

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA**  
**RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE MOULOU MAAMERI DE TIZI OUZOU**  
**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



# Mémoire de fin d'étude

**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN**  
**ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : MACHINES ELECTRIQUES**

## Thème

***Etude et dimensionnement d'un***  
***transformateur monophasé à haute fréquence***

**Proposé par :**

**M<sup>r</sup> : A. CHALLAL**

**Réalisé par :**

**M<sup>lle</sup> MAMI Nadia**

**M<sup>lle</sup> MAHIOUT Kahina**

**Promotion 2010/2011**

# REMERCIEMENTS

*Nos vifs remerciements vont en premier lieu, à nos chers parents de nous avoir aidé pour arriver au terme de ce travail. A l'issue de ce travail, nous tenons à exprimer nos remerciements et gratitude à notre encadreur Mr A. CHALLAL pour son aide et son orientation judicieuse Notre profonde gratitude va également aux membres de jury qui feront l'honneur d'évaluer ce travail.*

*A travers ce mémoire, nous adressons nos reconnaissances à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

*Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à l'ensemble des personnes qui ont participées, chacune à sa manière, à l'accomplissement de ce travail.*

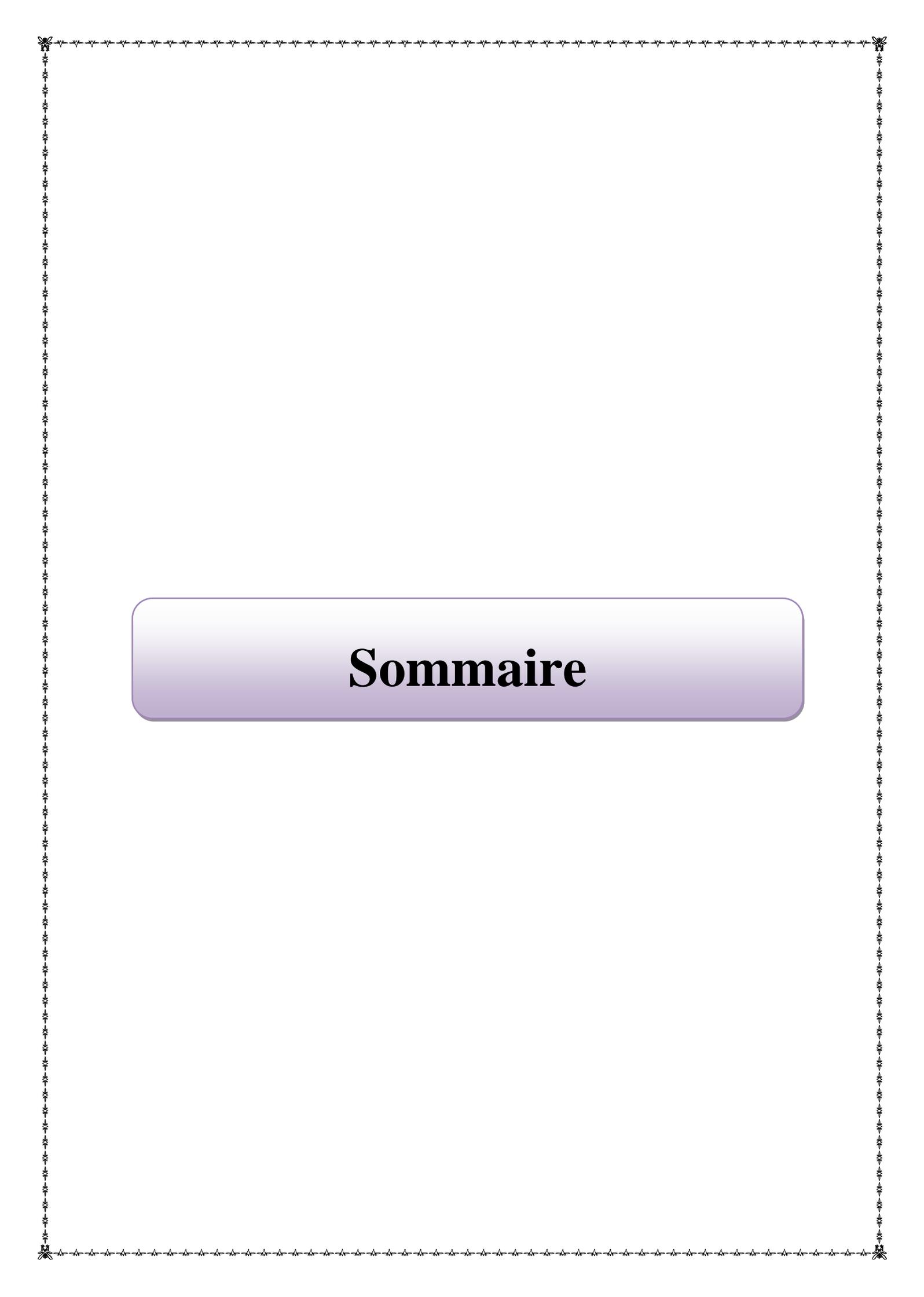
**A TOUS MERCI**

# *Dédicaces*

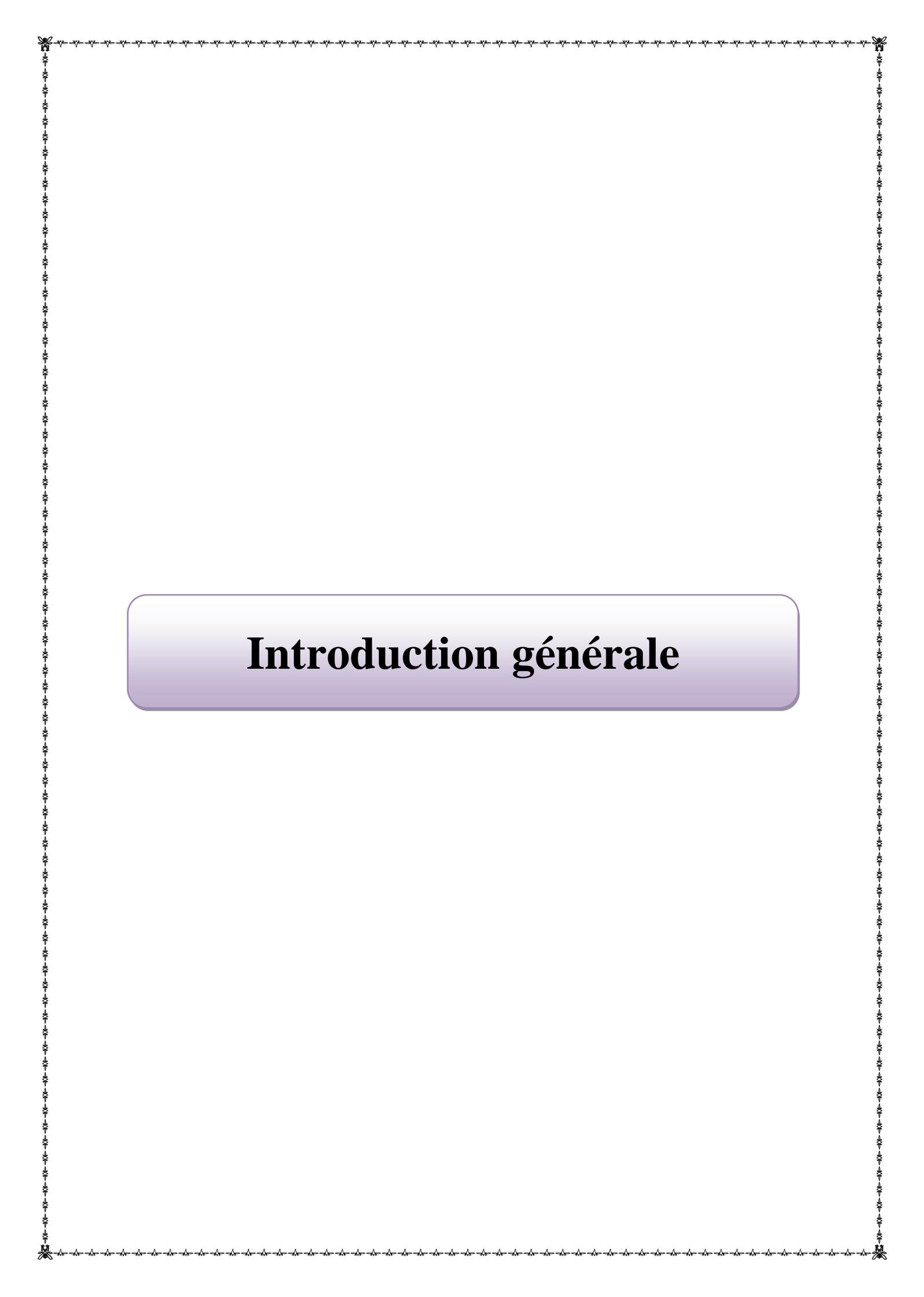
*Je dédie ce modeste travail à :*

- *A mes très chers parents ; symbole de sacrifices, de tendresse et d'amour*
- *A mes très chers (es) frères et sœurs*
- *A mes très chers (es) neveux et nièces*
- *A la mémoire de ma tante*
- *A mes belles sœurs*
- *A ma binôme et sa famille*
- *A tous mes amis (es)*
- *A une personne très chère à moi, mon neveu Mohend*

*Nadia*



# Sommaire



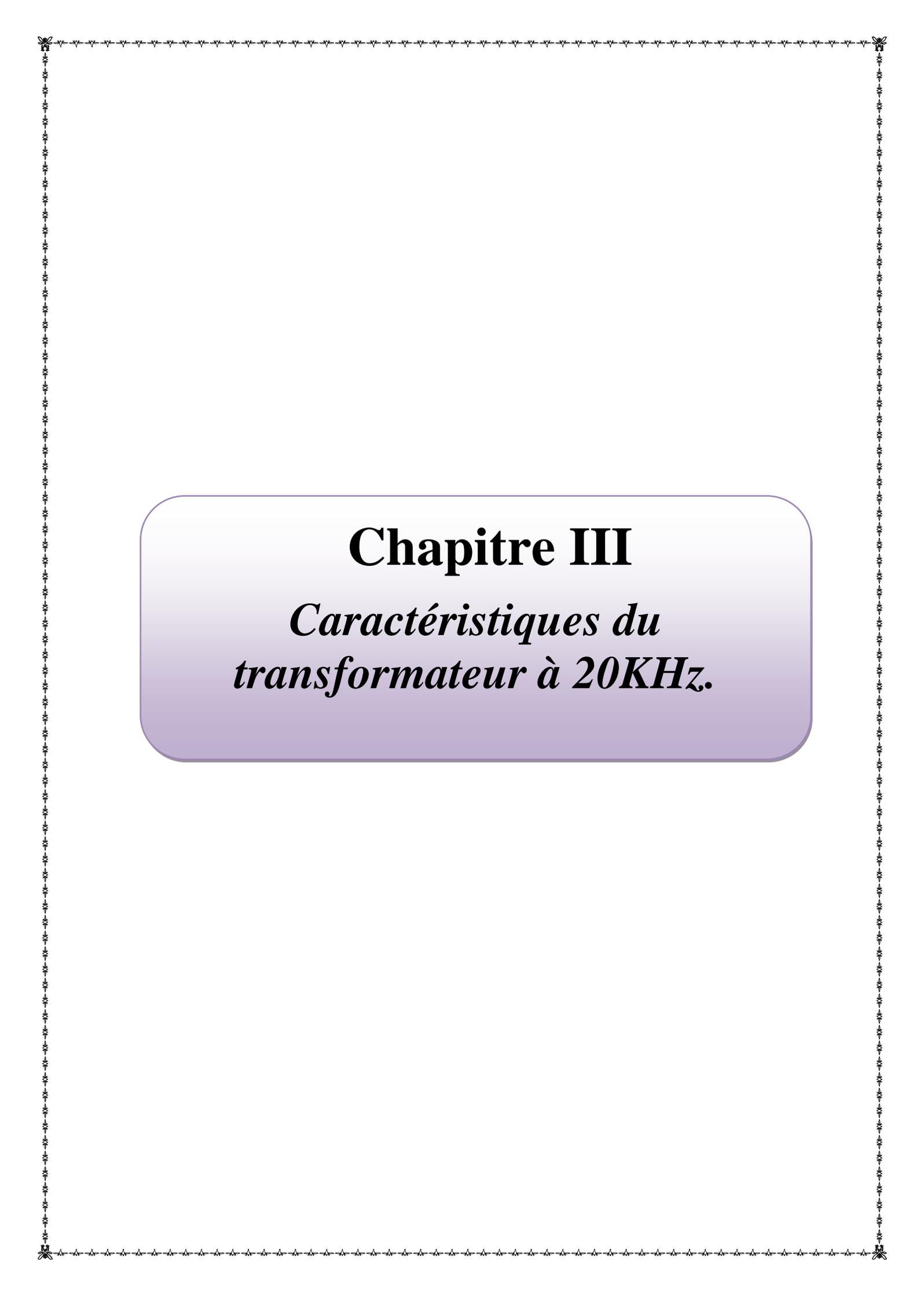
# Introduction générale

# **Chapitre I**

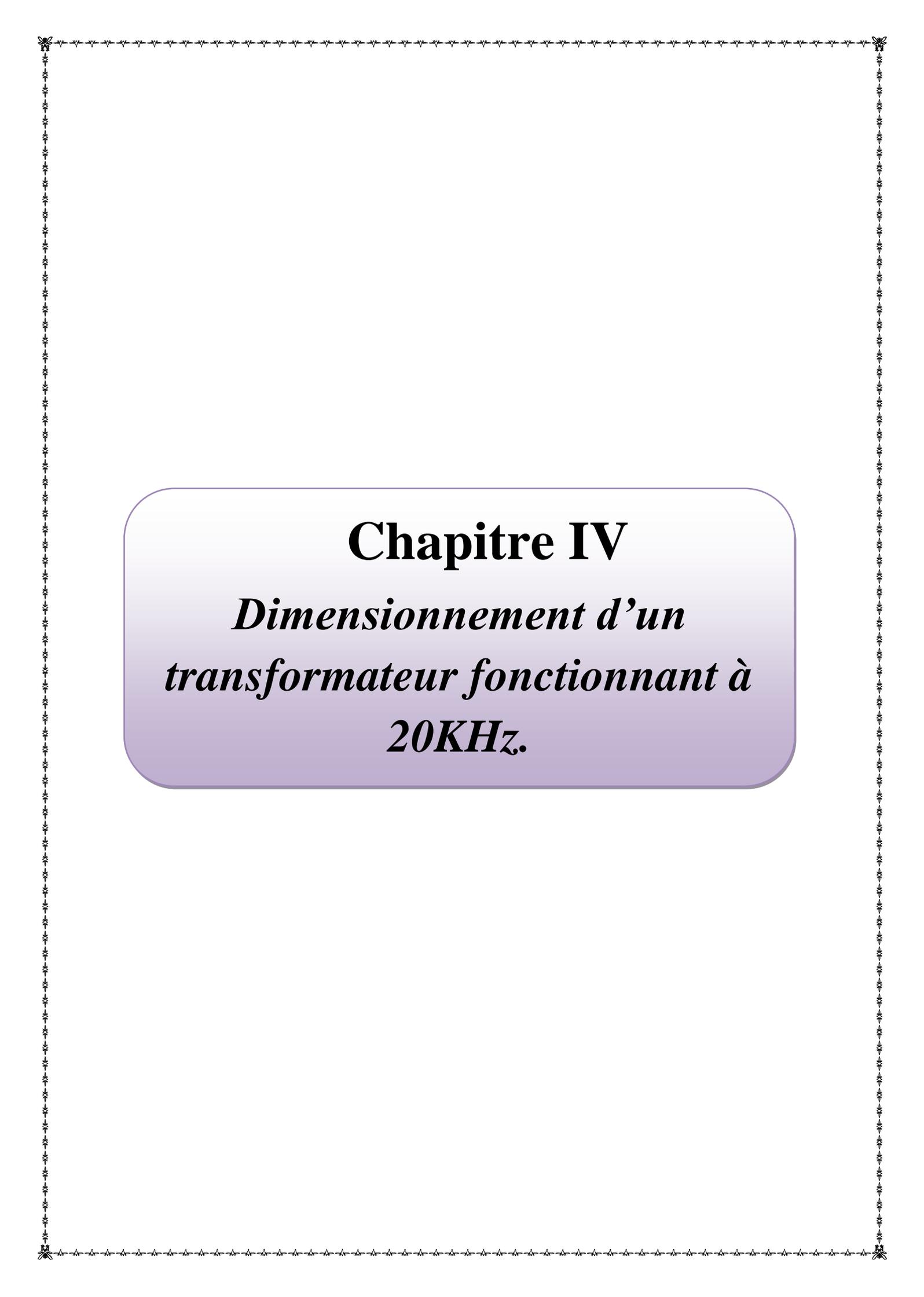
*Rappels généraux sur le  
fonctionnement du  
transformateur.*

# **Chapitre II**

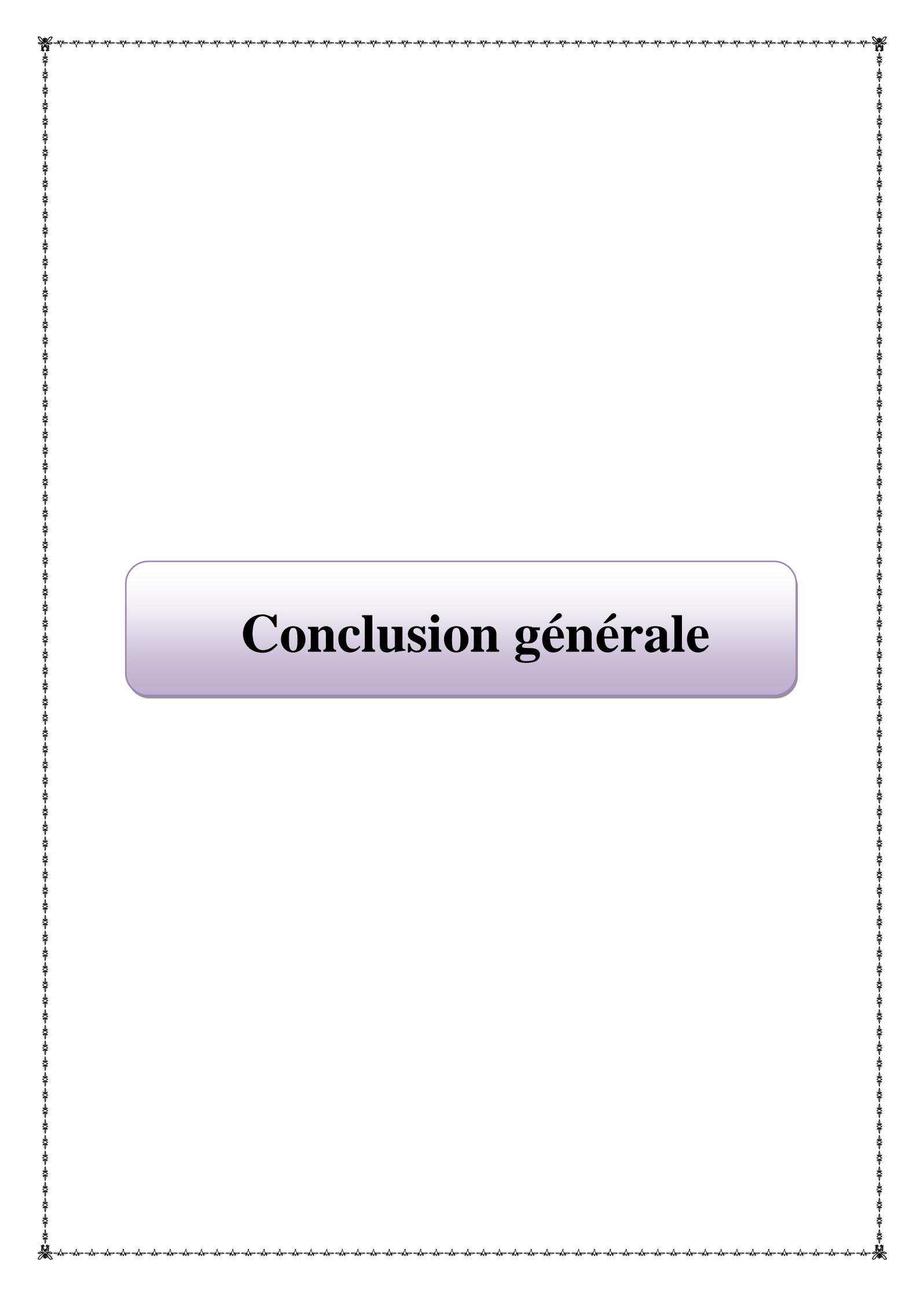
*Relations de dimensionnement  
entre grandeurs électriques et  
grandeurs géométriques d'un  
transformateur.*



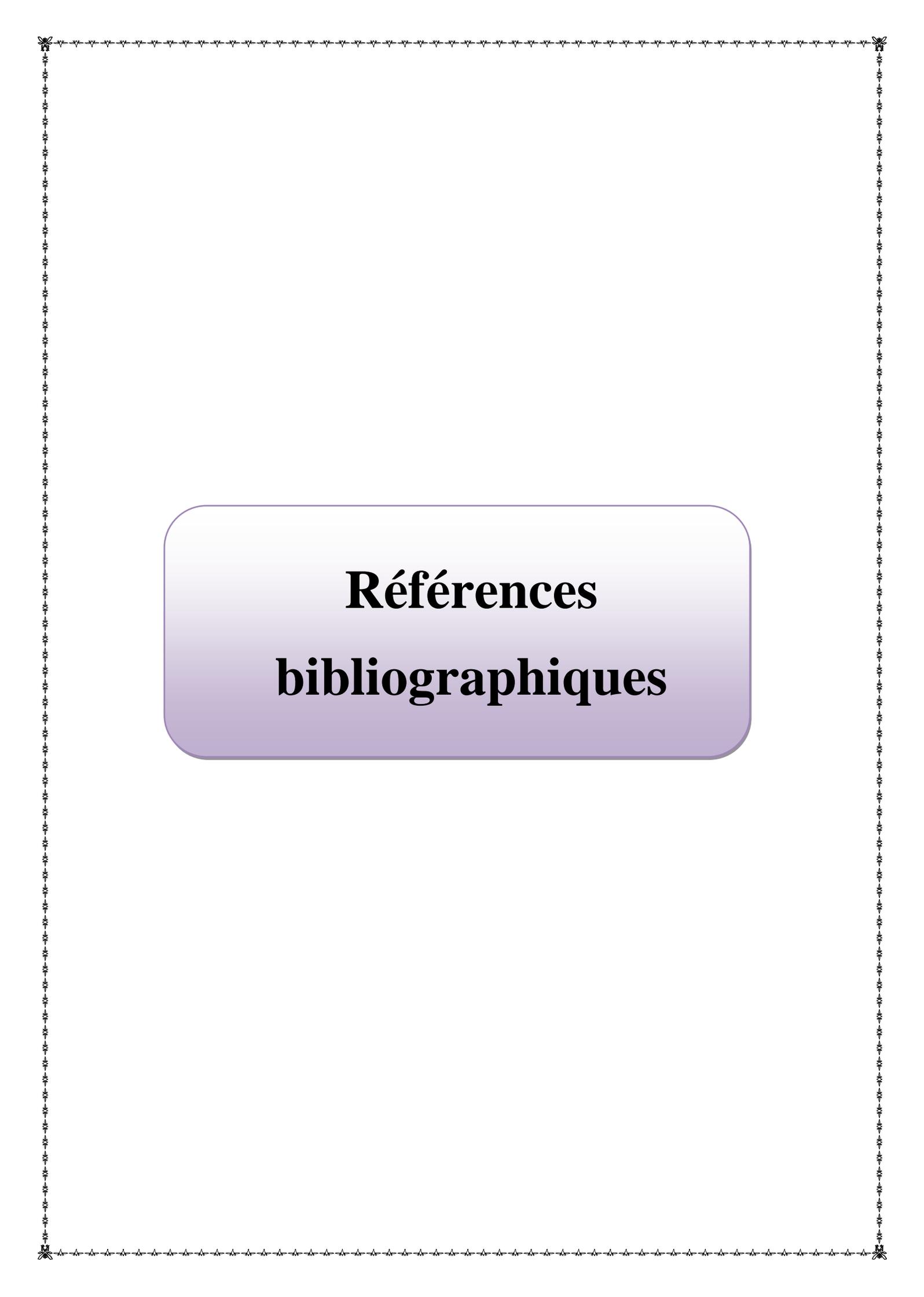
**Chapitre III**  
*Caractéristiques du  
transformateur à 20KHz.*



**Chapitre IV**  
*Dimensionnement d'un  
transformateur fonctionnant à  
20KHz.*



# Conclusion générale



# **Références bibliographiques**

# Annexe

## Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

*À ma chère mère « Houria ».*

*À la mémoire de mon père et mon frère « Achour et Samir » et  
de mon beau père « Idir ».*

*À mes chers (e) frères et sœurs.*

*À ma belle famille.*

*À tous mes amis (e).*

*À Nadia est toute sa famille, je la remercie beaucoup pour tous.*

*« Spécialement à mon cher épouse Karim Djennad »*

*M. Kahina*

# *Sommaire*

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Rappels généraux sur le fonctionnement d'un transformateur monophasé</b>	
Introduction .....	3
I.1. Généralités sur le transformateur monophasé .....	3
I.1.1 Relations de bases .....	3
I.1.2. Transformateur à deux enroulements .....	7
I.1.3. Conventions de signe .....	8
I.2. Fonctionnement .....	8
I.2.1. Modélisation du transformateur parfait .....	8
I.2.1.1. Théorie élémentaire .....	9
I.2.1.2. Transparence du transformateur parfait .....	10
I.2.2. Modélisation du transformateur pseudo-parfait .....	11
I.2.2.1. Equations générales .....	11
I.2.2.2. Schémas équivalents .....	12
I.2.3. Fonctionnement du transformateur en inductances couplées .....	13
I.2.4. Influence d'un transformateur sur la nature des sources .....	14
I.2.4.1. Fonctionnement des inductances couplées .....	14
I.2.4.2. Fonctionnement en charge .....	15
I.2.5. Modélisation prenant en compte la réductance et les fuites .....	16
I.2.6. Modèle du transformateur non saturé .....	19
I.3. Réponse d'un transformateur pseudo-parfait .....	20
I.3.1. Réponse à un échelon de tension .....	20
I.3.1.1. Transformateur non saturé .....	20
I.3.1.2. Transformateur saturé .....	21
I.3.2. Réponse à des créneaux de tension .....	23
I.3.2.1. Créneaux à valeurs moyennes nulle .....	23
I.3.2.2. Créneaux à valeurs moyennes non nulle .....	24
Conclusion .....	25

## **Chapitre II : Relations de dimensionnement entre grandeurs électriques et grandeurs géométriques d'un transformateur.**

Introduction .....	26
II.1. Organigramme du dimensionnement du transformateur .....	26
II.1.1. Bobinage .....	26
II.1.1.1. Couplage .....	27
II.1.1.2. Choix des conducteurs .....	27
II.1.1.2.1. Conducteur isolé .....	27
II.1.1.2.2. Groupe de conducteurs .....	28
II.1.1.2.3. Types des matériaux conducteurs .....	29
II.1.1.3. Isolement .....	29
II.1.1.4. Rayonnement .....	30
II.1.2. Différentes structures de bobinage .....	30
II.1.2.1. Bobinage à nid d'abeilles .....	31
II.1.2.2. Bobinage « deux fils en main » .....	31
II.1.2.3. Bobinage concentrique .....	31
II.1.3. Optimisation des bobinages .....	32
II.1.3.1. Calcul des éléments parasites .....	32
II.1.3.1.1. Inductance de fuite .....	32
II.1.3.1.2. Calcul de la capacité parasite .....	33
II.2. Effet quasi-statique .....	35
II.2.1. Effet pelliculaire .....	35
II.2.2. Effet de proximité .....	36
II.3. Fils de Litz .....	37
II.4. Processus de dimensionnement .....	38
II.4.1. Position du problème .....	38
II.4.1.1. Choix du noyau .....	38
II.4.2. Principe du dimensionnement .....	40
II.4.2.1. Circuit magnétique (circuit « fer ») .....	41
II.4.2.2. Enroulements (circuit « cuivre ») .....	43
II.4.3. Relation entre dimensions du transformateur et puissance .....	45
Conclusion .....	46

### **Chapitre III : Caractéristique du transformateur à 20KHz.**

Introduction .....	47
III.1. Alimentation à découpage .....	47
III.2. Evolution des alimentations à découpage .....	48
III.3. L'avantage d'une alimentation à découpage .....	49
III.4. Influence de la topologie .....	49
III.4.1. Topologies classiques .....	49
III.4.1.1. Montage Fly-back .....	49
III.4.1.1.1. Montage Fly-back à sorties multiples .....	51
III.4.1.2. Montage Forward. ....	52
III.4.2. Comparaison du montage Forward et du montage Fly-back .....	56
III.5. Noyau magnétique .....	56
III.5.1. Ferrites .....	56
III.5.1.1. Ferrite de manganèse-zinc .....	57
III.5.1.2. Ferrite de nickel-zinc .....	57
III.5.2. Géométrie classique et géométrie planaire .....	58
III.6. Pertes .....	60
III.6.1. Pertes fer .....	60
III.6.1.1. Les pertes par hystérèse .....	61
III.6.1.2. Les pertes par courants de Foucault .....	61
III.6.1.3. Les pertes supplémentaires .....	61
III.6.2. Pertes cuivre .....	61
III.7. Le rendement .....	62
III.8. Echauffement du transformateur .....	63
III.9. Les principaux modes de refroidissement .....	64
Conclusion .....	64

### **Chapitre IV : Dimensionnement d'un transformateur fonctionnant à 20KHz.**

Introduction .....	65
IV.1. Réalisation pratique pour une alimentation .....	65
IV.1.1. Matériau magnétique .....	65
IV.1.2. Induction maximale .....	66
IV.1.3. Densité de courant .....	66

IV.1.4. Dimensionnement du circuit magnétique .....	66
Conclusion .....	71
<b>Conclusion général</b> .....	<b>72</b>
<b>Bibliographie</b>	
<b>Annexes</b>	

Tout montage électronique demande pour fonctionner d'être alimenté en énergie. Dans de nombreux cas, c'est une "alimentation électrique" ou "convertisseur de puissance" qui remplit ce rôle en délivrant une ou plusieurs tensions continues ou alternatives.

Bien qu'elles soient souvent peu visibles, les alimentations constituent donc un sous-ensemble essentiel dans d'innombrables applications. On trouve dans les téléviseurs, les ordinateurs, les centraux de télécommunications, les appareils médicaux, les appareils de mesure, sur la table de tout amateur ou professionnel de l'électronique, (c'est-à-dire partout).

Le rôle des alimentations consiste à transformer et à stabiliser l'énergie d'une source (le réseau électrique ou des batteries) vers une charge, d'où leur dénomination plus rigoureuse de « convertisseurs de puissance ».

Au sein de ces convertisseurs, un transformateur remplit deux fonctions essentielles: d'une part modifier le niveau de la tension pour atteindre celui demandé à la charge et d'autre part isoler galvaniquement celle-ci de la source alimentant le convertisseur. C'est à ce transformateur que la présente étude est entièrement consacrée.

Les principes du transformateur ont été établis en 1831 par Michael Faraday, mais celui-ci ne s'en servit que pour démontrer le principe de l'induction et n'en prévint pas les applications pratiques.

C'est Lucien Gaulard, Jeune électricien français, qui présenta à la Société française des électriciens, en 1884, « un générateur Secondaire », dénommé depuis transformateur.

Dans les alimentations à courant continu, le transformateur joue un rôle essentiel. Dans les premiers redresseurs et jusqu'aux années 1990, il servait d'interface entre le réseau et le convertisseur.

Il permettait d'adapter à partir d'un réseau à tension et à fréquence fixes, la tension continue nécessaire à la charge via un redresseur commandé ou non commandé. Donc dans la chaîne de conversion, il se place au début.

Depuis une vingtaine d'année, on préfère utiliser une chaîne de conversion indirecte (chaîne comprenant plus d'un convertisseur) et sa place se trouve au milieu de cette chaîne. Une

telle chaîne présente des avantages et des inconvénients par rapport à une chaîne directe. Les inconvénients majeurs c'est l'utilisation de plus de semi-conducteur. Les avantages dominants :

- Transformateur fonctionnant à une fréquence supérieure à 50Hz (quelques dizaines de KHz à quelques Mhz) d'où un gain énorme en volume et en poids pour une puissance donnée ;
- Gain également sur le gabarit des filtres, meilleur filtrage, meilleure qualité de l'énergie fournie à la charge donc meilleure exploitation de celle-ci.

Le travail qui a été proposé pour ce projet est d'étudier et de dimensionner un transformateur monophasé d'une puissance apparente de 5KVA de tension primaire 380V et de tension secondaire 5KV fonctionnant à une fréquence de 20kHz.

Ce transformateur constitue un élément essentiel dans l'élaboration d'une alimentation à courant continu réglable délivrant une tension continue de 5KV.

Cette alimentation sert, dans un banc d'essai concernant la caractérisation des phénomènes de décharges électriques débouchant sur des applications médicales (stérilisation du matériel), environnementales (piégeage de certaines particules émises lors de certaines procédures chimiques).

I. Rappels généraux sur le fonctionnement du transformateur.

II. Relations de dimensionnement entre grandeurs électriques et grandeurs géométriques d'un transformateur.

III. Caractéristique du transformateur à 20KHz.

IV. Dimensionnement du transformateur fonctionnant à 20KHz.

Conclusion générale.

## **Introduction**

On veut étudier des alimentations à courant continu de moyenne tension susceptible d'être transporté d'un endroit à un autre facilement pour réaliser des testes de décharge. Les alimentations linéaires appartiennent en général au secteur industriel monophasé 220V 50Hz, elles permettent d'obtenir des sources à tensions constantes (plus rarement à courants constants). Elles sont appelées ainsi, à cause du fonctionnement linéaire du transistor (fonctionnement hors saturation et hors blocage), de plus une isolation galvanique est nécessaire d'où la nécessité d'un transformateur.

### **I.1.Généralité sur le transformateur monophasé**

Un transformateur est un appareil statique permettant de modifier la présentation de l'énergie électrique. Basé sur la loi de Lenz, il ne fonctionne qu'en alternatif. Avec un excellent rendement, il permet de monter (ou abaisser) la tension tout en abaissant (ou montant) l'intensité. Son utilisation est fondamentale pour le transport de l'énergie électrique à longue distance.

#### **I.1.1 Relations de bases [1]**

La force magnétomotrice entre deux points  $x_1$  et  $x_2$  est donnée par l'intégrale du produit scalaire du champ magnétique  $H$  sur un chemin quelconque liant les deux points.

$$F = \int_{x_1}^{x_2} H d\ell$$

Où  $d\ell$  est un vecteur de longueur élémentaire tangent au chemin allant de  $x_1$  à  $x_2$  en un point donné  $x$ . Si le champ magnétique  $H$  est uniforme et parallèle au chemin de longueur  $\ell$ , la relation devient

$$F = H \cdot \ell$$

Le flux magnétique totalisé passant au travers d'une surface  $S$  d'aire  $A_c$  est égal à l'intégrale du produit scalaire du champ d'induction magnétique  $B$  par unité de surface élémentaire représentée par un vecteur normal  $n$  à cette dernière.

$$\Phi = \int_{\text{Surface } s} B \, dA$$

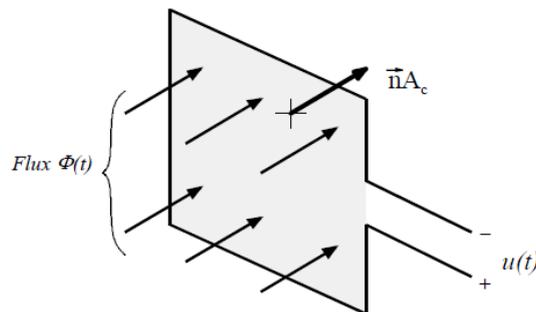
Si le champ d'induction magnétique est uniforme et perpendiculaire à la surface, on peut écrire

$$\Phi = B A_c$$

La loi de Faraday permet d'exprimer la tension induite dans une spire en fonction du flux  $\Phi(t)$  traversant l'aire  $A_c$  délimitée par la spire

$$u(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

Où les polarités de  $u(t)$  et  $\Phi(t)$  sont définies à la figure I.1.



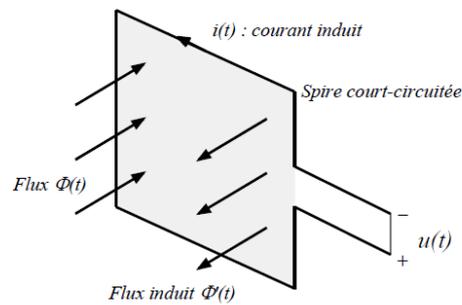
**Figure I.1 : Tension induite dans une spire.**

Pour une distribution uniforme du champ d'induction magnétique perpendiculaire à la surface, on peut écrire.

$$u(t) = A_c \frac{dB(t)}{dt}$$

La loi de Lenz établit que la tension  $u(t)$  induite par la variation de flux  $\Phi(t)$  a une polarité qui tend à induire un courant dans la spire concernée de manière à s'opposer à la variation du flux.

La tension divisée par l'impédance de la spire conductrice induit un courant  $i(t)$ . Ce courant induit à son tour un flux  $\Phi'(t)$ , lequel tend à s'opposer à la variation de  $\Phi(t)$ .



**Figure I.2. Illustration de la loi de Lenz**

La loi d'Ampère relie le courant circulant dans une spire à la force magnétomotrice F. La FMM sur un contour fermé de longueur  $\ell_m$  est égale au courant totalisé passant au travers du contour fermé.

$$\oint H \, d\ell = \sum i$$

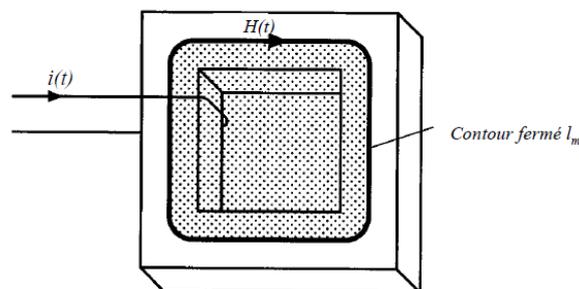
Contour fermé

Surface limitée par le  
Contour fermé

Si le champ magnétique est uniforme et d'amplitude H, l'intégrale précédente devient.

$$F(t) = H(t) \cdot \ell_m = \sum i(t)$$

Ainsi le champ magnétique H(t) est une fonction du courant de circulation i(t)



**Figure I.3. Illustration de la loi d'Ampère**

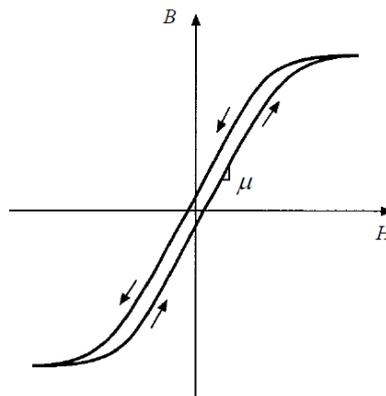
La relation liant le champ d'induction B au champ magnétique H est fonction des caractéristiques magnétiques du milieu considéré.

Dans l'air on a :  $B = \mu_0 \cdot H$

Où :  $\mu_0$  est la perméabilité de l'air ( $4\pi \cdot 10^{-7}$  [Henry/m]).

La Figure I.4, illustre la caractéristique B-H typique d'un matériau magnétique utilisé pour la fabrication des transformateurs HF.

Cette caractéristique est non linéaire puisqu'elle présente à la fois une hystérèse et de la saturation.



**Figure I.4. Caractéristique B-H d'un matériau magnétique classique**

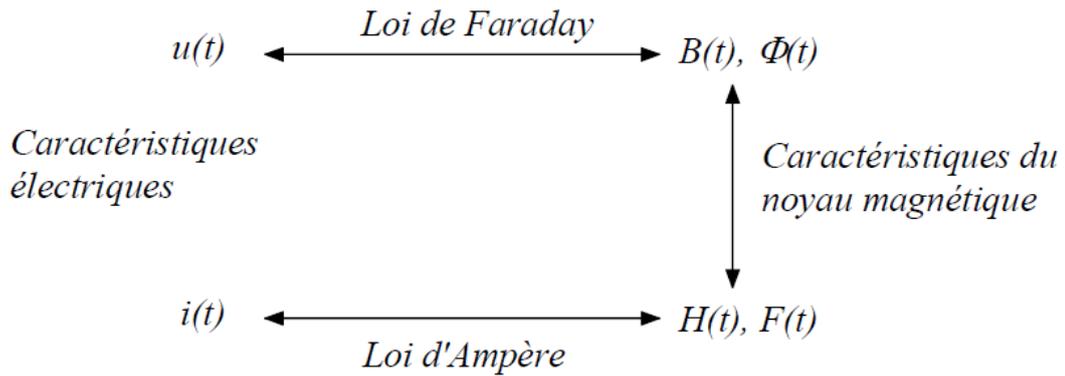
Pour l'analyse, la caractéristique du matériau est modélisée par sa partie linéaire seulement. La caractéristique B – H est donc donnée par :

$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H$$

La perméabilité du matériau  $\mu$  peut-être exprimée comme le produit de la perméabilité relative  $\mu_r$  par  $\mu_0$ . Les valeurs typiques de  $\mu_r$  sont comprises entre  $10^3$  et  $10^5$ .

La figure I.5 résume les relations existantes entre les grandeurs électriques et magnétiques d'un matériau.

La tension induite  $u(t)$  est reliée au flux  $\Phi(t)$  et au champ d'induction magnétique  $B(t)$  par la loi de Faraday. Le courant circulant dans les spires du bobinage est relié au champ magnétique du matériau reliant B à H.



**Figure I.5. Etapes pour la détermination des caractéristiques électriques d'un noyau magnétique**

### I.1.2. Transformateur à deux enroulements [2]

Un transformateur est un convertisseur statique d'énergie. Il transfère l'énergie qu'il reçoit en modifiant la valeur efficace de la tension.

Il est constitué par un circuit magnétique fermé (noyau) sur lequel sont bobinés deux enroulements distincts :

Un enroulement primaire comportant  $n_1$  spires.

Un enroulement secondaire comportant  $n_2$  spires.

La forme idéale du circuit magnétique est le tore, qui permet de réduire les fuites au minimum.

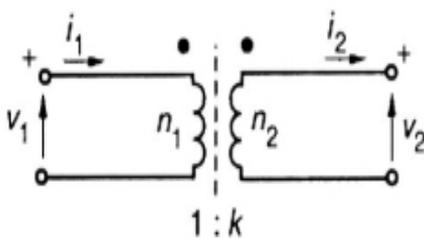


Figure I.6.a. Principe de convention de signe

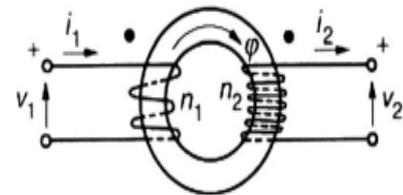


Figure I.6.b. Représentation de symbole

$k = \frac{V_2}{V_1}$  rapport de transformation

$V_1, V_2$  : tension primaire, secondaire.

$\Phi$  : flux dans le circuit magnétique.

$k = \frac{n_2}{n_1}$  : rapport de nombre de spires

$n_1, n_2$  : nombre de spire au primaire, secondaire

$i_1, i_2$  courant primaire, secondaire

**Figure I.6 : Transformateur à deux enroulements: conventions et symboles.**

### I.1.3. Conventions de signe

Pour une mise en équation systématique d'un transformateur inséré dans un circuit électrique quelconque, il est logique d'adopter la même convention pour le sens positif du courant au primaire et au secondaire ; par exemple, ces deux courants seront comptés positivement s'ils entrent par le point.

Cela conduit à écrire des relations où les courants, comme les tensions, sont considérés comme des grandeurs algébriques avec un sens positif choisi arbitrairement, sans référence explicite à leurs sens réels. Dans le cas particulier qui nous intéresse, nous préférons adopter une convention plus physique, d'ailleurs très largement utilisée en électrotechnique, qui a l'avantage de se référer aux sens réels des courants et des tensions, ce qui facilite la compréhension des phénomènes observés dans les convertisseurs statiques :

- **Le primaire** d'un transformateur se comportant comme un récepteur vis-à-vis du circuit qui l'alimente, on adopte au primaire la convention récepteur ; si la tension  $V_1$  est positive du côté pointé, le courant  $i_1$  sera positif s'il entre par l'extrémité pointée.
- **Le secondaire** se comporte comme un générateur pour la charge qu'il alimente ; on adopte donc au secondaire la convention générateur ; si la tension  $V_2$  est positive du côté pointé, ce qui correspond à  $V_1$  positif du côté pointé, le courant  $i_2$  sera positif s'il sort par l'extrémité pointée.

## I.2. Fonctionnement

### I.2.1. Modélisation du transformateur parfait

Dans un transformateur parfait :

- il n'y a aucune fuite magnétique, tout le flux produit par un enroulement traverse l'autre (le coefficient de couplage est égal à 1) ;
- la perméabilité  $\mu$  du noyau est infinie, c'est-à-dire que sa réluctance  $\mathfrak{R}$  est nulle ;
- la résistance électrique des enroulements est négligeable.

I.2.1.1. Théorie élémentaire

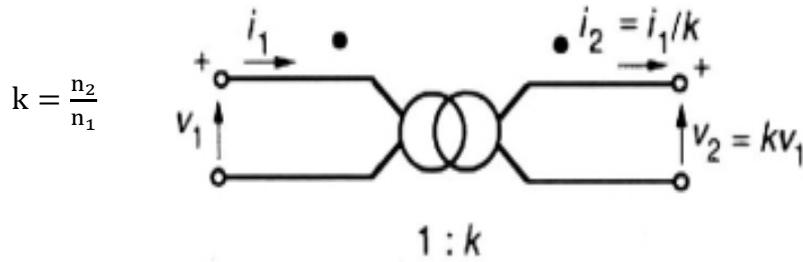


Figure I.7 : Symbole du transformateur parfait.

Si l'on applique une tension variable  $V_1$  aux bornes des  $n_1$  spires du primaire, un flux magnétique variable  $\Phi$  traverse chaque spire des bobinages primaire et secondaire ; une tension induite  $V_2$  apparaît donc au secondaire ( $\Phi$  est le flux à travers une section droite du tore).

La loi de Faraday permet d'écrire avec les conventions de la figure I.6.

$$V_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} \tag{I.1}$$

Et :

$$V_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt} \tag{I.2}$$

On en tire :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} = k \tag{I.3}$$

Cette relation entre valeurs instantanées des tensions secondaire et primaire entraîne la même relation entre valeurs de crête et valeurs efficaces.

Considérons maintenant le cas où le secondaire est fermé sur une charge passive et débite un courant  $i_2$  ; le secondaire fournit donc de la puissance à la charge. Comme la tension  $V_2$  est positive du côté pointé, le courant  $i_2$  doit donc sortir de l'extrémité pointée (sens réel du courant).

La loi d'Hopkinson s'écrit, puisque  $\mathfrak{R} = 0$ .

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \Phi = 0 \tag{I.4}$$

Dans un transformateur parfait, les ampères-tours du secondaire compensent ceux du primaire on tire de l'équation précédant :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \quad (I.5)$$

Soit encore, d'après (I.3)

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{k} \quad (I.6)$$

$$\text{Il en découle : } P_1 = V_1 i_1 = V_2 i_2 = P_2 \quad (I.7)$$

Tel-que ;  $P_1$ : puissance absorbé par le primaire.

$P_2$ : Puissance fournie par le secondaire.

### **I.2.1.2. Transparence du transformateur parfait**

Le transformateur parfait est caractérisé par un simple rapport de transformation  $k$ , sans dimension.

Si  $k = 1$ , on retrouve au secondaire les mêmes courant et tension qu'au primaire ; le transformateur apporte simplement un isolement entre primaire et secondaire. Comme les grandeurs de sortie (courant, tension) sont des images des grandeurs d'entrée, on dit que le transformateur est transparent, il ne modifie pas la nature des branches auxquelles il est connecté.

#### **Exemple**

Si le primaire d'un transformateur parfait est alimenté par une source de tension, le secondaire se comporte comme une source de tension. De même, la source connectée au secondaire sera vue, au primaire, à travers le transformateur transparent ; sa nature ne sera pas modifiée et seule sa valeur sera éventuellement modifiée dans le rapport  $k$ .

## I.2.2. Modélisation du transformateur pseudo-parfait

Dans ce transformateur, qui prend en compte la réluctance :

- il n'y a pas de fuites magnétiques ;
- la perméabilité du circuit magnétique symétrique, toute impédance branchée du côté primaire peut être ramenée au secondaire n'est pas infinie et la réluctance  $\mathfrak{R}$  ne peut plus être considérée comme nulle ;
- la résistance électrique des enroulements est négligeable.

### I.2.2.1. Équations générales

L'équation (I.3) est toujours valable, mais la loi d'Ampère s'écrit maintenant :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \Phi \quad (\text{I. 8})$$

Que l'on peut mettre sous la forme

$$i_1 = \frac{n_2}{n_1} i_2 + \frac{\mathfrak{R} \Phi}{n_1} = i_1' + i_\mu \quad (\text{I. 9})$$

Le courant primaire se compose maintenant de deux parties :

- Une composante qui est l'image du courant au secondaire :

$$i_1' = \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad (\text{I. 10})$$

- Une composante due à la réluctance du noyau et qui sert à le magnétiser :

$$i_\mu = \frac{\mathfrak{R} \Phi}{n_1} \quad (\text{I. 11})$$

Ce courant  $i_\mu$  porte le nom de ce courant magnétisant ; lorsque le secondaire est ouvert ( $i_2 = 0$ ),  $i_\mu$  s'identifie au courant primaire  $i_1$ .

En faisant intervenir le flux total :

$$\Phi_1 = n_1 \Phi$$

A travers les  $n_1$  spires du primaire, on obtient :

$$\Phi_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} i_\mu = \mathcal{L} i_\mu \quad (I.12)$$

Le terme : 
$$\mathcal{L} = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (I.13)$$

est homogène à une inductance : c'est l'inductance magnétisante qui s'identifie avec l'inductance propre du primaire, cela dans le cas où il n'y a pas de fuite magnétique ; c'est elle que l'on mesure aux bornes du primaire lorsque le secondaire est ouvert.

### I.2.2.2. Schémas équivalents

On peut représenter un transformateur de réluctance non nulle par les schémas équivalents figure I.8, comportant :

- Un transformateur parfait de rapport  $k$  dont le courant primaire est  $i'_1$ , image de  $i_2$  ;
- Une inductance  $\mathcal{L} = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}$ , traversée par le courant magnétisant :

$$i_\mu = \frac{\mathfrak{R}\Phi}{n_1}$$

L'inductance magnétisante peut être représentée :

- Soit au primaire, avec la valeur  $\mathcal{L}$  (voir figure I.8.a) ;
- Soit au secondaire, avec la valeur  $k^2\mathcal{L} = L_2$  (voir figure I.8.b), en vertu de la propriété d'adaptation d'impédance.

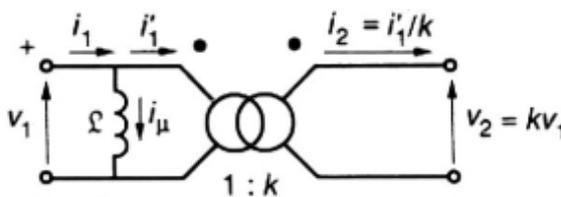


Figure I.8.a : Inductance magnétisante au primaire

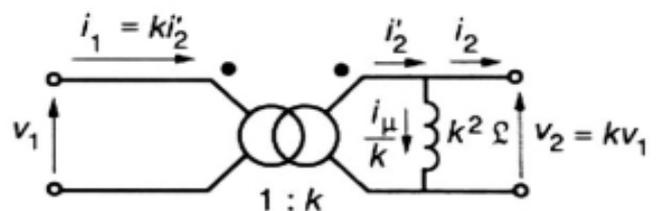


Figure I.8.b : Inductance magnétisante au secondaire

**Figure I.8 : Transformation avec inductances magnétisante.**

### I.2.3. Fonctionnement du transformateur en inductances couplées

Il s'agit d'un mode particulier de fonctionnement du transformateur dans lequel les deux enroulements, primaire et secondaire, ne conduisent jamais en même temps.

Lorsque le secondaire est ouvert, l'enroulement primaire se réduit à une inductance

Figure I.9.a :

$$L_1 = \mathcal{L}$$

Le courant primaire  $i_1$  se confond avec le courant magnétisant  $i_\mu$ . Le noyau stocke une énergie :

$$W = \frac{1}{2} \mathcal{L} i_1^2$$

On a toujours la relation (I.3) :

$$V_2 = k V_1$$

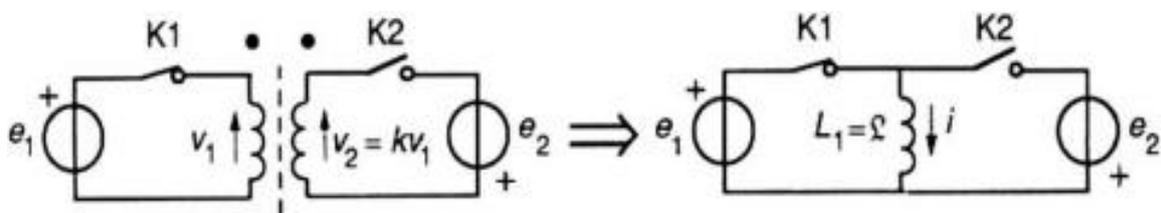
Mais :  $i_2 = 0$ .

Lorsque le primaire est ouvert, on voit au secondaire une inductance figure I.9.b on a :

$$L_2 = k^2 \mathcal{L}$$

Et  $\frac{V_2}{V_1} = k$

$$i_1 = 0$$



K1 ferme  $V_1 = e_1$

K2 ouvert  $V_2 = kV_1 = ke_1 \neq e$

Figure I.9.a : Secondaire ouvert.

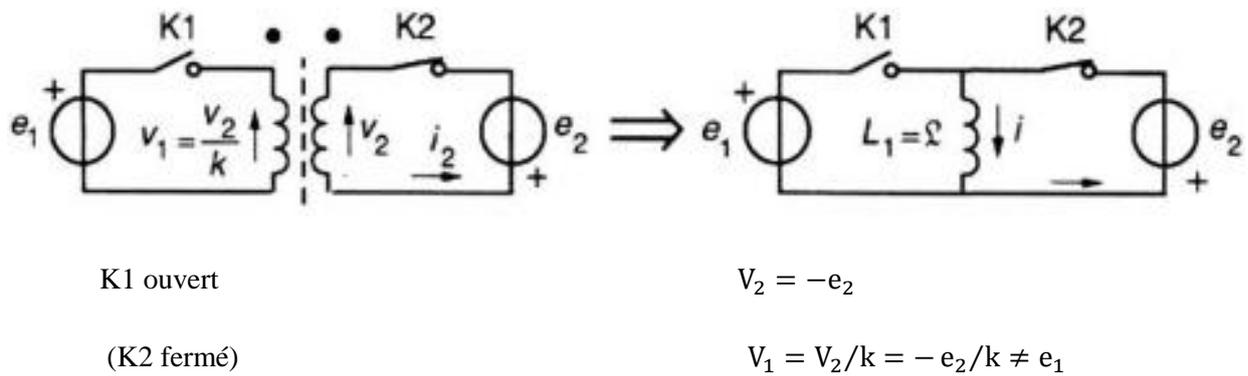


Figure I.9.b : Primaire ouvert

**Figure 1.9 : Transformateur fonctionnant en inductance  
couplées et schéma équivalent au primaire.**

**I.2.4. Influence d'un transformateur sur la nature des sources**

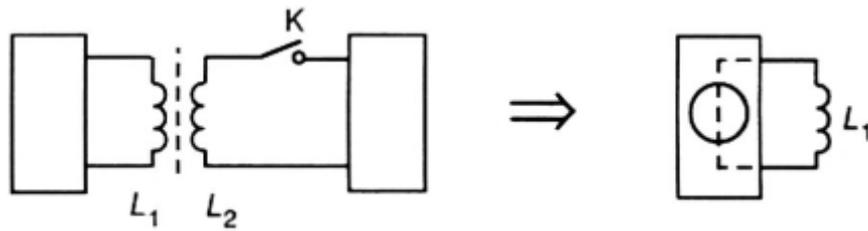
Par suite de la présence d'une branche courant (inductance magnétisante  $\mathfrak{R}$ ), nous pouvons continuer à considérer que le transformateur est transparent et qu'il reflète toujours la nature de branche connectée aux bornes de l'autre enroulement.

**I.2.4.1. Fonctionnement en inductances couplées**

Supposons, par exemple, que le circuit secondaire est ouvert (cas où le secondaire voit un semi-conducteur bloqué).

Vu au primaire, le transformateur se réduit à l'inductance magnétisante ; la partie du convertisseur située en amont du transformateur voit une branche courant. Cette configuration n'est donc possible que si cette partie du convertisseur se comporte comme une branche tension.

Le transformateur parfait du schéma équivalent étant transparent, on obtient un résultat similaire si c'est le circuit primaire qui est ouvert : la partie du convertisseur située en aval du transformateur voit une branche courant (inductance magnétisante vue à travers le transformateur parfait).



**Figure I. 10. Influence d'un transformateur sur la nature des sources lorsque l'un des deux enroulement est ouvert.**

#### I.2.4.2. Fonctionnement en charge

L'inductance magnétisante  $\mathcal{L}$  vient alors en parallèle sur les sources connectées à l'entrée et à la sortie ne modifie donc pas la nature de ces sources (branche courant en parallèle). Les règles de connexion entre sources continuent à s'appliquer, indépendamment de la présence du transformateur, et on devra avoir soit une source de tension du côté primaire et une source de courant du côté secondaire figure I.11.a, soit l'inverse figure I.11.b. La configuration sources de tension au primaire et au secondaire étant exclue, la réalisation d'une alimentation à découpage devra faire appel à la règle d'association de source, comme dans les convertisseurs continu-continu.

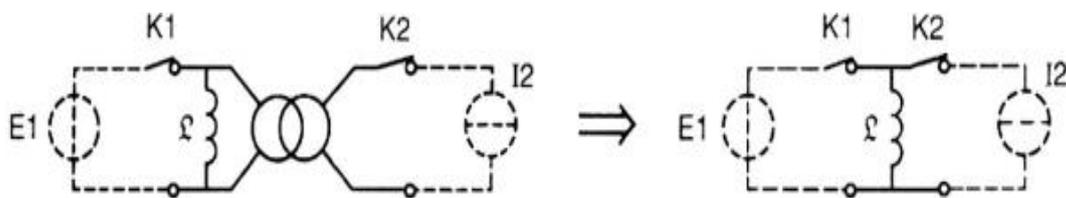


Figure I. 11. a. Source de tension E1 du côté primaire  
et source de courant I2 de côté secondaire

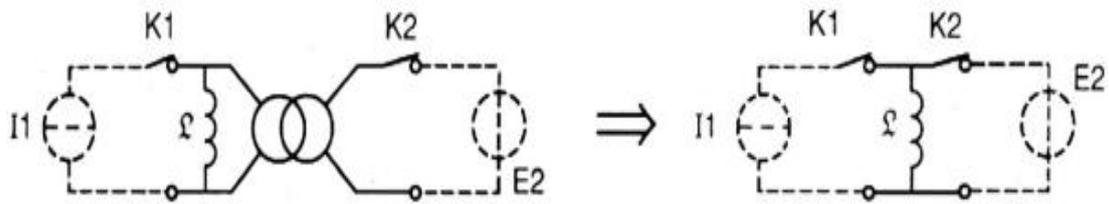


Figure I. 11. b : Source de courant I1 du coté primaire

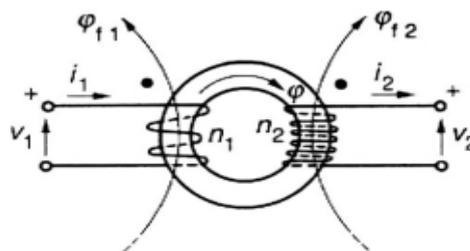
et source de tension E2 du coté secondaire

**Figure I. 11. Influence d'un transformateur sur la nature des sources lorsque le primaire et le secondaire conduisent en meme temps.**

**I.2.5. Modélisation prenant en compte la réluctance et les fuites**

Nous avons jusqu'à présent supposé qu'il n'y avait pas de fuites magnétiques, c'est-à-dire que les lignes d'induction étaient parfaitement canalisées par le noyau. En réalité, une partie de ces lignes se referme dans l'air, et le flux à travers une section droite du noyau n'est pas partout le même. On admet toutefois que les spires sont suffisamment serrées pour que le flux soit le même à travers toutes les spires d'un même enroulement.

Une représentation schématique de ce transformateur est donnée sur la figure.



**Figure I. 12. Transformateur avec fuites magnetiques**

On peut alors faire intervenir le flux commun  $\Phi$  aux deux enroulements et deux flux de fuites,  $\Phi_{f1}$  côté primaire et  $\Phi_{f2}$  côté secondaire :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \Phi$$

Reste valable ;  $\Phi$  étant maintenant le flux commun aux deux enroulements, la loi de Faraday s'écrit :

$$V_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} + n_1 \frac{d\Phi_{f1}}{dt} = e_1 + n_1 \frac{d\Phi_{f1}}{dt} \quad (I.14)$$

$$V_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt} + n_2 \frac{d\Phi_{f2}}{dt} = e_2 + n_2 \frac{d\Phi_{f2}}{dt} \quad (I.15)$$

Avec :

$$e_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

$$e_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

Soit :

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{n_2}{n_1} = k \quad (I.16)$$

Bien que le trajet des flux de fuites dans l'air ne puisse pas être défini avec précision, on peut malgré tout le modéliser par un circuit magnétique fictif équivalent, de sorte que les flux de fuites  $\Phi_{f1}$  et  $\Phi_{f2}$  sont respectivement proportionnels aux courants au primaire et au secondaire. On introduit ainsi la notion d'inductances de fuites au primaire et au secondaire.

On peut donc écrire :

$$n_1 \frac{d\Phi_{f1}}{dt} = \ell_1 \frac{di_1}{dt} \quad (I.17)$$

$$n_2 \frac{d\Phi_{f2}}{dt} = -\ell_2 \frac{di_2}{dt} \quad (I.18)$$

Les relations (I.14) et (I.15) deviennent :

$$V_1 = e_1 + \ell_1 \frac{di_1}{dt} \quad (I.19)$$

$$V_2 = e_2 - \ell_2 \frac{di_2}{dt} \quad (I.20)$$

Le schéma équivalent du transformateur prenant en compte les fuites magnétiques est donc celui de la figure 13a, avec :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{k} \quad (I.21)$$

Celui de la figure I.13.b est obtenu en ramenant toutes les inductances de fuites au primaire ; celui de la figure I.13.c en ramenant tout au secondaire.

On notera que les inductances de fuites sont très faibles par rapport à l'inductance magnétisante. Aussi le schéma équivalent peut être simplifié au prix d'une légère approximation et cela conduit au schéma usuel de la figure I.13. d où l'inductance de fuites totale ramenée au primaire:

$$\ell = \ell_1 + \ell_2 \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 = \ell_1 + \frac{\ell_2}{k^2} \quad (I.22)$$

De la même manière, on prendra comme schéma usuel ramené au secondaire celui de la figure I.13.e où l'inductance de fuites totale ramenée au secondaire:

$$\ell' = \ell_2 + \ell_1 \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = \ell_2 + k^2 \ell_1 \quad (I.23)$$

Avec:

$\ell_1$  : inductance au primaire ;  $\ell_2$  : inductance au secondaire

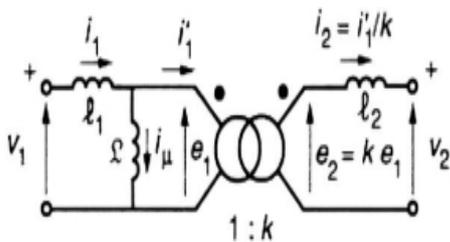


Figure I.13.a : Prise en compte des fuites

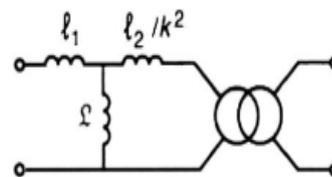


Figure I.13.b inductance de la fuite ramenée au primaire

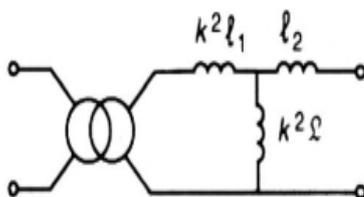


Figure I.13.c : Inductance de fuite ramenée au secondaire

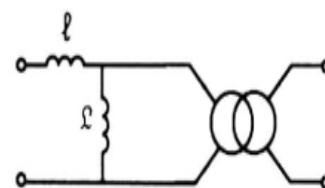


Figure I.13.d: inductance de fuite totale ramené au primaire

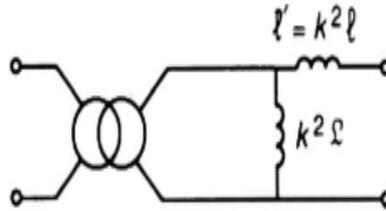


Figure I.13.d : Inductance de fuite totale  
ramenée au secondaire

### Figure I. 13: Transformateur tenant compte de la réluctance et des fuites magnétiques

#### I.2.6. Modèle du transformateur non saturé

Les équations du transformateur sont valables même si le transformateur est saturé. Dans le cas d'un transformateur non saturé, la réluctance du circuit magnétique est constante quel que soit le point de fonctionnement et on peut alors écrire des relations linéaires. Cela permet de faire le lien entre la notion d'inductance de fuites, qui donne une bonne représentation des phénomènes physiques du transformateur et celle de mutuelle inductance très utile dans une représentation du transformateur sous forme de circuit électrique.

$$\Phi = \frac{n_1}{\mathfrak{R}} i_1 - \frac{n_2}{\mathfrak{R}} i_2 \quad (\text{I. 24})$$

En portant (I.24) dans les équations (I.14) et (I.15), on obtient, avec les relations (I.17) et (I.18) :

$$V_1 = \left( \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} + \ell_1 \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} \frac{di_2}{dt} \quad (\text{I. 25})$$

$$V_2 = - \left( \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}} + \ell_2 \right) \frac{di_2}{dt} + \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}} \frac{di_1}{dt} \quad (\text{I. 26})$$

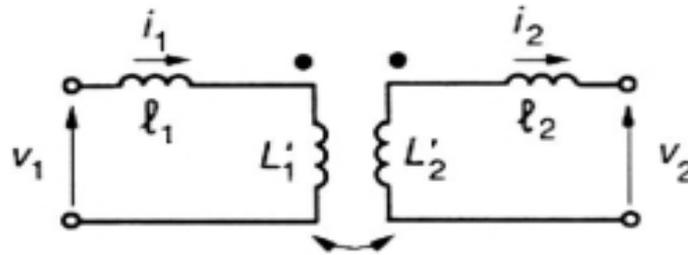
Posons :  $L'_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}$  et  $L'_2 = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}}$

C'est-à-dire :  $M = \frac{n_1 n_2}{\mathfrak{R}}$  puis  $M = \sqrt{L'_1 L'_2}$

Alors :  $V_1 = (L'_1 + \ell_1) \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$

Et : 
$$V_2 = -(L_2' + \ell_2) \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}$$

Cela conduit au schéma équivalent de la figure I.14



$$M = \sqrt{L_1' L_2'}$$

**Figure I. 14. Transformateur non saturé**

### I.3. Réponse d'un transformateur pseudo-parfait

#### I.3.1. Réponse à un échelon de tension

On applique au primaire d'un transformateur un échelon de tension d'amplitude E, le secondaire étant fermé sur une résistance R (voir figure I.16.a)

Déterminons l'allure du courant primaire, d'abord en négligeant la saturation, ensuite en prenant en compte la courbe B(H) du circuit magnétique (voir figure I.16.b)

##### I.3.1.1. Transformateur non saturé

La résistance r ramenée au primaire est :

$$r = \frac{R}{k^2}$$

Et vient en parallèle sur  $\mathcal{L}$  ( voirfigure I.16.a)

Tant que le circuit magnétique n'est pas saturé,  $\mathcal{L}$  est constant et l'on a :

$$\frac{Di_\mu}{dt} = \frac{E}{\mathcal{L}} = c^{st}$$

Le courant magnétisant  $i_\mu$  croît linéairement et le courant  $i_r$ , dans la résistance r, présente l'allure d'un échelon de valeur  $\frac{E}{r}$  comme l'indique la figure I.16.c

On en déduit la forme :

$$i_1 = i_\mu + i_r$$

Du courant primaire figure I.16.c

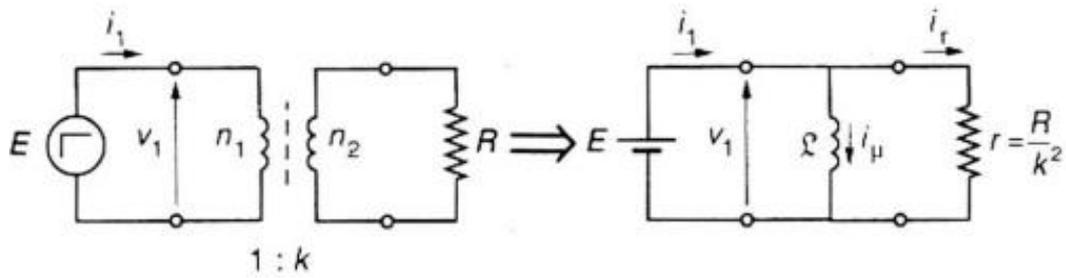


Figure I.16. a : Schema equivalent.

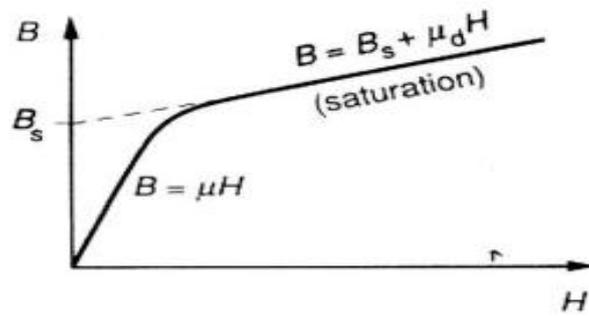


Figure I.16.b: Courbe B(H) du circuit magnétique

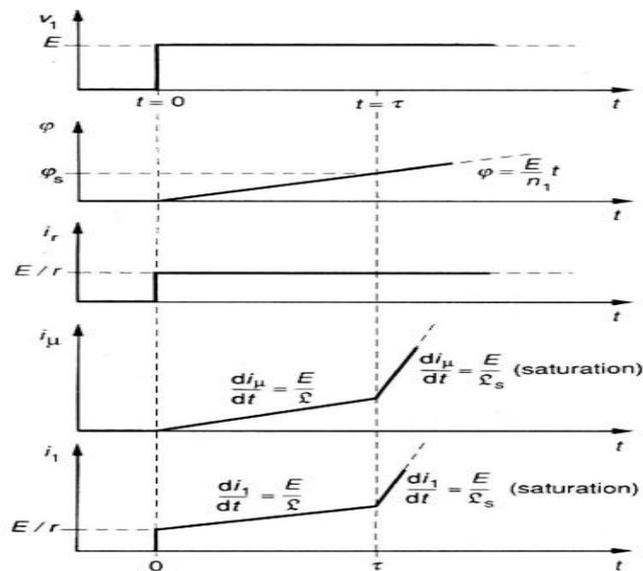


Figure I.16. c : Allure des tensions et du courants.

**Figure I.16 : Transformateur pseudo – parfait : Réponse à un échelon de tension**

### I.3.1.2. Transformateur saturé

Le courant  $i_\mu$  croissant continuellement, on atteint la saturation au bout d'un temps :

$$t = \tau$$

Ce temps est d'autant plus court que  $E$  est élevé. A partir de cet instant, la valeur de  $\mathcal{L}$  n'est plus constante. Par contre, le flux  $\Phi$  est imposé par la tension primaire.

Et l'on a, d'après la relation (1) :

$$n_1 \frac{d\Phi}{dt} = E$$

Soit : 
$$\Phi = \frac{E}{n_1} t$$

Le flux continu à croître linéairement même en présence de la saturation, il est représenté par la figure I.16.c.

Connaissant les dimensions géométriques du circuit magnétique, on peut déduire, de la courbe  $B(H)$  du matériau comme illustré sur la figure I.16.b, la courbe  $\Phi(i_\mu)$  et, alors, construire graphiquement l'allure de  $i_\mu$  en fonction du temps, à partir des courbes  $\Phi(i_\mu)$  et  $\Phi(t)$ .

- **Remarques**

En assimilant la courbe  $B(H)$  à deux portions de droite figure I.16.b, on peut écrire :

Avant saturation :

$$B = \mu H$$

Avec : 
$$\mu_d = \frac{\Delta B}{\Delta H} \leq \mu$$

Il en résulte que, une fois passé le coude de saturation,  $i_\mu$  croît à nouveau linéairement en fonction du temps (figure I.16.c). On peut introduire une valeur de l'inductance magnétisante saturée  $\mathcal{L}_s$  telle que :

$$E = \mathcal{L}_s \frac{di_\mu}{dt}$$

La valeur de  $\mathcal{L}_s$ , très inférieure à celle de  $\mathcal{L}$ , obéit à la relation

$$\Phi = \Phi_s + \mathcal{L}_s i_\mu$$

Soit :

$$\mathcal{L}_s = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i_\mu}$$

(Au lieu de  $\Phi = \mathcal{L}_s i_\mu$ ).

Le courant au secondaire est un échelon d'amplitude :

$$I_2 = \frac{KE}{R}$$

L'application d'un échelon de tension sur un transformateur nous mène à aboutir qu'en régime permanent la valeur de la tension moyenne au secondaire doit être nulle puisque la valeur moyenne de la tension au primaire n'est pas nulle. Ce fonctionnement ne peut donc avoir lieu que pendant une durée limitée et telle que le courant magnétisant n'atteigne pas une valeur provoquant la saturation du circuit magnétique, sachant qu'il faudra, ensuite, prévoir la décroissance de  $i_\mu$ .

Pratiquement, le courant primaire  $i_1$  sera limité par la résistance de l'enroulement primaire.

### **I.3.2. Réponse à des créneaux de tension**

#### **I.3.2.1. Créneaux à valeur moyenne nulle**

Tant que l'on n'atteint pas la saturation, le courant magnétisant  $i_\mu$  croît puis décroît linéairement et la courbe  $i_\mu(t)$  présente donc l'allure de triangles. Le courant  $i_r$  dans la résistance  $r$  a l'allure de carrés  $\pm E/r$ . On en déduit la forme de  $i_1$ . La figure I.17.a est tracée dans le cas où  $t = 0$  correspond au premier flanc montant de la tension, avec  $i_\mu(0) = 0$

Si les créneaux durent suffisamment longtemps,  $i_\mu$  atteint la valeur  $I_{\mu s}$  correspondant à la saturation ; les formes deviennent celles de la figure I.17.b avec une pointe sur  $i_\mu$  que l'on retrouve, au primaire, sur  $i_1$ . Le fait d'avoir une valeur moyenne nulle de  $V_1$  permet un fonctionnement périodique stable, le courant magnétisant redescendant exactement à zéro à la fin de chaque période.

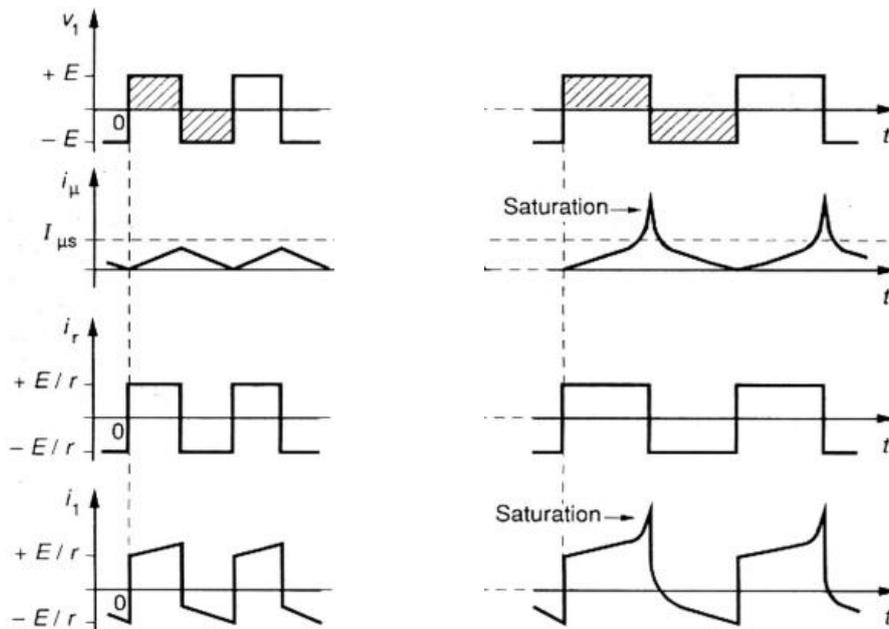


Figure I.17. a. : Avant saturation

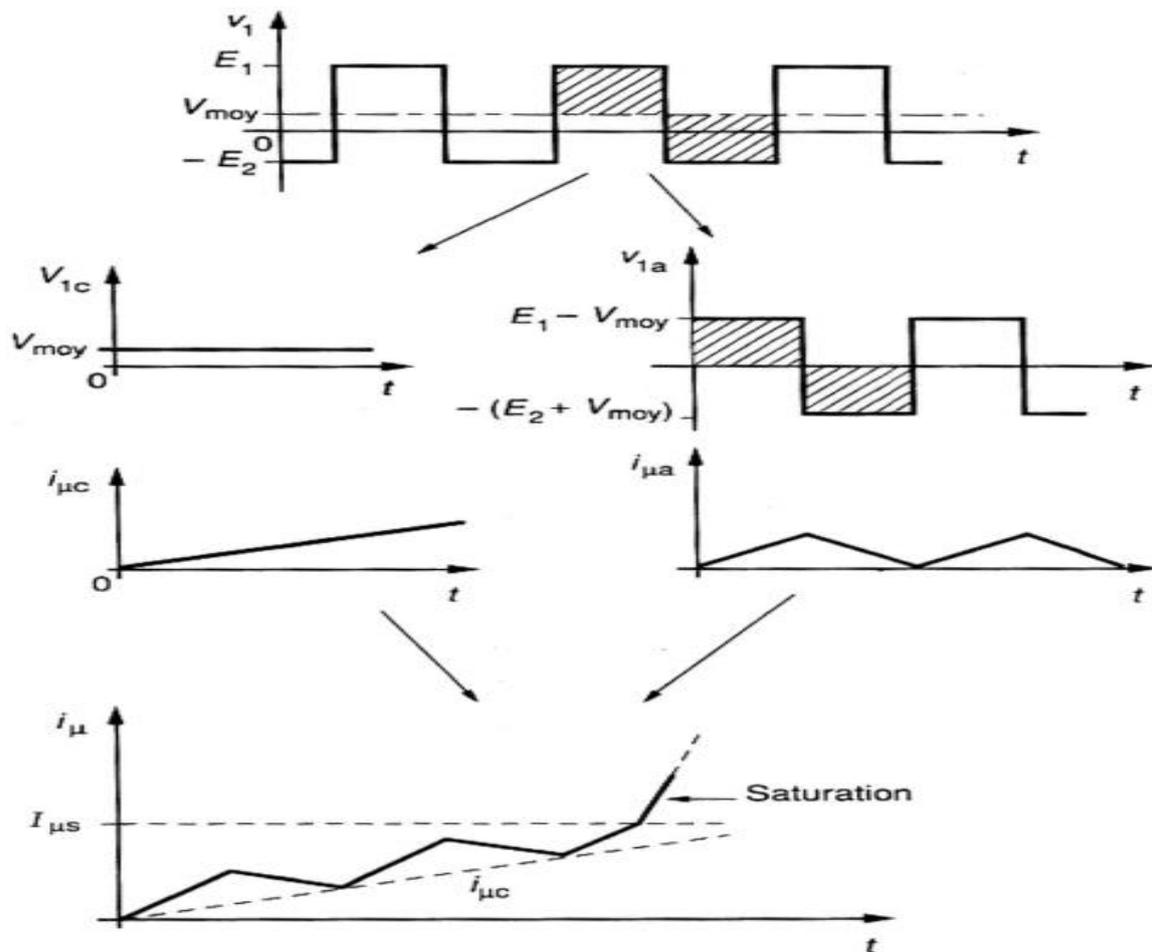
Figure I. 17. b: Après saturation

**Figure I. 17. Transformateur pseudo – parait:  
reponse à des creneaux de tension de valeur moyenne nulle**

### I.3.2.2. Créneaux à valeur moyenne non nulle

D'après le principe de superposition, on peut décomposer ces créneaux de la figure I.18 en :

- Une composante continue  $V_{1c} = V_{moy}$  qui donne un courant magnétisant  $i_{\mu c}$  croissant linéairement ;
- Une composante alternative  $V_{1a}$  de valeur moyenne nulle, à laquelle correspond un courant magnétisant  $i_{\mu a}$  triangulaire. Le courant magnétisant  $i_{\mu}$  résultant est la somme d'une rampe et de triangles jusqu'au moment où se manifeste la saturation ( $I_{\mu s}$ ).



**Figure I. 18. : Transformateur pseudo – parfait  
reponse à des creneaux de tension de valeur moyenne non nulle.**

### Conclusion

Nous sommes habitués aujourd'hui à utiliser, pour décrire le fonctionnement des transformateurs, des modèles électriques équivalents représentés par leurs équations et par des schémas électriques. Selon la culture des utilisateurs, le modèle électrique équivalent d'un même transformateur peut différer sensiblement. La description du fonctionnement du transformateur est différente selon l'application à laquelle il est destiné.

## **Introduction**

Dans ce chapitre nous décrivons le dimensionnement optimal d'un transformateur monophasé.

Nous présentons donc le modèle analytique utilisé et nous décrivons les différents dimensionnements en décryptant l'intérêt de chaque optimisation dans la compréhension des différents phénomènes physiques qui orientent le dimensionnement d'un transformateur.

### **II.1. Organigramme du dimensionnement du transformateur**

#### **II.1.1. Bobinage [3]**

La stratégie de bobinage est importante afin d'optimiser des éléments tels que :

- Les capacités parasites entre spires ou entre enroulements. En effet, réduire les valeurs permet d'augmenter la fréquence de résonance des composants et cela diminue les pertes en commutation du circuit électronique ;
- Les inductances de fuites (ou les coefficients de couplage) entre les enroulements. L'amélioration du couplage entre enroulements diminue les pertes en commutation du circuit électronique ;
- L'isolation entre les enroulements d'un transformateur.

La réalisation d'un transformateur à découpage à transfert direct (Alimentation isolée Forward utilisée jusqu'à quelques centaines de watts, cette alimentation présente un dimensionnement minimum), et à transfert indirect (Alimentation isolée Fly-bak malgré le surdimensionnement des interrupteurs, cette alimentation est intéressante pour sa simplicité). Elle est la base des alimentations à sorties multiples. Elle permet aussi d'obtenir des hautes tensions (pour tubes cathodiques). Leur isolation secteur est tout à fait correcte, impose de tenir compte de quatre critères :

- Le couplage entre les enroulements ;
- Le choix des conducteurs ;
- L'isolement ;
- Le rayonnement.

### II.1.1.1. Le couplage

Les enroulements d'un transformateur doivent présenter un excellent couplage afin de diminuer les inductances de fuite, donc de limiter les surtensions.

Deux solutions sont souvent adoptées en pratique :

- Entre laçage des deux enroulements, primaire et secondaire ;
- Bobinage bifilaire des enroulements primaires.

### II.1.1.2. Choix des conducteurs [4]

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant continu, la densité de courant est uniforme sur toute la section du conducteur.

La résistance de ce même conducteur parcouru par un courant alternatif haute fréquence augmente avec la fréquence.

#### II.1.1.2.1. Conducteur isolé

A fréquence élevée, on considère en première approximation que le courant circule en surface sur une épaisseur  $\delta$  appelée profondeur de pénétration à laquelle la densité de courant atteint 37% de sa valeur en périphérie (c'est l'effet de peau). Elle diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente. On peut alors calculer pour différentes fréquences l'intensité maximale admissible dans un fil, en effet la section du fil étant donnée par :

$$S_{\text{fil}} = \pi r^2 = \frac{I_{\text{eff}}}{J}$$

Alors :  $I_{\text{effmax}} = J\pi\delta^2$

Ou  $J$  : représente la densité du courant.

On admet que pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration  $\delta$  dans un métal de résistivité  $\rho$  et de perméabilité  $\mu$  à une fréquence  $f$  est donnée par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \approx \frac{70}{\sqrt{f}} \quad \text{Avec} \quad \delta \text{ En mm}$$

Pour le cuivre  $\mu = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ A/m}$ .

$\rho$  : Résistivité du conducteur ( $\Omega\text{m}$ ).

$\mu$  : perméabilité du conducteur.

$f$  : fréquence du courant (Hz).

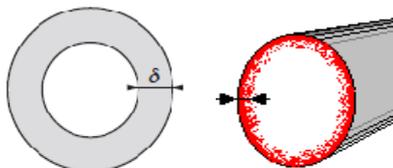


Figure II.1. Epaisseur de peau.

### II.1.1.2.2. Groupe de conducteurs

Si l'on considère plusieurs conducteurs proches les uns des autres, les champs magnétiques générés par les différents conducteurs et les champs de fuite dus aux influences magnétiques agissent sur les courants circulant dans les autres conducteurs.

Ainsi, à l'effet de peau se superpose un effet de proximité entre conducteurs qui provoque encore une augmentation de la résistance en haute fréquence et par voie de conséquence des pertes dans le conducteur.

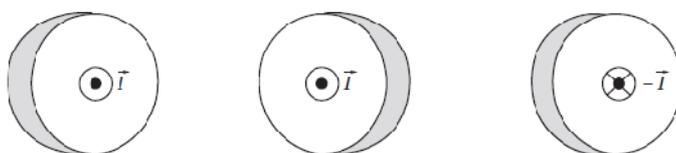


Figure II.2. Influence de la HF et des effets de proximité dans les trois conducteurs proches.

### **II.1.1.2.3. Types des matériaux conducteurs [5]**

- **Le cuivre et ses alliages**

C'est le conducteur de base le plus utilisé pour la réalisation des bobinages.

Il est utilisé soit à l'état pur (cuivre électrolytique), soit faiblement allié pour lui donner des qualités particulières, soit sous forme d'alliages proprement dits : laiton, bronze, couramment employé pour la réalisation de connexions et bus barres.

Il existe sous deux formes : écroui avec une limite élastique de 20 daN/mm<sup>2</sup> qui trouve son emploi dans les pièces usinées (clinquants) et recuit avec une limite élastique de 6 daN/mm<sup>2</sup>, plus particulièrement réservé à la fabrication des enroulements.

Les diamètres de fil de cuivre les plus couramment utilisés varient de 20 mm à plusieurs millimètres. Sa résistivité électrique est de 0.00017μΩ.m à la température ambiante

Pour des raisons d'encombrement et de montée en fréquence, les fils de grands diamètres seront remplacés par des méplats, des multibrins ou fils de litz.

Le cuivre, en dehors de sa faible résistivité présente l'avantage considérable sur l'aluminium de se souder et de se braser très facilement.

- **L'aluminium**

L'aluminium est peu couteux et beaucoup plus léger; sa résistivité 1,65 fois supérieure à celle du cuivre, oblige à employer des sections plus élevées si l'on désire conserver le même niveau de pertes joules. Par contre, la masse des conducteurs avec l'aluminium sera toujours à pertes égales 2 fois plus faibles qu'avec l'emploi du cuivre.

### **II.1.1.3. Isolement**

Deux sortes d'isolement existent :

- Espacement de 4mm entre les enroulements et la carcasse (lorsque la source d'énergie est le secteur) ;
- Isolement entre enroulement.

Les isolants sont utilisés dans la construction des transformateurs pour assurer l'isolation entre les couches de spires d'un même enroulement ou entre les différents enroulements.

Ces isolants sont caractérisés par leur rigidité diélectrique exprimée le plus souvent en kV/mm mais aussi par leur classe thermique.

#### **II.1.1.4. Rayonnement [6]**

Un moyen de réduire des parasites électromagnétiques rayonnés est de placer un ou plusieurs écrans électrostatiques entre les enroulements.

##### **a. Ecrans électriques**

En cas de présence d'une tension de mode commun entre les enroulements, et afin d'éviter les courants capacitifs dans ces enroulements ils sont séparés par deux écrans électrostatiques qui sont portés au potentiel de chacun de ces enroulements.

##### **b. Ecrans magnétiques**

L'utilisation d'écrans magnétiques permet de s'affranchir d'une part, du flux de fuite existant à l'extrémité de la spirale constituant le noyau magnétique et d'autre part être insensible aux champs magnétiques extérieurs et par réciproque de ne pas rayonner.

#### **II.1.2. Différentes structures de bobinage [4]**

##### **II.1.2.1. Bobinage à nid d'abeilles**

Il est réalisé par le va-et-vient latéral de la spire lors de son enroulement sur le mandrin de bobinage. Le nombre de va-et-vient par tour est appelé vague (on parle de demi-vague, simple vague, double vague). On définit le pas par le rapport du nombre de tours du mandrin de bobinage au nombre de vagues qu'il faut faire pour juxtaposer deux spires voisines. Ce type de bobinage est utilisable jusqu'aux environs de 2 MHz. Pour coller les spires, il faudra utiliser des vernis spéciaux à séchage rapide dont les pertes HF et la permittivité sont faibles pour éviter la diminution du coefficient de surtension. Lorsque l'on réalise des transformateurs HF avec bobinages nid d'abeilles, on aura intérêt à exécuter les divers bobinages sur des supports coulissants, pour permettre le réglage de la mutuelle inductance et faciliter l'accord du circuit.

### II.1.2.2. Bobinage « deux fils en main »

Afin d'obtenir une inductance de fuite minimale, on bobine côte à côte une spire de primaire et une spire de secondaire. Dans cette configuration, la capacité répartie sera importante.

Une variante de cette technique est l'utilisation d'un câble blindé pour réaliser le transformateur (primaire réalisé avec l'âme, secondaire réalisé avec la masse).

### II.1.2.3. Bobinage concentrique

Les bobinages utilisant toute la longueur des jambes du circuit magnétique sont réalisés en une ou plusieurs couches successives.

L'inductance de fuite est d'autant plus faible que le bobinage est long. Elle peut être diminuée en alternant des couches de primaires et de secondaires.

La capacité dynamique est d'autant plus grande que le bobinage est long. Elle est diminuée en augmentant l'isolant.

Dans le cas où N enroulements secondaires créent une haute tension :

$V_s$ , la tension d'isolement à tenir est  $V_s/N$ .

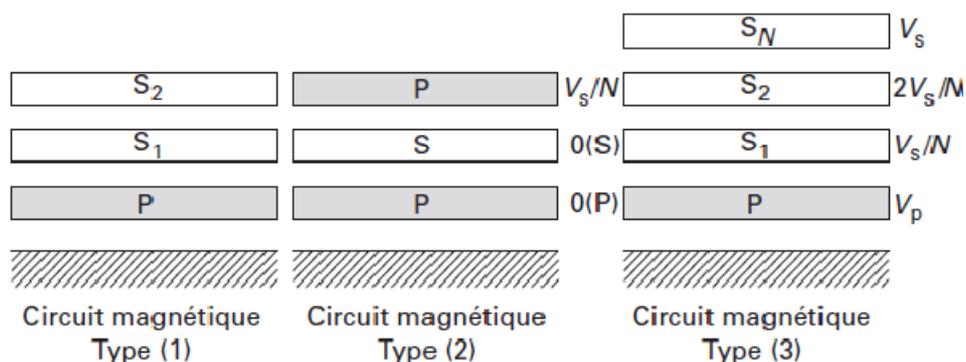


Figure II.3 : Différentes configurations de bobinages concentriques.

## II.1.3. Optimisation des bobinages

### II.1.3.1. Calcul des éléments parasites

A haute fréquence, les champs électromagnétiques et électrostatiques sont présents en tout point du bobinage. Leurs actions sur les conducteurs et les isolants peuvent être décrites au niveau des schémas équivalents par :

- les inductances de fuite et la variation de la résistance des enroulements ;
- les capacités parasites (ainsi qu'une résistance représentant les pertes dans les isolants).

#### II.1.3.1.1. Inductance de fuite

Il est souhaitable de les minimiser pour la raison suivante.

L'inductance de fuite entre primaire et enroulement de démagnétisation entraîne des surtensions qui se retrouvent aux bornes du transistor.

Une formule simplifiée de l'inductance de fuite peut être obtenue pour un bobinage prenant en compte le champ magnétique dans plusieurs enroulements.

L'inductance ramenée en série dans un bobinage ayant N spires s'exprime par :

$$L_f = \mu_0 \frac{\ell_t}{h G^2} N^2 \left( \frac{a_1 + a_2}{3} + g \right)$$

Avec :

$\ell_t$  : La longueur de la spire

g : épaisseur d'isolant entre bobinage

h : hauteur de bobinage

a : épaisseur de la spire

G : nombre de galettes

N : nombre de spire de bobinage considéré

Cette inductance peut être aussi ramenée en série sur d'autres bobinages.

Pour diminuer l'inductance de fuite, il faut :

- Avoir un bobinage le moins haut possible (diminuer  $a_1$ ,  $a_2$  et  $g$ ) ;
- Avoir un bobinage le plus long possible (augmenter  $h$ ) ;
- Diminuer le nombre de spires ;
- Scinder le bobinage (augmenter  $G$ ).

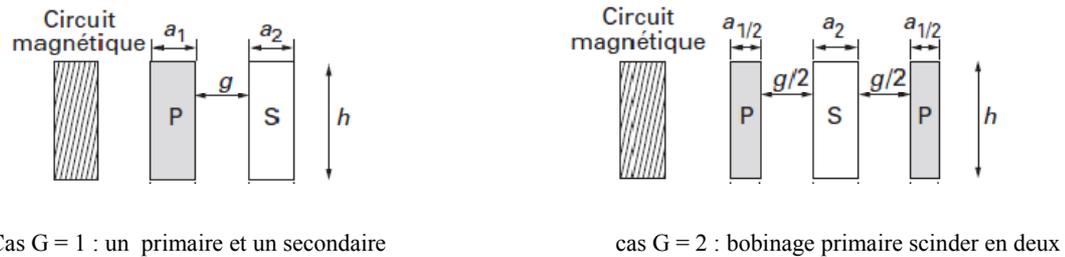


Figure II.4 : Schéma des bobinages à plusieurs enroulements

### II.1.3.1.2. Calcul de la capacité parasite

La détermination des capacités dynamiques du transformateur se réduit au calcul de l'énergie électrostatique stockée entre deux couches successives d'un bobinage.

Ce calcul ne peut pas s'effectuer en considérant le bobinage comme un condensateur plan ou même cylindrique car chaque point d'une couche (spire) est à un potentiel différent du point voisin (spire suivante).

On considère deux couches successives d'un bobinage de hauteur  $h$ , de longueur de spire moyenne et séparée par un isolant d'épaisseur  $g$ .

Ces deux couches peuvent être assimilées à deux plaques de surface équivalente séparées par la même épaisseur d'isolant si cette épaisseur  $g$  est petite devant le rayon  $r$  de la couche (toujours vrai dans un transformateur de puissance).

Si la répartition des potentiels par couche est linéaire en fonction de  $x$ , l'énergie stockée dans un condensateur formé de deux surfaces concentriques ( $\ell_{sp} dx$ ) séparée d'une épaisseur  $e$  vaut :

$$dw = \frac{1}{2} \varepsilon \frac{\ell_{sp}}{e} dx (\delta V_x)^2$$

Avec :

$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ : Permittivité absolue du diélectrique situé entre les deux plaques,

$\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$  : Permittivité du vide,

$\delta V_x$ : différence de potentiel entre les deux plaques,

$e$  : épaisseur de l'isolant,

$\ell_{sp}$ : Largeur

Les énergies stockées sont donc de la forme :

$$W = \frac{1}{6} \varepsilon \frac{h \ell_{sp}}{g} (\delta V_A^2 + \delta V_A \delta V_B + \delta V_B^2)$$

Elles peuvent être schématisées par une ou des capacités parasites placées :

- En parallèle aux bornes d'un bobinage ;
- En parallèle aux bornes de plusieurs bobinages.

Si l'ensemble de ces énergies est schématisé par une capacité aux bornes d'un enroulement soumis à une tension  $V$ , le calcul donne :

$$C_d = \frac{\varepsilon}{3V^2} \sum \frac{h \ell_{sp}}{g} (\delta V_A^2 + \delta V_A \delta V_B + \delta V_B^2)$$

Où la somme est étendue à toutes les parties du bobinage où deux couches de conducteurs (ou une couche de conducteur et un écran ou une masse) sont en regard.

Pour diminuer cette capacité, il faut :

- Augmenter les distances entre couches  $g$  (donc augmenter la longueur du bobinage);
- Diminuer les sections de bobinage en regard ( $h \ell_{sp}$ ) ;
- Modifier le rapport de transformation.

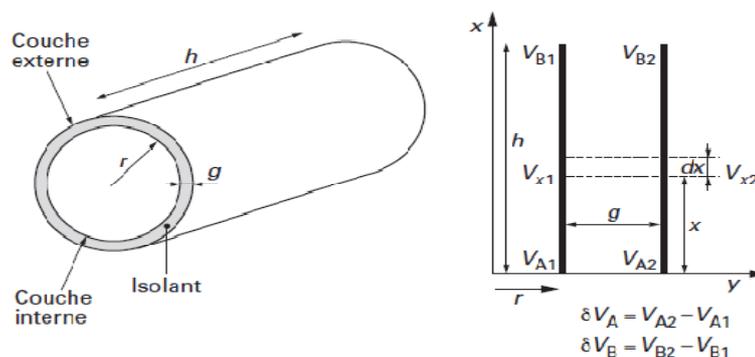


Figure II.5. : Deux couches d'un bobinage et plaques équivalentes (écran, masse mécanique)

## II.2. Effets quasi-statiques [7]

Les transformateurs appartiennent au domaine des problèmes quasi-statiques. Ils sont de ce fait susceptibles de subir deux phénomènes que nous détaillons ici: l'effet pelliculaire et l'effet de proximité. Ces effets se caractérisent tous deux par le fait que la densité de courant ne se répartit pas uniformément sur la section des conducteurs

### II.2.1. Effet pelliculaire (effet de peau)

L'effet pelliculaire est la manifestation des effets quasi-statiques dans un conducteur unique. Le courant parcourant un conducteur génère un champ magnétique dans et autour de ce conducteur. A une fréquence suffisante, ce champ magnétique fait lui-même apparaître dans le conducteur un courant induit qui se superpose au courant initialement appliqué.

Compte tenu des lois de base rappelées au point précédent, la densité de courant a tendance à se concentrer sur la périphérie du conducteur. Ce phénomène a lieu à partir du moment où la fréquence est suffisamment élevée pour que l'épaisseur de peau soit de l'ordre ou plus petite que le diamètre du conducteur, il est d'autant plus marqué que la fréquence est élevée. Lorsque la fréquence de travail augmente, le courant ne se propage plus dans l'intérieur du fil mais en surface. Ce phénomène se caractérise par une dépendance fréquentielle de la distribution du courant de Foucault créée par le conducteur lui-même.

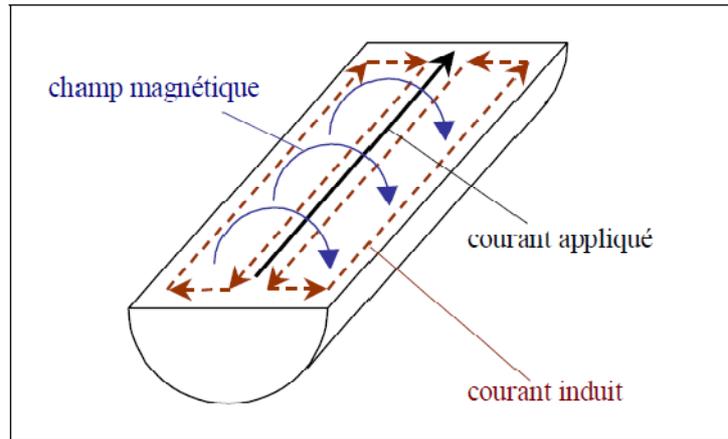


Figure II.6 : Explication physique de l'effet de peau.

### II.2.2. Effet de proximité

Considérons maintenant qu'un second conducteur, qui ne porte lui pas de courant, se trouve à proximité du conducteur précédent. Un courant est également induit dans ce second conducteur car il est également traversé par un champ magnétique variable (dû au courant porté par le premier conducteur). Le courant net doit bien entendu rester nul dans le second conducteur, de sorte qu'il y circule en fait deux densités de courant de sens opposés.

La seule différence avec l'effet pelliculaire est l'origine du champ magnétique variable qui provoque l'apparition d'une densité de courant induite dans le conducteur. Dans le premier cas (effet pelliculaire), le champ magnétique est dû au courant porté par le conducteur où se produit l'effet quasi-statique lui-même. Dans le second cas (effet de proximité), le champ magnétique a une origine extérieure quelconque, par exemple un courant variable porté par un conducteur proche.

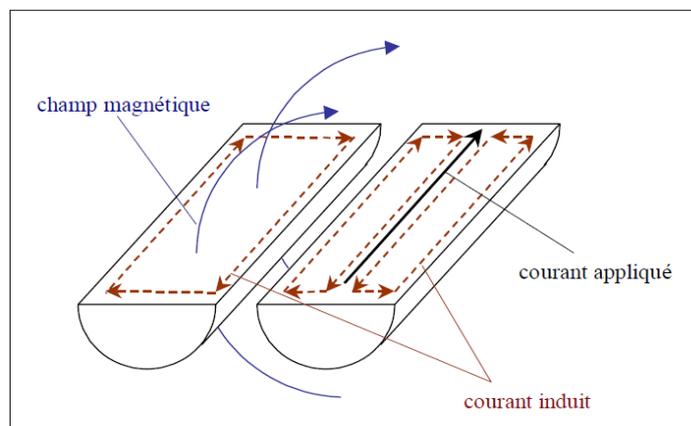


Figure II.7. Explication physique de l'effet de proximité

### II.3. Fils de Litz [8]

Si le courant efficace circulant dans le bobinage est supérieur à ces valeurs limites, il est nécessaire de prévoir l'utilisation de fil multibrins de Litz (fils commercialisé, constitué de 3 à 400 brins de faible diamètre compris entre 25  $\mu\text{m}$  70  $\mu\text{m}$  (contre l'effet de peau et l'effet de proximité) isolés les uns des autres (pour empêcher le développement des courants de Foucault)), qui permet aussi :

- De réduire les pertes ;
- D'améliorer le remplissage du transformateur ;
- De réduire les dimensions du composant ;
- De faciliter la fabrication du composant.

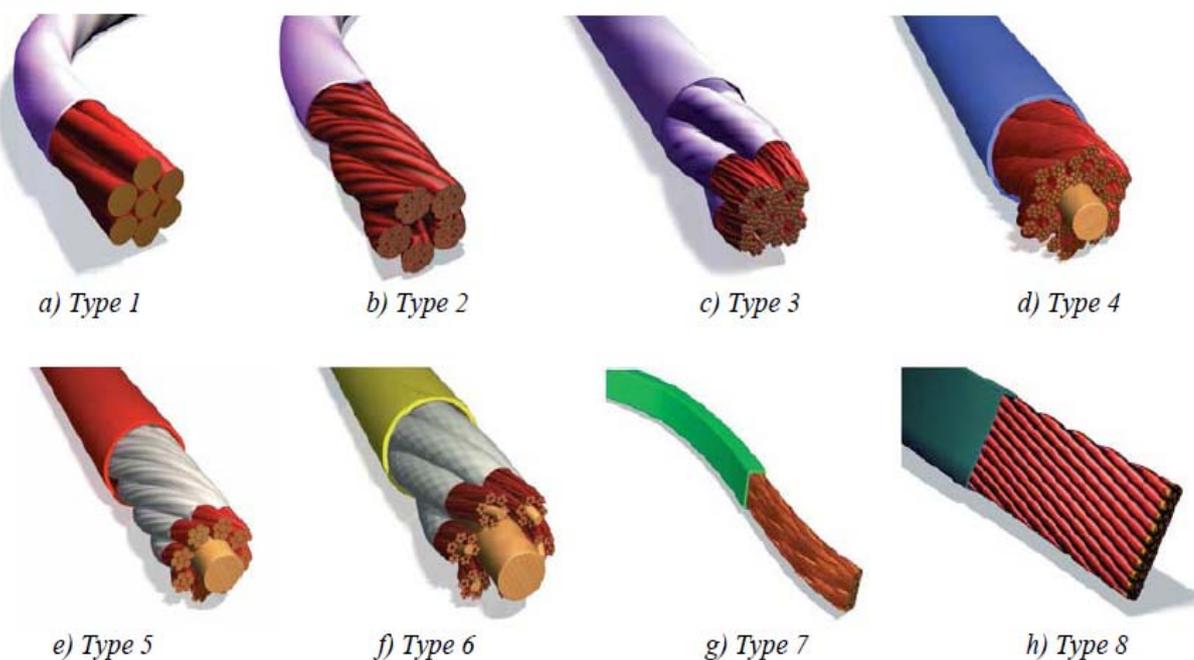


Figure II.8 : Différents types de fils de litz

## **II.4. Processus de dimensionnement [4]**

Il comprend deux principales étapes :

- Dimensionnement électrique ;
- Dimensionnement géométrique.

### **II.4.1. Position du problème [10]**

Le premier problème à résoudre pour dimensionner un transformateur est celui du choix du noyau magnétique. Nous nous proposons de faire le lien entre les grandeurs électriques du transformateur que l'on veut réaliser (tensions, courants, puissance, rapport de transformation, ...) et ses dimensions géométriques de façon à faire transiter un maximum de puissance dans un minimum de volume.

Les paramètres intervenant dans le dimensionnement du transformateur d'un convertisseur de type Forward sont nombreux et plusieurs d'entre eux ne peuvent qu'être évalués assez approximativement (coefficient de foisonnement du bobinage, effet de peau, courants de Foucault, pertes dans le circuit magnétique en signaux non sinusoïdaux, échauffement, ...) ou choisis assez empiriquement (fréquence de fonctionnement, induction maximale). Les propriétés magnétiques du matériau dépendent elles-mêmes de la température, donc des conditions de fonctionnement et des possibilités de refroidissement, c'est-à-dire de l'emplacement du transformateur au sein du montage. Dans ces conditions, il est difficile de prétendre à un dimensionnement optimal autrement qu'en faisant des essais successifs ; la suite du travail n'a donc pour objectif que de proposer une démarche simple et rationnelle permettant d'approcher ce dimensionnement optimal.

#### **II.4.1.1. Choix du noyau [9]**

- **Le matériau**

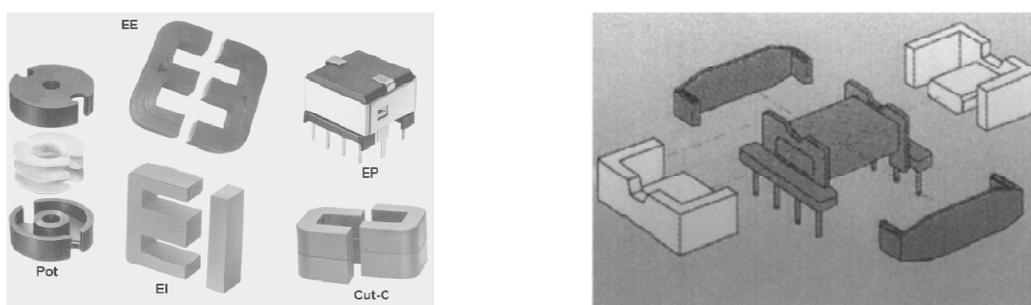
Avec les ferrites de puissance, les matériaux développés pour les hautes fréquences ont une haute résistivité, d'où des pertes par courant de Foucault faibles. Cependant, la perméabilité qui est généralement faible entraîne un grand courant magnétisant.

La ferrite est le meilleur choix pour les transformateurs excepté pour des raisons d'insensibilité mécanique.

- **La forme**

La configuration de la fenêtre est extrêmement importante. La fenêtre devrait être aussi grande que possible afin de maximiser la largeur de l'enroulement et de minimiser le nombre de couches. Cela minimise l'inductance de fuite. De plus, avec une grande fenêtre, la dimension allouée aux lignes de fuite qu'on s'est fixé a moins d'impact. Avec une fenêtre plus large, moins de hauteur d'enroulement se révèle nécessaire, et la surface de fenêtre peut être mieux utilisée.

Pour chaque matériau, un grand nombre de formes et de dimensions EE, EFD, ETD, RM, U, tores, ... est proposé par les différents fabricants.



**Figure II.9. Différentes formes du noyau**

- **La taille**

Un nouveau venu dans l'art de l'étude des transformateurs a généralement besoin de conseils dans l'estimation initiale de la taille approximative du noyau pour satisfaire les exigences de son application. Une méthode largement utilisée avec de nombreuses variations, se base sur le produit des surfaces obtenu en multipliant la section du noyau magnétique par la surface de la fenêtre disponible pour l'enroulement.

Il y a de nombreuses variables impliquées dans l'estimation de la taille approximative du noyau. La capacité du noyau à traiter de la puissance ne progresse pas linéairement avec le produit des surfaces ou avec le volume du noyau. Un transformateur plus grand doit travailler

à une densité de puissance plus faible car la surface de dissipation de chaleur s'accroît moins que la chaleur produite par le volume.

#### II.4.2. Principe du dimensionnement [10]

Pour les fréquences industrielles, on prendra des fils pleins et une densité de courant de 2 à 6 A/mm<sup>2</sup>. Plus les fréquences s'élèveront, plus la densité de courant pourra devenir importante (car la longueur du conducteur dans les bobinages va diminuer). Par contre, il faudra tenir compte des effets de hautes fréquences : effets de peau et de proximité. L'utilisation de clinquants ou de fils de Litz deviendra nécessaire.

L'objectif est de minimiser les pertes dans les conducteurs.

Conformément à l'approche intuitive, nous allons montrer que le point de départ du dimensionnement est fourni par la puissance qui peut transiter à travers le transformateur. Nous raisonnerons sur le circuit unidimensionnel équivalent au circuit magnétique, de section magnétique effective  $A_e$  (figure II.10) et de surface de bobinage effectivement disponible  $S_b$  (figure II.11).

- Pour une fréquence imposée et un nombre de spires donné au primaire, la tension  $V_1$  est liée au flux magnétique maximal  $\Phi_{\max}$ , donc à l'induction maximale  $B_{\max}$ , par la section du circuit magnétique  $A_e$  (section de fer) ;
- Pour un nombre de spires fixé, de longueur moyenne donnée autour de  $A_e$ , le courant  $I_1$  est lié à la section  $S_1$  du fil de l'enroulement primaire par la densité de courant ;  $I_1$  est donc lié au volume de l'enroulement primaire et, par conséquent, à celui du secondaire, qui est égal ; ces bobinages doivent pouvoir entrer dans la fenêtre du circuit magnétique, dont ils vont occuper une partie de la surface ; leur section totale doit donc être inférieure ou égale à  $S_b$

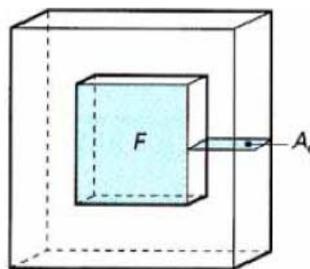


Figure II.10 : Aire effective  $A_e$  et fenêtre  $F$  d'un circuit magnétique.

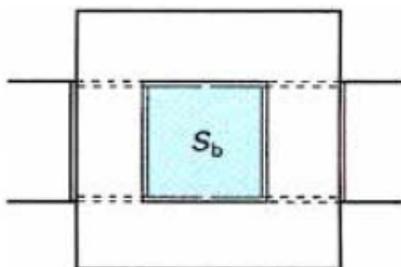


Figure II.11. Surface de bobinage  $S_b$  compte tenu de la carcasse.

Nous allons, dans ce qui suit, expliciter ces diverses relations et en déduire le dimensionnement d'un transformateur.

#### II.4.2.1. Circuit magnétique (circuit fer)

Nous nous plaçons dans le cas classique d'un Forward en démagnétisation complète défini par :

Sa tension au primaire  $E$  ;

Sa tension au secondaire  $V_s$  ;

Son courant de sortie  $I_s$  ;

Sa fréquence de découpage  $f$  ;

Ses enroulements  $n_1$  et  $n_2$

Un rapport cyclique  $\alpha \leq 0.5$ .

Le dimensionnement est effectué pour la puissance maximale que peut transmettre le transformateur, c'est-à-dire pour  $\alpha=0.5$ . Dans ces conditions,  $E$  étant la tension d'alimentation du Forward, la tension  $V_1$  aux bornes de l'enroulement primaire est carrée, d'amplitude  $+E$  et  $-E$ , et le flux créé  $\Phi$  dans le circuit magnétique est de forme triangulaire; dans le cas d'une démagnétisation complète que nous envisageons, le flux au début et à la fin de la période  $T$  est nul. Le flux  $\Phi$  de l'induction magnétique  $B$ , à travers une section droite  $A_e$  du noyau, est défini par :

$$\Phi = B A_e$$

De plus, la loi de Faraday s'écrit, pour tension d'entrée :  $V_1 = E$

$$E = n_1 \frac{d\Phi_1}{dt}$$

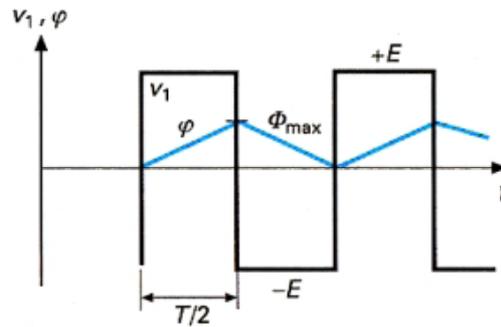


Figure II.12 : Tension au primaire du transformateur et le flux magnétique.

Le flux croissant linéairement à partir d'une valeur nulle pendant une demi-période  $T/2$ ,

On a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Phi_{\max}}{T/2}$$

D'où, en écrivant que  $f = 1/T$  :

$$E = \frac{n_1 B_{\max} A_e}{T/2} = 2 f n_1 B_{\max} A_e$$

$$E = 2 \frac{U_{\text{moy}} \sqrt{2}}{\pi}$$

Avec  $U_{\text{moy}}$  la tension d'entrée.

Soit enfin défini par la loi de Faraday :

$$A_e = \frac{E}{2 f n_1 B_{\max}} \quad (\text{II. 1})$$

C'est la première relation entre une grandeur électrique (tension primaire) et une grandeur géométrique (section droite  $A_e$  du circuit magnétique).

### II.4.2.2. Enroulements (circuit cuivre)

La figure II.13 rappelle les formes des courants primaire et secondaire pour un rapport cyclique  $\alpha = 0.5$ ; le palier croissant du courant secondaire est centré sur la valeur du courant de sortie  $I_s$ ; l'amplitude du courant primaire est celle du courant secondaire, au rapport de transformation  $k = n_2/n_1$  près, et au courant magnétisant près. Nous négligerons le courant magnétisant et idéaliserons les formes des courants  $i_2$  et  $i_1$  par des carrés d'amplitudes respectives  $I_s$  (courant de sortie) et  $kI_s$ . La valeur efficace d'un courant d'amplitude  $I$  et de rapport cyclique étant donnée par  $I\sqrt{\alpha}$ , nous obtenons les valeurs efficaces de  $i_2$  et  $i_1$  :

$$I_2 = I_s \sqrt{\frac{1}{2}} = 0.7I_s$$

$$I_1 = kI_s \sqrt{\frac{1}{2}} = 0.7kI_s$$

Si l'on se fixe une densité de courant  $J$  dans les enroulements, les sections des fils au primaire et au secondaire sont :

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = 0.7 k \frac{I_s}{J}$$

$$S_2 = \frac{I_2}{J} = 0.7 \frac{I_s}{J}$$

On vérifie que les deux enroulements occupent la même surface dans la fenêtre. Il faut encore tenir compte de la place prise par l'isolant, notamment dans le cas de fil divisé (fil de Litz) dont l'encombrement est près du triple d'un fil unique, de la place d'éventuels écrans et de la place perdue entre fils, ce qui conduit à introduire un coefficient de foisonnement  $\alpha'$ .

- **Coefficient de foisonnement  $\alpha'$**

Coefficient de foisonnement  $\alpha'$  ou son inverse, coefficient de remplissage) traduit le fait qu'une certaine place est perdue lorsque l'on bobine du fil (rond en particulier). Il dépend du diamètre du fil (il est plus difficile de bobiner du fil de gros diamètre) et de la manière dont est effectué le bobinage (machine à bobiner ou à la main).  $\alpha'$  peut varier de 1,3 à 2,5 ou même plus. (Fil rond fin bobiné très jointif).

La surface totale occupée par les bobinages est donc en définitive :

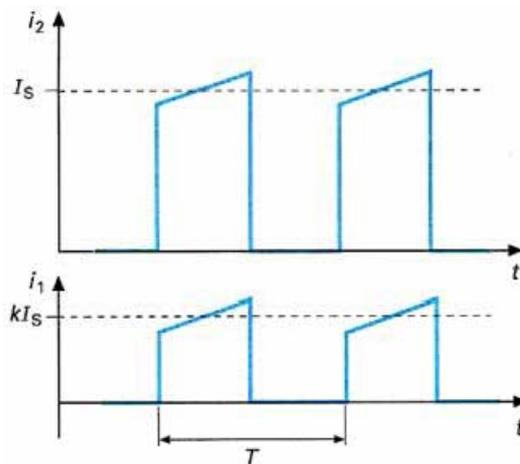
$$\frac{2.1 \alpha' n_1 I_s}{J}$$

Cette surface doit rester inférieure, ou à la limite égale, à la surface de bobinage disponible  $S_b$ .

$$S_b \geq \frac{2.1 \alpha' n_1 I_s}{J} \quad (\text{II.2})$$

C'est la deuxième relation entre grandeurs électriques et géométriques. À ce stade du calcul, la seule inconnue subsistant dans les relations (II.1) et (II.2) est  $n_1$  que l'on élimine en effectuant le produit  $A_e S_b$

$$A_e S_b \geq \frac{2.1 \alpha' E k I_s}{2 J f B_{\max}} \quad (\text{II.3})$$



$I_s$ -courant de sortie.  $k = \frac{n_2}{n_1}$

Figure II.13 : Courants au primaire et au secondaire

### II.4.3. Relation entre dimensions du transformateur et puissance

En admettant que l'amplitude  $I_{1\max}$  du courant primaire est égale à  $kI_s$ , la puissance maximale  $P$  transitant dans le transformateur  $I_s$  s'exprime par :

$$P = EI_{1\max} = E\alpha_{\max}I_{1\max} = \alpha_{\max}EkI_s$$

Pour un rapport cyclique limité à  $1/2$ , la puissance maximale est :

$$P = \frac{1}{2}EkI_s \quad (\text{II. 4})$$

La relation (II.3) peut ainsi se mettre sous la forme :

$$A_e S_b \geq \frac{2.1\alpha'P}{JfB_{\max}} \quad (\text{II. 5})$$

Le produit  $A_e S_b$  est une image de la taille du transformateur. En se plaçant dans le cas où le bobinage occupe toute la surface  $S_b$  disponible dans la fenêtre, cela conduit à :

$$P = \frac{A_e S_b J f B_{\max}}{2.1\alpha'} \quad (\text{II. 6})$$

On voit, d'après la relation (II.6), que la puissance  $P$  qui peut transiter dans le transformateur est :

- Proportionnelle au produit des deux surfaces  $A_e$  et  $S_b$  ;
- Proportionnelle à la fréquence  $f$  de fonctionnement, d'où l'intérêt des fréquences élevées, dans la limite des pertes admissibles ;
- Proportionnelle à l'induction maximale  $B_{\max}$  que l'on peut créer dans le noyau, d'où l'intérêt de matériaux à forte valeur d'induction  $B_{\text{sat}}$  au coude de saturation ;
- Proportionnelle à la densité  $J$  de courant dans les enroulements.

On vérifie que le rapport de transformation et le nombre de spires  $n$  n'interviennent pas.

Après avoir choisi la fréquence  $f$ , le matériau magnétique (donc  $B_{\max}$ ) et la densité de courant  $J$ , on détermine le produit  $A_e S_b$  à partir de la relation (II.5), puis on cherche, dans un catalogue de constructeur, un noyau de dimensions juste supérieures. On connaît alors toutes les dimensions du noyau, en particulier  $A_e$ ,  $S_b$  et la longueur effective des lignes de champ ; en reportant  $A_e$  dans la relation (II.1), on obtient le nombre de spires au primaire  $n_1$ , d'où  $n_2$  d'après le rapport de transformation  $k$

Nombre de spire au primaire : 
$$n_1 = \frac{E}{2f B_{\max} A_e}$$

Nombre de spire au secondaire : 
$$n_2 = \frac{V_s n_1}{E \alpha_{\max}}$$

Telle que : 
$$V_s = \frac{n_2}{n_1} \alpha_{\max} E$$

### **Conclusion**

Plus la fréquence de découpage sera élevée, plus les dimensions du transformateur pourront être réduites. On gagnera ainsi en encombrement. Le but étant, en général, de minimiser le volume, le poids, le prix ou les pertes, ou la combinaison de ces grandeurs.

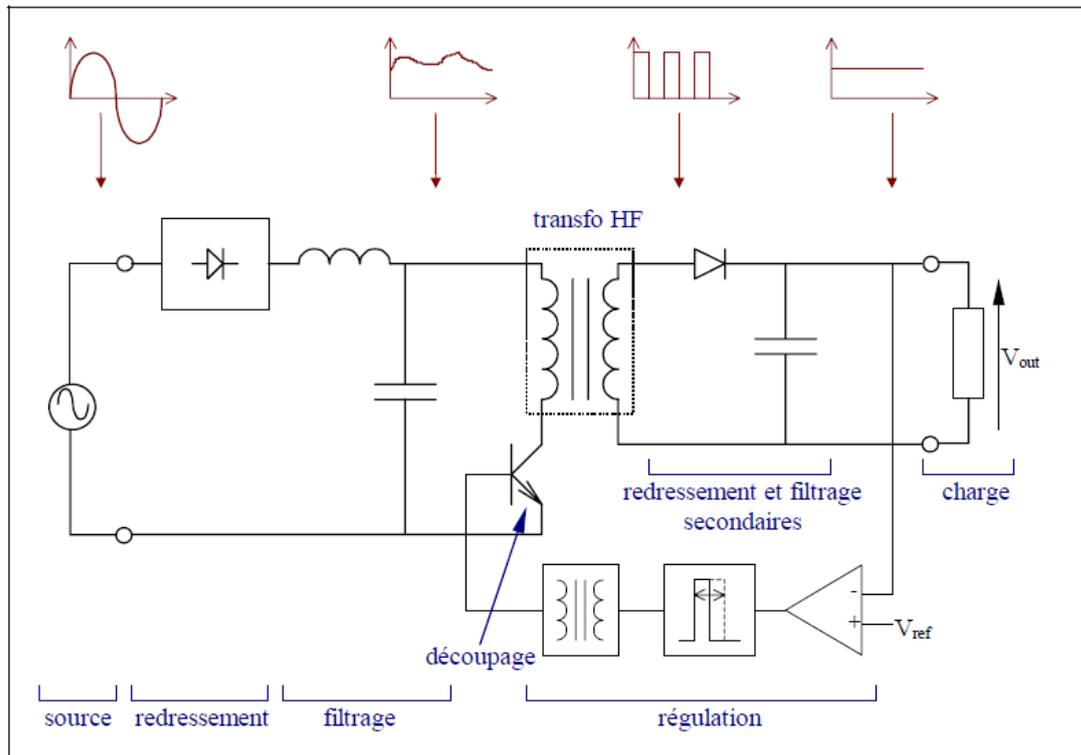
## **Introduction**

Pour répondre aux besoins multiples des utilisateurs, le domaine des convertisseurs de puissance a subi comme d'autres d'importantes évolutions technologiques ces trente dernières années. Le principe du découpage et l'augmentation des fréquences qui a suivi ont permis d'augmenter sensiblement les densités de puissance, suivant une des demandes les plus insistantes du marché. Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu, alimentés par exemple à partir du réseau redressé et filtré ; la sortie est souvent isolée galvaniquement de l'entrée grâce à un transformateur d'isolement (fonctionnant à fréquence relativement élevée (plusieurs dizaines ou centaines de kilohertz dans notre cas à 20khz) de manière à réduire sa taille et son poids et à faciliter le filtrage). Ce transformateur peut également contribuer à abaisser ou à élever la tension.

### **III.1. Alimentation à découpage [11]**

La technique du découpage, apparue environ dans les années soixante, a apporté une solution au problème du mauvais rendement et de l'encombrement des alimentations séries.

Dans une alimentation à découpage, la tension du réseau est redressée et filtrée, puis découpée à une fréquence nettement supérieure à celle du réseau par un transistor alternativement passant et bloqué. Il en résulte une onde carrée de tension qu'il suffit de lisser pour obtenir finalement une tension continue. Comme dans l'alimentation série, un transformateur assure à la fois l'isolation galvanique et l'adaptation grossière du niveau de tension à celui demandé par la charge.



**Figure III.1. Schéma de principe d'une alimentation à découpage (Partie supérieure de la figure: allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur)**

### III.2. Evolution des alimentations à découpage [11]

Depuis l'apparition des premières alimentations à découpage, on cherche à augmenter la fréquence de travail en vue de réduire l'encombrement des convertisseurs. On se heurte cependant rapidement à une limite, il subsiste encore deux types de pertes, qui augmentent toutes deux avec la fréquence:

- dans les pièces magnétiques, sous forme de pertes fer (dans le noyau) et de pertes cuivre (dans les enroulements) ;
- dans les semi-conducteurs, en raison de l'énergie dissipée au sein du silicium à chaque commutation.

Supposons en effet qu'on augmente la fréquence de découpage: d'une part, on peut réduire la taille des éléments réactifs, mais d'autre part il faut augmenter la taille des refroidisseurs en raison des pertes supplémentaires dues à la fréquence plus élevée. Le gain espéré en volume et en poids est donc partiellement ou totalement annulé.

En conséquence, la fréquence choisie résulte toujours d'un compromis entre la réduction du volume des composants réactifs d'une part et le maintien d'un niveau de pertes acceptable d'autre part. Le but des concepteurs est précisément de repousser autant que possible ce compromis pour augmenter les performances.

### **III.3. L'avantage d'une alimentation à découpage**

- d'une part, le semi-conducteur n'est utilisé qu'en commutation: soit il est bloqué, soit il est saturé. Il génère donc par principe beaucoup moins de pertes que dans une alimentation en série à 50Hz et le rendement s'en trouve nettement amélioré (de 60% pour les premières alimentations à découpage jusqu'à typiquement 85% à 95% aujourd'hui) ;
- d'autre part, la fréquence de base vue par les éléments réactifs (pièces magnétiques et capacités) est comprise entre quelques dizaines de kilohertz et quelques mégahertz suivant le type d'alimentation. Pour une même impédance, ces éléments peuvent donc être beaucoup plus petits que dans une alimentation série fonctionnant à 50Hz. La taille et le poids du convertisseur s'en trouvent considérablement réduits.

### **III.4. Influence de la topologie [12]**

#### **III.4.1. Topologies classiques**

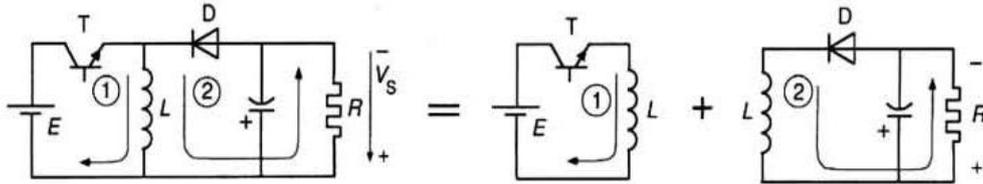
Pour mettre en œuvre le principe du découpage, il existe plusieurs variantes ou "topologies" possibles, qui se distinguent essentiellement par le nombre de transistors utilisés et la manière d'exploiter le transformateur.

##### **III.4.1.1. Montage Fly-back**

Pour les petites puissances on emploie typiquement la topologie "Fly-back", qui demande un seul transistor. Son nom vient du fait qu'à chaque période, l'énergie venant de la source est momentanément emmagasinée dans le transformateur avant d'être renvoyée vers la charge. Le transformateur assure alors typiquement le rôle d'une inductance (réserve d'énergie) et comporte d'ailleurs dans ce but un entrefer. Cette topologie, parce qu'elle demande très peu de composants, est particulièrement avantageuse dans le cas des convertisseurs multi sorties.

- **Structure**

Le schéma du Fly-back se déduit de celui du convertisseur dévolteur-survolteur, le transfert d'énergie se fait en deux temps, par l'intermédiaire d'un élément de stockage (inductance L) :



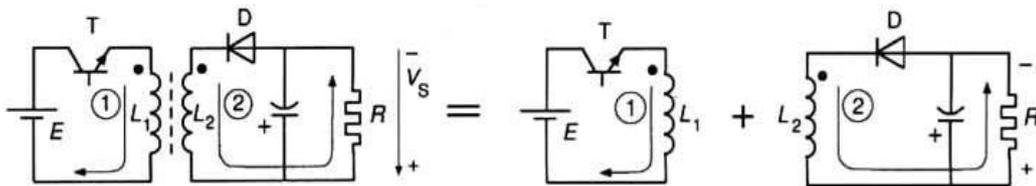
**Figure III.2.a. Structure d'un convertisseur dévolteur-survolteur**

- **Séquence ①** : on accumule de l'énergie dans L [interrupteur T conducteur (ici transistor), diode D bloquée] ;
- **Séquence ②** : on bloque T ; D s'amorce ; l'énergie emmagasinée dans L est transférée vers la sortie à travers D.

Les durées des deux séquences doivent bien entendu assurer une tension moyenne nulle aux bornes de l'inductance :  $V_{Lmoy} = 0$

On peut donc remplacer L par l'inductance magnétisante d'un transformateur ; pour avoir effectivement une inductance, on utilise le transformateur dans un fonctionnement en inductances couplées

On aboutit ainsi au schéma suivant :



**Figure III.2.b. Structure du Fly-back.**

Il faut remarquer le pointage des enroulements, tel que le primaire et le secondaire ne conduisent jamais en même temps.

Cette structure se nomme alimentation à accumulation ou Fly-back.

### III.4.1.1.1. Montage Fly-back à sorties multiples

Une des principales limitations du montage Fly-back classique est de ne pas pouvoir fonctionner à vide ; si la charge est déconnectée accidentellement, il apparaît une surtension élevée à la sortie, due au fait que l'énergie emmagasinée dans  $\mathcal{L}$  durant la conduction du transistor (figure III.2.b) ne peut plus alors s'écouler que dans le condensateur de filtrage à la sortie (risque de destruction).

Pour pallier cet inconvénient, on peut réaliser un Fly-back à plusieurs sorties, qui permet alors d'obtenir une marche à vide sur l'une des sorties, l'énergie stockée étant envoyée sur les autres.

Le schéma d'un Fly-back à deux sorties est donné comme suit

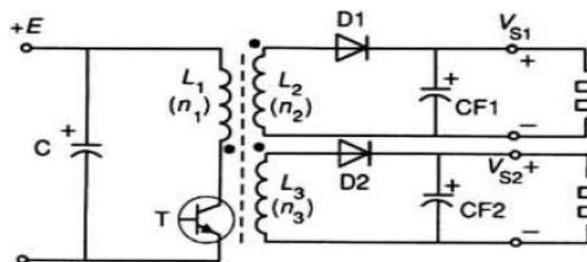


Figure III.3.a. Montage d'un Fly-back à deux sorties.

Par suite de la présence des diodes, le courant magnétisant  $i_\mu$  se referme dans la source de tension de plus faible valeur. Ainsi, si l'une des tensions de sortie tend à augmenter par suite d'une charge trop faible, l'énergie est récupérée sur l'autre sortie.

Une variante, très utilisée, consiste à utiliser la source de tension  $E$  à l'entrée elle-même comme sortie auxiliaire. Pour cela, on introduit un enroulement de récupération sur la source d'entrée  $E$ .

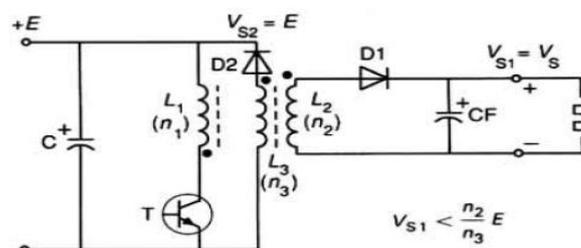


Figure III.3.b. Variante avec enroulement de récupération sur source d'entrée.

Si, par suite d'un fonctionnement à vide, la tension de sortie  $V_{S1}$ , ramenée du côté primaire, tend à dépasser  $E$ , le troisième enroulement devient conducteur ( $V_{S2} = E$ ) et l'énergie stockée est renvoyée vers la source  $E$ . Cela suppose que, en fonctionnement normal, la tension aux bornes de  $L_3$  soit inférieure à  $E$ , c'est-à-dire que :

$$V_{S1} < \frac{n_2}{n_3} E$$

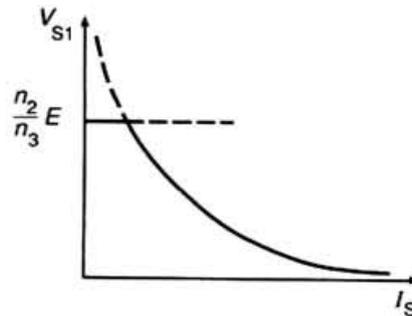


Figure III.3.c. Caractéristiques de sortie.

#### III.4.1.2. Montage Forward

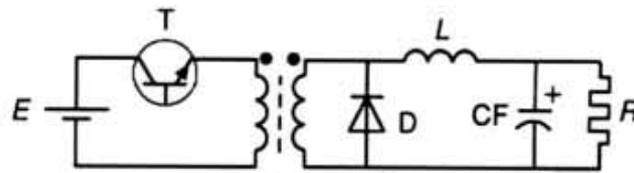
Pour des puissances plus élevées on préfère utiliser la topologie "Forward". Le rôle du transformateur est dans ce cas-ci plus classique puisqu'il sert simplement à transférer l'énergie tout en assurant une isolation. Un troisième enroulement est nécessaire pour assurer la démagnétisation du noyau.

- **Structure**

Le transfert d'énergie est direct car il n'y a pas d'élément de stockage.

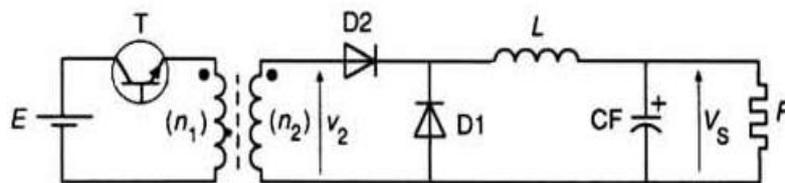
Nous pouvons donc envisager d'insérer un transformateur transparent, avec pointage des enroulements tel que primaire et secondaire conduisent ensemble.

Le transformateur ne pouvant fonctionner qu'en alternatif, le seul endroit où nous pouvons insérer le primaire se trouve entre le transistor  $T$  et l'inductance  $L$  (existence d'une tension variable sur l'émetteur de  $T$ ).



**Figure III.4.a. Diode en parallèle sur le secondaire.**

La diode D de roue libre se trouve en parallèle sur le secondaire et cette configuration est interdite. Notons toutefois que cette diode, qui a pour rôle d'assurer la continuité du courant circulant dans l'inductance, peut être isolée du secondaire par une seconde diode  $D_2$ .

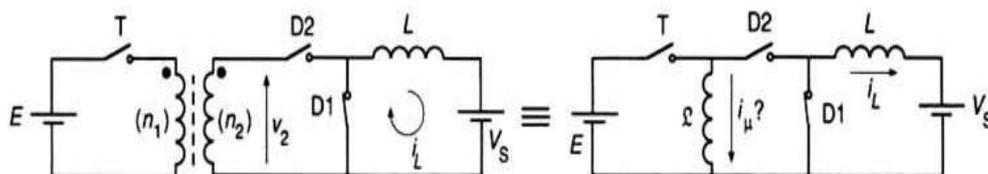


**Figure III.4.b. Insertion d'une seconde diode d'isolement**

La diode de roue libre  $D_1$  n'impose plus alors  $V_2 = 0$  pendant sa conduction. Certes, la diode d'isolement ne permet la circulation d'un courant que vers la charge, mais nous ne cherchons pas de réversibilité.

Cela ne suffit pas pour résoudre le problème de la démagnétisation ; en effet, le blocage de T va entraîner simultanément:

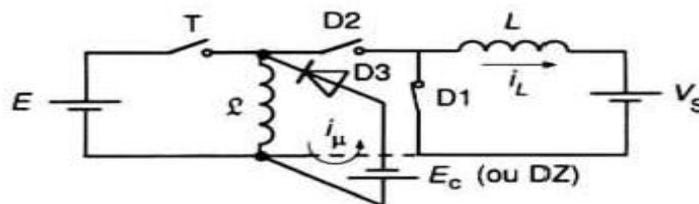
- l'ouverture de l'enroulement primaire ;
- l'ouverture de l'enroulement secondaire (le sens de  $V_2$ ) entraîne le blocage de la diode d'isolement  $D_2$  ;
- l'amorçage de la diode de roue libre  $D_1$  (continuité de  $i_L$ ).



**Figure III.4.c. Blocage du transistor.**

### Insertion d'un transformateur avec primaire entre transistor et inductance

Le primaire et le secondaire étant ouverts, il n'y a aucun chemin assurant la continuité du courant magnétisant (d'où le point d'interrogation pour  $i_\mu$ ). Or, le flux et l'énergie magnétisante stockée dans le noyau ne devant pas subir de discontinuité, il faut donc créer ce chemin en fermant une maille supplémentaire aux bornes de l'inductance magnétisante  $\mathcal{L}$  lorsque les circuits primaire et secondaire s'ouvrent amorçage de  $D_3$ .



**Figure III.4.d. Insertion d'un transformateur avec primaire  
entre transistor et inductance**

En outre, pour que la tension moyenne aux bornes de  $\mathcal{L}$  puisse être nulle, cette maille doit comporter une source de tension  $E_c$  de signe opposé à  $E$  (force contre-électromotrice  $E_c$ ).

Pour les faibles puissances, on peut utiliser, comme force contre-électromotrice  $E_c$ , une diode Zener  $D_Z$  qui doit être capable de dissiper l'énergie  $\mathcal{L} i_\mu^2/2$  stockée dans  $\mathcal{L}$  comme illustré dans la figure III.5.a.

Pour les puissances plus élevées, le problème peut être résolu par l'adjonction d'un troisième enroulement (enroulement de démagnétisation) qui doit conduire dès l'ouverture du primaire et du secondaire et assurer ainsi la continuité du flux pendant toute la durée du blocage de  $T$  (amorçage de la diode  $D_3$ ). L'enroulement de démagnétisation (avec  $n_3$  spires), étant le seul à conduire, se comporte comme une inductance ; il doit donc se refermer sur une source de tension (force contre-électromotrice  $E_c$ ). En inversant le sens du troisième enroulement, on peut utiliser comme force contre-électromotrice la source de tension à l'entrée  $E$  (voir figure III.5.b)

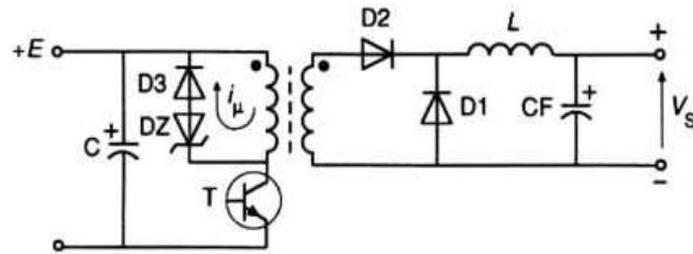


Figure III.5.a. Avec diode zener

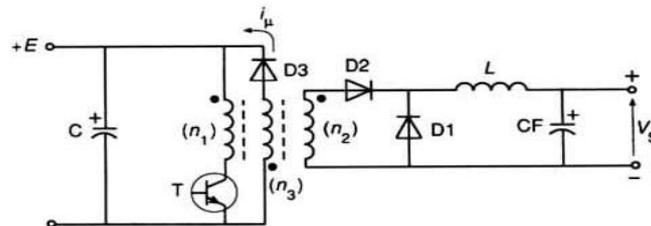


Figure III.5.b. Avec source de tension à l'entrée comme force contre électromotrice

### Figure III.5. Schémas réels de convertisseurs directs (Forward)

Dans les schémas de la figure III.5, les transistors ont été représentés avec leur émetteur connecté à la masse (borne négative de la source E), ce qui correspond aux montages réels, de manière que le circuit électronique de commande de base ait sa référence à la masse.

Le pointage du troisième enroulement est tel que la diode D3 est bloquée lors de la conduction de T (primaire et secondaire conduisant) et conductrice pendant le blocage de T. Cet enroulement fonctionne donc exactement comme celui d'un Fly-back.

Il faut noter que, si l'on veut utiliser la source à l'entrée E (figure III.5.b), celle-ci doit être capable de récupérer l'énergie magnétisante (condensateur de découplage C de valeur suffisante).

La structure ainsi obtenue porte le nom d'alimentation directe (transfert d'énergie sans stockage) ou Forward.

Le schéma le plus fréquent est celui de la figure III. 6 (démagnétisation sur E, figure III.5.b) ; on choisit usuellement  $n_3 = n_1$  et on se place dans l'hypothèse d'une conduction continue dans L.

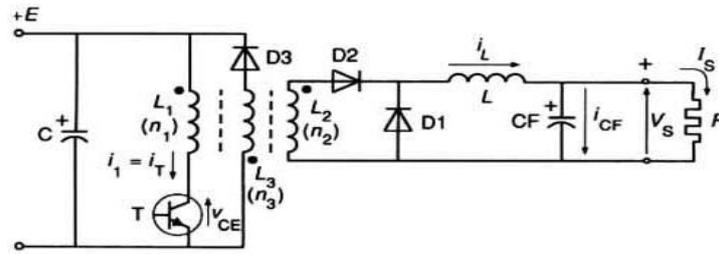


Figure III.6. Convertisseur direct (Forward)

### III.4.2. Comparaison du montage Forward et du montage Fly-back

Le Forward présente par rapport au Fly-back les avantages suivants :

- c'est une véritable source de tension ;
- le transformateur est plus petit (mais plus complexe) ;
- le fonctionnement à vide est possible, même si la régulation n'intervient pas instantanément ; toutefois la tension de sortie, aux bornes du condensateur de filtrage, va atteindre  $k E$ , alors qu'en fonctionnement en charge elle est limitée à  $(kE / 2)$  pour un rapport cyclique maximal égal à  $1/2$  ;
- la tenue au court-circuit à la sortie est possible si l'on protège le transistor ;
- l'ondulation de courant dans  $L$  et  $CF$  est plus faible (filtrage plus facile).

## III.5. Noyau magnétique

### III.5.1. Ferrites [10]

Pour les ferrites modernes, l'hystérésis est faible et la courbe  $B(H)$  peut être considérée comme linéaire (perméabilité  $\mu$  constante, aimantation rémanente faible) tant qu'on n'atteint pas la saturation.

Le rôle du noyau est de canaliser les lignes de champ magnétique en vue de transférer ou d'emmagasiner de l'énergie. Il faut pour cela utiliser un matériau qui possède une perméabilité élevée, supporte un champ d'induction important sans entrer en saturation et ne génère pas trop de pertes aux fréquences utilisées.

Pour les alimentations, les ferrites sont des matériaux magnétostrictifs : sous l'effet d'un champ magnétique, ils se rétractent et sous l'effet d'une contrainte mécanique, ils s'aimantent; l'aimantation résiduelle suffit à faire chuter leur perméabilité et ce d'autant plus que cette dernière est élevée.

Elles sont constituées d'un oxyde de fer  $Fe_2O_3$  auquel on adjoint un ou plusieurs métaux. Les deux associations les plus courantes sont les ferrites manganèse-zinc (Mn-Zn) et nickel-zinc (Ni-Zn). La poudre ainsi obtenue est frittée et passée au four pour obtenir des noyaux de formes diverses.

#### **III.5.1.1. Ferrites de manganèse-zinc [13]**

Actuellement, la production mondiale est destinée aux ferrites pour les alimentations à découpage qui fonctionnent entre 16 et 500 kHz.

Les ferrites de puissance sont optimisées au fur et à mesure de l'évolution des applications. Cette optimisation est surtout fonction de la gamme de fréquence mais aussi de la température et de l'induction de fonctionnement.

Dans les applications de filtrage, on cherche l'atténuation des signaux parasites. Les types de filtrage utilisant des ferrites sont le filtrage de mode différentiel et de mode commun. C'est ce dernier qui nécessite de très fortes impédances et donc des matériaux de haute perméabilité.

#### **III.5.1.2. Ferrites de nickel-zinc**

Les ferrites Ni-Zn ont de faibles aimantations mais de fortes résistivités.

Les applications principales se situent à des fréquences supérieures (3 MHz à 3 GHz), avec les transformateurs de puissances et les inductances de choc pour les applications relativement faible niveau aux fréquences de l'ordre de quelques mégahertz, les inductances à fort coefficient de surtension pour filtrage.

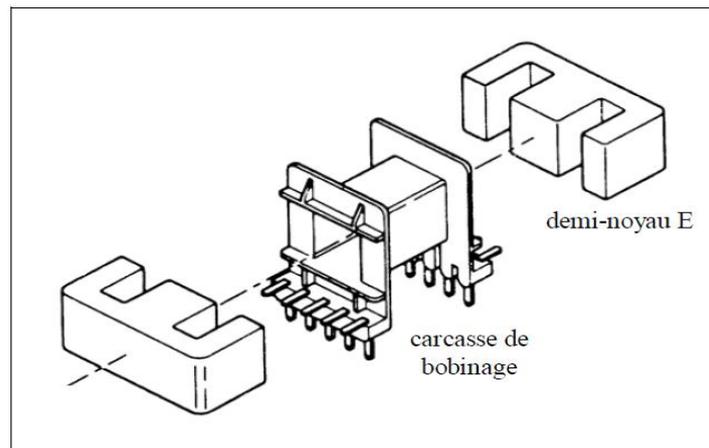
L'obtention de pertes faibles dans le noyau vient du fait que la ferrite est constituée de petits grains conducteurs isolés les uns des autres par un liant, ce qui empêche la circulation de courants induits trop importants.

Le nombre de constructeurs de noyaux magnétiques en ferrite dans le monde est très réduit. Les noyaux utilisés en milieu industriel possèdent des formes et des tailles standardisées, bien qu'il soit possible de réaliser des noyaux plus particuliers si l'application justifie ce surcout.

Deux types de géométries peuvent être distingués: les transformateurs classiques et les transformateurs planaires.

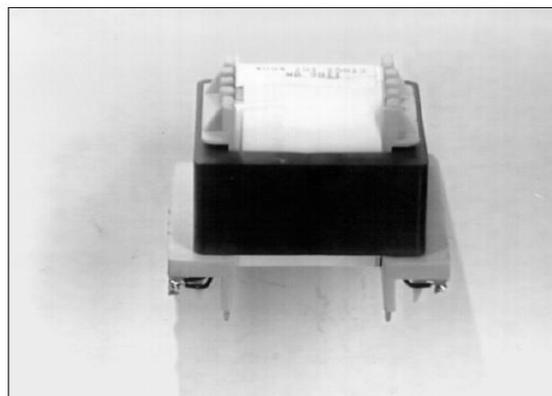
### III.5.2. Géométrie classique et géométrie planaire [11]

La Figure III.7 montre un noyau "E" classique comme on en utilise très couramment dans les transformateurs. Les enroulements sont bobinés successivement et de manière concentrique sur une carcasse (au centre de la figure) au travers de laquelle les deux demi-noyaux sont ensuite assemblés.



**Figure III.7. Noyau E classique et sa carcasse de bobinage.**

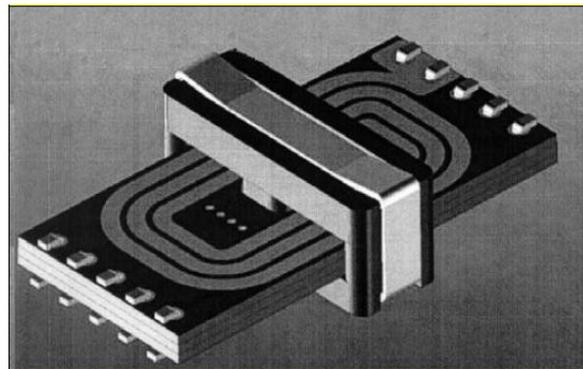
La Figure III.8 montre le résultat final obtenu d'un transformateur dans une alimentation à découpage.



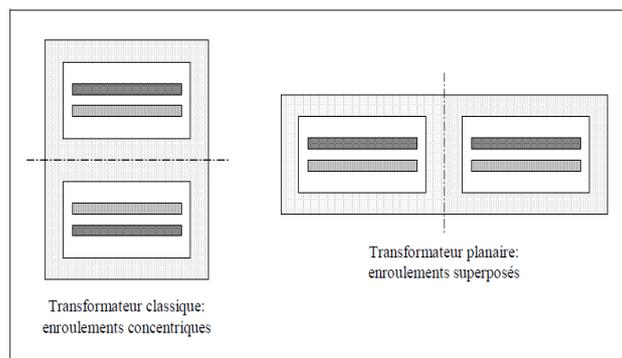
**Figure III.8. Transformateur de test assemblé sur base d'un noyau E classique**

Par opposition à ces noyaux "classiques", on peut définir les noyaux planaires, apparus il y a quelques années, comme des noyaux extrêmement plats, c'est-à-dire dont une dimension est beaucoup plus petite que les autres. Nous préférons cependant utiliser une autre définition, plus précise et non équivalente: les transformateurs planaires sont ceux dans lesquels les enroulements sont superposés au lieu d'être concentriques (ce qui permet effectivement une hauteur réduite), comme montré aux (figures III. 9 et figure III.10). Le caractère "planaire" du transformateur tient donc plus à la disposition des enroulements selon des plans superposés qu'à la géométrie du noyau.

Les enroulements des pièces magnétiques planaires sont réalisés soit en circuit imprimé (un ou plusieurs circuits multicouches) soit dans des feuilles de métal découpées, soit plus rarement en fil rond.



**Figure III.9. Géométrie typique d'un transformateur planaire**



**Figure III.10. Comparaison de la disposition des enroulements dans un transformateur classique et planaire.**

Parmi les avantages des noyaux planaires, on peut citer :

- Un volume réduit par rapport aux noyaux classiques magnétiquement équivalents (et donc des pertes fer significativement plus faibles) ;
- Une meilleure reproductibilité des bobinages lorsqu'ils sont réalisés en circuit imprimé ;
- De meilleures performances thermiques et évidemment une épaisseur très réduite qui permet leur utilisation sur des cartes placées côte-à-côte dans des armoires industrielles par exemple.

Leurs inconvénients sont leurs couts plus élevé et la surface occupée, généralement plus grande que pour un noyau classique équivalent. De ce fait, ces noyaux ne se justifient que dans certaines applications où un de leurs avantages est décisif.

### **III.6. Pertes [11]**

Les pertes sont difficiles à prévoir avec précision. Les données de perte de fer des fabricants ne sont pas toujours fiables, en partie parce que les conditions de mesures sont effectués en régime sinusoïdal. Les pertes dans l'enroulement en basses fréquences sont faciles à calculer, mais les pertes par courants de Foucault sont difficiles à définir précisément, à cause des harmoniques de hautes fréquences contenues dans les courants de commutation de forme rectangulaire.

Les pertes dans les pièces magnétiques ont deux origines: les pertes fer, qui naissent dans le noyau, et les pertes cuivre, générées dans les enroulements. Ces pertes doivent bien entendu être évacuées par des moyens adéquats (refroidisseurs, ventilateurs, etc.). On distingue de ce point de vue les alimentations à convection forcée ou naturelle suivant la présence ou l'absence de ventilateur.

#### **III.6.1. Pertes fer [14]**

Les matériaux magnétiques ont des propriétés très complexes puisque la relation entre les champs B et H n'est ni linéaire ni univoque comme on le constate sur le cycle d'hystérèse.

La présence d'harmoniques, qui peuvent sensiblement modifier dans un sens ou dans l'autre la valeur des pertes par rapport à une onde sinusoïdale, complique encore le calcul. Classiquement, on distingue trois composantes dans les pertes fer:

### III.6.1.1. Les pertes par hystérèse

Elles sont dues aux phénomènes irréversibles qui ont lieu lors du processus d'aimantation ; elles dépendent des propriétés du matériau magnétique, du volume du noyau, de la fréquence et de l'induction crête.

$$P_V = C_m f^x B^y$$

- $C_m$ ,  $x$  et  $y$  : coefficients qui dépendent du matériau et de la fréquence
- $B$  : induction (T).
- $f$  : fréquence (Hz).

### III.6.1.2. Les pertes par courants de Foucault [4]

Des courants sont induits dans le circuit magnétique lorsque la fréquence de l'induction augmente, ces courants ne peuvent circuler que dans une faible épaisseur dite épaisseur de peau; ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence, l'élaboration en hautes fréquences de modèles physiques des transformateurs devient complexe du fait de l'importance des courants de Foucault dans le noyau de fer et dans le conducteur de l'enroulement.

La puissance de pertes par courants de Foucault est donnée par :

$$P_{CF} = B_{\max}^2 \frac{f^2}{\rho}$$

Où

$\rho$  : est la résistivité du fer utilisé.

### III.6.1.3. Les pertes supplémentaires [4]

Elles sont dues à d'autres phénomènes : trainage magnétique, pertes par relaxation...

Ces mécanismes de pertes dépendent beaucoup de la structure des matériaux.

### III.6.2. Pertes cuivre [10]

Les pertes cuivre, naissent par effet Joule dans les enroulements. La difficulté de les calculer dans les convertisseurs de puissance vient du fait qu'aux fréquences atteintes actuellement, le courant ne peut plus être considéré comme uniforme sur la section du conducteur, ce qui s'explique par l'apparition de courants induits se superposant au courant initial. Dans le cas d'un conducteur seul, ce phénomène n'est autre que "l'effet pelliculaire" bien connu. Lorsque plusieurs conducteurs sont présents, on parle en plus "d'effet de

proximité". La non-uniformité du courant peut augmenter considérablement les pertes, ou davantage par rapport à un calcul "basse fréquence" considérant un courant uniforme. Evaluer avec précision l'effet pelliculaire et l'effet de proximité est donc tout-à-fait crucial puisque, compte tenu de ces ordres de grandeur, on risque tout simplement la destruction du transformateur. les pertes cuivre peut s'expriment par :

$$P_{cu} = R I_1^2 = \frac{\rho \ell}{\mathcal{P}} I_1^2 = \rho \mathcal{P} \ell J^2 = \rho J^2 V_{cu}$$

Le produit  $\mathcal{P} \ell$  représentant le volume de cuivre  $V_{cu}$  de l'enroulement. Un raisonnement analogue peut être fait pour le secondaire ; les volumes de cuivre du secondaire et du primaire étant égaux, les pertes cuivre sont égaux dans ces deux enroulements. L'enroulement de démagnétisation est un cas à part puisqu'il n'est pas dimensionné à partir du courant qui le traverse.

### III.7. Le rendement [10]

Le rendement du transformateur est optimal lorsque les pertes cuivre sont égales aux pertes fer. Ce résultat classique en régime sinusoïdal reste vérifié. En effet, le rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{Fe} + P_{cu}} = \frac{\alpha V_2 I_s}{\alpha V_2 I_s + P_{Fe} + r I_2^2}$$

Avec

$P_{Fe}$  : Pertes totales dans le fer (indépendantes du courant),

$P_{cu}$  : Pertes totales par effet Joule dans le cuivre ; elles peuvent se mettre sous la forme

$$P_{cu} = r I_2^2$$

$r$  : représentant la résistance équivalente de pertes ramenée au secondaire et

$I_2$  : la valeur efficace du courant au secondaire ; ce courant est égal à  $\sqrt{\alpha} I_s$

On a donc :

$$r I_2^2 = r \alpha I_s^2$$

Et, par suite, le rendement devient :

$$\eta = \frac{\alpha V_2 I_s}{\alpha V_2 I_s + P_{Fe} + r \alpha I_s^2}$$

En divisant le numérateur et le dénominateur par  $\alpha I_s$ , on fait apparaître deux termes  $P_{Fe}/\alpha I_s$  et  $r I_s$  dont le produit est constant :

$$\eta = \frac{V_2}{V_2 + \frac{P_{Fe}}{\alpha I_s} + r I_s}$$

Le rendement est maximal lorsque ces deux termes sont égaux, ce qui correspond à l'égalité des pertes fer et cuivre.

### III.8. Echauffement du transformateur [4]

Compte tenu des faibles niveaux de pertes, on peut supposer que l'échauffement du transformateur reste limité. On le vérifiera en pratique en utilisant pour les pertes cuivre des abaques donnant l'élévation de température en fonction du courant et de la section des conducteurs. Ces abaques font cependant référence à des situations standardisées qui ne reflètent pas les conditions thermiques réelles des enroulements. Il est encore plus délicat de donner un critère thermique précis concernant les pertes fer. En pratique, on utilise invariablement des formules empiriques pour évaluer l'augmentation de température de la pièce magnétique.

On constate donc que le dimensionnement est particulièrement imprécis de ce point de vue: c'est essentiellement l'expérience du concepteur qui jugera si les pertes restent à un niveau raisonnable ou non. D'autre part, sauf à réaliser des simulations par éléments finis, le concepteur ne dispose pas de moyens de localiser les points chauds éventuels. Là aussi, c'est la pratique et la réalisation de prototypes qui permettront de valider un design.

### III.9. Les principaux modes de refroidissement [4]

- **la dissipation par conduction** : le calcul de l'échauffement est effectué en prenant en compte toutes les résistances thermiques, des constituants et interfaces;
- **la dissipation par convection** : où l'échauffement  $\Delta\theta$  est estimé par l'expression :

$$\Delta\theta = k \left( \frac{\text{pertes totales}}{\text{surface d'échange}} \right)^{0.8}$$

Avec

k: 445 pour l'échauffement superficiel dans l'air,

k: 85 pour l'échauffement superficiel d'un composant immergé dans l'huile

Pour les petits composants, la propagation thermique à l'intérieur des bobinages est suffisamment bonne pour que l'on puisse négliger la chute de potentiel thermique à travers les isolants.

Dans le cas où cette approximation n'est plus possible, il faudra ajouter la chute thermique à travers les différents isolants.

Le concepteur devra étudier une mécanique qui répond aux contraintes d'environnement mécanique et améliore l'évacuation des calories générées par les différentes pertes (dans le circuit magnétique, dans les conducteurs et dans les isolants).

### Conclusion

Depuis que les alimentations à découpage rendent possible la conversion d'énergie statique en assurant un bon rendement, les recherches se portent principalement sur l'amélioration des caractéristiques des composants actifs et passifs de puissance ainsi que sur l'environnement de ces derniers tels que le refroidissement, la connectique, la commande etc. Ces travaux sont conduits à travers l'utilisation et la mise en œuvre de techniques de réalisation et d'intégration toujours plus performantes, ainsi que sur la miniaturisation de ces structures.

## Introduction

Nous allons évoquer brièvement dans ce chapitre la technique de calcul des caractéristiques d'un transformateur, les étapes de l'étude pour alimentation à découpage ont été exposées.

### IV.1. Réalisation pratique pour une alimentation de type Forward [10]

Les spécifications électriques du transformateur et les conditions environnementales dans lesquelles il doit fonctionner étant connues, le dimensionnement magnétique doit permettre :

- le choix du matériau magnétique ;
- le choix des dimensions du noyau magnétique ;
- la constitution des enroulements.

#### IV.1.1. Matériau magnétique

Un matériau de type ferrite Mn-Zn, très fréquemment utilisé, a été conçu pour des applications de ce type : il a été optimisé pour les conditions de fonctionnement suivantes

- fréquence entre 16 et 500 KHz ;
- induction inférieure ou égale à 0,25 T ;
- résistivité électrique de l'ordre de  $1 \Omega \cdot m$ .

Nous adopterons un noyau de ferrite constitué de deux pièces en forme de E, bon marché, facile à utiliser, et qui assure un bon refroidissement ; son inconvénient est la perte de place occasionnée par le fait de devoir bobiner sur la jambe centrale de forme carrée, mais cela favorise la circulation de l'air pour le refroidissement.

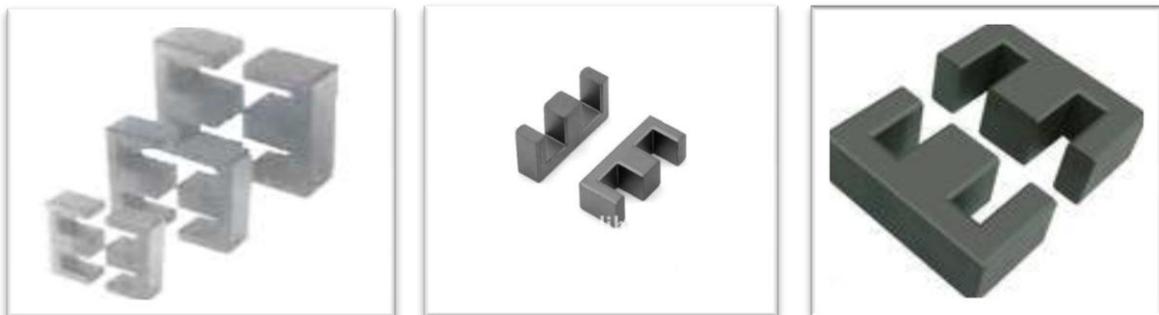


Figure IV.1. Noyau de ferrite de l'EE [15].

### IV.1.2. Induction maximale [10]

Elle est déterminée, pour un matériau donné, de façon à ne pas dépasser le coude de saturation (qui est une fonction décroissante de la température) et en fonction des pertes admissibles dans le circuit magnétique (qui augmentent avec  $B_{\max}$  et  $f$ ). Les courbes de pertes, en fonction de  $f$  pour  $B_{\max}$  fixé, fournies par les constructeurs, sont mesurées en régime sinusoïdal ; dans le cas d'un Forward, le flux étant unidirectionnel (triangulaire), les pertes dans le circuit magnétique sont légèrement inférieures, de l'ordre de 70 à 80 % de celles en régime sinusoïdal.

En réduisant l'induction maximale, on peut utiliser les ferrites à des fréquences plus élevées (jusqu'à 500 kHz pour les ferrites citées pour  $B_{\max} \leq 0,25T$ ), ce qui permet d'accroître la puissance par unité de volume car les pertes croissent plus vite avec l'induction qu'avec la fréquence.

### IV.1.3. Densité de courant [10]

Elle dépend de la fréquence de fonctionnement et des possibilités de refroidissement (nombre de couches de bobinages) ; une valeur de l'ordre de  $4 \text{ A/mm}^2$  est généralement admise pour une fréquence de quelques dizaines de kilohertz. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, on n'a pas intérêt à choisir des densités de courant sous-évaluées car cela conduit à des sections de fil plus élevées et l'effet de peau risque de se manifester si l'on utilise du fil rond, alors on a intérêt à utiliser du fil de Litz, qui se compose d'un certain nombre de fils de cuivre de faible diamètre (contre l'effet de peau) isolés les uns des autres (pour empêcher le développement des courants de Foucault).

### IV.1.4. Dimensionnement du circuit magnétique

Après avoir choisi le matériau magnétique (donc on choisi  $B_{\max}$ ) et la densité de courant  $J$ , on détermine le produit  $A_e S_b$  à partir de la relation (IV.1) ainsi en utilisant le tableau des caractéristiques principales ci-dessous.

$$A_e S_b \geq \frac{2.1 \alpha' E k I_s}{2 J f B_{\max}} \quad (\text{IV.1})$$

$$k = \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_s}{\alpha_{\max} E} \quad (\text{IV.2})$$

Considérons le cas d'un Forward dont les caractéristiques sont les suivantes :

Paramètres	Symbols	Valeurs
La puissance apparent(KVA)	S	5
La tension au primaire (V)	E	342
La tension au secondaire (V)	V <sub>s</sub>	5000
La tension moyenne d'entrée (V)	U <sub>moy</sub>	380
La frequence (KHz)	f	20
Le courant de sortie (A)	I <sub>s</sub>	1
Induction magnétique (T)	B <sub>max</sub>	0.22
La résistivité du cuivre (Ω.m)	ρ	17.10 <sup>-9</sup>
Densité du courant (A/mm <sup>2</sup> )	J	4
Rapport cyclique	α <sub>max</sub>	0.5
Coefficient de foisonnement	α'	2.5

**Tableau IV.1. Caractéristiques principales du transformateur.**

On trouve la valeur de produit  $A_e S_b \geq \frac{2.1 \alpha' E k I_s}{2 J f B_{max}}$

$$\text{Avec } k = \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_s}{\alpha_{max} E} = \frac{5000}{0.5 * 342} = 29.24.$$

$$\text{Donc } A_e S_b \geq \frac{2.1 \alpha' E k I_s}{2 J f B_{max}} = \frac{2.1 * 2.5 * 342 * 29.24 * 1}{2 * 4 * 10^6 * 20 * 10^3 * 0.22} = 149.14 \text{ cm}^2 \text{ cm}^2.$$

Après avoir calculé le produit AeSb, dans un catalogue de constructeur, on a choisi un noyau de dimensions justes supérieures EE100.

On connaît alors toutes les dimensions du noyau, en particulier A<sub>e</sub>, S<sub>b</sub>, la longueur effective des lignes de champ ℓ<sub>e</sub>, volume magnétique effectif V<sub>e</sub> et la longueur moyenne d'une spire ℓ<sub>s</sub> ; le tableau suivant représente toutes les données sur le noyau choisi :

**Tableau IV.2. Catalogue de constructeur [15]**

Paramètres	Symboles	Valeurs
La section effective du noyau magnétique (cm <sup>2</sup> )	A <sub>e</sub>	7.75
La surface de bobinage du circuit magnétique (cm <sup>2</sup> )	S <sub>b</sub>	20.16
La longueur effective (cm) du noyau magnétique	ℓ <sub>e</sub>	27.1
Le volume du noyau magnétique effectif (cm <sup>3</sup> )	V <sub>e</sub>	209.768
Le poids du noyau magnétique (g)	m	1028

**a. Calcul de nombres de spires des enroulements [10]**

Tirant n<sub>1</sub> à partir de la relation :

$$A_e = \frac{E}{2 f n_1 B_{\max}} \quad (\text{IV.3})$$

On trouve le nombre de spire au primaire :

$$n_1 = \frac{E}{2f B_{\max} A_e} = \frac{342}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.22 \cdot 7.75 \cdot 10^{-4}} = 50 \text{ spires.}$$

Et d'après la relation (IV.2) on obtient le nombre de spire au secondaire :

$$n_2 = \frac{V_s n_1}{E \alpha_{\max}} = \frac{5000 \cdot 50}{342 \cdot 0.5} = 1462$$

**b. Calcul des courants du primaire et du secondaire [17]**

$$I_2 = 0.7 I_s \quad (\text{IV.4})$$

$$I_1 = 0.7 k I_s \quad (\text{IV.5})$$

**c. Calcule des sections des conducteurs**

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = 0.7 k \frac{I_s}{J} \quad (\text{IV.6})$$

$$S_2 = \frac{I_2}{J} = 0.7 \frac{I_s}{J} \quad (\text{IV.7})$$

**d. Calcul des résistances des enroulements**

$$R_1 = \rho \frac{\ell_{n_1}}{S_1} \quad (\text{IV.11})$$

$$R_2 = \rho \frac{\ell_{n_2}}{S_2} \quad (\text{IV.12})$$

**e. La longueur moyenne de la spire**

$$\ell_{1s} = \phi_m \cdot \pi \quad (\text{IV.8})$$

**f. Les longueurs totales des enroulements primaire et secondaire**

$$\ell_{n_1} = n_1(\phi_m \cdot \pi) \quad (\text{IV.9})$$

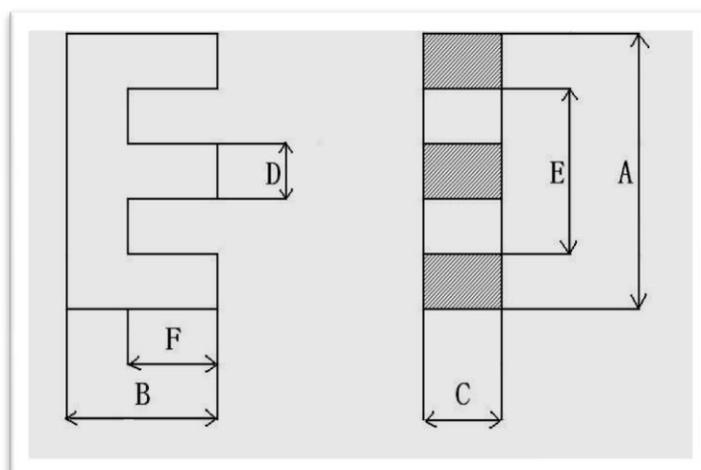
$$\ell_{n_2} = n_2(\phi_m \cdot \pi) \quad (\text{IV.10})$$

Les résultats numériques sont donnés au tableau suivant :

**Tableau IV.3. Valeurs des grandeurs électriques et mécaniques**

Paramètres	Symboles	valeurs
Le courant du l'enroulement primaire (A)	$I_1$	20.47
Le courant du l'enroulement secondaire (A)	$I_2$	0.7
La section du conducteur primaire ( $\text{mm}^2$ )	$S_1$	5.12
La section du conducteur secondaire ( $\text{mm}^2$ )	$S_2$	0.175
La longueur moyenne d'une spire (cm)	$\ell_s$	15.61
La longueur du l'enroulement primaire (cm)	$\ell_{n_1}$	781
La longueur du l'enroulement secondaire (cm)	$\ell_{n_2}$	22800
Resistance du l'enroulement primaire ( $\Omega$ )	$R_1$	0.026
Resistance du l'enroulement secondaire ( $\Omega$ )	$R_2$	22.15

La figure suivant montre le noyau choisi de type EE100.



**Figure VI. 2. les dimensions du noyau [16].**

Les dimensions du noyau EE100 sont mentionnées dans le tableau suivant :

**Tableau IV.4.Caractéristiques du noyau magnétique [16].**

Paramètres	Dimensions
La forme du noyau magnétique ferrite	EE100
Le noyau ferrite	Mn-Zn
Le diamètre moyen du noyau $\phi_m$ (mm)	49.74
A (mm)	$100 \pm 2$
B (mm)	$60 \pm 0.6$
C (mm)	$28 \pm 1$
D (mm)	$28 \pm 1$
E (mm)	71.5
F (mm)	$46.5 \pm 1.2$

## **Conclusion**

Le choix des dimensions d'un transformateur n'est pas une chose aisée, elle demande un savoir faire et une grande expérience.

Notre travail, consacré à l'étude et au dimensionnement d'un transformateur de moyenne tension et de haute fréquence, n'ayant jusqu'à présent pas été abordé dans tous les mémoires d'ingénieur en électrotechnique au sein de notre département, nous avons essayé d'innover. Il nous a été au départ difficile à maîtriser une méthode d'approche, les travaux effectués concernent uniquement les transformateurs fonctionnant à une fréquence de 50 Hz.

Dans la première partie, nous avons fait un rappel sur le principe de fonctionnement du transformateur : nous avons établi les lois essentielles et les formules théoriques.

Dans la deuxième partie, nous avons essayé de répondre à la question ‘ ‘ Comment dimensionner un transformateur avec un cahier de charges à données minimales ? ’ ’ La réponse n'est pas aisée, car les problèmes que l'on rencontre dans la conception de machines électriques, sont également d'actualité dans le dimensionnement d'un transformateur.

Faire un dimensionnement avec une méthode analytique est une perspective quasi impossible, donc nous avons été obligés d'adopter une méthode hybride mêlant l'analytique et l'empirisme.

Pour faire ce dimensionnement la donnée de base est la puissance apparente, les relations usuelles sont établies pour un fonctionnement en régime stationnaire alternatif sinusoïdal, tandis que dans notre cas les grandeurs sont non-sinusoïdales donc il faut tenir compte de l'emploi du transformateur (alimentation à découpage forward) et apporter des corrections aux relations établies.

En conséquence, le dimensionnement est souvent un processus itératif amenant à trouver par essais et erreurs une solution de compromis entre les différentes contraintes. C'est ce qui explique que l'expérience joue un rôle important dans ce processus et que la conception des pièces magnétiques est toujours laissée au soin d'un spécialiste.

Ce travail est loin d'être achevé, il reste beaucoup à faire entre autre valider ce dimensionnement et vérifier qu'il réponde bien au cahier de charges. De plus il faut s'assurer qu'il réponde aux normes en vigueur, prévoir éventuellement un modèle de simulation pour prédire son comportement en fonction de la variation de certains de ses paramètres.

Nous terminons cette conclusion, en insistant que le but ultime de ce travail sera de réaliser ce transformateur et de l'essayer.

### Annexe : Dimensionnement des noyaux magnétiques.

型号	尺寸 (mm)										重量 (g)	
	A		B		C		D		E <sub>min</sub>	F		
EE8.3	8.3±0.3		4.0±0.1		3.9±0.2		2.0	+0.0 -0.3	6.1	3.0	+0.1 -0.2	0.7
EE10	10.2±0.3		5.5±0.1		4.75±0.15		2.45±0.15		7.9	4.2±0.15		1.5
EE13	13.0	+0.6 -0.2	6.0	+0.3 -0.2	6.0	+0.3 -0.2	2.9	+0.0 -0.3	10.1	4.6	+0.3 -0.0	2.7
EE16	16.0±0.3		7.4±0.3		5.0	+0.3 -0.2	4.0±0.2		11.8	5.2	+0.3 -0.0	4.4
EF16	16.0±0.5		8.1±0.3		4.5±0.2		4.5±0.2		11.4	5.9±0.2		4.5
EEL16	16.0	+0.5 -0.3	12.2	+0.5 -0.1	5.0	+0.1 -0.4	4.0±0.2		11.8	10.0	+0.5 -0.0	5.2
EE19	19.1±0.3		8.1±0.3		5.2	+0.0 -0.4	4.7	+0.0 -0.4	14.4	5.5	+0.3 -0.0	4.8
EEL19	19.1±0.3		13.3	+0.5 -0.0	5.2	+0.0 -0.4	4.7	+0.2 -0.4	13.8	11.0	+0.5 -0.2	7.0
EEL20	20.1	+0.3 -0.2	13.6±0.2		5.0	+0.0 -0.3	5.0	+0.0 -0.3	14.9	11.4±0.3		8.0
EE20	20.0	+0.4 -0.6	10.6±0.3		4.8±0.3		4.8±0.3		12.3	6.6±0.3		6.9
EE22	22.0±0.4		9.1	+0.5 -0.0	6.0	+0.0 -0.5	6.0	+0.0 -0.5	16.0	5.3	+0.4 -0.0	7.6
EF20	20.0±0.4		9.9±0.2		5.9	+0.0 -0.5	5.9	+0.0 -0.4	14.1	7.2±0.2		7.5
EEL22	22.0	+0.6 -0.3	14.4±0.5		6.0	+0.0 -0.5	6.0	+0.0 -0.5	15.6	10.6	+0.4 -0.0	11.1
EE25	25.4±0.5		10.2±0.3		6.35±0.2		6.35±0.3		18.5	7.0±0.3		10.7
EF25	25.0	+0.8 -0.2	12.5±0.3		7.0±0.4		6.8±0.3		18.6	9.1±0.2		13.0
EEL25	25.4±0.5		16.3	+0.5 -0.0	6.6±0.2		6.6±0.2		18.9	13.0	+0.5 -0.0	15.5

型号	有效参数	AL值 AL (mH/N²)						
		C1 (mm <sup>-1</sup> )	Le (mm)	Ae (mm <sup>2</sup> )	Ve (mm <sup>3</sup> )	GH5	GH7	GH10
EE8.3		2.75	19.2	7.0	134	1200±25%	1300±25%	1500±25%
EE10.2		2.16	26.1	12.1	315	1700±25%	2000±25%	2300±25%
EE13		1.77	30.2	17.1	517	2200±25%	2700±25%	3100±25%
EE16		1.80	34.8	19.0	670	2400±25%	2800±25%	3200±25%
EF16		1.87	37.6	20.1	754	2300±25%	2800±25%	3200±25%
EEL16		2.9	55.1	19.0	1048	1700±25%	2100±25%	2500±25%
EE19		1.73	39.8	23.0	910	2600±25%	3100±25%	3600±25%
EEL19		2.78	62.2	22.4	1393	1800±25%	2300±25%	2800±25%
EEL20		2.82	62.5	23.0	1452	2200±25%	2800±25%	3500±25%
EE20		1.71	47.1	27.6	1300	2700±25%	3400±25%	4000±25%
EF20		1.38	43.0	31.0	1340	3300±25%	4000±25%	4700±25%
EE22		1.16	42.1	36.2	1525	3900±25%	4700±25%	5600±25%
EEL22		1.82	63.3	35.0	2220	2800±25%	3500±25%	4200±25%
EE25		1.16	50	43	2193	4100±25%	5100±25%	6000±25%
EF25		1.22	57.8	47.2	2700	4100±25%	5100±25%	6100±25%
EEL25		1.9	76.7	40.4	3097	2800±25%	3600±25%	4300±25%

EE、EF 型磁芯 (GP型)

型号	尺寸 (mm)								重量 (g)				
	A		B		C		D			E <sub>min</sub>	F		
EE8.3	8.3±0.3		4.0±0.1		3.9±0.2		2.0		+0.0 -0.3	6.1	3.0	+0.1 -0.2	0.7
EE10A	10.2±0.3		5.5±0.1		4.75±0.15		2.45±0.15			7.9	4.2±0.15		1.5
EE10B	10.5±0.5		5.5±0.15		9.8±0.3		2.4±0.3			7.6	4.3		3.2
EE13A	13.0	+0.6 -0.2	6.3±0.3		6.0±0.3		2.7±0.3			10.0	4.7±0.3		2.7
EE13B	13.0	+0.6 -0.2	6.3±0.3		9.8±0.3		2.7±0.3			9.8	4.7±0.3		3.5
EE13C	13.3±0.4		6.0	+0.3 -0.0	6.1±0.3		2.7±0.2			10.4	4.8±0.2		2.7
EE16	16.0±0.5		7.3±0.3		5.0±0.3		4.0±0.3			11.8	5.2±0.3		3.3
EE16W	16.0±0.5		7.3±0.3		6.7±0.3		4.0±0.3			11.8	5.2±0.3		4.6
EF16	16.2±0.6		8.1±0.3		4.5±0.3		4.5±0.3			11.4	5.9±0.3		3.9
FEE16	16.2±0.5		5.95±0.3		7.0±0.3		4.5±0.3			11.4	3.85±0.3		5.0
EEL16	16.0	+0.5 -0.3	12.2	+0.5 -0.1	5.0	+0.1 -0.4	4.0±0.2			11.8	10.0	+0.5 -0.0	5.2
EE19A	19.2±0.5		8.1±0.3		5.2	+0.0 -0.4	4.7	+0.0 -0.4		14.4	5.5	+0.3 -0.0	4.8
EE19B	19.2±0.5		8.1±0.3		9.5±0.3		4.7±0.3			14.4	5.5±0.3		9.2
EEL19A	19.1±0.3		13.3	+0.5 -0.0	5.2	+0.0 -0.4	4.7	+0.2 -0.4		13.8	11.0	+0.5 -0.2	7.0
EEL19B	19.2±0.5		13.7±0.3		4.9±0.3		4.7±0.3			14.0	11.5±0.3		7.5
EE20	20.0	+0.4 -0.6	6.8±0.3		6.8±0.3		4.8±0.3			16.0	6.6±0.3		6.9
EF20	20.0±0.5		10.1±0.3		5.7±0.3		5.7±0.3			14.1	7.6±0.3		7.5
EE22	22.4±0.5		9.5±0.4		5.9	+0.0 -0.5	5.9	+0.0 -0.5		16.0	5.6±0.4		7.0
EEL22	22.0±0.4		14.9	+0.5 -0.3	6.0	+0.0 -0.5	6.0	+0.0 -0.5		15.6	11.1	+0.4 -0.0	11.1
EE25A	25.4±0.5		10.0±0.3		6.4±0.3		6.0±0.3			18.5	7.0±0.3		10.7
EE25B	25.4±0.5		10.0±0.3		6.8±0.2		6.0±0.3			18.5	7.0±0.3		14.0
EF25	25.0±0.6		12.5±0.4		7.0±0.4		6.8±0.3			18.6	9.1±0.3		13.0

EE125	25.4±0.5		16.3±0.4	6.3±0.3	6.3±0.3	18.6	13.3±0.4	15.5			
EE26.5	26.5	+0.7 -0.3	10.8±0.3	11.0±0.3	7.2±0.3	19.0	6.8±0.3	22			
EE28	28.5±0.6		10.0±0.3	10.4±0.3	7.2±0.3	19.0	6.8±0.3	23.5			
EE128	28.0	+0.7 -0.3	17.1±0.3	10.4±0.3	7.1±0.3	18.9	12.8±0.4	35			
EE42	42.0	+1.0 -0.7	21.2±0.4	15.0	+0.2 -0.4	12.3	+0.2 -0.4	29.5	15.5	+0.3 -0.1	88.0
EE55A	55.0±0.8		27.5±0.3	17.0±0.7	17.0	+0.0 -0.6	38.0	18.8±0.3	178		
EE55B	55.0	+2.0 -0.9	27.8	+0.4 -0.6	20.9±0.5	17.0±0.5	37.5	18.7±0.7	216		
EE65A	65.0	+2.0 -1.2	32.6±0.6	19.8±0.7	19.8±0.7	44.2	22.6±0.6	285			
EE65B	65.0	+2.0 -1.2	32.6±0.6	27.0±0.6	19.8±0.7	44.2	22.6±0.6	410			
EE70	70.0±1.0		33.0±0.3	31.75±0.76	22.23±0.76	48.0	22.5±0.3	600			
EE80	80.0±0.8		37.95±0.4	20.4±0.4	20.0±0.4	60.0	28.0±0.3	368			
EE85	85.0±1.2		43.5±0.5	26.0±0.6	26.4±0.6	56.0	30.5±0.5	700			
EE100	100.0±2.0		60.0±0.6	28.0±1.0	28.0±1.0	71.5	46.5±1.2	1028			
EE110	110.0±2.0		55.0±0.6	36.0±1.0	36.0±1.0	75.0	37.0±1.2	1796.5			

型号	有效参数				AL值 AL (nH/N <sup>2</sup> )		
	C1 (mm <sup>-1</sup> )	Le (mm)	Ae (mm <sup>2</sup> )	Ve (mm <sup>3</sup> )	GS3	GP3	GP4
EE8.3	2.75	19.2	7.0	134	630±25%	590±25%	550±25%
EE10A	2.16	26.1	12.1	315	940±25%	880±25%	800±25%
EE10B	1.1	26.4	23.1	611.6	2500±25%	2100±25%	1900±25%
EE13A	1.77	30.2	17.1	517	1200±25%	1100±25%	1000±25%
EE13B	1.2	29.8	35.6	1062	2600±25%	2300±25%	2300±25%
EE13C	2.28	30.2	17.1	517	1200±25%	1100±25%	1000±25%
EE16	1.80	34.8	19.0	670	1300±25%	1200±25%	1100±25%
EE16W	1.44	37.9	26.2	993	2217±25%	1700±25%	1330±25%

EF16	1.87	37.6	20.1	754	1300±25%	1200±25%	1000±25%
FEE16	1.87	37.6	20.1	754	1300±25%	1200±25%	1000±25%
EEL16	2.9	55.1	19.0	1048	950±25%	860±25%	770±25%
EE19A	1.73	39.8	23.0	910	1400±25%	1300±25%	1200±25%
EE19B	0.9	39.9	44.5	1777.5	2000±25%	1800±25%	1700±25%
EEL19A	2.78	62.2	22.4	1393	1030±25%	930±25%	830±25%
EEL19B	2.65	62.1	23.4	1450	1000±25%	840±25%	840±25%
EE20	1.71	47.1	27.6	1300	1500±25%	1400±25%	1250±25%
EF20	1.38	43.0	31.0	1340	1800±25%	1700±25%	1500±25%
EE22	1.16	42.1	36.2	1525	2160±25%	1980±25%	1790±25%
EEL22	1.82	63.6	35.0	2220	1600±25%	1400±25%	1300±25%
EE25A	1.16	50	43	2193	2300±25%	2100±25%	1900±25%
EE25B	1.177	50.7	42.4	2149	2300±25%	2100±25%	1900±25%
EF25	1.22	57.8	47.2	2700	2300±25%	2100±25%	1900±25%
EEL25	1.9	76.7	40.4	3097	1600±25%	1400±25%	1300±25%
EE26.5	1.36	77.6	57.1	4430	4000±25%	3900±25%	3600±25%
EE28	0.57	48.1	99.8	4801	4200±25%	4000±25%	4000±25%
EEL28	0.9	74.4	887.5	6508.4	3100±25%	2600±25%	2400±25%
EE42	0.6	97.8	180.0	17600	5300±25%	4800±25%	4200±25%
EE55A	0.428	80	186	14880	4300±25%	4000±25%	3700±25%
EE55B	0.35	123	354	43542	8000±25%	6700±25%	6500±25%
EE65A	0.4	147	378.9	58655.9	7000±25%	5800±25%	5400±25%
EE65B	0.274	147	540	79000	10000±25%	8500±25%	7900±25%
EE70	0.208	145.5	700	101900	16400±25%	14700±25%	12800±25%
EE80	0.446	183.5	399	73150	7900±25%	7000±25%	6100±25%
EE85	0.49	196.3	433	79150		8000±25%	7500±25%
EE100	0.349	271	775	209768			
EE110	0.212	274.5	1296.0	355750	17400±25%	15300±25%	13300±25%

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

### ➤ Technique de l'ingénieur

[2] Article : D3164. Henri Foch, Raphael Arches « Alimentation à découpage ».

[4] Article : D2130. François Beauclair, Jean Pierre « Transformateur et inductance ».

[10] Article: D3167. Henri Foch, Yvon Cheron « Convertisseur de type Forward ».

[12] Article : D3165. Henri Foch, Raphael Arches « convertisseur continu- continu isolé ».

### ➤ Ouvrages

[3] M. Girard, H. Angelis, M.Girard ; « Alimentation à découpage » 2<sup>ème</sup> édition cours et exercices corrigés. Editeur Dunod, 2003.

[5] Guy Murry ; « Aide mémoire métallurgie (métaux, alliages, propriétés) ».Editeur Dunod, 2eme édition, 10 Juin 2004.

[7] ALAIN WAUTHIER « Alimentation à découpage Analyse des champs et calcul des pertes cuivres », "Modélisation et simulation d'alimentations à découpage", Université Libre de Bruxelles, 1998

[9] « Etude d'un transformateur de puissance (traduction non terminée) ». SLUP 126

[11] « Alimentation à découpage (Introduction aux convertisseurs et aux transformateurs de puissance) ». "Magnetic products - Soft ferrites: Data Handbook MA01", Philips Components (The Netherlands), 1996

[13] A. Benabon, « Conversion électromécanique (matériaux et modèles) ». Formation Mobilité/Ingénierie Véhicules électriques version 2010/2011. Arts et Métiers .ParisTach Lp2 Lille.

[14] Stephan Azzopardi « Transformateur en HF (Electronique pour la conversion d'énergie) ». (cours ECE2/E2/S.AZZOPARDI 2011)

### ➤ Mémoires et Thèses

[8] Bernardo Cougo Franca « Design and optimization of Intercell transformers for parallel Multicell ». Délivrée le vendredi 29 octobre 2010Thèse de Doctorat de l'université de

Toulouse. Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse).. Ecole doctorale Génie Electrique, Electronique et Télécommunications (GEET)

[17] S. Sadallah, S. Amghar « Etude et réalisation d'un transformateur d'isolement BT/BT immergé dans l'huile ». Mémoire de fin d'étude ingénieur université de Tizi-Ouzou 2008.

➤ **Articles :**

[1] M. Correvon ; « Système électronique Alimentation à découpage à transformateur », haute école spécialisée de Suisse occidentale, institut d'automatisation industrielle, août 2010.

[6] O. Thevenot, G. Trapon, A.Bounouh ; « Fabrication et étalonnage de transformateur étalon au LNE », à paraître metrologia 2003, publié par Elsevier Masson SAS tous droits réservés.

➤ **Cites internet :**

[15] <http://www.alibaba.com> « Le ferrite EE de transformateur », 2011.

[16] <http://www.megatron.ch> « Le ferrite EE de transformateur », 2011.