomson CSF « Prise en compte de la compatibilité électromagnétique lors de la conception d'une alimentation à découpage ». Session A II jeudi 4 juin 1992 14h20-16h00 president A.Zeddami (page 40) (6<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique).

[15] SCHEICH.R, ROUDET.J-LEG; VAILLANT.F-Merlin Gérin « Phénomènes d'émissions conduites d'un hacheur série en mode différentiel ». Session A II jeudi 4 juin 1992 14h20-16h00 president A.Zeddami (page 49) (6<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique).

[16] YANG.X, NUNS.J-EDF « Les perturbations générées par les gradateurs alimentant des charges résistives et inductives ». Session A II jeudi 4 juin 1992 14h20-16h00 president A.Zeddami (page 55) (6<sup>ème</sup> Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique).

[17] Bei.LU, ROJAT.G,AURIOL.PH « Rayonnement d'un convertisseur statique ». Colloque international « Compatibilité Electromagnétique »,pp A II-3, EVIAN, 12-13-14 Septembre 1989.

[18] LOGICIEL DE SIMULATION MATHEMATIQUE  
« SIMNON ».

[19] LOGICIEL DE SIMULATION MATHEMATIQUE  
« MATLAB ».