

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU
X •ΘΛ•ΣX [://:V •X [•Λ [•O

*Faculté de GénieElectriqueet d'Informatique
Département d'Electrotechnique*



mémoire de fin d'études



En vue de l'obtention du diplôme de Master Professionnel en
Electrotechnique industrielle

THEME:

**Impact du changement de l'épaisseur de la tôle
magnétique sur le dimensionnement d'un transformateur
triphase 630 kVA – 30 kV/ 400 V**

Proposé par : Dirigé par: Réalisé : par

Nait Djoudi Amel

Mme: F. Bitam-Megherbi

• Lounis Aziz

Electro-industries (Azazga)

UMMTO

• Seggar Iyes

Promotion 2012-2013

Remerciements

Nous tenons à remercier notre promotrice, Mme F. Bitam-Megherbi, enseignante à UMMTO D'avoir bien voulu nous encadrer et pour son aide et les conseils qu'elle n'a cessé de nous prodiguer pour l'aboutissement de ce travail ; qu'elle trouve ici notre profonde gratitude et toute notre reconnaissance.

Nous tenons à remercier également, mademoiselle Nait Djoudi Amel ingénieur d'études du département transformateur de L'ENEL, pour son aide précieuse, ses conseils et ses remarques. Nous tenons à lui exprimer notre profonde gratitude d'avoir bien voulu nous diriger pendant toute la période de travail.

Nos remerciements vont également à l'ensemble du personnel d'électro-industriel d'Azazga, unité transformateur.

Que tous les enseignants ayant contribué et participé à notre formation trouvent ici notre profonde gratitude.

Merci

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chers parents qui m'ont toujours
Soutenu, encouragé et aidé
- Mes chers frères et toute la famille Lounis
- Toute la promotion EFK « 2013 »
- Mes amis

Aziz
Aziz



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chers parents qui m'ont toujours

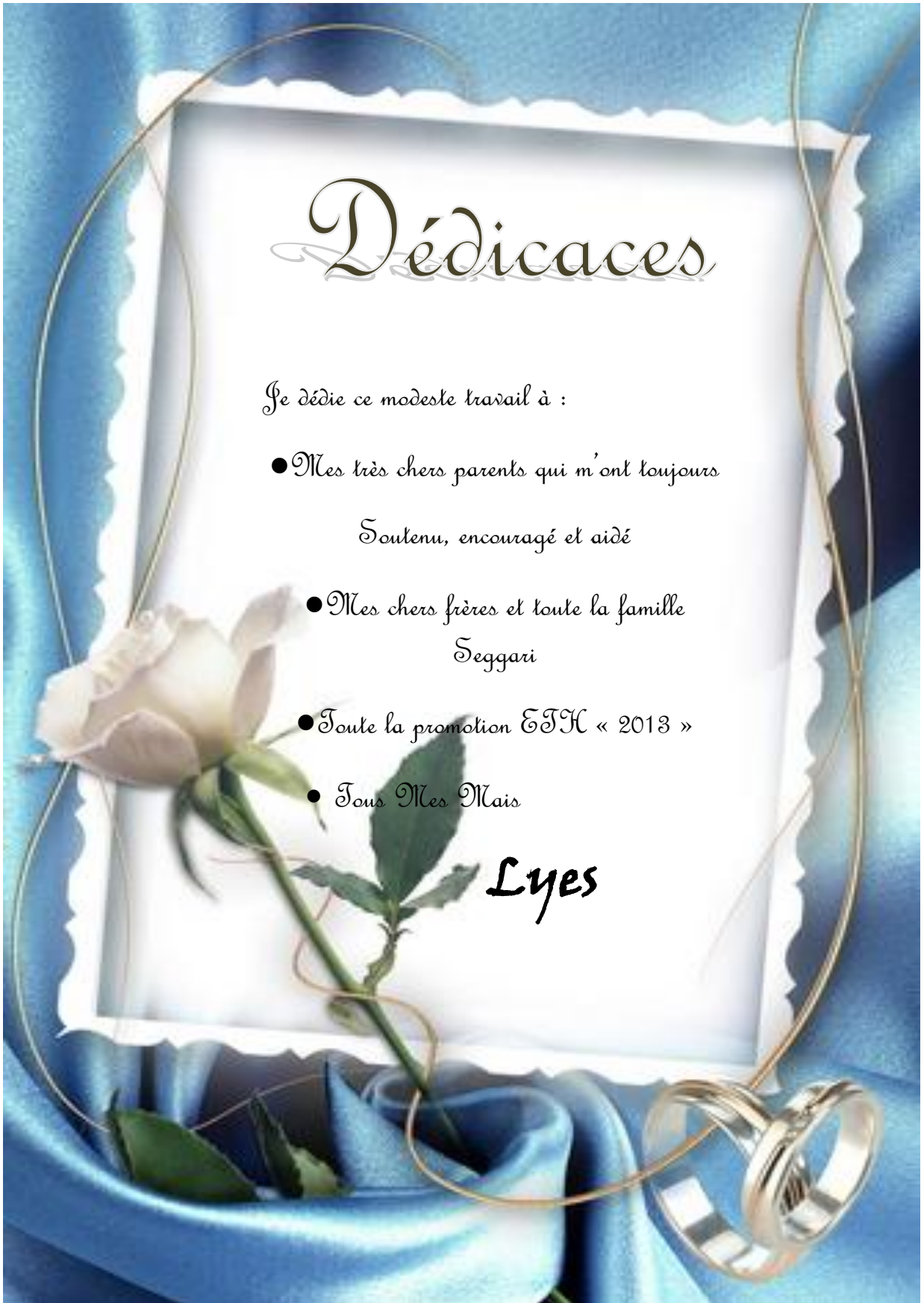
Soutenu, encouragé et aidé

- Mes chers frères et toute la famille
Seggari

- Toute la promotion ETC « 2013 »

- Tous Mes Mais

Lyes



Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.1 Définitions et principe de fonctionnement.....	2
I.2 Constitution.....	2
I.2.1. Partie active.....	2
I.2.2. Circuit magnétique.....	2
I.2.3. Enroulements.....	3
I.2.4. Transformateur usuels.....	6
I.3. Description de la partie constructive.....	9
I.3.1. Cuve et liquide de refroidissement.....	9
I.4. Rapport de transformation a vide k.....	11
I.4.1. Indice horaire h.....	10
I.5. Pertes dans un transformateur.....	12
I.5.1. Pertes fer.....	12
I.5.2. Pertes par effet joule.....	13
I.5.3. Pertes supplémentaires.....	13
I.6. Refroidissement des transformateurs.....	14
I.6.1. Refroidissement dans l'air.....	15
I.6.2. Refroidissement naturel dans l'huile.....	16
I.6.3. Refroidissement par radiateur d'huile.....	17
I.6.4. Refroidissement avec hydro réfrigérant.....	18
I.6.5. Diélectrique.....	19
I.6.6. Symboles pour le diélectrique et le refroidissement.....	19
I.7. Protection d'un transformateur.....	20
I.7.1. But de la protection.....	20
I.7.2. Phénomènes externes au transformateur.....	20
I.7.3. Défauts dans le transformateur.....	20
I.7.4. Moyens de protection.....	21

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

II.1. Le fer.....	24
II.2. Classification des matériaux.....	24

II.2.1. Les ferromagnétiques durs.....	24
II.2.2. les ferromagnétiques doux.....	24
II.3. Les alliages magnétiques doux.....	24
II.3.1. L'alliage Fe-Ni.....	24
II.3.2. les alliages Fe-Co.....	25
II.3.3. les alliages Fe-Si.....	25
II.4. influence de silicium sur les propriétés magnétiques, physiques, mécaniques et métallurgique.....	26
II.5. action des impuretés sur les propriétés magnétiques.....	27
II.5.1. Les impuretés et les défauts mécaniques.....	27
II.5.2. influence de silicium sur les impuretés.....	28
II.6. Les différentes qualités de tôles élaborées en métallurgie.....	28
II.6.1. Les tôles en fer et fer-silicium à grain non orientés.....	28
II.6.2. les différentes catégories de la tôle magnétique à grains orientés.....	29
II.6.3. Définition de la tôle magnétique à grains orientés.....	31
II.6.4. Caractéristiques technologiques.....	31
II.6.5. Caractéristique magnétique.....	32
II.6.6. Les tôles fer-silicium Fe-Si à grain orientés (GO).....	32
II.7. Les tôles magnétiques à haute perméabilité.....	35
II.8. Les tôles Fe-Si de faible épaisseur.....	36

Chapitre III : Généralités sur le magnétisme et les pertes

III.1. Les grandeurs magnétiques.....	38
III.1.1. L'induction magnétique.....	38
III.1.2. Le champ magnétique.....	38
III.1.3. le flux d'induction magnétique.....	38
III.1.4. L'aimantation.....	39
III.1.5. La susceptibilité magnétique.....	39
III.2. Le comportement magnétique de la matière.....	39
III.2.1. Le moment magnétique atomique m_i	39
III.2.2. Le moment magnétique.....	39
III.2.3. Diamagnétisme.....	40
III.2.4. Paramagnétisme.....	40

III.2.5.Ferromagnétique.....	40
III.2.6.Les matériaux antiferromagnétiques.....	42
III.2.7.Les ferrimagnétiques.....	42
III.3.organisation de la matière.....	42
III.3.1.L'énergie interne.....	42
III.3.2. L'énergie d'échange W_{cc}	42
III.3.3. L'énergie d'anisotropie.....	43
III.3.4.L'énergie magnétostatique W_{mst}	43
III.3.5.L'énergie magnétostrictive W_{mse}	44
III.4.Les domaines élémentaires de W_{eiss}	45
III.5.Le processus de polarisation.....	46
III.6.La courbe de première aimantation.....	46
III.7.Le cycle d'hystérésis.....	47
III.8.Les pertes magnétiques.....	48
III.8.1.Les pertes par courant de Foucault P_{CF}	48
III.8.2.Les pertes par hystérésis.....	48
III.8.3.Les pertes supplémentaires ou par excès.....	48

Chapitre IV : Calcul électromagnétique

IV. 1. Dimensionnement commun d'un transformateur avec des tôles magnétiques De 0.3 et 0.27 mm d'épaisseur.....	50
IV.2.Calculs préliminaires des dimensions principales.....	50
IV.2.1.Puissance apparente par colonne.....	50
IV.2.2.Tension dans les enroulements.....	50
IV.2.3.Courants dans les enroulements.....	52
IV.2.4.Tension de court-circuit.....	52
IV.2.5.Diamètre et section de la colonne.....	53
IV.2.6.Diamètre du canal de fuite D_{12}	57
IV.2.7.Hauteur approximative des enroulements.....	58
IV.3.Calcul des enroulements.....	59
IV.3.1.Tension d'une spire.....	59
IV.3.2.Nombre de spires.....	59
IV.3.3.Section des conducteurs.....	61
IV.3.4.Hauteur des enroulements.....	65

IV.3.5. Dimensionnement radial des enroulements.....	70
IV.4. Dimensionnement du circuit magnétique.....	72
IV.4.1. Nombre et dimensions des gradins.....	72
IV.4.2. Calcul du nombre de feuilles par gradins.....	73
IV.4.3. Longueur entre axes des colonnes.....	73
IV.4.4. Longueur de la fenêtre.....	74
IV.4.5. Hauteur de la fenêtre.....	74
IV.4.6. Hauteur du noyau.....	74
IV.4.7. Longueur du noyau.....	75
IV.4.8. Section de la culasse.....	75

Chapitre V : Calcul des pertes

V.1. Pertes à vide.....	79
V.1.1. Pertes dans le noyau.....	79
V.1.2. Pertes supplémentaires.....	82
V.1.3. Pertes totales à vide.....	82
V.2. Pertes Joule.....	83
V.2.1. Pertes dans l'enroulement BT.....	83
V.2.2. Pertes dans l'enroulement HT.....	89
V.2.3. Pertes Joules totales.....	93
V.3. Calcul des pertes pour la tôle magnétique 0.27 mm.....	93
V.3.1. Pertes à vide.....	93
V.4. Proposition d'optimisation pour la tôle magnétique 0.27mm.....	94
V.4.1. premier cas : On va choisir une induction égale à 1.87 T.....	95
V.4.2. deuxième cas : On choisit une induction égale à 1.89 T.....	97
V.4.3. Conclusion.....	99
Conclusion Générale.....	100

CAHIER DES CHARGES

Puissance nominale $S_n = 630 \text{ KVA}$

Tension nominal primaire $U_{1n} = 30 \text{ KV}$

Couplage primaire..... Triangle (D)

Tension nominal secondaire $U_{2n} = 0,4 \text{ KV}$

Couplage secondaire Étoile (y)

Indice horaire 11

Fréquence 50Hz

Pertes à vide $P_0 = 1,4 \text{ kW} + 15\%$

pertes en charge..... $P_{cc} = 10,5 \text{ kW} + 15\%$

Tension de court circuit $U_{cc} = 6\% \pm 10\%$

Introduction générale

La révolution scientifique et technique qui modèle notre civilisation résulte du progrès de la technologie dans différents domaines. Parmi ces derniers, figure au premier plan l'énergie électrique dont la demande et l'utilisation de plus en plus grandes ont imposé aux producteurs de cette énergie des adaptations de leur stratégie de distribution ainsi que des domaines d'exploitation.

En effet, le transformateur est un composant fondamental pour le transport et la distribution de l'énergie électrique, son étude constitue l'un des piliers de cette discipline. Rappelons que le transformateur industriel a été inventé par Lucien Goulard et John-Dixon Gibbs en 1883. Son essor fut immédiat, les puissances réalisées augmentèrent très rapidement (de quelques 100 kVA en 1900, à quelques MVA en 1910). Le transformateur a donc eu un rôle décisif dans le développement de l'énergie électrique.

Le transformateur ne sert pas seulement à faciliter le transport de l'énergie, il intervient aussi dans le fonctionnement de nombreux systèmes électriques.

Vu la diversité du domaine d'application, les constructeurs ne cessent pas d'améliorer la logique d'optimisation des performances et des coûts des transformateurs.

Notre travail consiste à optimiser le circuit magnétique (noyau) d'un transformateur 630 kVA et de tension de 30/0.4 kV, de façon à réduire le poids et les pertes à vide du noyau en utilisant une tôle magnétique de 0,27 mm d'épaisseur.

Nous avons effectué un calcul préliminaire en se basant sur le cahier des charges ; par la suite, et avec les dimensions initiales, nous avons calculé les différentes contraintes (électriques et magnétiques) qui doivent être inférieures à leur valeurs admissibles fixées par les normes. Pour bien mener notre étude et aboutir aux objectifs assignés, nous avons réparti notre travail en cinq chapitres :

Chapitre I	Généralités sur les transformateurs triphasés de puissance.
Chapitre II	Généralités sur les matériaux magnétiques.
Chapitre III	Généralités sur le magnétisme et les pertes.
Chapitre IV	Calcul électromagnétique.
Chapitre V	Calcul des pertes.

Nous terminons notre mémoire par une conclusion générale où nous donnerons les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.1. Définitions et principe de fonctionnement

Le transformateur est un appareil statique à induction électromagnétique qui permet de transformer une tension ou un courant d'une certaine fréquence en une autre tension ou courant de même fréquence.

Le transformateur comporte deux enroulements, l'un dit primaire qui reçoit la puissance active de la source, l'autre dit secondaire qui restitue à son tour cette même puissance à une charge. Les enroulements sont montés sur un circuit magnétique unique. Si la tension d'alimentation appliquée au primaire est plus basse que celle délivrée par le secondaire, le transformateur fonctionnera en élévateur, dans le cas contraire il fonctionnera en abaisseur.

Le transformateur triphasé utilise les effets de l'induction magnétique. Ses deux enroulements embrassent un flux magnétique commun. L'enroulement primaire, alimenté par une source de courant alternatif, engendre un flux d'induction dans le circuit magnétique.

L'enroulement secondaire embrasse ce flux et devient le siège d'une f.é.m. induite. Celle-ci induira en son sein un courant alternatif qui alimentera le récepteur de l'énergie électrique branché à ses bornes. Le flux principal Φ crée dans les enroulements des forces électromotrices :

$$e_1 = -n_1 \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) \quad [\text{I. 1}]$$

$$e_2 = -n_2 \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) \quad [\text{I. 2}]$$

n_1 et n_2 sont respectivement le nombre de spires primaire et secondaire.

I.2. Constitution

Le transformateur de puissance comporte deux parties essentielles :

- La partie active
- La partie constructive

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.2.1. Partie active

Elle joue un rôle fondamental dans la conversion de l'énergie électrique. Elle est constituée d'un circuit magnétique (noyau) et deux enroulements (primaire et secondaire).

I.2.2. Circuit magnétique

Le circuit magnétique est constitué par empilage de tôles de fer silicium (0,8 à 3,5 % de silicium) à grains orientés, de faible épaisseur (0,3 à 0,35 mm), isolées entre elles. Son rôle essentiel est la canalisation du flux magnétique. La structure de sa section droite en gradins lui confère une forme circulaire semblable à celle des bobines afin de réduire les fuites magnétiques d'une part, et de présenter une bonne résistance mécanique aux efforts électrodynamiques de court-circuit d'autre part. (**Fig. I.1** et **Fig. I.2**)

I.2.3. Enroulements

Le transformateur comporte deux enroulements (primaire et secondaire) montés sur les colonnes du circuit magnétique qui sert de support. (**Fig. I.3**)

Le primaire (enroulement HT) destiné à la création d'un champ alternatif sinusoïdal et le secondaire à la création d'un courant induit par la variation du flux généré par le champ alternatif.

Le primaire se comporte comme un récepteur, par contre le secondaire comme un générateur, il diffère du primaire par le nombre de spires.

Les enroulements sont réalisés à partir de conducteur en cuivre de forme circulaire ou rectangulaire selon la valeur de la tension.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.2.1.3. Enroulement basse tension

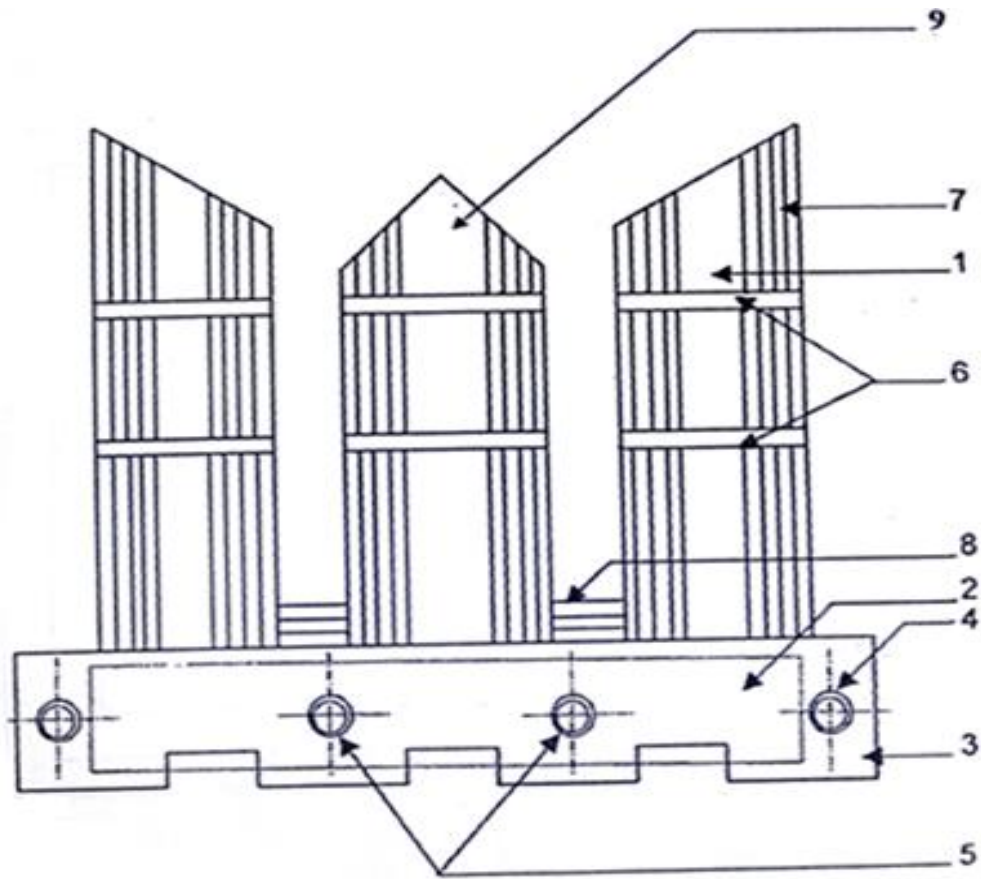
Le courant qui circule dans l'enroulement secondaire se caractérise par une forte intensité. Cette caractéristique impose un nombre de spires limité et une section du conducteur relativement importante.

I.2.1.4. Enroulement haute tension

La tension est élevée et l'intensité du courant est de faible valeur, ce qui impose un fil conducteur de faible section et un nombre de spires plus important.

On distingue deux modes d'enroulements HT :

- enroulement en couches.
- enroulement à galettes.



1. Colonne latérale.
2. Plaque isolante.
3. Tôle de serrage.
4. et 5. Boulons de serrage.
5. frettes.
6. gradins.
7. culasse inférieur.
8. colonne centrale.

Fig. I.1. Schéma de montage de noyau.

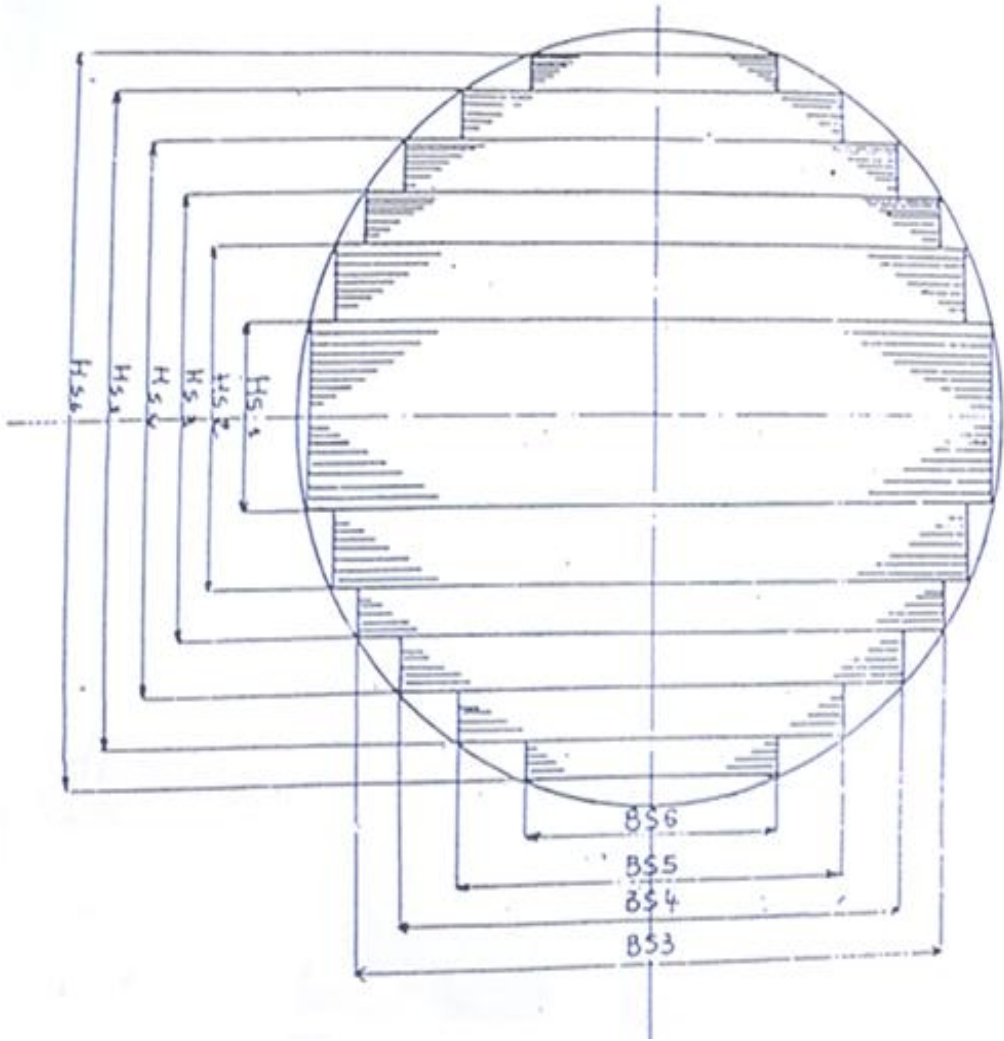


Fig. I.2. Représentation des gradins.

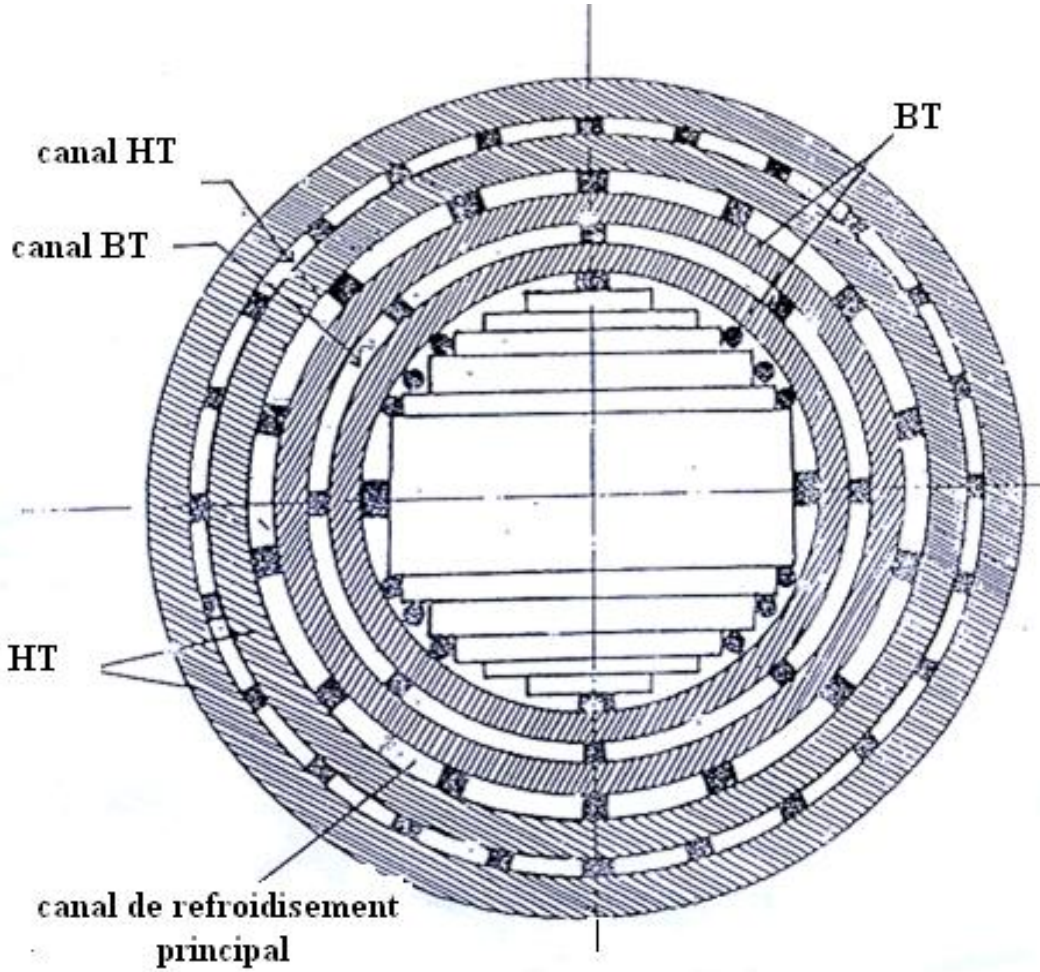


Fig. I.3. Coupe d'une colonne.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.2.3. Transformateur usuels

Le primaire d'un transformateur peut avoir ses bobines couplées en étoile (symbole utilisé Y ou y) ou en triangle (symbole utilisé D ou d, quelques fois Δ). Les bobines secondaires pourront être connectées en étoile, en triangle ou en zig-zig (symbole utilisé z). La lettre majuscule se rapportant à l'enroulement HT, la lettre minuscule à la BT.

Les couplages possibles sont donc : Yy, Yd, Yz, Dd, Dy, Dz, Zz, Zy, Zd

Mais les transformateurs à retenir (usuels) sont : **Yy, Yd, Yz, Dd, Dy, Dz.**

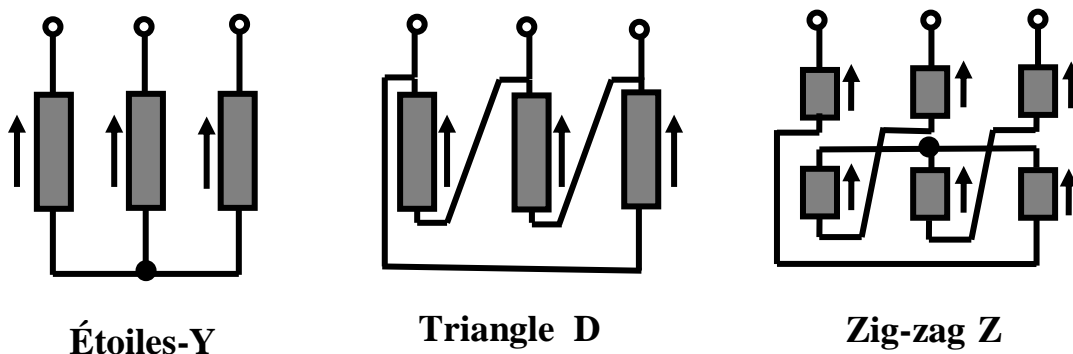


Fig.I.4. Les différents couplages de transformateur.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.3. Description de la partie constructive

Le transformateur comprend en plus des parties actives, une série d'éléments mécaniques qu'on peut appeler pièces constructive destinées à l'isolation, à la fixation et au refroidissement de la partie active.

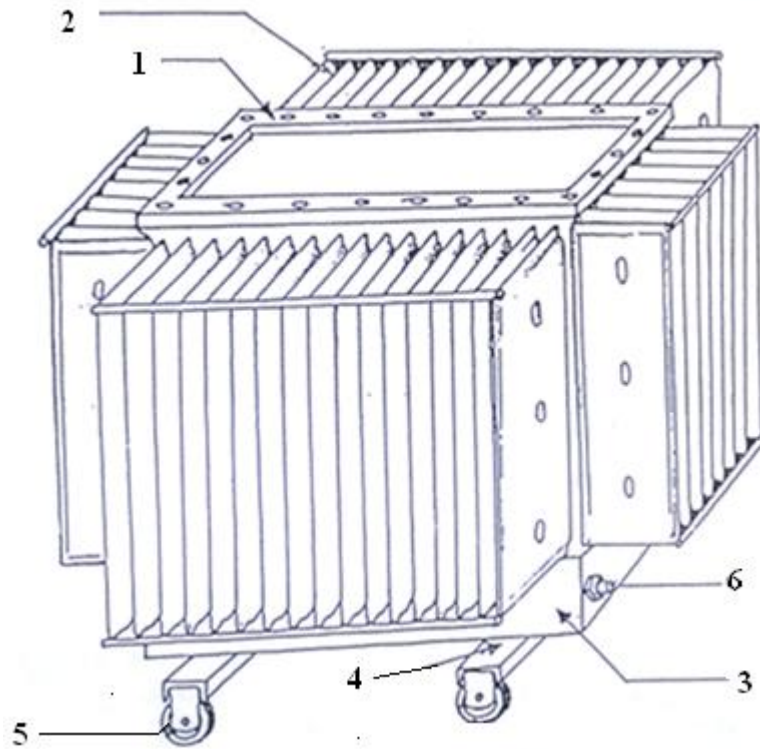
I.3.1. Cuve et liquide de refroidissement

La cuve protège la partie active du transformateur, son rôle est d'assurer son refroidissement en utilisant de l'huile.

Elle doit présenter une grande surface d'échange de chaleur avec le milieu extérieur est pour cela elle présente des ondulations comme moyen d'augmenter cette surface avec le milieu extérieur. Généralement la cuve d'un transformateur de puissance est de forme rectangulaire. On distingue alors plusieurs types de cuves :

- a) Les transformateurs de très faibles puissances (environ jusqu'à 30 kVa) ont des cuves lisses (simples) ;
- b) Pour les transformateurs de puissance plus élevée (jusqu'à 3000 kVa), on utilise des cuves à ondulation;
- c) Les transformateurs jusqu'à 10000 kVa ont des réfrigérants radiateurs a refroidissement naturel adaptés aux parois de la cuve ;
- d) Dans les transformateurs de plus de 10000 KVA, les radiateurs sont soufflés aux moyens de ventilateurs.

A l'heure actuelle les plus répandus sont les transformateurs dans l'huile dans les quels la partie active, c'est à dire le noyau avec les enroulements est placée dans une cuve remplie d'huile. En s'échauffant l'huile commence à circuler à l'intérieur de la cuve et assure ainsi le refroidissement naturel du transformateur. (**Fig. I.5**)



- 1- Cadre.
- 2- Parois ondulées.
- 3- Partie inférieur.
- 4- Support.
- 5- Galet de roulement.
- 6- Bouchon de vidange.

Fig. I.5. Montage de la cuve.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.4. Rapport de transformation a vide k

Le rapport de transformation k est défini comme étant le rapport des valeurs efficaces des tensions composées secondaire et primaire à vide.

$$k = \frac{U_{20}}{U_1} \quad [I.3]$$

En introduisant les tensions simples primaire V_1 et secondaire à vide V_{20} (réelles ou fictives) on a aussi

$$k = \frac{V_{20}}{V_1} \quad [I.4]$$

Comme nous allons le remarquer, ce rapport de transformation dépend des nombres de spires des bobinages et des couplages du primaire et du secondaire.

I.4.1. Indice horaire h

Pour un transformateur monophasé les tensions au primaire et au secondaire ne peuvent être déphasées que de 0 ou π suivant le sens des enroulements.

Pour un transformateur triphasé alimenté par un réseau équilibré, le déphasage des tensions en ligne HT et BT peuvent prendre toutes les valeurs multiples de $\frac{\pi}{6}$

Un angle de 30° représente également l'écart entre deux chiffres consécutifs sur le cadran d'une horloge.

Soit θ le déphasage, compté dans le sens trigonométrique, de la tension composée HT par rapport à la tension composée BT. Nous appelons **indice horaire** du transformateur le nombre :

$$h = \frac{\theta}{\frac{\pi}{6}} \quad [I.5]$$

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

En considérant la plaque à bornes d'un transformateur triphasé, le neutre « N ou n » étant sorti ou non, il est possible avec différents couplages, de représenter sur un diagramme de FRESNEL les tensions V_A et V_a .

On arrive à la conclusion suivante : si V_A est représenté par un vecteur vertical orienté vers le haut (fige II.1), V_a est représenté par un vecteur plus court (BT). Cet ensemble évoque les aiguilles d'une horloge indiquant l'heure entière.

Comme sur la (**Fig. I.6.**), on lit 11 heures, on dit que **l'indice horaire est 11.**

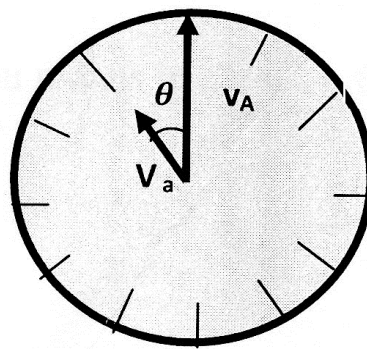


Fig. I.6.

I.5. Pertes dans un transformateur

La conversion de l'énergie dans un transformateur s'accompagne de diverses pertes qui déterminent le niveau de l'échauffement et le rendement.

I.5.1. Pertes fer

C'est la somme des pertes par hystérésis et des pertes par courant de Foucault.

I.5.1.1. Pertes par courant de Foucault

Les courants de Foucault sont induits dans la masse du matériau ferromagnétique, lorsque ce matériau est soumis à un champ d'induction variable. Ces courants provoquent par

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

effet joule une dissipation d'énergie. Pour les réduire, on feuillette et on empile les tôles isolées entre elles.

I.5.1.2. Pertes par hystérésis

La surface du cycle d'hystérésis s'exprime en joule /m³. Elle correspond à un échauffement du matériau dû aux frottements des moments magnétiques.

Ainsi la puissance perdue par hystérésis est donnée par :

$$P_h \approx f V S_h \approx f V (B_{\max})^2 \text{ où}$$

- f : est la fréquence de l'excitation magnétique
- V : est le volume de fer subissant le cycle
- S_h : est la surface du cycle qu'on admet être proportionnelle à $(B_{\max})^2$

On essaie de diminuer ces pertes en choisissant un matériau de surface S_h la plus faible possible.

I.5.2. Pertes par effet joule

Les pertes par effet joule dans les enroulements sont appelées également pertes cuivre, elles dépendent de la résistance de ces enroulements et de l'intensité du courant qui les traverse, elles sont proportionnelles au carré de l'intensité du courant.

$$P_J = \sum_i R_i I_i^2 \quad [I. 6]$$

R_i : Résistance de l'enroulement i ($i = 1, 2$),

I_i : Intensité du courant qui le traverse.

I.5.3. Pertes supplémentaires

I.5.3.1. Pertes supplémentaires à vide

Les pertes supplémentaires à vide sont localisées dans les coins, les colonnes et les culasses.

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.5.3.1.1. Pertes supplémentaires dans les coins

Elles sont dues à une répartition non uniforme de l'induction magnétique. On les détermine expérimentalement. Elles peuvent atteindre 50% des pertes fer dans les coins.

$$P_{s1} = 0,50 \sigma_{1,5} K_{BP} G_1 \quad [I. 7]$$

$\sigma_{1,5}$: pertes spécifiques pour une induction de 1,5T,

K_{BP} : coefficient correcteur des pertes spécifique pour une induction différente de 1,8T,

G_1 : poids du fer, il est constitué de trois parties différentes, colonnes, culasse et coins.

I.5.3.1.2. Pertes supplémentaires dans les colonnes et les culasses

Elles sont dues à la variation de la structure des tôles lors de leur usinage, elles sont estimées à 15% des pertes fer dans les colonnes et les culasses. On les détermine expérimentalement

$$P_{s2} = 0,15 \sigma_{1,5} K_{BP} G_1 \quad [I. 8]$$

I.6. Refroidissement des transformateurs

Il est nécessaire de refroidir les transformateurs de grosses puissances afin d'éviter la détérioration des isolants.

Ce refroidissement peut se faire de différentes façons:

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.6.1. Refroidissement dans l'air

Le transformateur est mis dans une enceinte grillagée, la ventilation peut être naturelle ou forcée (ventilateur).

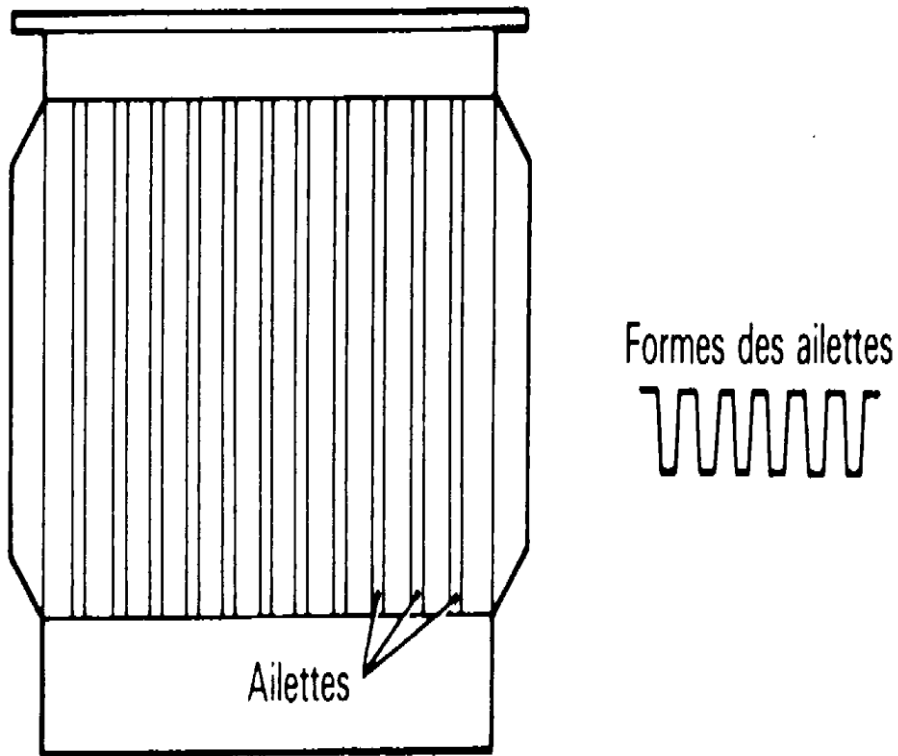


Fig. I.7

I.6.2. Refroidissement naturel dans l'huile

Une cuve renferme le transformateur. Cette cuve est munie d'ailettes. L'huile se refroidit au contact des parois (échange thermique).

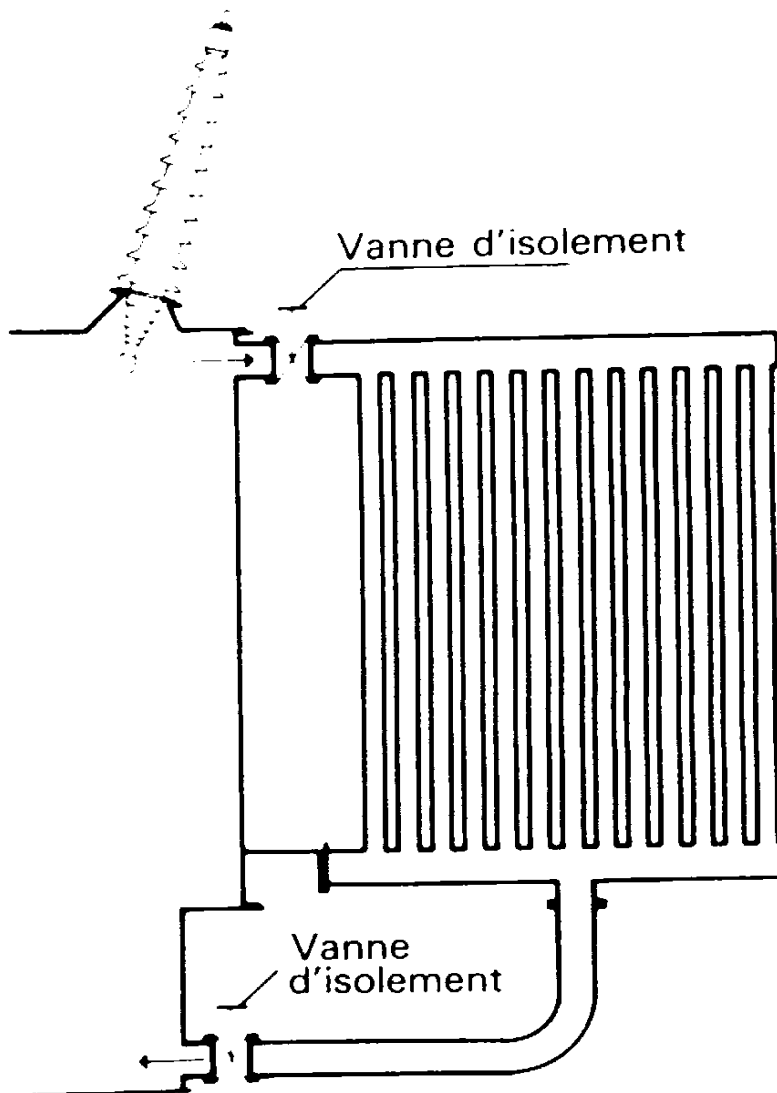


Fig. I.8

I.6.3. Refroidissement par radiateur d'huile

L'huile circule naturellement dans un radiateur séparé de la cuve. Ce radiateur peut être ventilé et la circulation d'huile forcée par un refroidissement avec de l'eau froide.

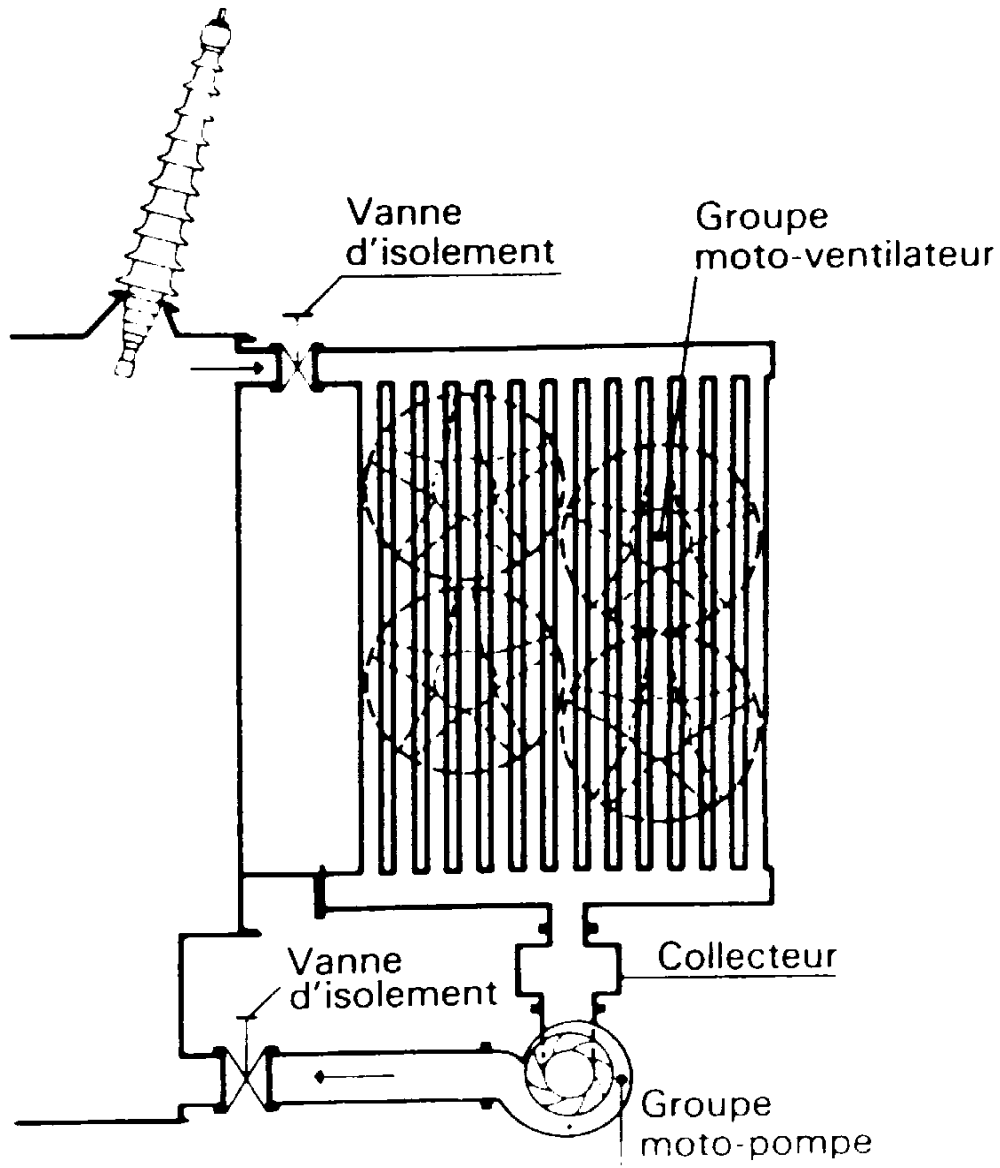


Fig. I.9

I.6.4. Refroidissement avec hydro réfrigérant

La circulation de l'huile s'effectue dans une cuve contenant des tubes à l'intérieur desquels circule de l'eau froide.

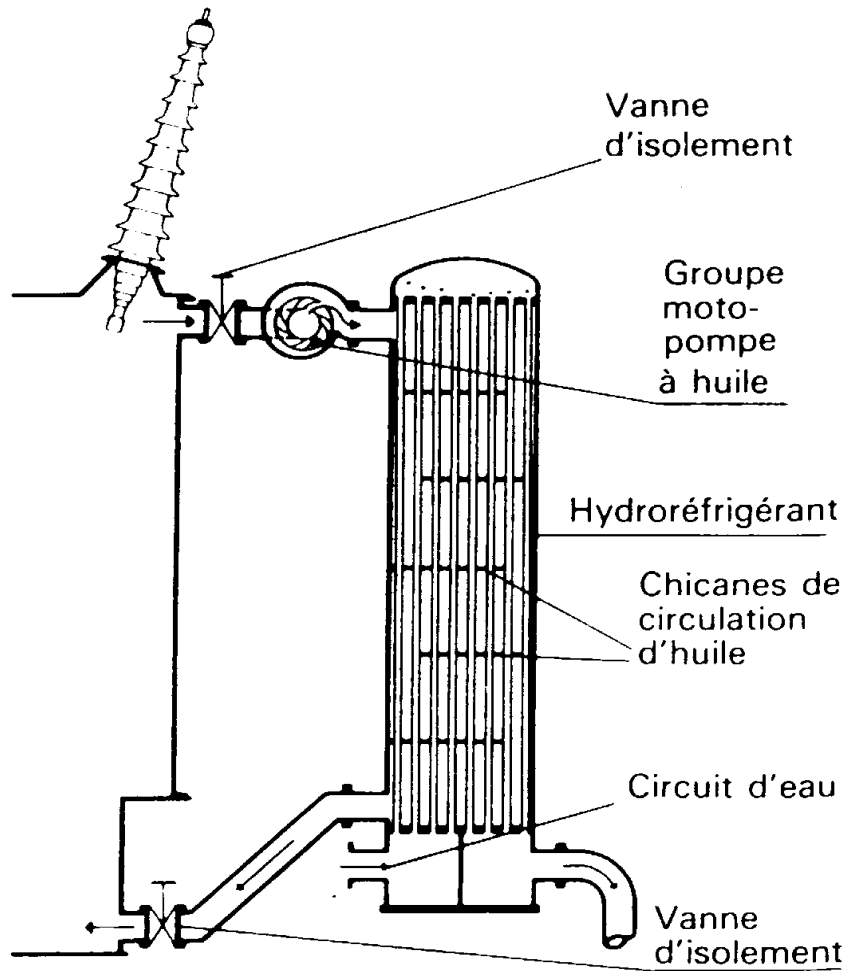


Fig. I.10

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.6.5. Diélectrique

Le diélectrique assure le refroidissement et l'isolement des transformateurs. Selon les tensions appliquées aux enroulements, l'isolement peut être assuré par l'air, c'est le cas des petits transformateurs en BT. L'huile minérale est très employée dans tous les transformateurs de puissance, mais elle présente des risques d'incendies et d'explosion.

I.6.6. Symboles pour le diélectrique et le refroidissement

Tableau.I.2

1ère lettre	2ème lettre	3ème lettre	4ème lettre
Nature du Diélectrique	mode de circulation diélectrique	fluide du refroidissement	mode de circulation fluide
O huile minérale	N naturel	O symbole Comme 1ère Lettre	N symbole Comme 2ème lettre
L diélectrique Chloré	F forcée	L	F
G gaz	D forcée et dirigée dans les enroulements	G	D
A air		A	
S isolant Solide		S	

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

I.7. Protection d'un transformateur

I.7.1. But de la protection

Le transformateur est l'un des éléments des réseaux électriques qui atteint le plus haut degré de fiabilité. La protection du transformateur a une triple mission :

- Protection contre les perturbations extérieures, court-circuit, surtensions, surcharges ;
- Préserver les réseaux connectés et l'environnement des effets des défauts se produisant dans le transformateur ;
- Surveiller le fonctionnement du transformateur, avertir d'une évolution dangereuse et limiter les dégâts en cas d'avarie.

La protection est une question à traiter du point de vue économique, en considérant la probabilité d'un type de défaut, la conséquence de manifestation éventuelle (perte de produit, coût de remise en état, dommages au matériel) et le coût de l'efficacité des protections destinées à l'empêcher ou à la limiter.

Certains dispositifs pourront remplir plusieurs fonctions. A l'opposé, une même fonction pourra être assurée par plus d'un équipement.

I.7.2. Phénomènes externes au transformateur

Ce sont en premier lieu les surtensions résultant de phénomènes atmosphériques (foudre) transmises par les lignes aériennes.

Les courts-circuits soumettant le transformateur à des courants de 10 à 20 fois le courant nominal, ont des effets thermique et électrodynamique.

Les surcharges proviennent de circonstances prédéterminées ou fortuites.

I.7.3. Défauts dans le transformateur

Ils peuvent être de natures très diverses :

a) Diélectrique : amorçages entre enroulements ou entre pièces sous haute tension et la masse, décharges partielles ;

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

b) Electrique : mauvais contacts dans les connexions et le changeur déprises ;

c) Electrodynamique : efforts dus à un court-circuit interne ou externe

d) Electromagnétique : courants de Foucault induits dans le circuit magnétique, les pièces de serrage, la cuve ;

e) Thermique : échauffement anormal, point chaud, vieillissent thermique, pollution de l'huile ;

Les différents types de défauts ou des degrés de gravité variables en fonction de l'importance des dommages causés et de leurs répercussions.

Enfin, les incidents susceptibles de produire des dégâts important nécessitent une intervention immédiate et automatique (court-circuit, amorçages internes)

I.7.4.Moyens de protection

Tous les transformateurs doivent être protégés contre :

- les surintensités ;
- les surtensions ;
- les surchauffes.

Les normes fixent les valeurs et les temps pendant lequel l'élément doit supporter ces phénomènes sans risque de détérioration.

I.7.4.1.Surintensités

Pour les petits transformateurs, la protection contre les surintensités est assurée par des déclencheurs électromagnétiques et thermiques ou par des fusibles placés en aval ou en amont ou mieux encore des deux côtés.Le calcul du courant de court-circuit maximum d'un transformateur s'effectue à partir de l'essai encourt-circuit.

I.7.4.2.Surtensions

Au court de l'essai en court-circuit, nous mesurons la tension primaire U_{1cc} qui fait débiter le courant nominal au secondaire court-circuité. U_{1cc} est naturellement bien inférieure à la tension primaire nominale U_1 .La relation est la suivante:

Chapitre I : Généralités sur le transformateur triphasé de puissance

$$\varepsilon = \frac{U_{1cc}}{U_1} \quad [I.9]$$

Le rapport ε (epsilon) est appelé "tension de court-circuit". Ce rapport est une caractéristique importante du transformateur. Il permet l'évaluation rapide du courant de court-circuit et joue un rôle important dans l'étude et le fonctionnement des transformateurs en marche parallèle.

I.7.4.3. Protection contre les surtensions

En pratique, la protection contre les surtensions peut être réalisée de la façon suivante :

- parafoudre ;
- câble mis à la terre ;
- renforcement de l'isolation des bobines etc...

I.7.4.4. Surchauffe

La surchauffe d'un transformateur de petite puissance à air peut être contrôlée par une résistance à coefficient de températures négatives NTC ou positif PTC montée en série dans un circuit de commande.

La surchauffe d'un transformateur à huile provoque la dilatation du liquide de refroidissement, le déplacement de ce liquide ou son échauffement.

Un dispositif de surveillance est installé sur le transformateur et porte le nom de relais Buchholz.

Le réservoir d'expansion est mis en contact avec l'air par l'intermédiaire d'un as sécheur d'huile (Silicagel). Il compense tous les changements de volume d'huile et d'oxydation de l'huile (diminution des caractéristiques isolantes de l'huile). Un thermomètre à contact et un contrôleur de niveau complètent l'équipement.

En cas de défaut à l'intérieur du transformateur, le relais Buchholz détecte le dégagement gazeux.

Deux niveaux de surveillance sont en service. Premier stade, le relais Buchholz signale la présence d'un défaut. Deuxième stade, Le relais Buchholz coupe l'alimentation du transformateur.

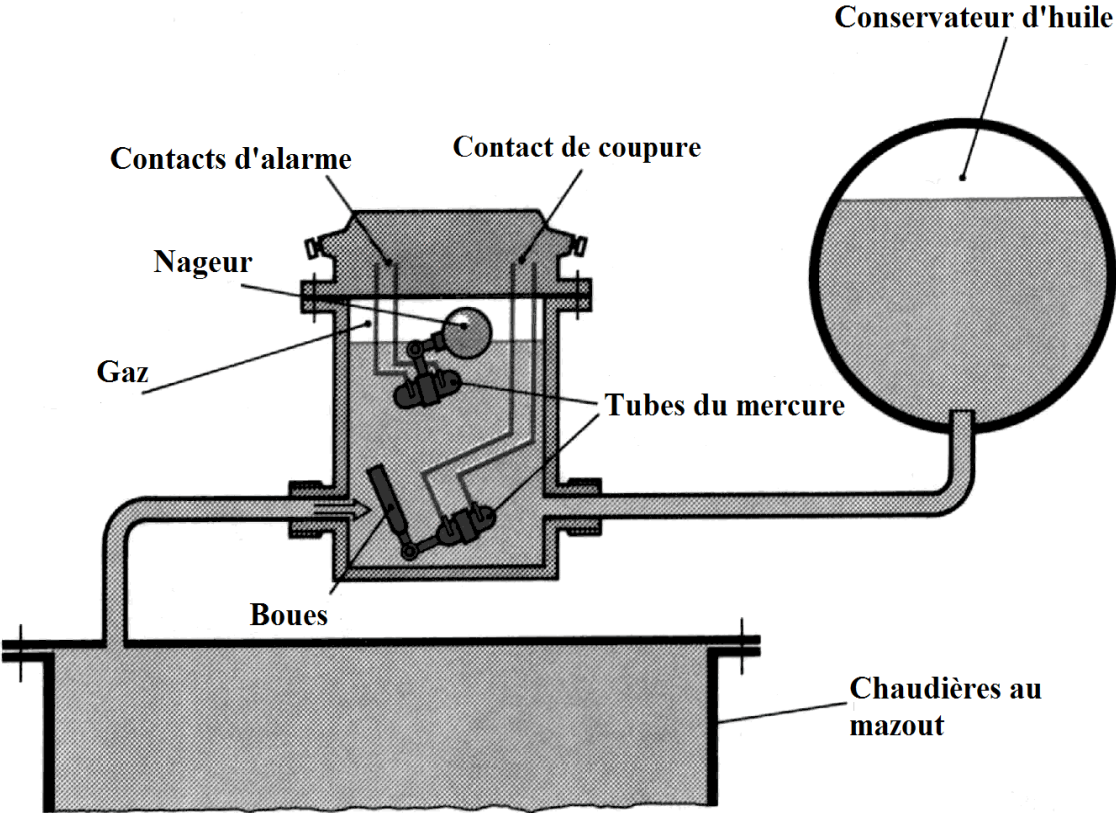


Fig. I.11

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

II.1. Le fer

On entend par fer très pur, un métal contenant moins de 30 p.p.m. (parties par million en poids) d'azote, moins de 20 p.p.m. de carbone et d'oxygène et moins de 10 p.p.m. de soufre.

Le fer pur a un comportement cristallographique compliqué puisque de structure cristalline entre 310°C et 1400°C. Il passe de l'état cubique centre (le fer α) à l'état cubique à faces centrées (le fer γ).

Bien que le fer pur soit un élément fondamental pour son moment magnétique intrinsèque, il n'est pratiquement jamais utilisé pour la construction électrique mais la plupart du temps en association avec d'autres éléments d'alliages.

II.2. Classification des matériaux

On classe généralement les matériaux ferromagnétiques en deux familles selon leur coercitivité, les matériaux ferromagnétiques durs et doux.

II.2.1. Les ferromagnétiques durs

Ceux sont des matériaux à large cycle d'hystérésis caractérisés par une aimantation rémanente. Ils sont destinés en général à la fabrication des aimants permanents utilisés dans les machines électriques tournantes, les haut-parleurs, les supports d'enregistrement bandes, disque magnétiques et moteurs génératrices...etc. Les matériaux typiques : alliages Alnico, ferrites durs, platine cobalt.

II.2.2. Les ferromagnétiques doux

Ce sont les matériaux à cycle d'hystérésis très mince et à faible induction rémanente. Les matériaux présentant ces caractéristiques sont le fer, le nickel, le cobalt et leurs alliages.

Ces matériaux à l'état pur n'offrent pas de grand intérêt à leur exploitation, souvent on fait recours à leur alliages ou bien on leur ajoute des additifs comme le silicium.

Ils s'aimantent et se désaimantent facilement, on les utilise le plus souvent dans les applications où l'on cherche à maximiser le flux.

Applications : les transformateurs, inductances, électro-aimants relais de protection.

Les matériaux typiques : Fe-Si, Fe-Ni, Fe-Co et les ferrites doux.

II.3. Les alliages magnétiques doux

II.3.1. L'alliage Fe-Ni

Les alliages Fe-Ni se présentent sous forme de composants : tores, bandes et fils ...etc. Ils trouvent leurs applications dans les disjoncteurs, les transformateurs d'impulsions, les capteurs, les téléphonies ... etc. Les alliages intéressants sont ceux dont le pourcentage de Nickel est compris entre 30% et 80%, en dessous de 30% de Ni, on a un mélange dont sa structure cristalline est composée de structure cubique à faces centrées (CFC) et

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

cubique centré (CC) ce qui conduit à des mauvaises propriétés magnétiques ; au-dessus de 80% de Ni ce n'est pas économique car le Ni est un métal coûteux.

Les alliages Fe-Ni cristallisent dans le système cubique à faces centrées (CFC), ce qui leur confère une grande malléabilité. On peut les laminier jusqu'à de très faibles épaisseurs (5 à 10 μ m) et les recuire à toute température.

En jouant sur le pourcentage de Nickel, on obtient diverses propriétés intéressantes.

II.3.2. les alliages Fe-Co

Pour répondre aux besoins de miniaturisation et de diminution de l'encombrement dans les systèmes électromagnétiques, les alliages Fe-Co offrent une grande possibilité d'exploitation dans ce sens. En effet on les utilise dans de nombreux domaines tels : l'aéronautique, la technologie embarquée ... etc. L'utilisation de Fe-Co diminue considérablement le poids des dispositifs électromagnétiques, impact direct sur la réduction de l'énergie stockée.

Les bienfaits du cobalt dans les matériaux sont nombreux, on peut citer comme exemple :

- l'augmentation d'aimantation à saturation (2,4T à 20°C) pour 35% en poids de Co, ce qui permet la réduction du volume des machines électriques.
- Une température de Curie très élevée, elle peut atteindre 1040°C avec 94% de Co, possibilité d'usage dans les milieux à très hautes températures.

II.3.3. les alliages Fe-Si

L'aimantation des substances ferromagnétiques constitue encore aujourd'hui la seule source d'induction magnétiquement acceptable. De ce fait la tôle magnétique Fe-Si est le matériau essentiel pour la production, le transport et la transformation de l'énergie électrique.

Deux grandes familles de tôles magnétiques Fe-Si sont utilisées pour la réalisation des circuits magnétiques des équipements électriques dont le principe de construction est basé sur l'action d'un champ magnétique :

- **La tôle à grains orientés GO.**
- **La tôle à grains non orientés NO.**

II.4. Influence du silicium sur les propriétés magnétiques, physiques, mécaniques et métallurgiques

L'avantage des alliages Fe-Si réside dans leur conductivité électrique considérablement réduite. Ainsi par exemple par rapport à celle d'un fer pur, la conductivité d'un alliage à 3,1% de Si est réduite d'un facteur supérieur à 4.

La diminution de la conductibilité thermique permet d'avoir une réduction des pertes. Une faible conductibilité thermique présente un critère favorable de l'alliage Fe-Si. On sait que ceux sont les courants induits qui sont responsables des pertes dans la masse métallique car ils freinent le déplacement des parois Bloch durant le processus de l'aimantation et la désaimantation. La conductibilité thermique de l'alliage Fe-Si de 3,2% -3,5% de Si est 4 fois inférieure à celle du fer pur.

Le fer pur passe de la structure cubique centrée (CC le fer α) à la structure cubique à faces centrées (CFC le fer γ) à température 910°C. Cette transition complique énormément les traitements des températures élevées. L'ajout de 1,8% de silicium stabilise la phase α à toute température, autorisant ainsi toute une gamme de traitement métallurgique sans transformation de phase (laminage, affinages et recristallisation).

La constante K_1 d'anisotropie magnétocristalline à une température ambiante passe de $4,8 \cdot 10^4 \text{ J/m}^3$ pour le fer pur à $3,4 \cdot 10^4 \text{ J/m}^3$ pour l'alliage à 3,5% de Si. La rotation des moments s'effectue donc facilement.

L'addition de silicium avec l'aluminium entraîne un durcissement du métal. Ce durcissement rend possible la découpe dans les tôles minces par poinçonnage et à des cadences élevées, de forme compliquées comme celles qu'utilisent les constructeurs des machines.

La présence de Si dans le fer présente cependant deux légers inconvénients puisque la polarisation à saturation et la température de curie passent respectivement de 2,15T à 2T et de 770°C à 760°C.

La constante de magnétostriction λ_{100} passe de $2 \cdot 10^6$ à $5 \cdot 10^6$ environ.

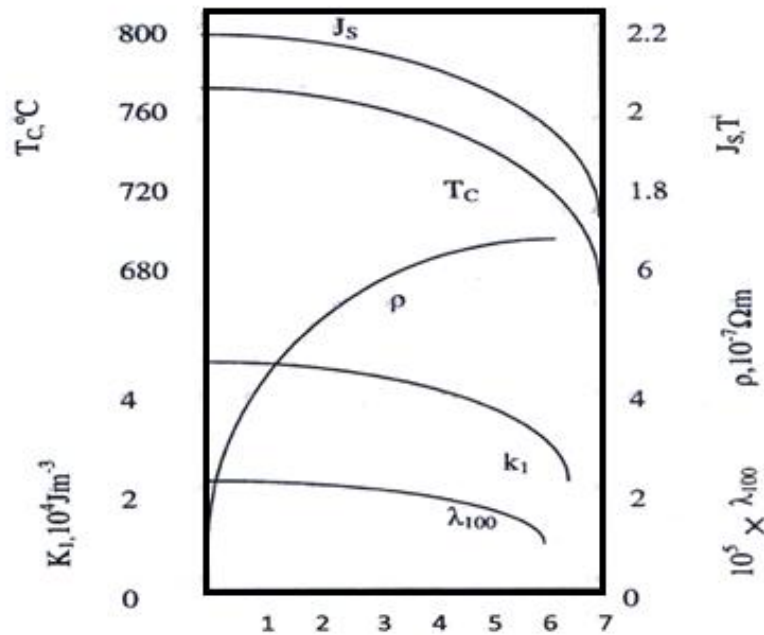


Fig. II.1. Effets de l'addition de silicium sur les propriétés électromagnétique du fer à 20°C.

II.5. Action des impuretés sur les propriétés magnétiques

II.5.1. Les impuretés et les défauts mécaniques

Les aciers élaborés en métallurgie contiennent les impuretés qu'on doit réduire ou supprimer. Les impuretés les plus nuisibles sont le carbone, l'azote et l'oxygène auxquelles s'ajoutent le soufre, le phosphore et le manganèse ...etc. Leur présence dans le fer provoque l'apparition d'inclusions diverses sous forme de Cémentite (Fe_3C), de nitrures (Fe_4N), d'oxyde de fer (FeO) et des composés (FeS). Ces derniers influent sur les caractéristiques mécaniques (allongement, résistance, dureté et plasticité) et dégradent ainsi la perméabilité. Par ailleurs, les impuretés abaissent la polarisation et freinent le déplacement des parois de Bloch, ce qui produit des échauffements et des pertes par hystérésis.

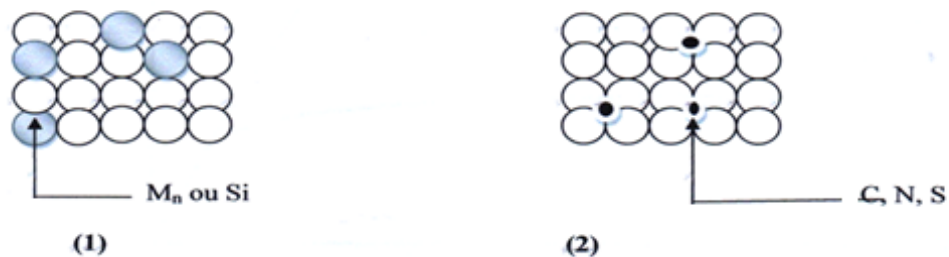


Fig. II.2. Localisation des impuretés dans le réseau cristallin du fer.

Les impuretés agissent en :

- ✓ Se substituant à des atomes du corps de base (fer), ce qui provoque la distorsion du réseau cristallin.
- ✓ Formant des précipités Fe_4N , FeO , Fe_3C ou se fixant dans les interstices du réseau, ce qui accrochera les parois de Bloch et entrainera des efforts locaux importants.

II.5.2. influence de silicium sur les impuretés

Le silicium réagit chimiquement sur tout oxyde présent dans le fer. Il réduit les impuretés oxygène et forme des silicates SiO_2 . Le silicium provoque aussi la décomposition de la cémentite Fe_3C pour former du graphite SiC , qui est un carbone presque pur. Le silicium réagit aussi avec l'azote pour former des composés Si_3N moins nuisibles que les nitrures Fe_4N qui sont la cause essentielle du vieillissement magnétique. La figure 3 montre l'évolution des pertes par hystérésis en fonction de la concentration de carbone et du silicium. En effet, plus on augmente le pourcentage de silicium plus les pertes seront réduites.

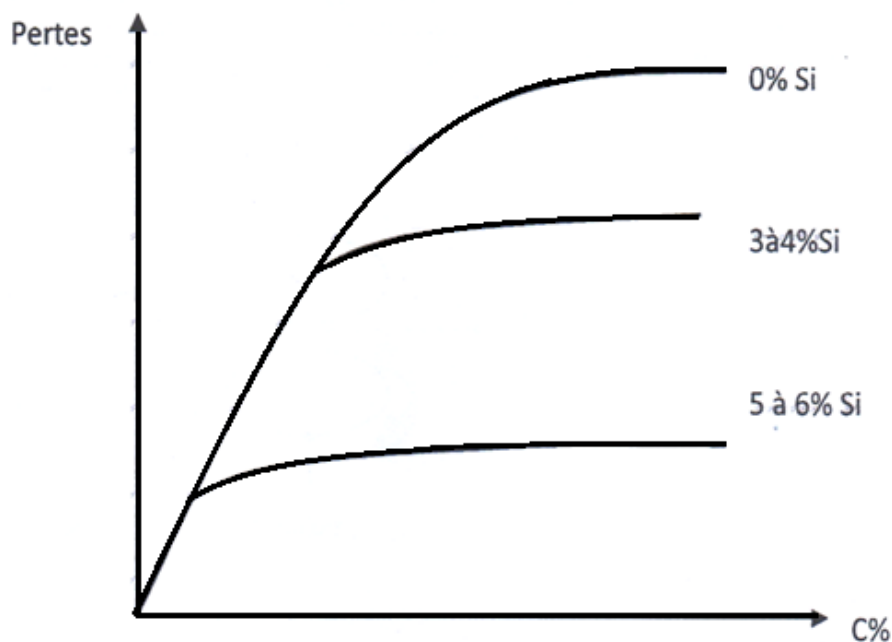


Fig.II.3.Influence des concentrations de carbone et silicium sur les pertes par hystérésis

II.6. Les différentes qualités de tôles élaborées en métallurgie

Les alliages fer silicium Fe-Si se divisent en deux grandes catégories suivant leur texture en grains orientés ou non orientés.

II.6.1. Les tôles en fer et fer-silicium à grains non orientés

a) Utilisations

Ces tôles sont utilisées pour la construction de tous les circuits magnétiques feuilletés. On les trouve dans tous les moteurs, des petits moteurs d'essuie-glace, ou d'électroménager aux plus gros alternateurs hydrauliques....etc.

b) Les différentes catégories de tôles non orientées

Il existe deux grandes familles de tôles non orientées qui se partagent le marché de la construction électrique, à parts sensiblement égales :

- Les tôles recuites, ayant reçu un revêtement final isolant, dites « fullyprocess » dans le jargon technique international,
- Les tôles non terminées, livrées au constructeur électricien à un état intermédiaire semi-fini, dites : « semi-process »

II.6.2. Les différentes catégories de la tôle magnétique à grains orientés

- Tôle magnétique à grains orientés des produits conventionnels.
- Tôle magnétique à grains orientés des produits à haute perméabilité.

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

Tableau. II. 1. Caractéristiques technologiques et magnétiques des produits conventionnels

Nuance d'acier		Epaisseur Nominale	Pertes totales spécifiques maximales à 50Hz pour		Polarisation magnétique minimale pour H=800 A/m	Facteur de foisonnement minimal
Désignation symbolique de l'acier	Désignation numérique de l'acier		1,5 T	1,7 T		
		mm	W/kg		T	
M110-23S	1.0863	0.23	0.73	1.10	1.78	0.945
M120-23S	1.0864	0.23	0.77	1.20	1.78	0.945
M127-23S	1.0860	0.23	0.80	1.27	1.75	0.945
M120-27S	1.0868	0.27	0.80	1.20	1.78	0.950
M130-27S	1.0866	0.27	0.85	1.30	1.78	0.950
M140-27S	1.0865	0.27	0.89	1.40	1.75	0.950
M130-30S	1.0859	0.30	0.85	1.30	1.78	0.955
M140-30S	1.0862	0.30	0.92	1.40	1.78	0.955
M150-30S	1.0861	0.30	0.97	1.50	1.75	0.955
M140-35S	1.0858	0.35	1.00	1.40	1.78	0.960
M150-35S	1.0857	0.35	1.05	1.50	1.78	0.960
M160-35S	1.0856	0.35	1.11	1.65	1.75	0.960

Depuis de nombreuses années, il est de pratique courante de donner des valeurs d'induction magnétique. En fait, le cadre d'Epstein est utilisé pour déterminer la polarisation magnétique (induction intrinsèque) qui est définie comme :

$$J = B - \mu_0 H$$

Ou :

J : est la polarisation magnétique ;
 B : est l'induction magnétique ;
 μ_0 : est la constante magnétique : $4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$;
 H : est le champ magnétique.

Note : La différence entre B et J à 800 A/m s'élève au plus à 0.001 T

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

Tableau. II.2.Caractéristiques technologiques et magnétiques des produits à haute perméabilité.

Nuance d'acier		Epaisseur Nominale	Pertes totales spécifiques maximales à 50Hz pour 1.7 T	Polarisation magnétique minimale pour H=800 A/m	Facteur de foisonnement minimal
Désignation symbolique de l'acier	Désignation numérique de l'acier	mm	W/kg	T	
M85-23P ^b	1.0822	0.23	0.85	1.88	0.945
M90-23P ^b	1.0835	0.23	0.90	1.88	0.945
M95-23P	1.0836	0.23	0.95	1.88	0.945
M100-23P	1.0879	0.23	1.00	1.85	0.945
M90-27 P ^b	1.0838	0.27	0.90	1.88	0.950
M95-27 P ^b	1.0839	0.27	0.95	1.88	0.950
M103-27P	1.0880	0.27	1.03	1.88	0.950
M100-30P ^b	1.0852	0.30	1.00	1.88	0.955
M105-30P	1.0886	0.30	1.05	1.88	0.955
M111-30P	1.0881	0.30	1.11	1.88	0.955
M125-35P	1.0854	0.35	1.25	1.88	0.960

II.6.3. Définition de la tôle magnétique à grains orientés

La tôle magnétique à grains orientés est un matériau important pour la production de transformateurs à rendement énergétique élevé et des grands turbogénérateurs. Chaque fois que le mouvement est transformé en énergie électrique et l'énergie électrique en mouvement ou que l'énergie est transportée sur de longues distances, on utilise la tôle électrique à grains orientés. La tôle magnétique à grains orientés est un matériau essentiel indispensable aux transformateurs de distribution et de puissance ainsi qu'aux petits transformateurs. Elle est utilisée sous forme de bobines ou de feuilles poinçonnées.

II.6.4. Caractéristiques technologiques

II.6.4.1. Masse volumique

La masse volumique du matériau n'est pas spécifiée. La valeur conventionnelle de la masse volumique utilisée pour calculer les caractéristiques magnétiques et le facteur de foisonnement doit être de 7,65 kg/dm³.

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

II.6.4.2. Nombre de pliages

Le nombre minimal de pliages est de 1. Cette valeur s'applique aux éprouvettes découpées parallèlement à la direction de laminage.

II.6.4.3. Contrainte internes

Le matériau doit être, autant que possible, exempt de contraintes internes. La vérification des contraintes internes n'est pas applicable aux matériaux de largeur inférieure à 500mm (matériaux fendu) l'espace mesuré ne doit pas dépasser 1mm.

II.6.4.4. Résistance du revêtement d'isolation

Une valeur de la résistance du revêtement d'isolation mesurée avant ou après l'application éventuelle d'un traitement thermique de relaxation doit faire l'objet d'un accord au moment de l'appel d'offre et de la commande. La résistance du revêtement d'isolation exprimée en Ωmm^2 représente la résistance d'isolement superficielle offerte au passage du courant à travers le revêtement.

II.6.4.5. Facteur de foisonnement

Les valeurs minimales doivent être comme spécifiées aux Tableaux 1 et 2.

II.6.5. Caractéristiques magnétiques

II.6.5.1. Polarisation magnétique

Les valeurs minimales spécifiées pour la polarisation magnétique pour une intensité de champ magnétique de 800A/m (valeur de crête), doivent être comme indiqué aux tableaux 1 et 2. La polarisation magnétique doit être déterminée dans un champ d'induction magnétique alternatif (exprimé en valeur de crête), à 50Hz.

II.6.6. Les tôles fer-silicium Fe-Si à grains orientés (GO)

II.6.6.1. Propriétés

Le caractère spécifique de ces tôles réside dans leur texture cristalline. Tous les cristaux cubiques centrés que compte la tôle ont des orientations très voisines d'une orientation idéale, qu'on appelle orientation de gauss, ou (110) (001) en notation de Miller. Ainsi la direction de laminage, dans le plan de la tôle, est toujours très voisine d'une arête du cube, qui est aussi une direction de facile aimantation. Il apparaît alors dans la tôle une structure en domaines spéciaux réguliers en bandes parallèles, d'aimantations alternées,

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

séparés par une paroi de Block à 180°très mobile. Cette tôle acquiert donc facilement une aimantation importante parallèlement à sa direction de laminage et ses pertes sont faibles.

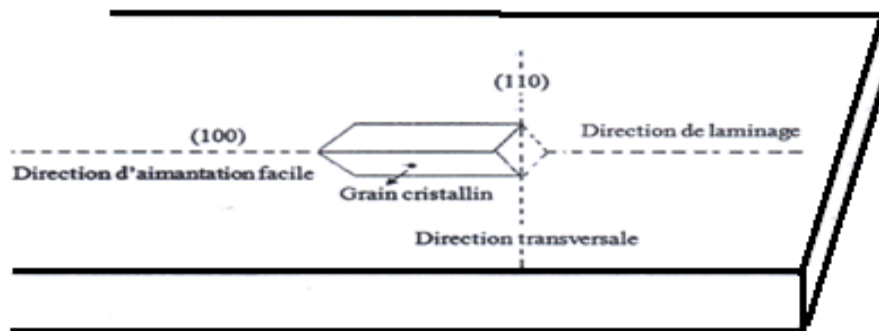
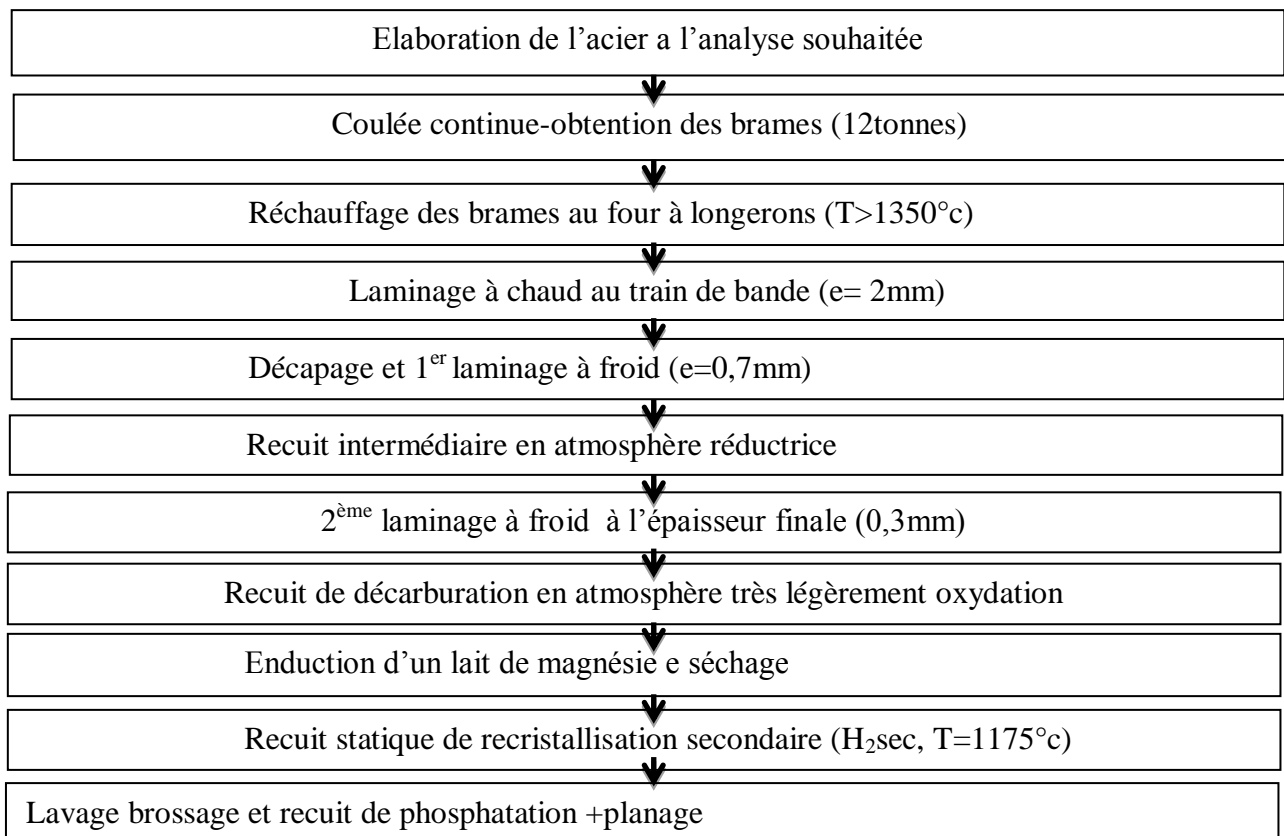


Fig. II.4.Orientation des grains dans la tôle de type GO D.L désigne la direction de laminage et D.T la direction transversale : cas d'une orientation de gauss idéal ou (100) (001).

II.6.6.2. principe de fabrication

Le principe de fabrication des tôles à grain orienté est présent sur le diagramme suivant :

Tableau. II.3. Principe de fabrication des tôles magnétique à grains orientés



II.6.6.3.Épaisseur conventionnelles

Les épaisseurs disponibles varient respectivement de 0.23 à 0.35 mm (acier classique) et de à 0.23 mm à 0.30 mm (l'acier à haute perméabilité). Les tôles classiques d'épaisseur 0.23mm sont commercialisées depuis plusieurs années. Les tôles à haute perméabilité de mêmes épaisseurs sont encours de développement industriel et commercial en Europe. La réduction de l'épaisseur nécessite une maitrise plus grande de l'orientation des grains.

II.6.6.4.Isolation des tôles à grains orientés(GO)

Les tôles à grains orientés sont destinées à la construction des noyaux des transformateurs, qui fonctionnent très souvent dans un bain d'huile minérale pour l'isolation et le refroidissement du système. L'isolant propre des tôles doit indéfiniment rester parfaitement neutre et chimiquement stable vis-à-vis de ce milieu. A cet effet, les tôles à grains orientés reçoivent un revêtement minéral isolant. Pour les tôles classiques, il s'agit d'un silicate de magnésium (Mg_2SiO_4), qui a subi une phosphatation. Parce qu'il est fabriqué par voie chimique à haute température au cours des dernières étapes du processus industriels, ce revêtement isolant est à la fois mince (2à5 μm) et très adhérent.

II.6.6.5.Caractéristiques magnétiques obtenues

Les Caractéristiques magnétiques essentielles de quelques qualités des tôles à gains orientés qui différent par leurs épaisseurs et l'acuité de leurs textures respectives sont rapportées sur le tableau. II.4.

Pour une épaisseur donnée, toute amélioration de la texture entraine une diminution sensible des pertes spécifiques et une légère amélioration de la polarisation obtenue dans un champ d'excitation alternatif d'amplitude 800A/m

Tableau. II.4.Caractéristiques de quelques tôles fer-silicium à grains orientés.

\	Epaisseur normale (mm)	Pertes spécifiques $\hat{j}=1,7T ; 50 \text{ Hz}$ (en W.kg^{-1})	Puissance apparente spécifique $\hat{j}=1,7T ; 50 \text{ Hz}$ (en VA/kg)	Polarisation J_{800} (en T)
Tôles	0,35 (M6)	1,50	3	1,75
«Classiques»	0,30 (M5)	1,25	2,7	1,84
	0,23(M3)	1,07	2,6-2,7	1,84
Tôles	0,30	1,05	1,40	1,92
à	0,27	1,03	1,40	1,92
«haute	0,23	0,85	1,40	1,90
perméabilité»	«scratché»			

II.6.6.6. Tôles spécifiques

Parmi les besoins essentiels en construction électrique nous citons une grande aimantation sous un champ faible et la réduction des pertes, pour cela de nouvelles technologies qui permettent d'avoir des tôles plus performantes ont été introduites.

II.7. Les tôles magnétiques à haute perméabilité

Les tôles magnétiques à haute perméabilité peuvent atteindre des inductions de près de 2T sous un champ d'excitation de 800A/m et des pertes massiques sensiblement égales à 1 W/kg pour des inductions de travail de 1.7T. Ces techniques de perfection sont dues notamment à l'addition des nouveaux éléments d'alliages, comme l'aluminium, le cuivre ou l'étain ou le traitement pas faisceau laser de la surface de la tôle. A titre indicatif, pour une tôle de 0.30mm d'épaisseur, le constructeur garantit (norme CE 404-8-7), des pertes maximales de 1.05W/kg sous une induction de 1.7T et une induction minimale de 1.92 T sous un champ de 800A/m.

II.8. Les tôles Fe-Si de faible épaisseur

Lorsque la fréquence de travail s'accroît (ce qui est le cas de beaucoup de dispositifs de l'électronique et de l'électrotechnique aujourd'hui), l'utilisation des tôles trop épaisses conduirait à des pertes électromagnétiques et à des échauffements inadmissibles dans les machines. Par conséquent le choix de l'épaisseur d'une tôle se fait en tenant compte de sa fréquence de travail. La profondeur de peau notée δ constitue une donnée essentielle présidant au choix d'épaisseur de tôle. La profondeur de peau, peut-être calculée à partir de l'expression suivante :

$$\delta = \left(\sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu F}} \right)^{1/2} (\text{m}) \quad [\text{II. 1}]$$

ρ : Résistivité électrique en ($\Omega \cdot \text{m}$)

μ : perméabilité magnétique ($\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$)

F : fréquence en (Hz)

En général, on choisit une épaisseur de tôle «e» voisine de l'épaisseur de peau. Cette condition permet d'avoir une répartition sensiblement uniforme de l'induction magnétique à travers l'épaisseur de la tôle. Les tôles à faible épaisseur trouvent application dans les machines spéciales à grandes vitesses fonctionnant aux fréquences allant de 400 Hz à 10 kHz.

Les pertes spécifiques de ces tôles dépendent de la fréquence. Elles évoluent comme indique la figure. II.5, qui représente les pertes en fonction de l'induction magnétique pour différents fréquences.

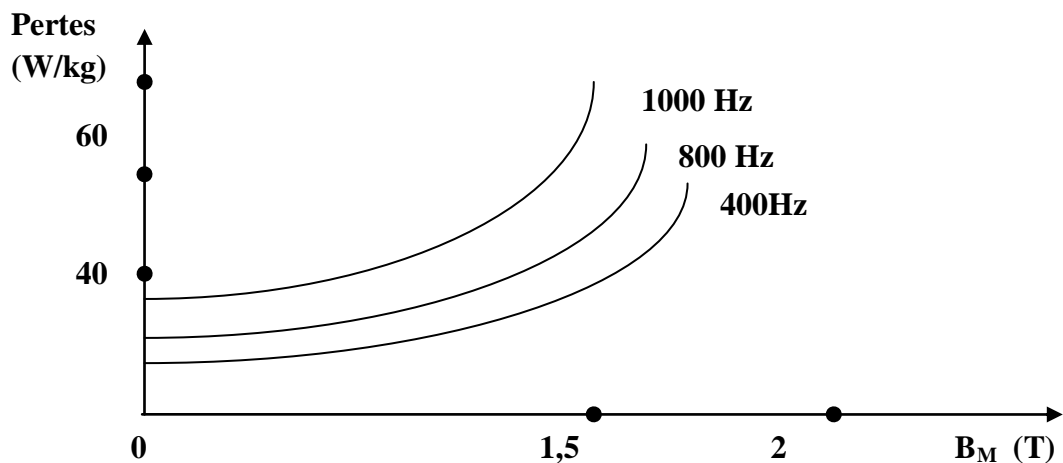


Fig. II.5. Pertes spécifiques d'une tôle Fe-Si GO de 0,1 mm d'épaisseur en fonction de l'induction B.

Chapitre II : Généralité sur les matériaux magnétiques

Les valeurs des pertes spécifiques pour quelques épaisseurs sont représentées dans le tableau suivant :

Tableau.II.5. Pertes spécifiques des tôles fer silicium minces à 3% de silicium

Types de tôles	Qualités à grains orientés Si 3%	Qualités à grains non orientés Si 3%
e = 0.05 mm	pertes spécifiques à 400HZ et B = 1.5T(en w/kg)	pertes spécifiques à 400HZ et B = 1 T(en w/kg)
	19	/
e = 0.10 mm	15	14
e = 0.15 mm	16.5	15
e = 0.20 mm	/	15

On sait depuis longtemps qu'une teneur en silicium voisine de 6.5% optimise les caractéristiques électromagnétiques de l'alliage Fe-Si. Cette composition correspond en effet à l'annulation de la magnétostriction, tandis que la résistivité et l'anisotropie magnéto-cristalline évolue aussi de façon favorable, passant respectivement de 10^{-7} à $7 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$ et de $4,8 \cdot 10^4$ à $2 \cdot 10^4 J/m^3$. Ce qui conduit à des pertes magnétiques diminuées de 20 à 30% par rapport à celles des machines conventionnelles. Un autre avantage de l'ajout de silicium est la réduction de l'effet de vieillissement. Mais au-dessus de 3,5% de Si l'alliage Fe-Si présente une fragilité qui interdit sa mise en forme par les moyens conventionnels (laminage par exemple). Deux nouvelles technologies sont alors utilisées pour obtenir des alliages Fe-Si contenant un excès de silicium.

- La solidification rapide de l'alliage sur la fonte d'une roue froide tournant à une grande vitesse. Elle procure directement des rubans métalliques de faible épaisseur qui s'avère être très flexible.
- L'enrichissement en Si des tôles magnétiques industrielles à 3% ; à partir d'un dépôt chimique en phase vapeur, ce qui préserve la géométrie et la texture initiale.

III.1. Les grandeurs magnétiques

III.1.1. L'induction magnétique

En présence de la matière, le champ magnétique \vec{H} induit dans cette matière une polarisation magnétique \vec{J} (une orientation et une agitation des molécules ou des atomes de la matière) dont les effets s'ajoutent à ceux de \vec{H} et on est conduit à définir un nouveau vecteur, l'induction magnétique :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad [\text{III.1}]$$

B : induction magnétique [T].

μ_0 : perméabilité magnétique du vide, sa valeur est égale à $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m].

μ_r : perméabilité magnétique relative [H/m].

J : polarisation magnétique [T].

H : champ magnétique [A/m].

III.1.2. Le champ magnétique

Le champ magnétique \vec{H} est créé dans le vide par toute charge électrique en mouvement ou par un aimant permanent. Le champ magnétique \vec{H} dépend que de la source, il s'exprime en A/m. Le calcul du champ magnétique fait appel au théorème d'Ampère :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum N \cdot I \quad [\text{III.2}]$$

N : nombre de spires.

I : le courant [A].

III.1.3. le flux d'induction magnétique

Souvent noté ϕ , le flux est une grandeur physique mesurable caractérisant l'intensité et la répartition spatiale du champ magnétique. Cette grandeur est égale au flux du champ magnétique \vec{B} à travers une surface orientée \vec{S} .

Son unité d'expression est le weber [**Wb**].

$$\phi = \vec{B} \cdot \vec{S} \quad [\text{III.3}]$$

III.1.4. L'aimantation

L'aimantation M est une grandeur physique qui décrit dans quelle mesure le matériau est affecté par un champ magnétique mais également le champ que le matériau lui-même est capable de générer. Son unité est [A/m]. Un champ magnétique d'excitation lui donne naissance et elle disparaît après retrait de celui-ci. Cependant, certains matériaux possèdent la capacité de retenir l'aimantation qui est définie par :

$$\vec{M} = \frac{\sum \vec{M}_A}{V} \quad \text{[III.4]}$$

M_A : moment magnétique atomique [A.m²].

V : volume [dm³].

M : aimantation [A/m].

III.1.5. La susceptibilité magnétique

Notée χ , est la faculté d'un matériau à s'aimanter sous l'action d'une excitation magnétique, la réaction est de deux types : aimantation du matériau s'accompagnant de l'apparition d'une force mécanique. La susceptibilité magnétique est définie par :

$$\chi = \frac{M}{H} \quad \text{[sans unité].} \quad \text{[III.5]}$$

III.2. Le comportement magnétique de la matière

III.2.1. Le moment magnétique atomique m

Il est constitué d'un moment orbital qui est la rotation des électrons autour du noyau et d'un moment de spin qui est la rotation des électrons sur eux-mêmes.

III.2.2. Le moment magnétique

Lorsque la matière est soumise à un champ magnétique, elle s'aimante, c'est-à-dire que chacune de ses éléments de volume dv est équivalent à une petite boucle de courant, donc on définit le moment magnétique \vec{dm} :

$$\vec{M} = I \cdot \vec{s} \quad \text{[III.6]}$$

I : Intensité du courant circulant dans la boucle [A].

ds : aire de la surface limitée par la boucle.

\vec{dm} : Le moment magnétique m s'exprime en [A.m²].

Chapitre III : Généralités sur le magnétisme et les pertes

Un matériau magnétique apparaît donc, comme un ensemble de moments magnétiques élémentaires (les atomes) interagissant entre eux en un réseau cristallin : $M = \sum m_i$ et selon le comportement de cet ensemble, on distingue les types de magnétisme.

III.2.3. Diamagnétisme

Les matériaux diamagnétiques ont une susceptibilité magnétique χ négative, pratiquement constante et très faible de l'ordre 10^{-5} et 10^{-6} . Un matériau diamagnétique offre une grande résistance au passage du champ magnétique. Les lignes d'excitation magnétiques \vec{H} ne pénètrent pas le matériau. La perméabilité est donc nulle.

La magnétisation induite dans le corps diamagnétique par une excitation magnétique \vec{H} sera dans la direction opposée à \vec{H} .

Exemple de matériaux diamagnétiques : le cuivre, le graphite, le Bismuth, etc....

III.2.4. Paramagnétisme

Par définition, tous les matériaux qui ne sont pas diamagnétiques sont paramagnétiques. Ils possèdent une susceptibilité magnétique χ positive, pratiquement constante et très faible de l'ordre 10^{-6} à 10^{-3} . Dans un matériau paramagnétique chaque atome possède un moment atomique non nul.

Comme pour le diamagnétisme, il s'agit d'un phénomène faible et temporaire. Contrairement au diamagnétisme la réponse d'un matériau paramagnétique vise à renforcer l'action de l'excitation \vec{H} extérieure. Notons que ce phénomène diminue avec l'augmentation de la température puisque l'agitation thermique désoriente les dipôles magnétiques élémentaires.

Exemple de matériaux paramagnétiques : l'oxygène (1atm), l'aluminium et le platine.

III.2.5. Ferromagnétique

Les matériaux ferromagnétiques possèdent une susceptibilité magnétique χ extrêmement grande et variable. La magnétisation d'un matériau correspond à l'orientation des dipôles élémentaires dans une même direction.

A la différence des paramagnétiques, cette orientation peut se faire spontanément, en l'absence d'une excitation \vec{H} extérieure.

Chapitre III : Généralités sur le magnétisme et les pertes

La région de l'espace dans laquelle tous les moments magnétiques sont orientés selon une même direction s'appelle un domaine (de Weiss). Les limites entre les différents domaines s'appellent parois (de Bloch) ; les moments magnétiques sont dirigés dans le même sens.

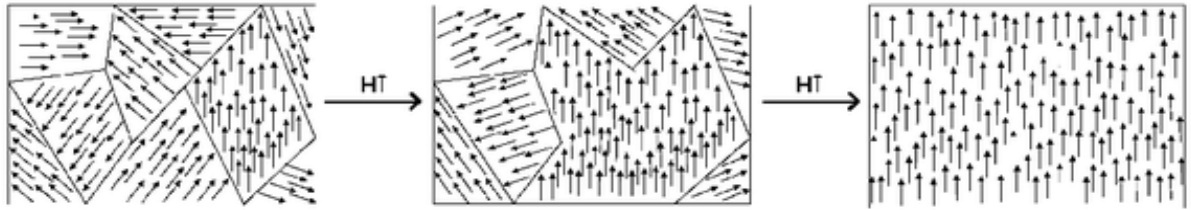


Fig.III.1. Représentation schématique de l'évolution des domaines de Weiss avec un champ magnétique extérieur croissant

L'organisation en domaines résulte avant tout de la minimisation de l'énergie interne W_i . Si on place un matériau ferromagnétique dans une excitation \vec{H} extérieure, les parois de Bloch vont se déplacer de manière à renforcer l'excitation \vec{H} extérieure. Si \vec{H} augmente beaucoup, le domaine favorable orienté occupe tout le volume du matériau qui est alors magnétisé à saturation.

Les matériaux ferromagnétiques possèdent une température dite de Curie, au-dessus de laquelle ils deviennent paramagnétiques leur susceptibilité suivant alors la loi de Curie Weiss est :

$$\chi_r = \frac{C}{T - T_c} \quad \text{[III.7]}$$

C : constante de Curie.

T_c : température de Curie [K].

Exemple de matériaux ferromagnétiques : le fer, la magnétite, le cobalt, le nickel et certains de leurs alliages (aciers, ferronickels).

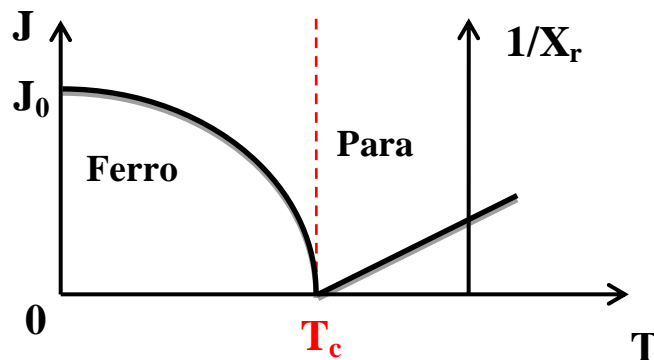


Fig.III.2. variation de l'aimantation en fonction de la température [K].

III.2.6. Les matériaux antiferromagnétiques

Dans ce type de matériau les moments magnétiques sont répartis en deux réseaux opposés, et le moment magnétique résultant est très faible ou nul.

III.2.7. Les ferrimagnétiques

Dans ce type de matériaux, la répartition directionnelle des moments est semblable à celle du ferromagnétique, dans ce cas il n'y a pas de compensation et le moment résultant n'est pas nul. Les matériaux ferrimagnétiques possèdent une résistivité plus importante que celle du fer pur, d'où une réduction des pertes. Les ferrites ont un grand intérêt dans l'électrotechnique et ils sont utilisés dans plusieurs applications comme les aimants permanents.

III.3. Organisation de la matière

III.3.1. L'énergie interne

Un ferromagnétique soumis à l'action d'un champ magnétique extérieur \vec{H} doit son énergie à l'action collective de ce champ appliqué et de son propre champ auxquels peuvent s'ajouter des contraintes physique ou mécanique. La configuration des domaines est alors déterminée par l'énergie totale du corps.

L'énergie totale ou interne W_i associée à la structure en domaines comprend quatre termes :

$$W_i = W_{ec} + W_{an} + W_{mst} + W_{msc} \quad [III.8]$$

W_i : énergie interne [J/m^3].

W_{ec} : énergie d'échange [J/m^3].

W_{an} : énergie d'anisotropie [J/m^3].

W_{mst} : énergie magnétostatique [J/m^3].

W_{msc} : énergie magnétostrictive [J/m^3].

III.3.2. L'énergie d'échange W_{ec}

Les solides ferromagnétiques ont une structure telle qu'on aura à la fois l'arrangement géométrique des atomes et l'arrangement directionnel des moments. Dans un cristal ferromagnétique l'énergie d'échange impose l'ordre directionnel des moments atomiques, cette énergie s'exprime par :

$$W_{ec} = -\frac{1}{2} \sum_{ij} A_{ij} \vec{S}_i \vec{S}_j \quad [III.9]$$

A_{ij} : l'intégrale d'échange ;

\vec{S}_i, \vec{S}_j : Les moments de spin des atomes i et j .

II.3.3. L'énergie d'anisotropie

L'énergie d'anisotropie est l'énergie dissipée ou fournie pour faire tourner l'ensemble des moments magnétiques par rapport aux axes de facile aimantation vers une direction donnée. Les directions de facile aimantation sont les directions dans lesquelles cette énergie dépensé W_{an} est minimale.

$$W_{an} = K_0 + K_1 (\alpha_1^2 \alpha_2^2 + \alpha_2^2 \alpha_3^2 + \alpha_3^2 \alpha_1^2) + K_2 \alpha_1^2 \alpha_2^2 \alpha_3^2 + \dots \quad [J/m^3]. \quad [III.10]$$

Pour un cristal de structure hexagonale, l'énergie W_{an} est présentée par :

$$W_{an} = K_0 + K_1 \sin^2 \theta + K_2 \sin^4 \theta \dots \quad [J/m^3]. \quad [III.11]$$

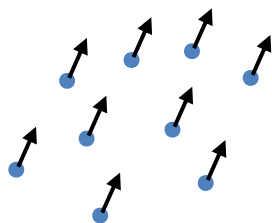
K_0, K_1, K_2 : sont des constantes d'anisotropie, elles sont positives ou négatives et sont variables avec la température et s'expriment en $[J/m^3]$.

θ : angle entre l'axe hexagonal et l'aimantation \vec{J}_s ;

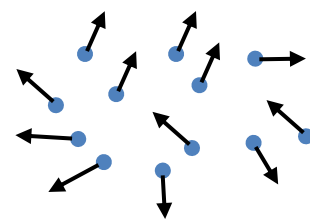
α_i : sont les directions qui caractérisent la position du vecteur polarisation spontanée par rapport aux axes cristallins de référence.

III.3.4. L'énergie magnétostatique W_{mst}

Cette énergie résulte des interactions entre chaque moment atomique et le champ local où est placé ce moment, ce champ local est la combinaison du champ créé par les atomes voisins et du champ magnétique extérieur.



Action globale importante



Action globale faible

Fig.III.4. Illustration d'énergie magnétostatique

III.3.5. L'énergie magnétostrictive W_{mse}

C'est l'énergie mécanique associée aux déformations et aux contraintes que les domaines magnétiques exercent les uns sur autres, le cristal peut s'allonger ou se contracter selon la direction de la de la polarisation par rapport à la déformation. D'autres effets magnéto élastiques peuvent également apparaître dans un matériau et ce sans les déformations libres qui donnent lieu à des allongements spontanés. Les causes sont d'origines diverses (contraintes résiduelles de fabrication, contraintes thermiques,...etc. comme le montre le schéma suivant :

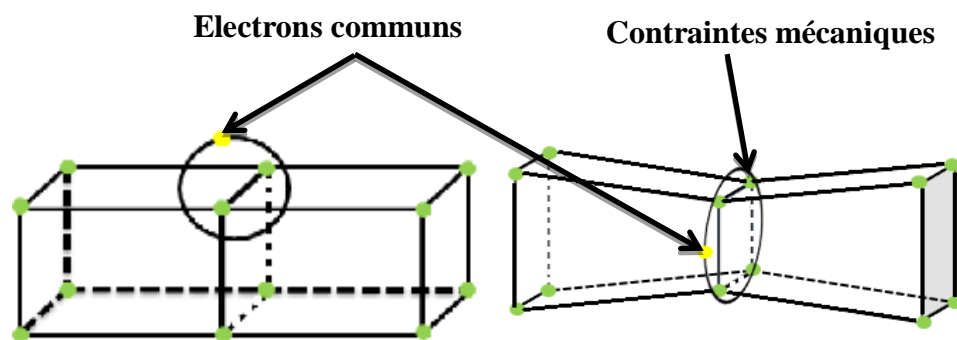


Fig.III.5. Exemple schématique l'influence d'une contrainte mécanique.

III.4. Les domaines élémentaires de W_{eis}

Un ferromagnétique sera divisé en plusieurs domaines élémentaires qui s'appellent "domaines de W_{eiss} ". L'unité de division en domaines est introduire par P. Weiss en 1907 où il explique l'existence d'un champ fort à l'intérieur de ce ferromagnétique appelé "champ moléculaire". En l'absence du champ magnétique extérieur un bloc de matériau ferromagnétique présente généralement une aimantation faible ou nulle malgré le champ fort moléculaire, cela conduit W_{eiss} à diviser le matériau en plusieurs domaines élémentaires qu'on appelle les domaines de W_{eiss} . Chaque domaine a un volume d'environ 10^{-8} cm^3 .

Tous les moments magnétiques atomiques sont maintenus parallèles de telle sorte que chaque domaine présente un petit volume aimanté à saturation.

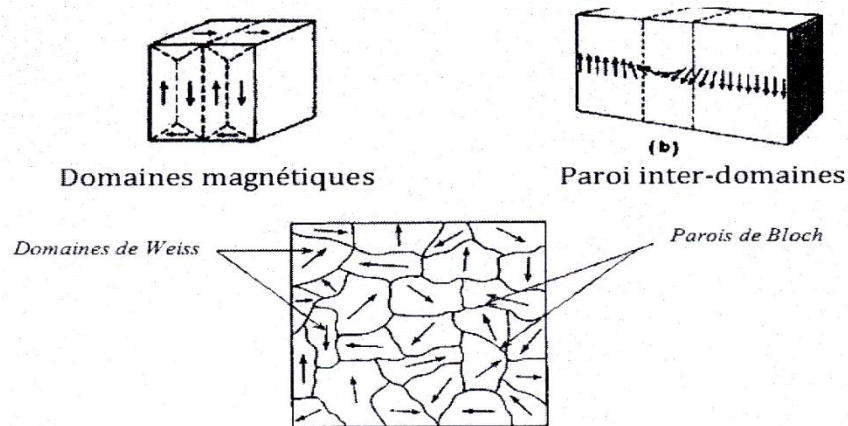


Fig. III.6. Structure en domaine d'un ferromagnétique.

III.5. Le processus de polarisation

Un échantillon d'un monocristal de fer sans défaut dans lequel les domaines magnétiques se présentent comme suit :

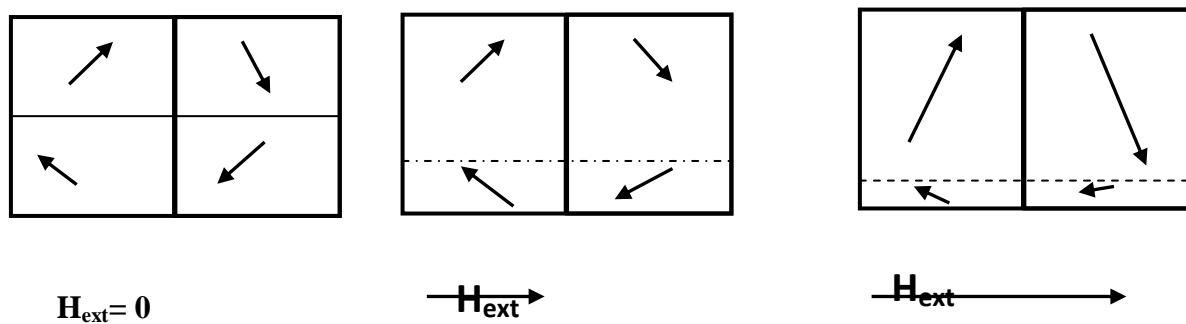


Fig. III.7. Structure en domaine d'une substance au cours du processus de polarisation.

Lorsqu'on applique un champ magnétique H , les moments magnétiques \vec{m} ont un comportement collectif ce qui permet l'augmentation de l'énergie dans ce domaine.

La condition de l'énergie minimale dans l'échantillon entraîne alors une diminution de volume des domaines. Pour un champ magnétique H croissant, la structure des domaines prendra alors un seul domaine orienté selon la direction du champ appliqué H .

III.6. La courbe de première aimantation

Un matériau magnétique est initialement démagnétisé (pas d'aimantation). Lorsqu'on applique un champ magnétique extérieur H régulièrement croissant, on obtient la courbe $B = f(H)$ qui est représentée par la figure suivante :

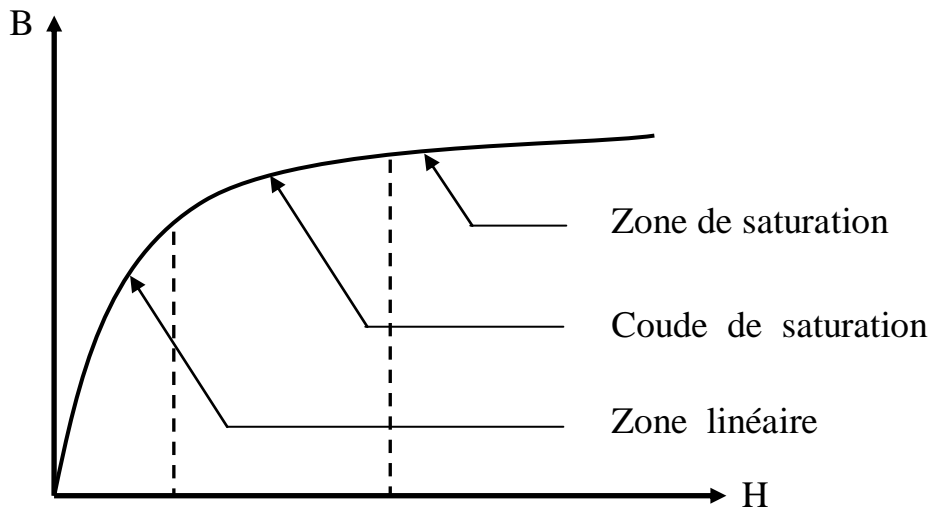


Fig. III.8. La décomposition de la courbe de première aimantation.

- **La zone linéaire** : les grandeurs H et B varient proportionnellement, $B = \mu H$, μ : la perméabilité, elle est constante. C'est cette zone qui est utilisée pour les transformateurs et les machines tournantes.
- **Le coude de saturation** : dans cette zone les grandeurs H et B ne varient plus proportionnellement, le matériau tend vers la saturation.
- **La zone de saturation** : H et B ne varient plus proportionnellement. On a toujours $B = \mu H$, mais μ n'est plus constante, on dit que le matériau est saturé.

III.7. Le cycle d'hystérésis

Lorsque le matériau ferromagnétique possède déjà une aimantation, on le soumet à un champ dont l'intensité varie entre deux limites se traduit par le cycle d'hystérésis suivant :

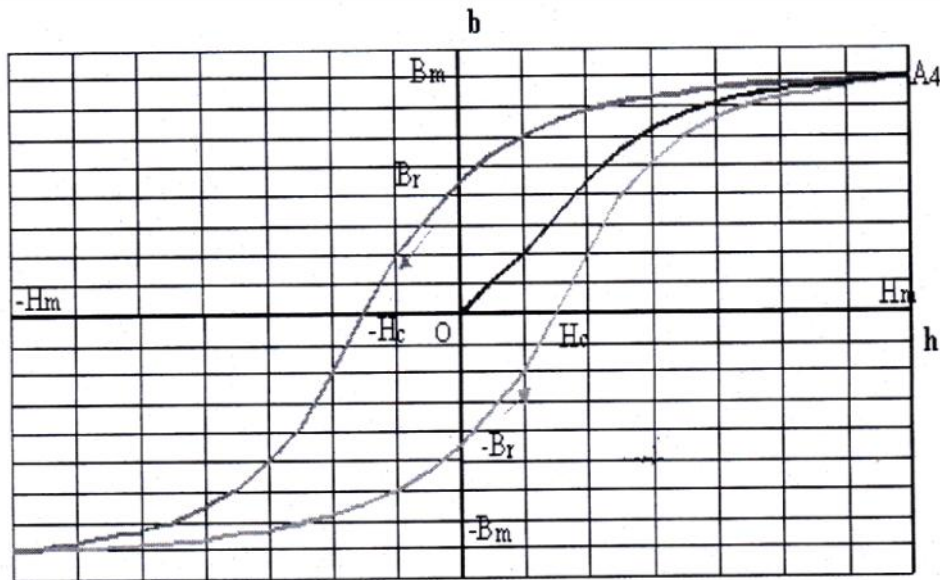


Fig. III.9. Forme du cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique.

La forme du cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique se caractérise par :

- **L'aimantation rémanente B_r** : c'est la valeur de l'induction subsistant en supprimant H .
- **Le champ coercitif H_c** : c'est le champ qu'on applique au matériau (en sens inverse) pour annuler B_r .
- **B_m, H_m** : amplitudes de l'induction et du champ magnétique.

Le parcours de ce cycle d'hystérésis entraîne des pertes appelées pertes magnétiques ou bien pertes fer.

III.8. Les pertes magnétiques

Les pertes magnétiques sont composées de trois termes :

- Les pertes par l'hystérésis,
- Les pertes par courants de Foucault (pertes dynamiques),
- Les pertes supplémentaires.

La relation entre les trois types de pertes est :

$$P_{\text{fer}} = P_h + P_f + P_{\text{sup}} \quad \text{[III. 12]}$$

P_h : Pertes par hystérésis [J].

P_f : Pertes par courants de Foucault [J].

P_{sup} : Pertes supplémentaires [J].

III.8.1. Les pertes par courants de Foucault P_{CF}

Les matériaux ferromagnétiques ont souvent des propriétés conductrices de courant électrique. En présence d'un flux variable, ces matériaux sont le siège de courants induits qui circulent dans la masse de ces matériaux. L'effet Joule dissipe l'énergie sous forme de chaleur appelée «pertes classiques par courants induits ». Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence, elles peuvent être calculées en connaissant la nature du matériau, ses dimensions, sa résistivité électrique ρ ou bien sa conductivité électrique.

$$P_{CF} = \frac{K \cdot e^2 f^2 B^2}{\rho} \quad [\text{III. 13}]$$

e : L'épaisseur du la tole ferromagnétique[m].

f : Fréquence du réseau [Hz].

ρ : La résistivité électrique [$\Omega \cdot m$].

K : Le coefficient de Steinmetz ; avec $5 \cdot 10^{-5} < K < 4 \cdot 10^{-4}$ et l'induction est $0,2T < B < 1,5T$ pour des fréquences $f < 100\text{Hz}$.

III.8.2. Les pertes par hystérésis

Les pertes sont dues au travail des forces de freinage agissant sur les parois de Bloch en mouvement durant les processus d'aimantation et de désaimantation, elles correspondent au travail nécessaire pour parcourir complètement la boucle d'hystérésis complète.

La loi selon Steinmetz est :

$$P = K \cdot f \cdot B_M^n \quad [\text{III. 14}]$$

Avec $n = 2$ pour les tôles Fe-Si.

$n = 1,6$ pour les tôles fer ordinaires.

f : Fréquence du réseau [Hz], $f < 100\text{Hz}$.

B_M : l'induction de crête [T], $0,2 < B < 1,5 T$.

K : Le coefficient de Steinmetz, $5 \cdot 10^{-5} < K < 4 \cdot 10^{-2}$, il varie selon le pourcentage d'alliage et la nature du matériau.

III.8.3. Les pertes supplémentaires ou par excès

Les pertes supplémentaires peuvent être considérées comme des pertes résiduelles ou anormales dues à la nonsinusoidalité de l'induction magnétique en plus des pertes par trainage dues au retard de l'induction par rapport au champ appliqué. Les pertes supplémentaires sont obtenues par la différence entre les pertes dynamiques et les pertes par courants de Foucault :

$$P_{dy} = P_{fer} - P_h \quad [III. 15]$$

$$P_{dy} > P_{CF}$$

- Si l'induction est sinusoïdale : $P_{dy} = \eta \cdot P_{CF}$, avec η : coefficient d'anomalie des pertes.
- Si l'induction est non sinusoïdale : $P_{dy} = \eta(F/F_s)^2 \cdot P_{CF}$: Le facteur de forme de l'induction non sinusoïdale,

F_s : Le facteur de forme de l'induction sinusoïdale,

η : Coefficient d'anomalie des pertes,

Ceci conduit à une approximation des pertes supplémentaires, selon Bertotti pour une induction sinusoïdale donnée par :

$$P_{sup} = K_{sup} (B_n \cdot F)^{3/2} \quad [III. 16]$$

K_{sup} : Constante supplémentaire.

IV. Calcul électromagnétique

La partie active d'un transformateur est le circuit magnétique (noyau) et électrique (les enroulements). Leurs dimensions sont essentiellement, le diamètre de la colonne, la hauteur des bobines et le diamètre du canal de fuite.

Dans ce qui suit, nous calculons les dimensions des différents paramètres électriques et magnétiques d'un transformateur pour une tôle magnétique à grains orientés de 0,3 mm [M150-30S] et de 0,27 mm [M120-27S] d'épaisseur.

IV. 1. Dimensionnement commun d'un transformateur avec des tôles magnétiques de 0.3 et 0.27 mm d'épaisseur

IV.2.Calculs préliminaires des dimensions principales

Les dimensions principales du circuit magnétique d'un transformateur sont :

1. Le diamètre de la colonne D ;
2. La distance entre colonnes L_f ;
3. La distance entre culasses H_c .

Ces paramètres sont illustrés dans les figures IV.3 et IV.5.

IV.2.1.Puissance apparente par colonne

Elle est donnée par la formule suivante :

$$S_c = \frac{S_n}{n_c} \text{ [kVA]} \quad \text{[IV. 1]}$$

S_n : Puissance apparente nominale du transformateur ;

n_c : Nombre de colonnes égal à 3.

$$S_c = \frac{630}{3} = 210$$

$S_c = 210 \text{ kVA}$

IV.2.2.Tension dans les enroulements

La tension de phase dépend du mode du couplage de l'enroulement. Le couplage de notre transformateur est Dy_n11 (voir la figure IV. 1).

Où les lettres:

« D » indique que l'enroulement primaire est couplé en triangle;

« y » indique que l'enroulement secondaire est couplé en étoile;

« n » désigne que le neutre est distribué au niveau du secondaire ;

« 11 » Indique que la tension secondaire est en retard de $\frac{11\pi}{6}$ sur la tension primaire.

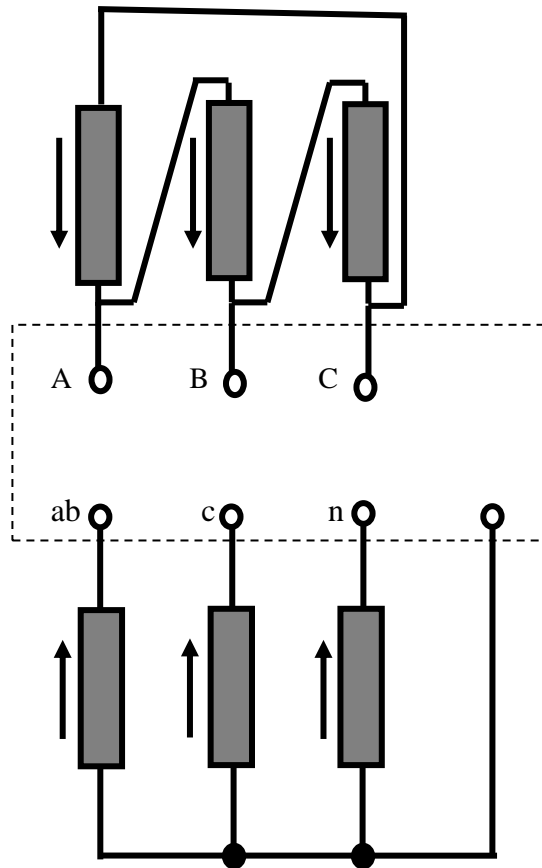


Fig. IV.1. Couplage des enroulements

IV.2.2.1. Enroulement primaire (HT)

La tension de phase de l'enroulement primaire est :

$$U_{ph1} = U_{1n} [\text{kV}]$$

[IV. 2]

$$U_{ph1} = 30 \text{ kV}$$

U_{1n} : Tension composée primaire nominale.

IV.2.2.2. Enroulement secondaire (BT)

$$U_{ph2} = \frac{U_{n2}}{\sqrt{3}} [V] \quad [IV. 3]$$

$$U_{ph2} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 230.94$$

$$U_{ph2} = 230.94 \text{ V}$$

IV.2.3. Courants dans les enroulements

Le courant nominal dépend du mode de couplage, de la puissance nominale et de la tension appliquée aux bornes de chaque enroulement.

IV.2.3.1. Courant dans l'enroulement primaire

$$I_{ph1} = \frac{S_n}{\sqrt{3} \cdot U_{1n}} \quad [IV. 4]$$

$$I_{ph1} = \frac{630 \times 10^3}{30 \times 10^3 \times \sqrt{3}}$$

$$I_{ph1} = 12.12 \text{ A}$$

IV.2.3.2. Courant dans l'enroulement secondaire

$$I_{ph2} = \frac{S_n}{\sqrt{3} \cdot U_{2n}} \quad [IV. 5]$$

$$I_{ph2} = \frac{630 \times 10^3}{\sqrt{3} \cdot 400}$$

$$I_{ph2} = 909.32 \text{ A}$$

IV.2.4. Tension de court-circuit

La tension de court-circuit est la tension qu'il faut appliquer au primaire d'un transformateur, son secondaire étant court-circuité, afin de faire circuler les courants nominaux primaire et secondaire dans les enroulements. Elle s'exprime en pourcentage de la tension nominale U_{1n} . Elle est donnée par la relation suivante :

$$U_{cc} = \sqrt{U_{cca}^2 + U_{ccr}^2} [\%] \quad [IV. 6]$$

U_{cca} : composante active, elle est donnée par la formule suivante :

$$U_{cca} = \frac{P_{cc}}{S_n} \times 100 \quad [\%] \quad [IV. 7]$$

$$U_{cca} = \frac{8820}{630 \times 10^3} \times 100$$

$$U_{cca} = 1.4 \%$$

U_{ccr} : composante réactive, elle est donnée par la formule suivante :

$$U_{ccr} = \sqrt{U_{cc}^2 - U_{cca}^2} [\%] \quad [IV. 8]$$

$$U_{ccr} = \sqrt{(6^2 - 1.4^2)}$$

$$U_{ccr} = 5.83\%$$

IV.2.5. Diamètre et section de la colonne

La coupe d'une colonne est schématisée sur la figure IV.3. Le diamètre de la colonne est donné par l'expression suivante :

$$D = \sqrt[4]{\frac{16 \cdot \mu_0 \cdot a_r \cdot \beta \cdot K_R \cdot S_c}{\pi^3 \cdot f \cdot K_u^2 \cdot B_c^2 \cdot U_{ccr}}} [\text{cm}] \quad [IV. 9]$$

Les paramètres S_c [kVA] et U_{ccr} étant définis, il nous reste à définir les paramètres suivants : a_r , β , K_R , K_u et B_c .

IV.2.5.1. Epaisseur rapportée du canal de fuite a_r

Elle est donnée par la formule suivante :

$$a_r = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} [\text{cm}] \quad [IV. 10]$$

Le terme $\frac{a_1 + a_2}{3}$ est calculé en fonction de la puissance apparente par colonne du transformateur par la relation :

$$\frac{a_1 + a_2}{3} = K \sqrt[4]{S_c} [\text{cm}] \quad [IV. 11]$$

Chapitre IV : Calcul électromagnétique

K : coefficient donné en fonction de la puissance apparente par colonne et la tension la plus grande.

a_1 : Epaisseur de l'enroulement (HT).

a_2 : Epaisseur de l'enroulement (BT).

a_{12} : Largeur du canal de fuite principal ; elle est choisie en fonction de la tension la plus élevée du transformateur ; sa valeur est donnée par le tableau IV.1.

Tableau IV.1

U_n [kV]	3	8	10	15	20	35	60	170	220
a_{12} [cm]	0.6 à 1.5	0.8 à 1.2	1 à 1.5	1.2 à 1.8	2.1 à 2.7	-	6 à 8	13 à 22	

Pour un calcul préliminaire on prend une largeur du canal de fuite qui vaut :

$$a_{12} = 1.5 \text{ [cm]}$$

La valeur de K est donnée par le tableau IV.2.

Tableau IV.2

S_C [kVA]	<100	100 à 500	750 à 5600	7500 à 31500
U_n [kV]	≤ 10	10 à 35	10 à 35	10 à 35
K	0.6 à 0.8	0.4 à 0.6	0.4 à 0.5	0.44 à 0.46

Pour un calcul préliminaire on prend pour K la valeur suivante :

K=0,5 soit

$$\frac{a_1 + a_2}{3} = 0.5 \cdot \sqrt[4]{210}$$

$$\frac{a_1 + a_2}{3} = 1.9 \text{ cm}$$

$$a_r = 1.5 + 1.9$$

$$a_r = 3.4 \text{ cm}$$

IV.2.5.2. Coefficient de sveltesse β

Ce coefficient permet de déterminer la forme et la géométrie du transformateur vous.

Il est donné par la relation suivante :

$$\beta = \frac{\pi \times D_{12}}{h_B} \quad [\text{IV. 12}]$$

D_{12} : Diamètre du canal de fuite.

h_B : Hauteur de la bobine.

La relation précédente montre que le coefficient de sveltesse est fonction de deux grandeurs géométriques principales du transformateur. Selon sa valeur, le transformateur sera svelte ou trapu.

La valeur de β dépend de la puissance apparente par colonne, de la tension la plus grande et du type du matériau utilisé pour le bobinage. Elle est donnée par le tableau IV.3.

Tableau IV.3

S_c [kVA]	3 à 2000		2000 à 3000	
U_n [kV]	6 à 10	35		110
$B C_{ui}$	3.4 à 1.75	3 à 1.8	1.8 à 1.3	2 à 1.5

Pour ce calcul préliminaire, on prend $\beta = 2.45$.

IV.2.5.3. Coefficient de ROGOWSKI K_R

C'est un facteur de réduction de la hauteur de l'enroulement à la longueur théorique des lignes de champs de dispersion.

Il est donné par la relation suivante :

$$K_R = 1 - \frac{a_1 + a_2 + 2 a_{12}}{2\pi \times h_b} \quad [\text{IV. 13}]$$

Sa valeur est comprise entre 0.90 et 0.97.

Pour le calcul préliminaire, on prend une valeur de : $K_R = 0.93$

IV.2.5.4. Facteur d'utilisation de la section du fer

Il est donné par :

$$K_u = K_g \times K_r \text{ [V. 14]}$$

K_r : Coefficient de remplissage, il dépend de l'épaisseur des tôles utilisées et de l'isolation, il varie entre 0.93 et 0.98.

K_g : Coefficient géométrique qui tient compte du nombre de gradins constituant la colonne et de la puissance par colonne S_c . Il est donné par le tableau IV.4.

Tableau IV.4

S_n [kVA]	<5	5 à 15	15 à 45	45 à 500
n gradins	2	4	5	6
D approché [mm]	<8	8 à 12	12 à 16	16 à 51
[kg]	0.786	0.866	0.930	0.930

Pour le calcul préliminaire on prend :

$$K_g = 0.93 \quad \text{et} \quad K_r = 0.95$$

$$K_u = (0.93) * (0.95)$$

$K_u = 0.88$

IV.2.5.5. Induction crête B_c

Elle est choisie en fonction de la puissance apparente du transformateur et du type des tôles utilisées. Pour les tôles d'épaisseur 0.27 et 0.3 mm laminées à froid, B_c varie entre 1.8T et 2T.

Pour un calcul préliminaire on prend $B_c = 1.85$ T (tôle à gains orientés).

IV.2.5.6. Perméabilité magnétique du vide μ_0

Sa valeur est égale à :

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

IV.2.5.7. Fréquence industrielle

Sa valeur est imposée par le réseau, ($f=50$ Hz).

- La valeur du diamètre de la colonne :

$$D = \sqrt[4]{\frac{16 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 3,4 \times 10^{-2} \times 0,93 \times 2,45 \times 210 \times 10^3}{\pi^3 \cdot 50 \cdot 0,88^2 \cdot 1,85^2 \cdot 0,0583}}$$

$D = 19.2 \text{ cm}$

- La section de la colonne S_{fer} vaut :

$$S_{fer} = \frac{\pi \times D^2}{4} \times K_u \quad \text{[IV. 14]}$$

$$S_{fer} = \frac{3.14 \times 19.2^2}{4} \times 0.874$$

$S_{fer} = 255 \text{ cm}^2$

IV.2.6. Diamètre du canal de fuite D_{12}

$$D_{12} = D + (2 \times a_{20}) + (2 \times a_2) + a_{12} [\text{cm}] \quad \text{[IV. 15]}$$

a_{20} : Distance entre la colonne et l'enroulement basse-tension, elle est donnée par le tableau IV.5.

Tableau IV.5

$U_{n2}[\text{kV}]$	≤ 1	3	6	10	15	20	35
$a_{20}[\text{cm}]$	0.5	1.2	1.2 à 1.5	1.8	1.8 à 2	2.1 à 2.5	3

Dans notre cas on prend $a_{20} = 0.4\text{cm}$

a_2 : Épaisseur de l'enroulement basse tension, elle est donnée par :

$$\mathbf{a_2 = K_{a2} \sqrt[4]{S_c} [\text{cm}]}$$

K_{a2} : Coefficient dépendant de la tension nominale.

- $K_{a2} = 0.55$ pour $U_n \leq 35 \text{ KV}$.
- $K_{a2} = 0.45$ pour $U_n \leq 110 \text{ KV}$.

On prend dans notre cas $K_{a2} = 0.55$; $a_{12} = 1.5 [\text{cm}]$

$$a_2 = 0.55 \sqrt[4]{210}$$

$$a_2 = 2,093 \text{ cm}$$

$$D_{12} = 19.2 + (2 \times 0.4) + (2 \times 2.093) + 1.5$$

$$D_{12} = 25.685 \text{ cm}$$

IV.2.7. Hauteur approximative des enroulements

Si on considère que les deux enroulements ont la même hauteur, on aura la formule suivante :

$$\mathbf{h_B = \frac{\pi \times D_{12}}{\beta} [\text{cm}]} \tag{IV. 16}$$

$$h_B = \frac{\pi \times 25.685}{2.45}$$

$$h_B = 32.936 \text{ cm}$$

IV.3. Calcul des enroulements

IV.3.1. Tension d'une spire

Sa valeur est la même pour les deux enroulements car ces derniers sont embrassés par le même flux principal.

Elle est donnée par la relation suivante :

$$U_{sp} = \sqrt{2} \times \pi \times f \times B_c \times S_{fer} [V] \quad [IV. 17]$$

$$U_{sp} = \sqrt{2} \times \pi \times 50 \times 1.85 \times 255 \times 10^{-4}$$

$$U_{sp} = 10.470 \text{ V}$$

IV.3.2. Nombre de spires

IV.3.2.1. Enroulement secondaire

$$N'_2 = \frac{U_{ph2}}{U_{sp}} \quad [IV. 18]$$

$$N'_2 = \frac{230.94}{10.470}$$

$$N'_2 \approx 22 \text{ spires}$$

N'_2 : Nombre de spires dans l'enroulement secondaire.

IV.3.2.2. Recalcul de la tension de spire

$$U_{sp} = \frac{U_{ph2}}{N'_2} \quad [IV. 19]$$

$$U_{sp} = \frac{230.94}{22}$$

$$U_{sp} = 10.497 \text{ V}$$

IV.3.2.3. Enroulement primaire

$$N_1 = N_2' \times \frac{U_{ph1}}{U_{ph2}} \quad [\text{IV. 20}]$$

$$N_1 = 22 \times \frac{30 \times 10^3}{230.94}$$

$$N_1 \approx 2858 \text{ spires}$$

N_1 : Nombre de spires dans l'enroulement primaire.

IV.3.2.4. Recalcul de l'induction crête

$$B_c = \frac{U_{sp}}{\sqrt{2} \times \pi \times f \times S_{fer}} \quad [\text{IV. 21}]$$

$$B_c = \frac{10.497}{\sqrt{2} \times \pi \times 50 \times 225 \times 10^{-4}}$$

$$B_c = 1.853 \text{ T}$$

IV.3.2.5. Calcul du nombre de spires de réglage

Le réglage de la tension de $\pm 5\%$ de la valeur nominale nous donne :

- Le nombre de spires nominal est :

$$N_{1nom} = 2858 \text{ spires.}$$

$$N_{1nom} = 2858 \text{ spires}$$

- Le nombre de spires maximal est :

$$N_{1max} = N_{1nom} + 5\% N_{1nom} = N_{1nom} + (1 + 0.05)$$

$$N_{1max} = 2858 + (1 + 0.05) = 3001 \text{ spires.}$$

$$N_{1max} = 3001 \text{ spires}$$

- Le nombre de spires minimal est :

$$N_{1min} = N_{1nom} - 5\% N_{1nom} = N_{1nom} + (1 - 0.05)$$

$$N_{1min} = 2858 (1 - 0.05) = 2715 \text{ spires.}$$

$$N_{1min} = 2715 \text{ spires}$$

- Le nombre de spires de réglage est :

$$N_r = N_{1nom} - N_{1min} = 2858 - 2715 = 143 \text{ spires.}$$

$$N_r = 143 \text{ spires}$$

IV.3.2.6. Calcul de la densité moyenne du courant

Chapitre IV : Calcul électromagnétique

$$J_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \rho_T \cdot K_{pcc}} \cdot \frac{P_{cc}}{S_n} \cdot \frac{U_{sp}}{D_{12}} \text{ [A/mm}^2\text{]} \quad \text{[IV. 22]}$$

P_{cc} : Pertes en court-circuit en [W].

K_{pcc} : Facteur tenant compte des pertes supplémentaire en court-circuit, il est en fonction de la puissance apparente du transformateur (voir le tableau suivant).

Tableau II.6

S_n [KVA]	30	180	600	1000	1600	2000	2500	4000
K_{pcc}	1.020	1.025	1.050	1.060	1.070	1.075	1.080	1.090

Pour la puissance de 160KVA, on prend $K_{pcc} = 1.060$.

ρ_T : Résistivité du cuivre, elle vaut $0.0178 \text{ } [\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}]$ à 20°C . A température T, elle est donnée par la relation suivante :

$$\rho_T = \rho_{20} [1 + \alpha(T - 20)] \quad \text{[IV. 23]}$$

α : Coefficient de température égal à $3.81 \cdot 10^{-3} [^\circ\text{C}^{-1}]$.

T: Température de fonctionnement égal à 75°c .

$$\rho_T = 0.0178 \cdot [1 + 0.00381(75 - 20)]$$

$$\rho_T = 0.0215 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$$

Finalement :

$$J_m = \frac{1}{2\pi \times 0.0215 \times 1.06} \cdot \frac{8820}{630 \times 10^3} \cdot \frac{10,497}{25.685 \times 10^{-2}}$$

$$J_m = 3.995 \text{ A/mm}^2$$

Cette valeur est acceptable car elle est inférieure à la valeur maximale admissible, et supérieure à la valeur minimale requise de la densité du courant ($1.5 < J_m < 4.5$) A / mm^2).

IV.3.3. Section des conducteurs du secondaire

$$S_2 = \frac{I_{ph2}}{J_m} [\text{mm}^2] \quad [\text{IV. 24}]$$

I_{ph2} : Courant nominal traversant l'enroulement secondaire.

$$S_2 = \frac{909.32}{3.995} = 227.614 \text{ mm}^2$$

La section S_2 est très grande ; on prend plusieurs conducteurs de fil méplat qu'on place en parallèle et dont la section égalera celle calculée. On choisira une section normalisée proche de celle calculée :

On choisit une section normalisée à partir du tableau IV.7, soit :

- 2 fils de section normalisée de 112 mm²

$$S_{2n} = 2 \times 112$$

$$S_{2n} = 224 \text{ mm}^2$$

Dimensions des fils méplat de cuivre : a = 7.10 mm et b = 16.00 mm

a : épaisseur du conducteur en (mm).

b : largeur du conducteur en (mm).

- **Calcul de la densité du courant du secondaire :**

$$J_2 = \frac{I_{ph2}}{S_{2n}} \quad [\text{IV. 25}]$$

$$J_2 = \frac{909.32}{224}$$

$$J_2 = 4.059 \text{ A/mm}^2$$

- **Erreur commise sur la densité du courant :**

$$\frac{\Delta J_{m2}}{J_m} = \frac{|J_m - J_2|}{J_2} \times 100 \quad [\text{IV. 26}]$$

$$\frac{\Delta J_{m2}}{J_m} = \frac{|3.995 - 4.059|}{4.059} \times 100$$

Chapitre IV : Calcul électromagnétique

$$\frac{\Delta J_{m2}}{J_m} = 1.576 \%$$

Cette erreur est inférieure à la valeur admissible qui est de 5 %

Tableau .IV.7.

a \ b	4,5	5,0	5,6	6,3	7,1	8,0	9,0	10,0	11,2	11,8	12,5	13,2	14,0	15,0	16,0
1,0			5,4	6,1	6,9										
1,12			6,1	6,8	7,7										
1,25	5,4	6,0	6,8	7,7	8,7										
1,4	6,1	6,8	7,6	8,6	9,7	11,0									
1,6	7,0	7,8	8,7	9,9	11,2	12,6									
1,8	7,7	8,6	9,7	11,0	12,4	14,0	15,8								
2,0	8,6	9,6	10,8	12,2	13,8	15,6	17,6								
2,24	9,7	10,8	12,2	13,8	15,5	17,6	19,8	22,0							
2,5		12,0	13,5	15,2	17,2	19,4	22,0	24,4							
2,8		13,4	15,1	17,1	19,3	21,8	24,6	27,4	30,8						
3,15		15,2	17,1	19,3	21,8	24,6	27,8	31,0	34,7	36,6	38,8				
3,55			19,3	21,8	24,7	27,8	31,4	35,0	39,2	41,3	43,8	46,3	49,2		
4,0				24,3	27,5	31,1	35,1	39,1	43,9	46,3	49,1	51,9	55,1	59,1	63,1
4,5					31,1	35,1	39,6	44,1	49,5	52,2	55,4	58,5	62,1	66,6	71,1
5,0					34,6	39,1	44,1	49,1	55,1	58,1	61,1	65,1	69,1	74,1	79,1
5,6						43,9	49,5	55,1	61,9	65,2	69,1	73,1	77,5	83,1	88,7
6,3						49,1	55,5	61,7	69,2	73,0	77,4	81,8	86,9	93,2	99,5
7,1							62,6	69,7	78,2	82,4	85,4	92,4	98,1	105,0	112,0
8,0									88,3	93,1	98,7	104,0	111,0	119,0	127,0
8,5											105,0		118,0		135,0

Au-dessous du trait fort : prévoir une isolation de 0,5 mm

Au-dessus du trait fort : prévoir une isolation de 0,45 mm

IV.3.3.1. Section des conducteurs du primaire

$$S_1 = \frac{I_{ph1}}{\sqrt{3} \times J_m} [\text{mm}^2] \quad [\text{IV. 27}]$$

I_{ph1} : Courant nominal traversant l'enroulement primaire.

$$S_1 = \frac{12.12}{\sqrt{3} \times 3.995}$$

$$S_1 = 1.751 \text{mm}^2$$

Comme la section S_1 est inférieure à 5mm^2 , on choisit un conducteur en fil rond verni. Le diamètre nu correspondant à S_1 est :

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \times S_1}{\pi}} \quad [\text{IV. 28}]$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \times 1.751}{\pi}}$$

$$d_1 = 1.493 \text{ mm}$$

Le diamètre normalisé est $d_{1n} = 1.60 \text{ mm}$ (diamètre nu) ; le diamètre avec isolation est :

$d_{1iso} = 1.706 \text{ mm}$.voir le tableau IV.7.

Tableau .IV.8.

Diamètre de fil nu En [mm]	Diamètre de fil isolé [mm]	Diamètre de fil nu En [mm]	Diamètre de fil isolé [mm]
0.02	0.025	1.32	1.397
0.08	0.098	1.40	1.479
0.10	0.121	1.50	1.608
0.20	0.230	1.60	1.706
0.40	0.442	1.70	1.785
0.80	0.861	1.80	1.888

Chapitre IV : Calcul électromagnétique

0.85	0.913	1.90	1.990
0.90	0.965	2.00	2.092
0.95	1.017	2.12	2.214
1.00	1.068	2.24	2.335
1.06	1.130	2.36	2.549
1.12	1.192	2.50	2.601

La section normalisée sera donc :

$$S_{1n} = \frac{\pi * 1.60^2}{4}$$

$$S_{1n} = 2.010 \text{ mm}^2$$

- **Recalcul de la densité du courant du primaire :**

$$J_1 = \frac{I_{ph1}}{\sqrt{3} \times S_{1n}} = \frac{12.12}{\sqrt{3} \times 2.010}$$

$$J_1 = 3.481 \text{ A/mm}^2$$

Cette valeur est inférieure à la valeur moyenne de la densité du courant, donc elle est acceptable.

IV.3.4. Hauteur des enroulements

IV.3.4.1. Hauteur du bobinage secondaire

$$h_{B2} = h_{sp2} \left(\frac{N'_2}{2} + \frac{1}{n} \right) \quad \text{[IV. 29]}$$

h_{sp2} : La hauteur d'une spire.

$$h_{sp2} = \text{nombre de fils utilisés} \times (b_1 + I_s) \quad \text{[IV. 30]}$$

$$h_{sp2} = 2 \times (16 + 0.5)$$

$$h_{sp2} = 33 \text{ mm}$$

n : Nombre de dépassements.

$$h_{sp2} < 40 \text{ mm} \quad \Rightarrow \quad n = 1 \text{ (bobinage normal).}$$

$$40 \text{ mm} < h_{sp2} < 80 \text{ mm} \quad \Rightarrow \quad n = 1 \text{ (bobinage avec un dépassement).}$$

$$h_{B2} = 33 \times \left(\frac{22}{2} + \frac{1}{1} \right)$$

$$h_{B2} = 396 \text{ mm}$$

- **Epaisseur de l'enroulement secondaire :**

$$a_2 = 2a' + c + 1.3 \quad \text{[IV. 31]}$$

a' : Epaisseur du conducteur méplat avec isolation.

c : Epaisseur du canal de refroidissement, on le prend égal à 4mm.

1.3 : Tolérance.

$$a' = 2 \cdot (7.1 + 0.5)$$

$$a' = 15.20 \text{ mm}$$

$$a_2 = 1 \cdot 15.20 + 4 + 1.3$$

$$a_2 = 20.5 \text{ mm}$$

- **Recalcul du diamètre du canal de fuite**

$$D_{12} = D + 2 \times a_{20} + 2 \times a_2 + a_{12}$$

$$D_{12} = 19.20 + (2 \times 0.4) + (2 \times 2.05) + 0.8$$

$$D_{12} = 18.340 \text{ cm}$$

- **Correction du coefficient de sveltesse :**

$$\beta = \frac{\pi \times D_{12}}{h_B} = \frac{\pi \times 25.685}{32.936}$$

$$\beta = 2.475$$

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{|2.475 - 2.45|}{2.475} * 100$$

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = 1.010 \%$$

Cette variation est inférieure à la variation admissible qui est de 20%.

IV3.4.2. Hauteur du bobinage primaire

La hauteur du bobinage de l'enroulement primaire est égale à sa hauteur magnétique. Elle doit être au maximum égale à la hauteur magnétique de l'enroulement secondaire. La différence entre h_{B1} et h_{m2} varie entre 0 et 16 mm.

$$h_{m2} = h_{B2} - h_{sp2} \quad [IV. 32]$$

$$h_{m2} = 396 - 33$$

$$h_{m2} = 363 \text{ mm}$$

$$h_{B1} = h_{m1} = h_{m2} - 8$$

$$h_{B1} = h_{m1} = 363 - 8$$

$$h_{B1} = 355 \text{ mm}$$

h_{B1} : Hauteur de bobinage primaire.

h_{m1} : Hauteur magnétique de l'enroulement primaire.

- Calcul du nombre de spires par couche de l'enroulement primaire :

$$N_{s1}/c = \frac{h_{B1}}{d_{1iso}} \times 1.01 \quad [IV. 33]$$

1.01 : Majoration pour atténuer les contraintes de bobinage.

$$N_{s1}/c = \frac{360}{1,606} \times 1.01 = 226.400$$

$$N_{s1}/c = 226$$

- Nombre de couches de l'enroulement primaire :

$$N_{c1} = \frac{N_1}{N_{1s}/c} \quad [\text{IV. 34}]$$

$$N_{c1} = \frac{3001}{226} = 13.278$$

$$N_{c1} = 14$$

Donc on aura :

- 13 couches qui possèdent 226 spires.
- 01couche qui possède 63 spires.

- Epaisseur de l'enroulement primaire :

$$a_1 = N_{c1} \times d_{1iso} + (N_{c1} - 1) \times \sigma + c + 2.5 \text{ [mm]} \quad [\text{IV. 35}]$$

C= 8 mm : épaisseur du canal de refroidissement.

σ =0.20 mm : épaisseur du papier isolant entre couches.

3.5: Tolérance.

$$a_1 = (14 \times 1.706) + (14 - 1) \times 0.2 + 8 + 3.5$$

$$a_1 = 38 \text{ mm}$$

IV.3.4.3.Hauteur de montage des bobines

Les hauteurs de montage des bobines primaires et secondaire sont égales.

$$H_M = h_{B1} + 2d \quad [\text{IV. 35}]$$

d : Epaisseur des cales d'appui

$$H_M = 355 + (2 \times 20)$$

$$H_M = 395 \text{ mm}$$

IV.3.4.4. Dimensionnement de la cale de progression

On utilise une cale de progression à chaque extrémité des bobines basse tension. Cette cale est en papier dur (voir la figure IV.2). Elle a deux côtés différents : b_1 et b_2 . On l'utilise uniquement dans le bobinage basse tension.

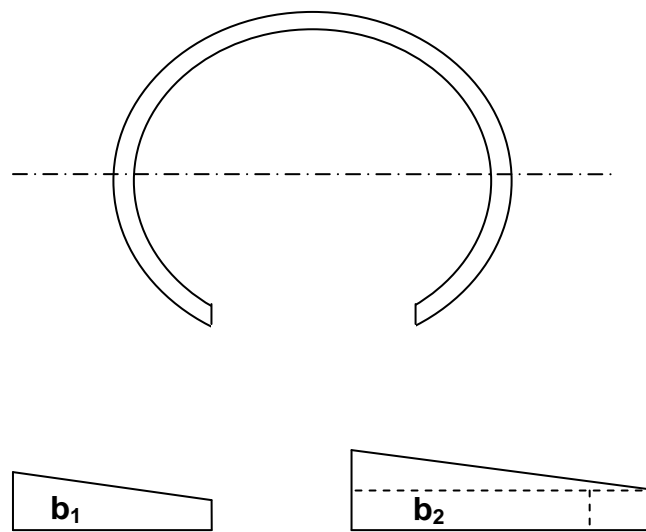


Fig. IV.2. Cale de progression

$$b_{1p} = \frac{H_M - h_{B2}}{2}$$

[IV. 36]

$$b_{1p} = \frac{425 - 396}{2}$$

$$b_{1p} = 14.5 \text{ mm}$$

$$\mathbf{b}_{2p} = \mathbf{b}_{1p} + \mathbf{h}_{sp2} \quad [\text{IV. 37}]$$

$$b_{2p} = 14.5 + 33$$

$$b_{2p} = 47.5 \text{ mm}$$

IV.3.5. Dimensionnement radial des enroulements

IV.3.5.1. Diamètre intérieur de la bobine basse tension (voire figure II.3)

$$D_{i2} = D + 2 \times a_{20} [\text{mm}] \quad [\text{IV. 38}]$$

$$D_{i2} = 192 + (2 \times 4)$$

$$D_{i2} = 200 \text{ mm}$$

IV.3.5.2. Diamètre extérieur de la bobine basse tension

$$D_{ex2} = D_{i2} + 2 \times a_2 [\text{mm}] \quad [\text{IV. 39}]$$

$$D_{ex2} = 200 + (2 \times 20.5)$$

$$D_{ex2} = 241 \text{ mm}$$

IV.3.5.3. Diamètre intérieur de la bobine haute tension

$$D_{i1} = D_{ex2} + 2 \times a_{12} [\text{mm}] \quad [\text{IV. 40}]$$

$$D_{i1} = 241 + (2 \times 15)$$

$$D_{i1} = 271 \text{ mm}$$

IV.3.5.4. Diamètre extérieur de la bobine haute tension

$$D_{ex1} = D_{i1} + 2 \times a_1 [\text{mm}] \quad [\text{IV. 41}]$$

$$D_{ex1} = 271 + (2 \times 38)$$

$$D_{ex1} = 347 \text{ mm}$$

Vérification de la tension de court-circuit :

✦ Epaisseur rapportée du canal de fuite :

$$a_r = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} [\text{mm}]$$

$$a_r = 15 + \frac{38 + 20.5}{3}$$

$$a_r = 34.5 \text{ mm}$$

✦ Valeur définitive du facteur de ROGOWSKI :

$$K_R = 1 - \frac{a_1 + a_2 + 2a_{12}}{2\pi \times h_B} = 1 - \frac{38 + 20.5 + (2 \times 15)}{2\pi \times 329.36}$$

$K_R = 0.957$

Finalemment :

$$U_{\text{ccr}} (\%) = \frac{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot W_2^2 \cdot a_r \cdot K_R \cdot I_{\text{ph2}} \cdot \beta}{U_{2n}} \cdot 100 \text{ [IV. 42]}$$

$$U_{\text{ccr}} (\%) = \frac{2\pi \cdot 50 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 22^2 \cdot 34,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0.957 \cdot 909.32 \cdot 2.476}{230.940} \cdot 100$$

$U_{\text{ccr}} = 6.150 \%$

$$U'_{\text{cc}} = \sqrt{U_{\text{cca}}^2 + U_{\text{ccr}}^2} = \sqrt{1.4^2 + 6.150^2}$$

$U'_{\text{cc}} = 6.307 \%$

Erreur relative sur la tension du court-circuit :

$$\frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc}} (\%) = \frac{|U_{cc} - U'_{cc}|}{U_{cc}} \times 100 \quad [\text{IV. 43}]$$

$$\frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc}} = \frac{|6 - 6.307|}{6} \times 100$$

$$\frac{\Delta U_{cc}}{U_{cc}} = 5.116 \%$$

IV.4. Dimensionnement du circuit magnétique

Les colonnes et les culasses ont une même section. Cette dernière est de forme circulaire, vu ses avantages par rapport à une section carrée ou rectangulaire. Pour se rapprocher de cette forme, on a recours à un empilage de tôles sous forme de gradins (voir figure IV.4).

IV.4.1. Nombre et dimensions des gradins

D'après le tableau IV.4, le nombre des gradins nécessaire pour une puissance $S_C = 210$ kVA est égal à six (06). Suivant le diamètre de la colonne et le nombre de gradin, la norme de conception consultée à électro-industries donne pour chaque gradin les largeurs suivantes :

$B_{s1} = 180 \text{ mm}$	$B_{s4} = 120 \text{ mm}$
$B_{s2} = 160 \text{ mm}$	$B_{s5} = 100 \text{ mm}$
$B_{s3} = 140 \text{ mm}$	$B_{s6} = 60 \text{ mm}$

Pour déterminer les hauteurs des gradins, on doit appliquer le théorème de Pythagore :

$$H_{Si} = \sqrt{D^2 - B_{Si}^2} [\text{mm}] \quad [\text{IV. 44}]$$

$$H_{Si} = \sqrt{192^2 - B_{Si}^2}$$

$H_{S1} = 66 \text{ mm}$	$H_{S4} = 150 \text{ mm}$
$H_{S2} = 106 \text{ mm}$	$H_{S5} = 164 \text{ mm}$
$H_{S3} = 132 \text{ mm}$	$H_{S6} = 182 \text{ mm}$

IV.4.2. Calcul du nombre de feuilles par gradins

$$N_{fi} = 2 \times \left(\frac{H_{Si}}{\text{épaisseur de la tôle magnétique}} \right) \quad [\text{IV. 45}]$$

Tableau .IV.9

Nombre de feuille de la tôle magnétique de 0.3 mm d'épaisseur	Nombre de feuille de la tôle magnétique de 0.27 mm d'épaisseur
440	488
266	296
174	192
120	134
90	104
120	134

- Le nombre total de feuilles magnétiques dans le transformateur égal :

$$N_{fi \text{ total}} = \sum N_{fi} \quad [\text{IV. 46}]$$

Tableau .IV.10

Epaisseur de la tôle magnétique	Nombre de feuilles magnétiques total
0.30 mm	1210
0.27 mm	1348

Les calculs effectués jusque-là montrent que les résultats du dimensionnement sont les mêmes sauf ceux du calcul du nombre de feuilles magnétiques.

IV.4.3. Longueur entre axes des colonnes

$$E_C = D_{ex1} + a_{11} \text{ [mm]} \quad [\text{IV. 47}]$$

$$E_C = 345 + 25$$

$$E_C = 370 \text{ mm}$$

a_{11} : Distance latérale entre deux enroulements **HT** voisins ; sa valeur est donnée par le tableau IV.10. La valeur prise par le constructeur est de 25 mm.

Tableau .IV.11

U_n [kV]	a_{11} [mm]
10	≥ 8
20	≥ 11
30	≥ 17

IV.4.4. Longueur de la fenêtre

$$L_f = E_C - B_{S1} \text{ [mm]} \quad \text{[IV. 48]}$$

$$L_f = 370 - 180$$

$L_f = 190 \text{ mm}$

IV.4.5. Hauteur de la fenêtre

$$H_C = H_M + 30 \text{ [mm]} \quad \text{[IV. 49]}$$

Les 30 mm sont prévues pour des cales de fixation des bobines dans le sens axial.

$$H_C = 395 + 30$$

$H_C = 425 \text{ mm}$

IV.4.6. Hauteur du noyau

$$H_n = H_C + 2 \times B_{S1} \text{ [mm]} \quad \text{[IV. 50]}$$

$$H_n = 425 + (2 \times 180)$$

$H_n = 785 \text{ mm}$

IV.4.7. Longueur du noyau

$$L_n = (2 \times E_c) + B_{S1} [\text{mm}] \quad [\text{IV. 51}]$$

$$L_n = (2 \times 370) + 180$$

$$L_n = 920 \text{ mm}$$

IV.4.8. Section de la culasse

Afin de diminuer la dissymétrie magnétique due à la distribution linéaire des colonnes, la culasse doit avoir une section supérieure de 15 à 20 % à celle de la colonne.

$$S_{CU} = S_{fer} + 0.15 \times S_{fer} = 1.15 \times S_{fer} \quad [\text{IV. 52}]$$

$$S_{CU} = 1.15 \cdot 255$$

$$S_{CU} = 293,25 \text{ mm}^2$$

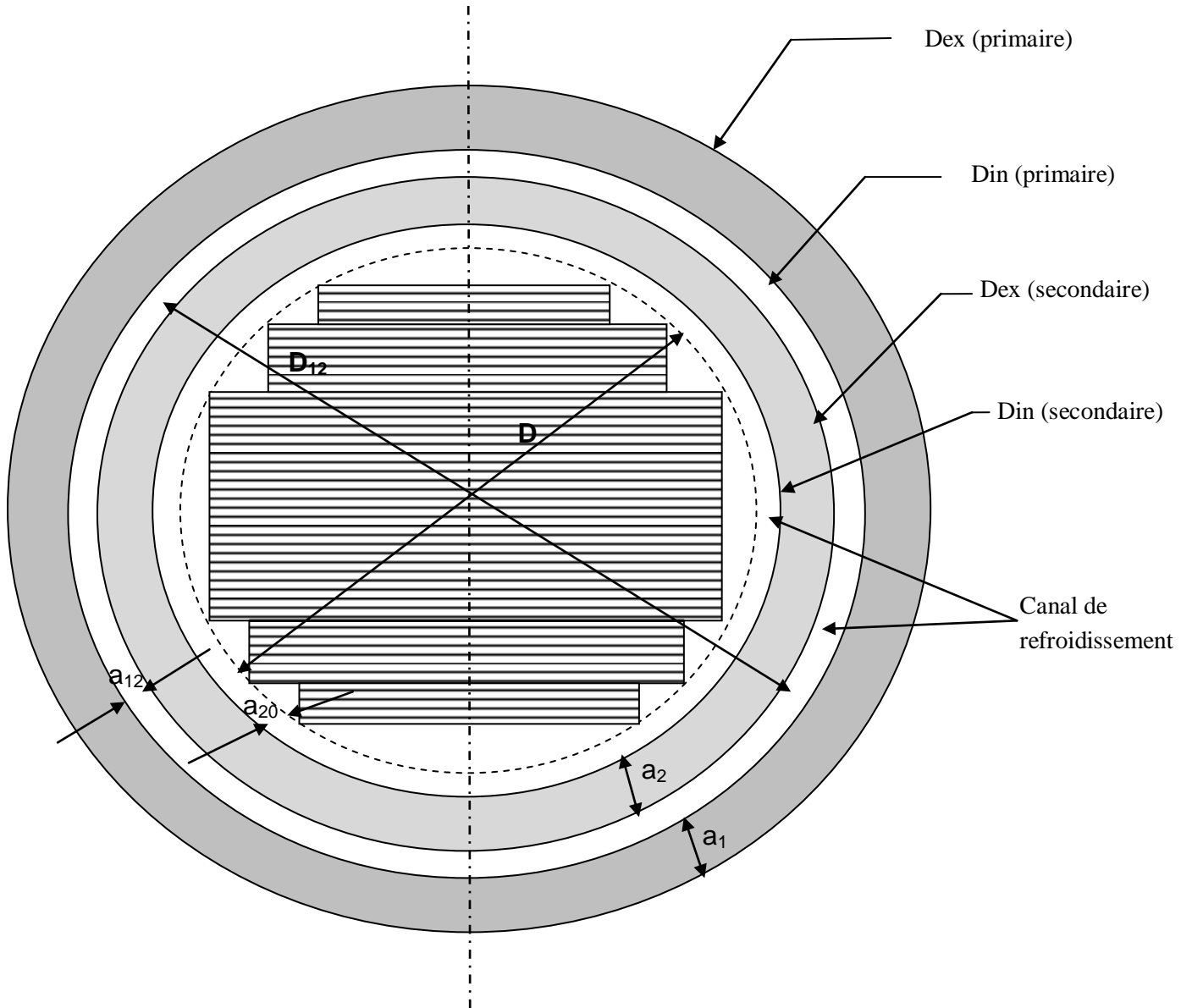
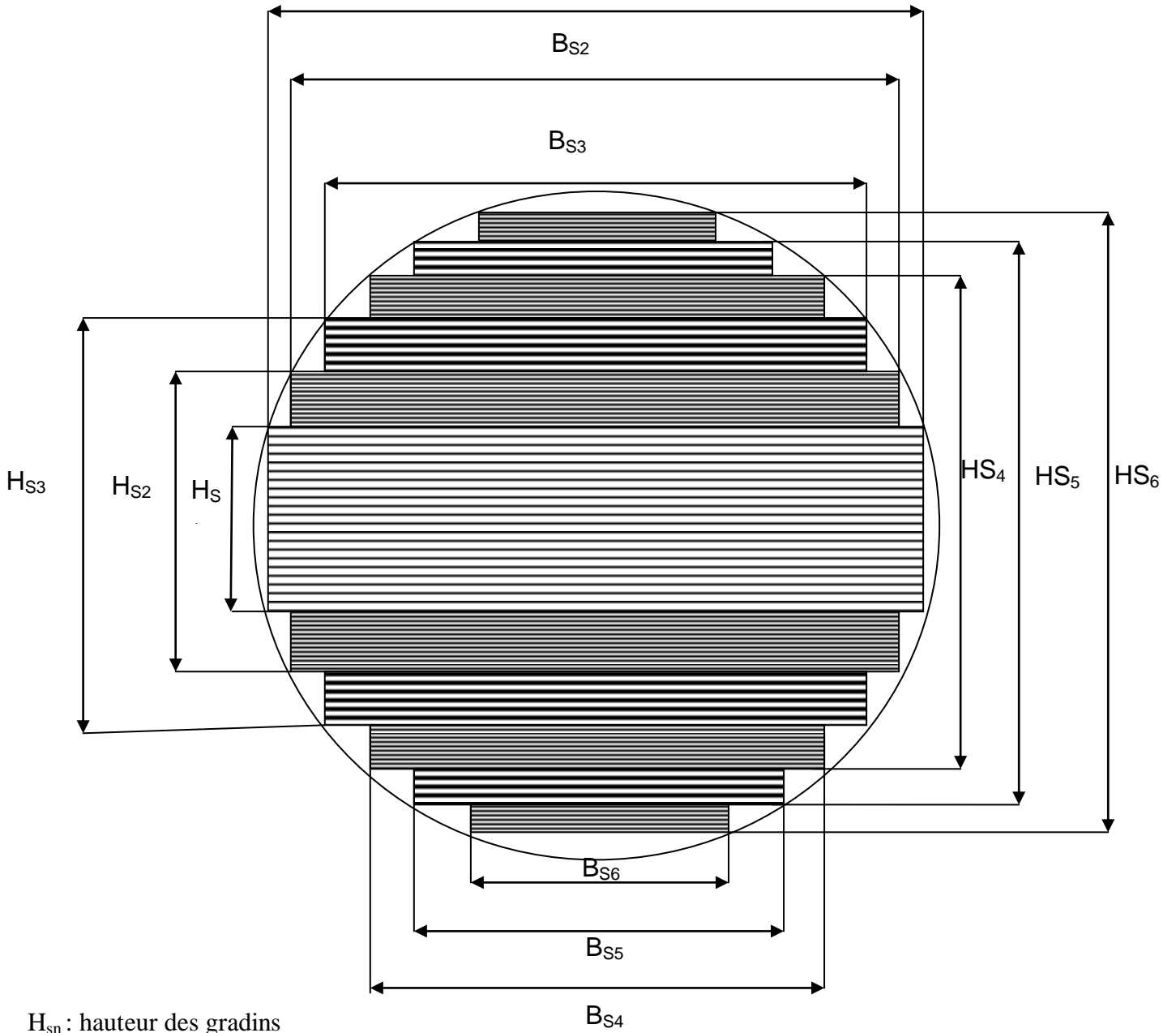


Fig. IV.3. Coupe générale de la colonne



H_{sn} : hauteur des gradins

B_{sn} : largeur des gradins

Fig. IV.4.Représentation des gradins

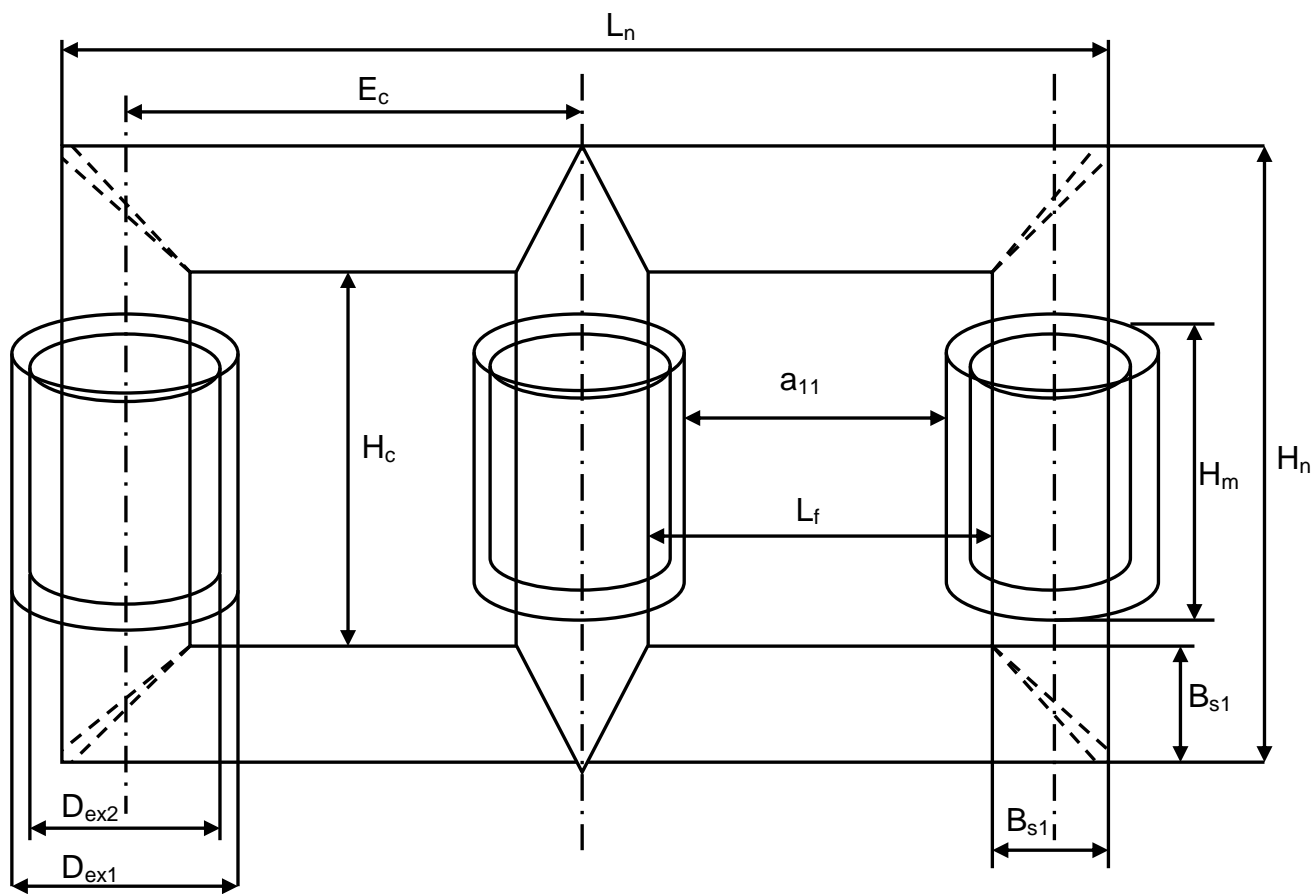


Fig. IV.5.Représentation de la partie active

V. Calcul des pertes pour la tôle magnétique 0.3 mm

Comme toutes les machines électriques, un transformateur est constitué de fer et de cuivre. Son fonctionnement provoque des pertes dans le noyau magnétique et dans les conducteurs.

V.1. Pertes à vide

Ce sont des pertes actives, exprimées en watts dissipées dans le transformateur lorsqu'il alimenté sous sa tension nominale mais ne dépense pas.

V.1.1. Pertes dans le noyau

$$P'_0 = \gamma_{1.5} \cdot K_{BP} \cdot G_n \text{ [V.1]}$$

K_{BP} : Coefficient correcteur des pertes spécifiques. Sa valeur est donnée par le tableau V.1.

Tableau V.1

B [T]	$0.5 \leq B_c \leq 1.1$	$1.1 \leq B_c \leq 1.5$	$1.5 \leq B_c \leq 1.8$	$1.8 \leq B_c \leq 2.0$
K_{BP}	$0.413 \cdot B_c^2$	$0.0758 \cdot e^{1.72 \cdot B_c}$	$0.0536 \cdot e^{1.95 \cdot B_c}$	$0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot B_c}$

Pour $1.8 \text{ T} \leq B_c \leq 2.0 \text{ T}$ on a

$$K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot B_c} \text{ [V.2]}$$

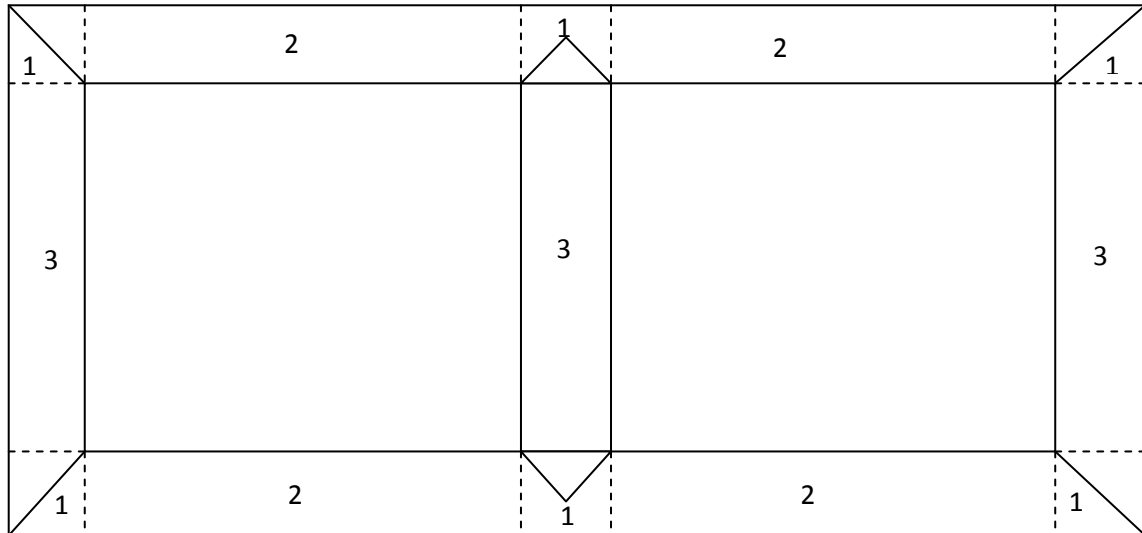
$$K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot 1.85}$$

$K_{BP} = 2.064$

$\gamma_{1.5} = 0.97 \text{ W/kg}$: Pertes spécifique pour une induction de 1.5 T.

G_n : poids du fer, il est constitué de trois parties différentes : colonne, culasse et coins

(Voir figure V.1).



FigV.1. Différentes parties du noyau

- 1: coins
- 2: culasses
- 3: colonnes

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3 \text{ [Kg]} \quad \text{[V.3]}$$

- Poids total des coins G_1

$$G_1 = \gamma_{fer} \cdot V_1 \text{ [kg]} \quad \text{[V.4]}$$

V_1 : volume total des coins [dm^3]

$$V_1 = 6 \cdot (B_{s1} \cdot S_{fer}) \quad \text{[V.5]}$$

γ_{fer} : Masse volumique des tôles utilisée en [kg / dm^3].

$$\gamma_{fer} = 7.65 \frac{kg}{dm^3}$$

$$G_1 = 7.65 \cdot 6 \cdot (180 \cdot 255) 10^{-4}$$

$$G_1 = 210.681 \text{ kg}$$

- Poids des culasses diminuées des coins G_2 :

$$G_2 = \gamma_{\text{fer}} \cdot V_2 [\text{kg}] \quad [\text{V.6}]$$

V_2 : volume total des culasses en $[\text{dm}^3]$.

$$V_2 = 4 \cdot (L_f \cdot S_{\text{fer}}) [\text{V.7}]$$

$$G_2 = 7.65 \cdot 4 \cdot (190 \cdot 255) \cdot 10^{-4}$$

$$G_2 = 148.257 \text{ Kg}$$

- **Poids total des colonnes G_3 :**

$$G_3 = \gamma_{\text{fer}} \cdot V_3 [\text{V.8}]$$

V_3 : volume total des colonnes en $[\text{dm}^3]$.

$$V_3 = 3 \cdot (H_C \cdot S_{\text{fer}}) [\text{V.9}]$$

$$G_3 = 7.65 \cdot 3 \cdot (425 \cdot 255) \cdot 10^{-4}$$

$$G_3 = 248.72 \text{ kg}$$

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3$$

$$G_n = 210.681 + 148.257 + 248.72$$

$$G_n \approx 608 \text{ kg}$$

Donc :

$$P'_0 = 0.97 \cdot 2.064 \cdot 608$$

$$P'_0 = 1217.26 \text{ W}$$

V.1.2. Pertes supplémentaires

V.1.2.1. Pertes supplémentaires dans les coins P_{S1}

Elles sont dues à la non continuité du circuit magnétique. Elles sont estimées à 50% des pertes fer dans les coins.

$$P_{S1} = 0.5 \cdot \gamma_{1.5} \cdot K_{BP} \cdot G_1 [\text{W}] \quad [\text{V.10}]$$

$$P_{S1} = 0.5 \cdot 0.97 \cdot 2.064 \cdot 210.681$$

$$P_{S1} = 210.9 \text{ W}$$

V.1.2.2. Pertes supplémentaires dans les colonnes et les culasses P_{S2}

Elles sont dues à la variation de la structure des tôles utilisées lors de l'usinage. Ces pertes sont estimées à 15% des pertes dans le noyau.

$$P_{S2} = 0.15 [\gamma_{1.5} \cdot K_{BP} \cdot (G_2 + G_3)] [\text{W}] \quad [\text{V.11}]$$

$$P_{S2} = 0.15 [0.97 \cdot 2.064 \cdot (148.257 + 248.72)]$$

$$P_{S2} = 119.216 \text{ W}$$

V.1.3. Pertes totales à vide

$$P_0 = P'_0 + P_{S1} + P_{S2} [\text{W}] \quad [\text{V.12}]$$

$$P_0 = 1217.26 + 210.9 + 119.216$$

$$P_0 = 1547.376 \text{ W}$$

- Erreur commise sur les pertes à vide :

$$\frac{\Delta P_0}{P_0} = \frac{|P_{0n} - P_0|}{P_{0n}} \cdot 100 \quad [\text{V.13}]$$

$P_{0n} = 1400 \text{ W}$: Pertes à vide données par le cahier des charges.

$$\frac{\Delta P_0}{P_0} = \frac{|1400 - 1547.376|}{1400} \cdot 100$$

V.2. Pertes Joule

Ces pertes sont dues à la résistance des enroulements haute et basse tension traversés par le courant respectivement primaire et secondaire. Elles sont données par l'essai en court-circuit.

V.2.1. Pertes dans l'enroulement BT

- **Diamètre moyen de la spire**

$$D_{m2}: D_{m2} = D + 2 \cdot a_{20} \cdot 10 + a_2 [\text{mm}] \quad [\text{V.14}]$$

$$D_{m2} = 192 + (2 \cdot 2 \cdot 10) + 20.5$$

$$D_{m2} = 292.5 \text{ mm}$$

- **Longueur moyenne de la spire L_{m2} :**

$$L_{m2} = \pi \cdot D_{m2} [\text{mm}] \quad [\text{V.15}]$$

$$L_{m2} = \pi \cdot 292.5$$

$$L_{m2} = 918.45 \text{ mm}$$

- **Longueur totale de l'enroulement secondaire L_2 :**

$$L_2 = W_2 \cdot L_{m2} [\text{mm}] \quad [\text{V.16}]$$

$$L_2 = 22 \cdot 918.45$$

$$L_2 = 20205.9 \text{ mm} = 20.205 \text{ m}$$

- **Résistance de l'enroulement basse tension R_2 :**

$$R_2 = \rho_T \frac{L_2}{S_2} [\Omega] \quad [\text{V.17}]$$

ρ_T : Résistance de cuivre à 75°C.

S_2 : Section du fil.

$$R_2 = \frac{0.0215 \cdot 20205.9 \cdot 10^{-3}}{224}$$

$$R_2 = 1.93 \cdot 10^{-3} \Omega$$

- **Poids de l'enroulement BT G_{C2} :**

$$G_{C2} = \sigma \cdot L_2 \cdot S_2 [\text{kg}] \quad [\text{V.18}]$$

σ : Densité volumique du cuivre égale à 8.9 kg/dm³.

$$G_{C2} = 8.9 \cdot 20205 \cdot 10^{-2} \cdot 224 \cdot 10^{-4}$$

$$G_{C2} = 40.28 \text{ kg}$$

V.2.1.1. Pertes Joule au secondaire

Elles sont données par la relation suivante :

$$P'_{cc} = m \cdot k \cdot G_{C2} \cdot J_2^2 [\text{W}] \quad [\text{V.19}]$$

m : Nombre de phases.

k : Facteur tenant compte de la conductivité du cuivre à une température de 75 °C

$k = 2.4$ pour le cuivre.

$k = 2.4$ pour l'aluminium

J_2 : Densité de courant secondaire.

$$P'_{CC} = 3 \cdot 2.4 \cdot 40.28 \cdot 4.06^2$$

$$P'_{CC} = 4780.507 \text{ W}$$

V.2.1.2. Pertes par effet pelliculaire $P_{\text{sup}2}$

Les pertes par effet pelliculaire sont dues à la présence de l'effet de peau électrique. Elles sont données par la formule suivante :

$$P_{\text{sup}2} = 3 \cdot (K_{mr2} - 1) \cdot R_2 \cdot I_{ph2}^2 [\text{W}] \quad [\text{V.20}]$$

K_{mr2} : Coefficient de majoration de la résistance en courant alternatif. Pour un conducteur méplat ce coefficient est donné par :

$$K_{mr2} = 1 + \frac{m_{c2}^2 - 0.2}{9} (\alpha_2 a)^2 \quad [\text{V.21}]$$

m_{c2} : nombre de conducteurs dans le sens radial, il est égal au nombre de couche.

a : Épaisseur du conducteur nu (BT).

α_2 : Facteur donné par la relation suivante :

$$\alpha_2 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot N_{s2}/c \times b}{2 \cdot hm \cdot \sigma_T}} \quad [\text{V.22}]$$

b : hauteur de fil nu.

N_s/c : Nombre de spires par couche.

hm : hauteur magnétique.

$\omega = 2 \pi f$: pulsation de réseau.

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide.

$$\alpha_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 11 \cdot 32 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 360 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0215 \cdot 10^{-6}}}$$

$$\alpha_2 = 94.69$$

$$K_{mr2} = 1 + \frac{4 - 0.2}{9} (94.69 \cdot 7.1 \cdot 10^{-3})^4$$

$$K_{mr2} = 1.018$$

Finalement :

$$P_{sup2} = 3 \cdot (1.018 - 1) \cdot 1.93 \cdot 10^{-3} \cdot 909.32^2$$

$$P_{sup2} = 86.175 \text{ W}$$

V.2.1.3. Pertes supplémentaires côté basse tension

- **Pertes externes :**

Elles ont lieu aux isolateurs, aux pièces de sortie et aux bornes de connexion. Elles sont données par le **tableau V.2**, donc :

$$P_{ex} = 160 \text{ W}$$

Chapitre V. Calcul des pertes

Tableau V.2. Pertes supplémentaires externes

D[mm]	A[mm]	S _n [KVA]	Courant	P _{ex}		
				Sans antinit	Avec antinit	
					A=20mm	A=30mm
28	150	10-30	<43.3	0		
		50	72.2	5		
		75	103.3	10		
		100	144.3	20		
		125	180.4	30		
		160	231	40		
45	150	200	280	50		
		250	401	70		
		315	465	110		
		400	577	160		
56	150	500	722		100	90
		630	909		160	150
70	150	800	1165		190	180
		1000	1443		290	280
		1250	1804		450	430
90	150	1600	2309		560	540

• **Pertes internes :**

$$P_{in} = \frac{e \cdot k \cdot J_2^2 \cdot 3 \cdot G_{c2} \cdot F}{w_2} [W] [V.23]$$

F : Facteur empirique fonction du couplage de la basse tension.

e : Facteur tenant compte des pertes supplémentaire, des pertes dans la cuve et des pertes dans la partie constructive du transformateur.

Ces deux facteurs sont donnés par le **tableau V.3**.

$$e = 1.09 \quad F = 1$$

Soit :

$$P_{in} = \frac{1.09 \cdot 1 \cdot 4.059 \cdot 2.4 \cdot 40.28 \cdot 3}{22}$$

$$P_{in} = 412.658 \text{ W}$$

Tableau V.3.Facteurs e et F

Intensité du courant secondaire [A]	E	F	
		Y	Z
30-100	1.04	1.0	1.0
101-400	1.05		
401-700	1.07		2.0
701-1200	1.09		
1201-1500	1.12		
1501-1800	1.15		
1801-2400	1.20		

- **Pertes par connexion P_{con2} :**

$$P_{con2} = R_{con2} \cdot I_{ph2}^2 [\text{W}] \quad [\text{V.24}]$$

La résistance de connexion R_{con2} vaut :

$L_{con} = 1293$ mm donnée par le constructeur.

$$R_{con2} = \frac{\rho_T \cdot L_{con} \cdot 10^{-3}}{S_{2n}} [\Omega] \quad [\text{V.25}]$$

$$R_{con2} = \frac{0.0215 \cdot 1293 \cdot 10^{-3}}{224} = 1.241 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Soit

$$R_{con2} = 1.241 \cdot 10^{-4} \cdot 909.32^2$$

$$P_{con2} = 102.613 \text{ W}$$

V.2.1.4. Les pertes joule totales coté basse tension

$$P_{CC2} = P'_{CC2} + P_{con2} + P_{sup2} + P_{in} + P_{ex} \text{ [V.26]}$$

$$P_{CC2} = 4780.507 + 86.175 + 160 + 412.658 + 102.613$$

$$P_{CC2} = 5541.953 \text{ W}$$

V.2.2. Pertes dans l'enroulement HT

- Diamètre moyen de la spire D_{m1} :

$$D_{m1} = D + 2 \cdot a_{20} \cdot 10 + 2 \cdot a_{12} + 2 \cdot a_2 + a_1 \text{ [mm]} \text{ [V.27]}$$

$$D_{m1} = 192 + 2 \cdot 4 \cdot 10 + 2 \cdot 15 + 2 \cdot 20.5 + 38$$

$$D_{m1} = 381 \text{ mm}$$

- Longueur moyenne de la spire L_{m1} :

$$L_{m1} = \pi \cdot D_{m1} = 3.14 \cdot 381$$

$$L_{m1} = 1196.34 \text{ mm}$$

- Longueur totale de l'enroulement HT L_1 :

$$L_1 = W_{1n} \cdot L_{m1}$$

$$L_1 = 2858 \cdot 1196.34 = 3419.139 \text{ m}$$

$$L_1 = 3419.139 \text{ m}$$

- Résistance de l'enroulement primaire R_1 :

$$R_1 = \frac{\rho_T \cdot L_1}{S_{1n}} [\Omega]$$

$$R_1 = \frac{0.0215 \cdot 3419.139}{2.010}$$

$$R_1 = 36.57 \Omega$$

- Poids de l'enroulement primaire G_{c1} :

$$G_{c1} = \sigma \cdot L_1 \cdot S_{1n} [\text{Kg}] \quad [\text{V.28}]$$

$$G_{c1} = 8.9 \cdot 3419.139 \cdot 2.025 \cdot 10^{-3}$$

$$G_{c1} = 61.62 \text{ kg}$$

- Poids total du cuivre G_c :

$$G_c = m \cdot (G_{c1} + G_{c2}) [\text{kg}] \quad [\text{V.29}]$$

$$G_c = 3 \cdot (61.62 + 40.28)$$

$$G_c = 305.70 \text{ kg}$$

V.2.2.1. Pertes joules primaire

$$P'_{cc1} = m \cdot k \cdot G_{c1} \cdot J_1^2 [\text{W}]$$

$$P'_{cc1} = 3 \cdot 2.4 \cdot 61.62 \cdot 3.455^2$$

$$P'_{cc1} = 5296.02 \text{ W}$$

V.2.2.2. Pertes supplémentaires coté haute tension

- Pertes par connections :

$$P_{con1} = R_{con1} \cdot I_{ph1}^2 [W] [V.30]$$

La résistance R_{con1} est fonction de la longueur du conducteur L_{con1} , cette longueur est donnée par le constructeur égal à **2 m** :

Résistance des conducteurs de connexion :

$L_{con} = 2000$ mm donnée par le constructeur.

$$R_{con1} = \frac{\sigma_T \cdot L_{con1}}{S_{1n}} [\Omega]$$

$$R_{con1} = \frac{0.0215 \cdot 2000 \cdot 10^{-3}}{2.010}$$

$$R_{con1} = 0.02139 \Omega$$

$$P_{con1} = 0.02139 \cdot 12.12^2$$

$$P_{con1} = 3.14 W$$

- Pertes par effet pelliculaire P_{sup1} :

$$P_{sup1} = 3 \cdot (K_{mr1} - 1) \cdot R_1 \cdot I_{ph1}^2 [W]$$

$$K_{mr1} = 1 + \frac{m_c^2 - 0.2}{9} \cdot (\alpha_1 \cdot d_{1n})^4$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot N_{S1}/c \times b}{2 \cdot hm \cdot \sigma_T}}$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 226 \cdot 1.6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 360 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0215 \cdot 10^{-6}}}$$

$$\alpha_1 = 95.9$$

$$K_{mr1} = 1 + \frac{14^2 - 0.2}{9} (95.98 \cdot 1.6 \cdot 10^{-3})^4$$

$$K_{mr1} = 1.0126$$

$$P_{sup1} = 3 \cdot (1.0126 - 1) \cdot 36.43 \cdot 12.12^2$$

$$P_{sup1} = 202 \text{ W}$$

V.2.2.3. Pertes Joule totales côté haut tension

$$P_{cc1} = P_{sup1} + P_{con1} + P'_{cc1}$$

$$P_{cc1} = 202 + 3.14 + 5296.02$$

$$P_{cc1} = 5501.168 \text{ W}$$

V.2.3. Pertes Joules totales

$$P_{cc} = P_{cc1} + P_{cc2} [W]$$

$$P_{cc} = 5501.168 + 5541.953$$

$$P_{cc} = 11.04 \text{ KW}$$

- Erreur relative sur pertes :

$$\frac{\Delta P_{cc}}{P_{ccn}} = \frac{|P_{ccn} - P_{cc}|}{P_{ccn}} \cdot 100 \text{ [%]}$$

$$\frac{\Delta P_{cc}}{P_{ccn}} = \frac{|10.5 - 11.04|}{10.5} \cdot 100$$

$$\frac{\Delta P_{cc}}{P_{ccn}} = 5.14 \text{ %}$$

P_{ccn} : Pertes Joules données par le cahier des charges.

L'erreur relative est inférieure à 15%, donc elle est acceptable.

V.3. Calcul des pertes pour la tôle magnétique 0.27 mm

On garde les mêmes paramètres et le même dimensionnement. La différence entre la tôle 0.3 et 0.27 mm est dans la valeur des pertes spécifique $\gamma_{1.5}$ à 1.5 T. ces valeurs sont représentées dans le Tableau II.1.

V.3.1. Pertes à vide

- Pertes dans le noyau

$$P'_0 = \gamma_{1.5} \cdot K_{BP} \cdot G_n$$

K_{BP} : Coefficient correcteur des pertes spécifiques pour une induction différente de 1.8 T, sa valeur est donnée par **tableau V.1.**

Pour $1.8 \text{ T} \leq B_c \leq 2.0 \text{ T}$ on a $K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot B_c}$

Chapitre V. Calcul des pertes

$$K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot 1.85}$$

$$K_{BP} = 2.064$$

$\gamma_{1.5} = 0.80 \text{ W/Kg}$: Pertes spécifique pour une induction de 1.5 T.

On garde le même G_n (poids du fer) $\approx 608 \text{ kg}$

$$P'_0 = 0.80 \cdot 2.064 \cdot 608$$

$$P'_0 = 1003.93 \text{ W}$$

- **Remarque :**

- Pour les pertes supplémentaires et les pertes Joule côté BT et HT, on trouve les mêmes résultats.
- Les pertes à vide sont inférieures à la valeur nominale (<1400W) pour les deux types de tôle
- L'utilisation d'une tôle magnétique de moindre épaisseur permet de réduire les pertes à vide tout en ayant les mêmes caractéristiques du transformateur.

Tableau V.4 : la différence entre les tôles magnétiques

	TOLE MAGNETIQUE 0.3mm	TOLE MAGNETIQUE 0.27mm
Pertes à vide	$P'_0 = 1217.26 \text{ W}$	$P'_0 = 1003.93 \text{ W}$

V.4. Proposition d'optimisation pour la tôle magnétique 0.27mm

Nous avons donc pensé à optimiser ce transformateur (réduire le poids de son noyau) en essayant de ramener les pertes à vide à 1217W environ tout en utilisant la tôle 0.27 mm en gardant la tension de spire.

$$U_{sp} = \sqrt{2} \times \pi \times f \times B_c \times S_{fer} [\text{V}]$$

On fixe la tension de spire « $U_{sp} = 10.470 \text{ V}$ » puis on essaie de varier l'induction « B_c » et la section du fer.

V.4.1. premier cas : On va choisir une induction égale à 1.87 T

$$S_{\text{fer}} = \frac{U_{sp}}{\sqrt{2} \pi f B_c}$$

$$S_{\text{fer}} = \frac{10.470}{\sqrt{3} 3.14 50 1.87} = 252 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{fer}} = 252 \text{ cm}^2$$

V.4.1.1. Pertes à vide

- Pertes dans le noyau

$$P'_0 = \gamma_{1.5} \cdot K_{\text{BP}} \cdot G_n$$

$$K_{\text{BP}} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot B_c}$$

$$K_{\text{BP}} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot 1.87}$$

$$K_{\text{BP}} = 2.184$$

$\gamma_{1.5} = 0.80 \text{ W/kg}$: Pertes spécifique pour une induction de 1.5 T.

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3 \text{ [Kg]}$$

- Poids total des coins G_1

$$G_1 = \gamma_{\text{fer}} \cdot V_1 \text{ [kg]}$$

V_1 : volume total des coins [dm^3]

$$V_1 = 6 \cdot (B_{s1} \cdot S_{\text{fer}})$$

γ_{fer} : Masse volumique des tôles utilisée en [kg / dm^3].

$$\gamma_{\text{fer}} = 7.65 \frac{\text{kg}}{\text{dm}^3}$$

$$G_1 = 7.65 \cdot 6 \cdot (180 \cdot 252) 10^{-4}$$

$$G_1 = 205.752 \text{ kg}$$

- **Poids des culasses diminuées des coins G_2 :**

$$G_2 = \gamma_{\text{fer}} \cdot V_2 [\text{kg}]$$

V_2 : volume total des culasses en $[\text{dm}^3]$.

$$V_2 = 4 \cdot (L_f \cdot S_{\text{fer}})$$

$$G_2 = 7.65 \cdot 4 \cdot (190 \cdot 252) \cdot 10^{-4}$$

$$G_2 = 146.512 \text{ Kg}$$

- **Poids total des colonnes G_3 :**

$$G_3 = \gamma_{\text{fer}} \cdot V_3 [\text{V.8}]$$

V_3 : volume total des colonnes en $[\text{dm}^3]$.

$$V_3 = 3 \cdot (H_C \cdot S_{\text{fer}})$$

$$G_3 = 7.65 \cdot 3 \cdot (425 \cdot 252) \cdot 10^{-4}$$

$$G_3 = 245.8 \text{ kg}$$

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3$$

$$G_n = 210.681 + 148.257 + 248.72$$

$$G_n \approx 598 \text{ kg}$$

Donc :

$$P'_0 = 0.80 \cdot 2.184 \cdot 598$$

$$P'_0 = 1044.825 \text{ W}$$

- **Remarque**

Dans ce cas on gagne 8 kg de poids de transformateur avec des pertes vide sont inférieure à la valeur fixé par la norme CEI « 1400 W ».

V.4.2. deuxième cas : On choisit une induction égale à 1.89 T

On refait le même calcul que le cas précédent avec $B_c = 1.89$ T.

$$S_{fer} = \frac{10.470}{\sqrt{3} \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 1.89} = 249 \text{ cm}^2$$

$$S_{fer} = 249 \text{ cm}^2$$

- Pertes dans le noyau

$$K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot B_c}$$

$$K_{BP} = 0.01126 \cdot e^{2.817 \cdot 1.89}$$

$$K_{BP} = 2.31$$

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3 \text{ [Kg]}$$

- Poids total des coins G_1

$$G_1 = \gamma_{fer} \cdot V_1 \text{ [kg]}$$

V_1 : volume total des coins [dm^3]

$$V_1 = 6 \cdot (B_{s1} \cdot S_{fer})$$

γ_{fer} : Masse volumique des tôles utilisée en [kg / dm^3].

$$\gamma_{fer} = 7.65 \frac{\text{kg}}{\text{dm}^3}$$

$$G_1 = 7.65 \cdot 6 \cdot (180 \cdot 249) 10^{-4}$$

$$G_1 = 205.72 \text{ kg}$$

- Poids des culasses diminuées des coins G_2 :

$$G_2 = \gamma_{fer} \cdot V_2 \text{ [kg]}$$

V_2 : volume total des culasses en [dm^3].

Chapitre V. Calcul des pertes

$$V_2 = 4 \cdot (L_f \cdot S_{fer})$$

$$G_2 = 7.65 \cdot 4 \cdot (190 \cdot 249) \cdot 10^{-4}$$

$$G_2 = 144.76 \text{ Kg}$$

- **Poids total des colonnes G_3 :**

$$G_3 = \gamma_{fer} \cdot V_3 [\text{V.8}]$$

V_3 : volume total des colonnes en $[\text{dm}^3]$.

$$V_3 = 3 \cdot (H_C \cdot S_{fer})$$

$$G_3 = 7.65 \cdot 3 \cdot (425 \cdot 249) \cdot 10^{-4}$$

$$G_3 = 242.868 \text{ kg}$$

$$G_n = G_1 + G_2 + G_3$$

$$G_n = 210.681 + 148.257 + 248.72$$

$$G_n \approx 593.34 \text{ kg}$$

Donc :

$$P'_0 = 0.80 \cdot 2.31 \cdot 593.34$$

$$P'_0 = 1096.5 \text{ W}$$

- **Remarque**

Dans ce cas on gagne 15kg de poids de transformateur avec des pertes vide sont inferieur a la valeur fixé par la norme CEI « 1400 W ».

V.4.3. Conclusion

D'après les calculs que nous avons réalisés avec les deux types de tôles, nous concluons que les pertes à vide sont diminuées lorsqu'on passe de 0.3mm à 0.27 mm. Nous avons donc pensé diminuer le poids du transformateur. Après avoir fait les calculs, nous constatons que pour diminuer le poids, nous augmentons l'induction magnétique tout en fixant la tension d'une spire. Mais ceci ne peut pas se faire sans une augmentation conséquente du champ magnétique, c'est-à-dire du courant électrique traversant les enroulements.

Conclusion générale

L'idéal recherché par le constructeur des transformateurs est de réaliser un appareil performant et économique.

Le présent travail à été mené dans le but d'avoir un transformateur ayant les caractéristiques permettant un fonctionnement nominal.

Au terme de cette étude, on constate que l'épaisseur des tôles utilisées dans la construction du circuit magnétique d'un transformateur n'a pas d'impact sur le dimensionnement d'un transformateur si l'on compense l'épaisseur totale par le nombre de feuilles.

Les pertes à vide du transformateur dimensionné avec une tôle magnétique de 0.27mm d'épaisseur sont inférieures à celles d'un transformateur dont les tôles ont une épaisseur de 0.3mm. Aussi, les deux pertes sont inférieures à 15% de la puissance totale ; ce pourcentage étant le taux préconisé par la norme CEI.

D'après l'optimisation que nous avons initiée, nous concluons que si on veut gagner de la matière dans le circuit magnétique, il faut agir sur la section de fer et l'induction magnétique. Mais si on augmente l'induction magnétique dans le noyau le champ magnétique augmente aussi, cela fait rentrer le transformateur dans une zone de saturation qui provoque des perturbations.

Ce travail nous à permis de comprendre les problèmes rencontrés dans la construction des transformateurs, tel que les problèmes de calcul des pertes magnétiques et les calculs électromagnétiques.

En perspective, un calcul de dimensionnement est à faire en essayant d'augmenter le chemin magnétique en nombre de tôles.

Le stage pratique que nous avons effectué au sein de l'entreprise nationale de l'Electro-Industries, nous a permis d'avoir plus de données et d'informations concernant le monde industriel en général et le monde des transformateurs en particulier.

Bibliographie

- [1] sedkaoui « Les tôles magnétiques Fe-Si : caractéristiques de l'alliage magnétique Fe-Si »
Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique à UMM de Tizi-Ouzou ; 2008.
- [2] P.Brissonneau « Matériaux de l'électrotechnique » ; édition Hermès; Paris ; 1997.
- [3] F. Boutaleb, Z. Bouacem, Thèse d'étude universitaire appliquée en électrotechnique ;
2009.
- [4] G. Leghlid « effet de la contrainte thermique sur les caractéristique des tôles magnétiques
Fe-Si utilisée dans le circuit magnétique des machines électriques », mémoire d'ingénieur
d'état en électrotechnique à UMM de Tizi-Ouzou ; 2010.
- [5] J. C. Bavay et J. Verdun«alliage fer-silicium » ; technique de l'ingénieur ; traité de
génieélectrique.
- [6] M. G. Say « alliage magnétique et ferrites» ; édition Dunod ; paris ; 1956.
- [7] A. BERFAS ET M. NEKACHE « calcul et exploitation d'un transformateur triphasé de
puissance 25/30MVA- 30kv/ 5.875kv » mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique à
UMM de Tizi-Ouzou ; 2010.
- [8] Document de l'entreprise électro-industries.

Résumé

Le transformateur ne sert pas seulement à faciliter le transport de l'énergie, il intervient aussi dans le fonctionnement de nombreux systèmes électriques.

Vu la diversité du domaine d'application, les constructeurs ne cessent pas d'améliorer la logique d'optimisation des performances et des coûts des transformateurs.

Notre travail consiste à optimiser le circuit magnétique (noyau) d'un transformateur 630 kVA et de tension de 30/0.4 kV, de façon à réduire le poids et les pertes à vide du noyau en utilisant une tôle magnétique de 0,27 mm d'épaisseur.

Nous avons effectué un calcul préliminaire en se basant sur le cahier des charges ; par la suite, et avec les dimensions initiales, nous avons calculé les différentes contraintes (électriques et magnétiques) qui doivent être inférieures à leur valeurs admissibles fixées par les normes. Pour bien mener notre étude et aboutir aux objectifs assignés, nous avons réparti notre travail en cinq chapitres :

Chapitre I	Généralités sur les transformateurs triphasés de puissance.
Chapitre II	Généralités sur les matériaux magnétiques.
Chapitre III	Généralités sur le magnétisme et les pertes.
Chapitre IV	Calcul électromagnétique.
Chapitre V	Calcul des pertes.

Nous terminons notre mémoire par une conclusion générale où nous donnerons les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

Les pertes à vide du transformateur dimensionné avec une tôle magnétique de 0.27mm d'épaisseur sont inférieures à celles d'un transformateur dont les tôles ont une épaisseur de 0.3mm. Aussi, les deux pertes sont inférieures à 15% de la puissance totale ; ce pourcentage étant le taux préconisé par la norme CEI.

D'après l'optimisation que nous avons initiée, nous concluons que si on veut gagner de la matière dans le circuit magnétique, il faut agir sur la section de fer et l'induction magnétique. Mais si on augmente l'induction magnétique dans le noyau le champ magnétique augmente aussi, cela fait rentrer le transformateur dans une zone de saturation qui provoque des perturbations.