

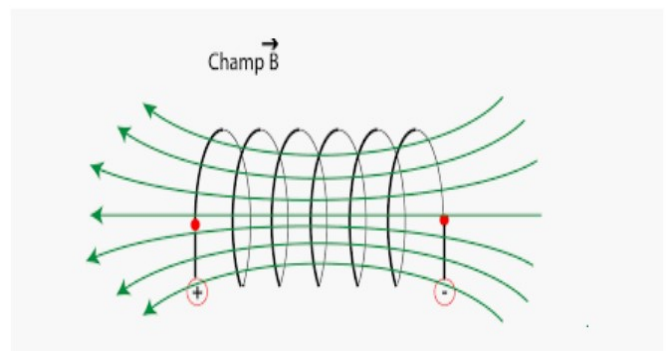
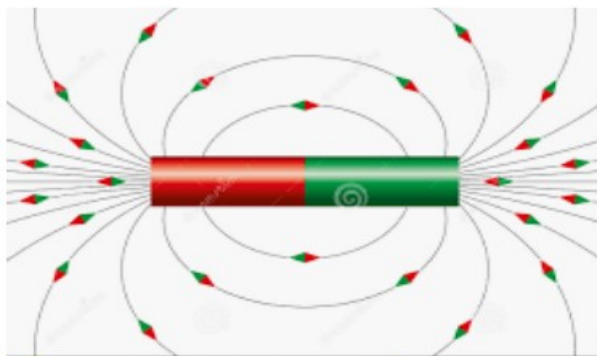
## CHAPITRE 1

### MATERIAUX UTILISES DANS LES CIRCUITS MAGNETIQUES

#### 1.1. Aspect magnétique dans les machines électriques

Les phénomènes magnétiques et électromagnétiques présentent un intérêt considérable dans le fonctionnement des machines électriques. On a les aimants et les électroaimants.

- **Les aimants naturels** : ou pierres d'aimants, sont des minéraux connus sous le nom de "Magnétite" (oxyde de fer  $Fe_3O_4$ ) qui ont la propriété d'attirer le fer et certains autres métaux tels que le Nickel et le Cobalt.
- **Les aimants artificiels** : sont des barreaux d'acier, qui après avoir subi un traitement convenable acquièrent la même propriété d'attirer le fer comme les aimants naturels. Mais cette aimantation peut être temporaire ou permanente selon la substance utilisée.
- **Les électroaimants** : sont constitués d'une bobine et d'un noyau en fer doux. Lors du passage d'un courant dans la bobine, celle-ci produira un champ magnétique dont les lignes de force seront canalisées et intensifiées par la présence du noyau, alors l'ensemble se comportera comme un aimant. Mais cette aimantation est en général temporaire et elle cesse partiellement avec l'arrêt du courant. L'aimantation restante est appelée "aimantation rémanente".
- **Champ magnétique** :  
Le champ magnétique représente une région de l'espace dans laquelle s'exerce une force magnétique. Celle-ci peut être mise en évidence par une aiguille aimantée qui s'oriente en fonction de sa position par rapport à la source du champ.



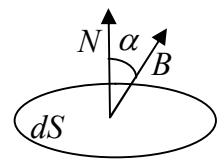
❖ **Aimantation :**

On définit l'aimantation comme étant l'ensemble des actions magnétiques exercées ou subies par un aimant. Si on considère un volume élémentaire  $dv$  d'un aimant de moment magnétique  $dM$ , lorsque le volume  $dv$  devient infiniment petit, le rapport :  $dM/dv$  tend vers une limite  $J$ ,  $J$  est appelée aimantation ou intensité d'aimantation, cette grandeur représente le moment magnétique par unité de volume, elle s'exprime en (A/m).

❖ **Flux magnétique :**

Si dans un champ magnétique uniforme, on place une surface  $ds$  dont la normale  $N$  fait un angle  $\alpha$  avec le vecteur d'induction  $B$ , le flux à travers cette surface

est donnée par la relation :  $d\phi = B \cdot dS \cdot \cos(\alpha)$



Le flux s'exprime en Weber (Wb).

❖ **Intensité de champ**

On appelle intensité du champ magnétique une grandeur vectorielle  $H$  que l'on définit à partir de l'induction  $B$ . En effet, tous les milieux ont des propriétés magnétiques : mis en présence d'un champ magnétique d'intensité  $H$ , ils sont le siège d'une induction  $B$  qui est donnée par la relation :

$$B = \mu \cdot H$$

$B$  : en Tesla,

$\mu$  : est un coefficient qui dépend du milieu et qui est appelé "perméabilité magnétique absolue". Dans le vide ou dans l'air  $\mu$  est remplacée par :

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

$$H : (A/m)$$

❖ **Susceptibilité magnétique :**

L'aimantation  $J$  d'un corps dépend du champ magnétique  $H$  au point où il se trouve. Le rapport de ces deux grandeurs est appelé susceptibilité magnétique du corps :

$$\chi = J/H$$

$\chi$  : est un nombre abstrait dont la valeur est une caractéristique du corps.

En général pour les corps magnétiques dits "parfaits" les vecteurs  $J$  et  $H$  sont presque parallèles, alors on considère que le milieu magnétique se superpose au vide et on écrira :

$$B = \mu_0 \cdot (H + J) = \mu_0 \cdot (1 + \chi) \cdot H$$

En égalisant les deux relations, on aura :

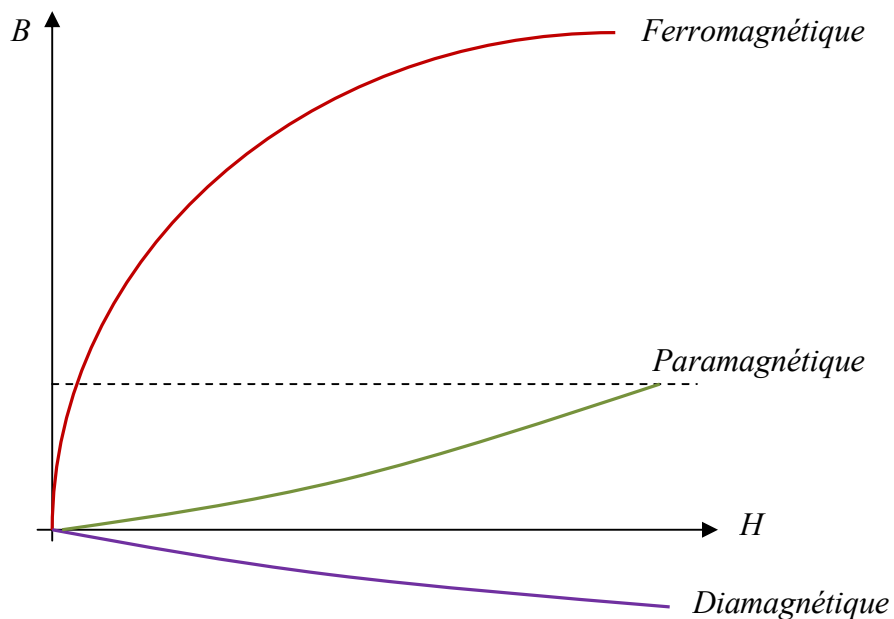
$$\mu = \mu_0 \cdot (1 + \chi)$$

Où le facteur  $(1 + \chi) = \mu_r$  est définit comme étant la perméabilité relative du matériau.

## 1.2. Classification Magnétique des Matériaux

On a cinq principales catégories :

- *Diamagnétiques*
- *Paramagnétiques*
- *Ferromagnétiques*
- *Antiferromagnétiques*
- *Ferrimagnétiques*



♦ **Diamagnétiques**

$\vec{J}$  est proportionnel au champ  $\vec{H}$  et de sens opposé à celui-ci. La susceptibilité  $\chi$  de ces corps est négative et faible, de l'ordre de  $10^{-6}$  c'est-à-dire que la substance s'aimante en sens inverse du champ magnétisant.

♦ **Paramagnétiques**

$\vec{J}$  est proportionnel au champ  $\vec{H}$  et de même sens que lui  $\chi$  est positive et faible.

♦ **Ferromagnétique**

Sont les substances susceptibles d'acquérir une aimantation considérable beaucoup plus forte que pour les diamagnétiques et les paramagnétiques.

Les substances ferromagnétiques présentent une aimantation élevée, de plus elle n'est pas totalement proportionnelle au champ magnétisant. Elle croît et tend vers une limite dite aimantation de saturation, lorsque le champ est suffisant.

L'intérêt des matériaux ferromagnétiques en électrotechnique provient du fait qu'ils sont capables grâce à leur perméabilité très élevée de canaliser et de capter en leur sein le flux de toute induction due à des courants situés dans leur voisinage, et en particulier ce qui sont enroulés autour d'eux.

♦ **Antiferromagnétique**

L'aimantation est nulle.

♦ **Ferrimagnétique**

Ils sont aimantés à saturation. L'aimantation à saturation est plus faible que les substances ferromagnétiques.

### 1.3. Les pertes magnétiques

Les pertes magnétiques prennent place dans les parties magnétiques soumises à des variations d'induction. Ces pertes se divisent en deux composantes principales, soient les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Ces pertes ne se répartissent pas de manière uniforme dans le circuit magnétique et leur distribution est difficile à prévoir.

- **Les pertes par hystérésis** : sont la quantité d'énergie convertie en chaleur lors de l'alimentation cyclique des parties ferromagnétiques. L'alignement des domaines de Weiss causé par un changement d'intensité et/ou d'orientation du champ magnétique

produit une puissance dissipée qui s'interprète comme étant proportionnelle à l'aire du cycle d'hystérésis.

- **Les pertes par courants de Foucault** : se produisent également à cause de l'aimantation cyclique des parties fer. Cette aimantation alternative produit des forces électromagnétiques qui induisent des courants de circulation dans la direction perpendiculaire à l'orientation de la circulation du flux. *Ces courants génèrent de la chaleur par effet Joule.* Pour minimiser ce type de pertes dans le circuit magnétique des moteurs électriques, il faut augmenter le plus possible la résistivité électrique dans le plan perpendiculaire à la direction du flux magnétique. Généralement, les circuits magnétiques sont constitués d'une super position de plusieurs laminations isolées électriquement les unes des autres afin de minimiser les courants de Foucault. Il existe également d'autres matériaux comme les ferrites ou les matériaux magnétiques composites qui ont une résistivité élevée.

La formulation analytique la plus classique pour la modélisation de ces pertes a été établie par Steinmetz (1865-1923) est donnée par les expressions suivantes représentant respectivement les pertes par hystérésis et par courant de Foucault :

$$P_{HYS} = K_H \cdot f \cdot B_{max}^n \cdot V_{cm}$$

$$P_{CF} = K_F \cdot f^2 \cdot e_t^2 \cdot B_{max}^2 \cdot V_{cm}$$

$K_H$  : Coefficient de pertes par hystérésis spécifique au matériau

$B_{max}$  : Induction maximale (T) à la fréquence  $f$ (Hz)

$n$  : Qui est compris entre 1.5 et 2.5 (selon le matériau)

$V_{cm}$  : Volume du circuit magnétique [ $m^3$ ]

$e_t$  : Épaisseur de tôle [m]

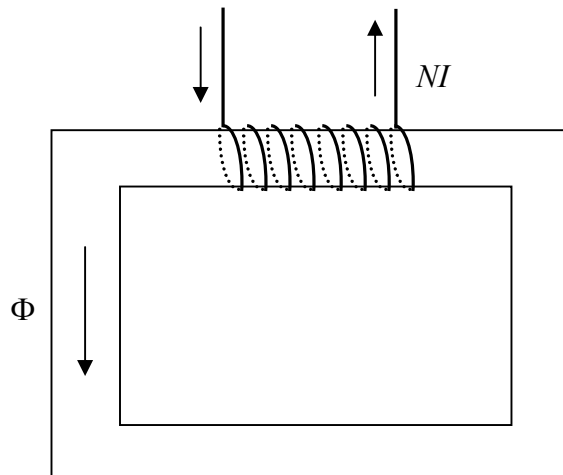
$K_F$  : Coefficient caractéristique de la tôle

## 1.4. Rappel sur les circuits magnétiques

### 1.4.1. Généralités

L'utilisation des métaux ferromagnétiques dans les machines électriques est importante principalement à cause de leur aptitude à capter le flux et dans la possibilité de créer des champs magnétiques importants dans les entrefers.

Comme les lignes d'induction sont des lignes fermées dans l'air où dans les matériaux, d'une manière générale, on prévoit pour leur passage un trajet de grande perméabilité par l'utilisation de noyau de fer doux, des tôles d'acier, des carcasses en acier, coulées ou en fonte, permettant ainsi la canalisation du flux magnétique, afin de minimiser sa dispersion pour qu'il, soit amené de la région de production vers la région d'utilisation avec le minimum de fuites.



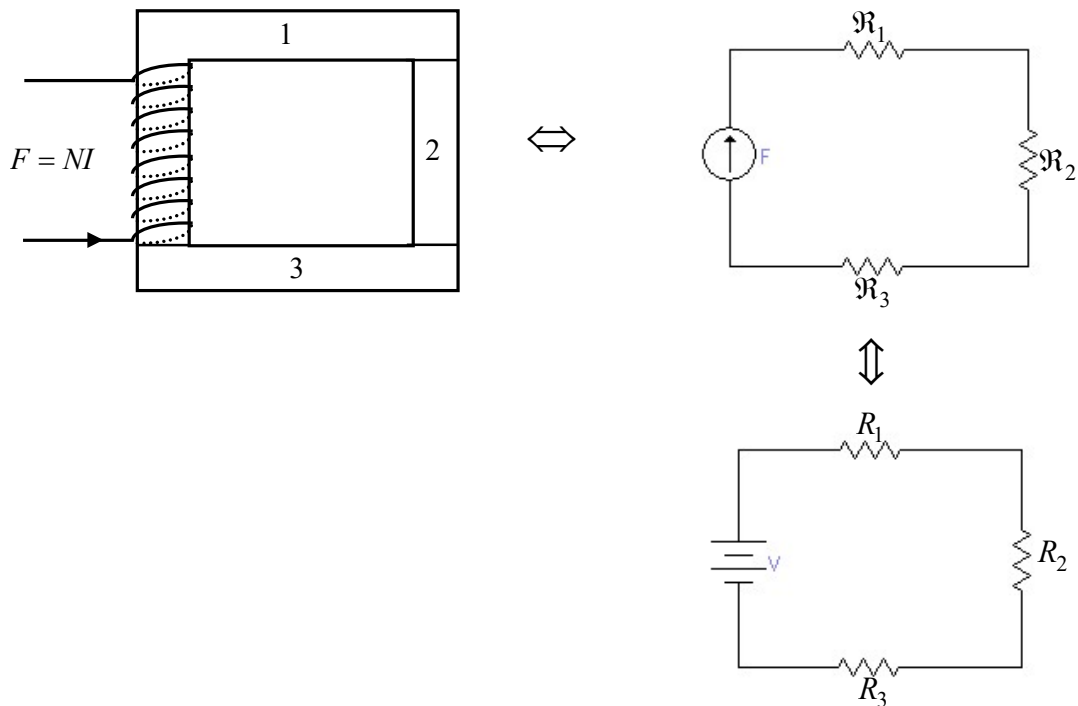
La bobine n'est enroulée qu'autour d'une partie de noyau de fer. Même dans ce cas, le  $NI$  de la bobine crée un flux  $\Phi$  qui circule dans le noyau, on suppose que le flux est distribué uniformément à travers la section droite du noyau. Dans les calculs des chutes de potentiel magnétique on prendra comme longueur des noyaux leur longueur moyenne.

#### 1.4.2. Théorème d'ampère pour les circuits magnétiques

La figure suivante montre un exemple de circuit magnétique non homogène utilisant des matériaux possédant des perméabilités différentes.

Une bobine de  $N$  spires parcourue par un courant  $I$  et enroulée autour d'un circuit magnétique produit une force magnétomotrice ( $F.M.M$ ) définie par  $NI$ . Elle s'exprime en (A.t).

On définit un circuit magnétique comme étant l'ensemble des milieux constituant un circuit fermé et pouvant être le siège d'un flux d'induction magnétique.



Le flux magnétique dépend de :

- La nature des circuits ( $\mu$ )
- La section ( $S$ ) directement proportionnelle
- La longueur ( $\ell$ ) inversement proportionnelle

Alors  $\Phi = B \cdot S = \mu \cdot H \cdot S$  (pour  $\vec{B}$  est perpendiculaire à  $\vec{S}$ ) et  $H = NI/\ell$  (pour un circuit simple et homogène).

L'application du théorème d'Ampère est que :

Soit plusieurs courants  $I_1, I_2, \dots, I_n$  qui enveloppent chacun une courbe fermée  $C$ , chaque courant produit en un point d'un élément  $d\ell$  de la courbe, un champ magnétique dont la résultante  $H$  aura une circulation le long du contour  $C$  qui obéit à la loi d'Ampère qui est donnée par :

$$\oint_C H \cdot d\ell = \sum_{i=1}^n N_i I_i$$

Pour un circuit simple :  $H \cdot \ell = N \cdot I$ , pour notre cas :

$$\begin{aligned}
 F &= N \cdot I = \oint H \cdot d\ell \\
 &= \int_1 H \cdot d\ell + \int_2 H \cdot d\ell + \int_3 H \cdot d\ell \\
 &= H_1 \cdot \ell_1 + H_2 \cdot \ell_2 + H_3 \cdot \ell_3
 \end{aligned}$$

Par analogie d'Hopkinson écrite le long d'une maille électrique renfermant trois résistances et une force électromotrice  $V$ , on a :

$$V = V_1 + V_2 + V_3$$

Suggère de considérer  $F$  comme une augmentation ou source de potentiel magnétique  $NI$  et les termes  $H \cdot \ell$  comme des chutes de potentiel magnétique, par analogie avec la source de potentiel électrique  $V$  et les chutes de potentiel électriques  $V_1, V_2, V_3$ .

Le flux  $\Phi$  est l'analogie du courant  $I$  et la réluctance  $\mathfrak{R}$  est l'analogie de la résistance  $R$ .

Si on connaît les réluctances, on peut alors écrire l'équation :

$$F = N \cdot I = \Phi \cdot (\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3)$$

$$\Phi = \frac{N \cdot I}{\frac{\ell}{\mu_0 \mu_r S}} = \frac{F}{\mathfrak{R}}$$

$$F = \mathfrak{R} \cdot \Phi$$

$$\mathfrak{R} = \frac{\ell}{\mu \cdot S}$$

### 1.4.3. Noyaux à entrefer

Il est très courant d'avoir des circuits magnétiques présentant de petits entrefers. Ces entrefers sont en général aussi petits que possible, puisque la chute de potentiel magnétique est souvent plus grande dans leur entrefer que dans le noyau. Les lignes de flux se dispersent dans l'entrefer de sorte que la surface de l'entrefer dépasse celle du noyau adjacent. Si la longueur  $\ell_a$  de l'entrefer est faible on peut calculer une surface apparente  $S_a$  pour une section rectangulaire de côté  $a$  et  $b$  :

$$S_a = (a + \ell_a)(b + \ell_b)$$

Si on connaît le flux total dans l'entrefer, on peut directement calculer  $H_a$  et  $H_a \cdot \ell_a$  :



$$H_a = \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{\Phi}{S_a} \right)$$

$$H_a \cdot \ell_a = \left( \frac{\ell_a \cdot \Phi}{\mu_0 \cdot S_a} \right)$$

Pour un noyau ferromagnétique de longueur  $\ell_i$  comportant un seul entrefer, le théorème d'Ampère conduit:

$$N \cdot I = H_i \cdot \ell_i + H_a \cdot \ell_a = H_i \cdot \ell_i + \frac{\ell_a \cdot \Phi}{\mu_0 \cdot S_a}$$

Si on connaît le flux  $\Phi$  on peut facilement calculer la chute de potentiel magnétique à travers l'entrefer.

## CHAPITRE 2

### CIRCUIT MAGNETIQUE

#### 2.1. Loi de la circulation du champ magnétique

Le calcul du circuit magnétique constitue une partie importante dans la construction des machines électriques.

La loi de la circulation constitue la base de calcul du circuit magnétique. Elle s'énonce ainsi : la circulation du champ magnétique  $H$  (ou chute de potentiel magnétique) le long d'une ligne fermée est égale au volume de courant (ou force magnétomotrice :  $F.M.M$ )  $F$  couplé avec cette ligne :

$$\oint H_l d\ell = F \quad (2.1)$$

Où  $H_l$  représente la composante de  $H$  dans la circulation de  $d\ell$ .

Si  $N$  désigne le nombre de spires couplées avec le circuit magnétique, et si tous les conducteurs sont parcourus par le même courant  $i$ , on peut écrire :

$$F = Ni \quad (2.2)$$

Dans le calcul du circuit magnétique des machines électriques, on remplace l'intégrale  $\oint H_l d\ell$  par une somme  $\sum H_x \ell_x$ , et on choisit les différents tronçons  $\ell_x$  du circuit de telle façon que les intensités de champ  $H_1, H_2, \dots$  le long de ceux-ci puissent être considérées comme constantes. Dans ces conditions, on obtient :

$$H_1 \ell_1 + H_2 \ell_2 + \dots + H_n \ell_n = F \quad (2.3)$$

Le premier membre de l'équation (2.3) représente la somme des chutes de potentiel magnétiques partielles, qui sont mesurées, comme la force magnétomotrice, en ampères ( $A$ ), cependant que  $H$  est exprimé en  $A/m$  et  $\ell$  en  $m$ .

Si l'on désigne par  $U_x$  la chute de potentiel magnétique partielles  $H_x \ell_x$ , la  $F.M.M$  d'un circuit est égale à :

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = F \quad (2.4)$$

Le calcul de la valeur de la  $F.M.M$  s'effectue de la manière suivante :

- On tire des dimensions de la machine la section  $S$  en ( $m^2$ ) de chaque tronçon du circuit.
- Vue de la symétrie de la machine, le flux crée par chaque pôle est divisé par rapport à la ligne axiale du pôle, la valeur de la force électromotrice induite permet de déterminer le flux magnétique  $\Phi$  par pôle en ( $Wb$ ).
- Les valeurs de l'induction  $B$  et de l'intensité du champ  $H$  qui correspondent au flux  $\Phi$  dans chaque tronçon  $\ell_x$  du circuit sont alors :

$$B = \frac{\Phi}{S}, \quad H = \frac{B}{\mu}, \quad \mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.5)$$

La relation entre  $B$  et  $H$  est donnée par la courbe d'aimantation du matériau correspondant.

## 2.2. Chutes de potentiel magnétique partielles

### 2.2.1. La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la  $F.M.M$  , puisque l'on prend pour base de calcul l'induction  $B_\delta$  ou le flux  $\Phi_\delta$  dans celui-ci, et le fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est la plus importante dans la machine

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle à la valeur de l'induction  $B_\delta$  dans l'entrefer et de l'épaisseur  $\delta$  de celui-ci :

$$U_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta \quad (2.6)$$

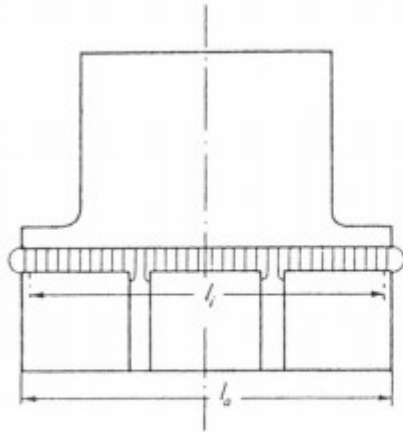
$$B = \frac{\Phi}{S_\delta} \quad (2.7)$$

La détermination de  $S_\delta$  représente quelques difficultés, du fait des interruptions du fer que produisent le long de l'entrefer les encoches, les canaux radiaux de ventilation et les intervalles entre les pôles, ainsi que l'influence exercée par la saturation des dents sur la répartition de l'induction dans l'entrefer.

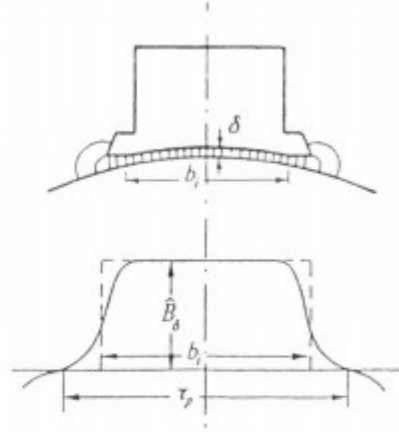
On pose :

$$S_{\delta} = b_i \ell_i \quad (2.8)$$

Où  $\ell_i$  désigne la longueur virtuelle de l'induit (figure 2.1) et  $b_i$  l'arc polaire virtuel (figure 2.2)



**Fig.2.1.**  
*Représentation de la longueur virtuelle d'induit*



**Fig.2.2.**  
*Représentation de l'arc polaire virtuel*

Notons que les petites machines n'exigent pas de canaux de ventilation. Donc la longueur  $\ell_i$  est égale à la longueur effective du paquet de tôles  $\ell_a$ . Cependant dans le cas général pour les machines de grandes puissances les canaux de ventilation diminuent la longueur effective du paquet de tôles. Soit  $\ell_i < \ell_a$

L'arc polaire virtuel  $b_i$  représentant une fraction du pas polaire  $\tau_p$ , la valeur de  $b_i$  dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction.

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (2.9)$$

$\alpha_i$  est appelé coefficient d'aplatissement de la courbe.

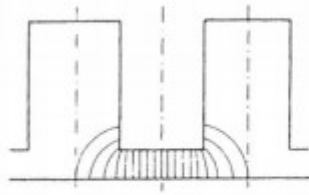
Pour la forme sinusoïdale  $\alpha_i = 2/\pi$ , mais dans le cas général la courbe d'induction n'est pas sinusoïdale du fait de la saturation dans le fer. En plus, l'augmentation de la saturation engendre une augmentation de coefficient d'aplatissement  $\alpha_i$  qui devient supérieur à  $2/\pi$ .

### 2.2.1.1. Facteur de carter (correction de l'entrefer)

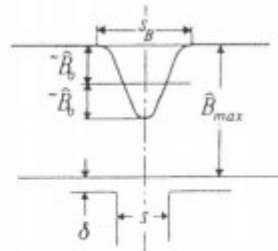
Dans le paragraphe précédent on n'a pas tenu compte de la présence d'encoche pour calculer le pas polaire virtuel  $b_i$ ; cette dernière est prise en compte en remplaçant l'entrefer  $\delta$

par un entrefer fictif  $\delta'$  tel que  $\frac{\delta'}{\delta} = K_C > 1$

$K_C$  est appelé facteur de Carter :



**Fig.2.3.**  
Image des lignes d'induction dans le cas de l'induit doté d'encoches



**Fig.2.4.**  
Variation de l'induction en regard de l'encoche

Carter a démontré que :

$$\begin{cases} K_C = \frac{\tau_z}{\tau_z - \gamma_B \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{4}{\pi} \left( \frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left( \frac{s}{\delta} \right)^2} \right) \end{cases} \quad (2.10)$$

En pratique on prend :  $\gamma_B = \frac{\left( \frac{s}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{s}{\delta}}$

$s$  : est l'ouverture de l'encoche ;

$\tau_z$  : est le pas dentaire

$\delta$  : est l'épaisseur de l'entrefer

Lorsque les deux parties de la machine (stator et rotor) sont dotées d'encoches, on calcule avec une approximation suffisante  $K_{C1}$  pour le stator et  $K_{C2}$  pour le rotor.

$K_C = K_{C1} \cdot K_{C2}$ , où  $K_C$  représente le facteur total de Carter

D'où :

$$U_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot K_C \cdot \delta = \frac{\Phi_\delta}{S_\delta \cdot \mu_0} \cdot K_C \cdot \delta \quad (2.11)$$

### 2.2.2. La chute de potentiel magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte on peut permettre que, avec assez d'exactitude, tout le flux correspondant à un pas dentaire passe par la dent. Dans ce cas  $B_{hz}$  l'induction dans la dent doit être inférieure à  $1.8 T$ .

Lorsque l'induction est très grande  $B_{z1} > 1.8 T$ , le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche.

Dans le cas général de calcul des machines électriques, on n'a pas intérêt d'avoir une saturation très forte qui augmenterait le courant à vide et provoquerait un échauffement exagéré de la machine, on a intérêt à avoir  $B_{zy} < 1.8 T$ , on supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans cette dernière, on doit la diviser en plusieurs sections, déterminer le champ dans chaque section et faire la somme des chutes de potentiels magnétiques :

$$U_z = \int_0^{hz} H_{zy} \cdot d\ell_z \quad (2.12)$$

Mais dans la pratique, on utilise la règle de **Simpson** qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties, l'intensité moyenne du champ est calculée comme suit:

$$H_{z\text{méd}} = \frac{1}{6} (H_{z\text{moy}} + 4 \cdot H_{z\text{méd}} + H_{z\text{max}}) \quad (2.13)$$

Dans la majorité des cas, on calcule l'intensité du champ au tiers de la hauteur de la dent à partir du point où la largeur de celle-ci est la plus faible, et on introduit cette valeur dans le calcul comme intensité moyenne du champ  $H_{z\text{méd}}$

La chute de potentiel magnétique dans la dent est :

$$U_z = h_z H_{z\text{méd}} \quad (2.14)$$

Lorsque les machines sont dotées d'encoches dans les deux parties,  $U_z$  doit être calculé pour le stator et pour le rotor.

### 2.2.3. La chute de potentiel magnétique dans la culasse

La répartition de l'induction dans la culasse des machines électriques avec courbe d'induction sinusoïdale a été étudiée à partir de certaines hypothèses admissibles en pratiques. Dans la section droite de la culasse qui passe par l'axe inter-polaire (ou section droite inter-polaire), le flux d'induction est réparti uniformément. On constate que l'induction moyenne dans cette section est :

$$B_j = \frac{\Phi_j}{2K_F \ell_{Fe} h_j} \quad (2.15)$$

Avec :

$K_F$  : Facteur de remplissage

$\ell_{Fe}$  : Longueur d'empilage sans les canaux de ventilation

$h_j$  : Épaisseur de la culasse

Où  $\Phi_j$  désigne le flux magnétique par pôle pénétrant dans la culasse et  $\frac{\Phi_j}{2}$  celui qui traverse la section droite inter-polaire.

Le calcul des chutes de potentiel magnétique dans l'entrefer, dans les dents et dans le pôle est effectué sur la base de la ligne d'induction qui passe par l'axe polaire. Si l'on calculait la chute de potentiel magnétique dans la culasse à partir de la valeur de l'induction donnée par l'équation (2.15) pour cette ligne d'induction – qui est la plus longue – on obtiendrait des valeurs trop élevées. L'équation (2.15) représente en effet les valeurs maximales de l'induction dans la culasse.

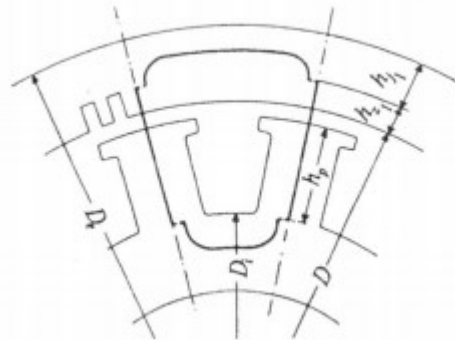
Des deux côtés de la section droite inter-polaire, l'induction dans la culasse est inférieure à celle qui est donnée par l'équation (2.15). En général, et même dans le cas d'un système inducteur excité par du courant continu, on peut prendre avec suffisamment d'exactitude, comme longueur de parcours pour la ligne d'induction dans la culasse :

$$\left\{ \begin{array}{l} \ell_j = \frac{\pi D_c}{2p} \text{ pour les culasses statoriques} \\ \ell_j = \frac{\pi D}{2p} \text{ pour les culasses rotoriques de machines à poles noyés} \\ \ell_j = \frac{\pi D_i}{2p} \text{ pour les culasses rotoriques de machines à poles saillants} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

La chute de potentiel magnétique dans la culasse est alors :

$$U_j = \ell_j H_j \quad (2.17)$$

La signification de  $D_c$ ,  $D_i$  et  $D$  résulte de la figure 2.15,  $p$  désigne le nombre de paires de pôles. La figure 2.15 montre le tracé du parcours à suivre pour calculer la chute de potentiel magnétique dans le circuit.



**Fig.2.5.** Pour le calcul de la F.M.M. du circuit magnétique d'une machine à pôles saillants

#### 2.2.4. La chute de potentiel magnétique dans le pole saillant

Lorsque le flux dans le noyau polaire est égal à  $\Phi_p$  et la section de ce noyau à  $S_p$ , on

a :

$$B_p = \frac{\Phi_p}{S_p} \quad (2.17)$$

En utilisant les notations de la figure 2.5, on obtient :

$$U_p = h_p H_p \quad (2.18)$$

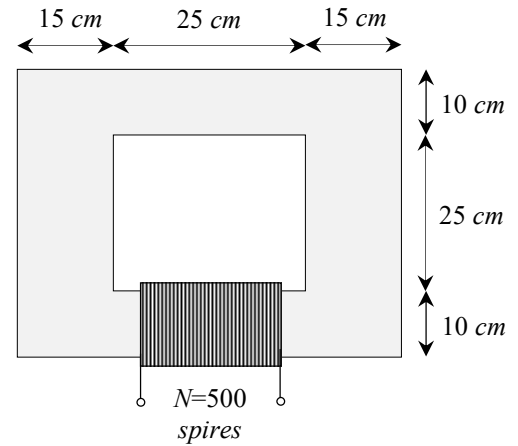


Pour déterminer les inductions dans chacun des tronçon du circuit magnétique, on a supposé connu le flux  $(\Phi, \Phi_j, \Phi_p)$ .

TD N°1

**EXERCICE N°1**

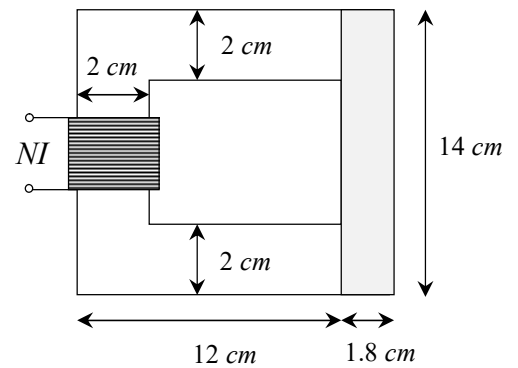
Le circuit magnétique de la figure ci-contre a une perméabilité relative  $\mu_r = 2000$ . La bobine est alimentée par un courant de 01 A. La profondeur du circuit  $e = 10 \text{ cm}$ .



1. Donner le schéma magnétique équivalent.
2. Déterminer le flux magnétique.
3. Déterminer les densités de flux magnétique dans les parties du circuit magnétique.
4. Calculer le courant nécessaire pour établir un flux de  $0,012 \text{ Wb}$ .

**EXERCICE N°2**

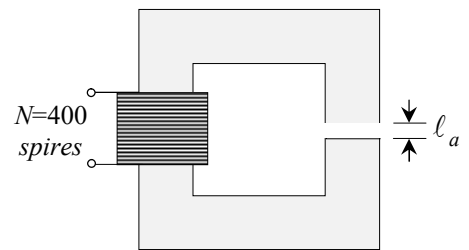
Le circuit magnétique de la figure ci-contre a une première partie (1) en acier et en forme de C, et une deuxième partie (2) en fer doux. La profondeur du circuit  $e = 2 \text{ cm}$ .



1. Donner le schéma magnétique équivalent.
2. Quel est le courant nécessaire dans la bobine de 150 spires, pour que la densité de flux magnétique  $B_2 = 0,45 \text{ T}$  dans la partie en fer doux ?

**EXERCICE N°3**

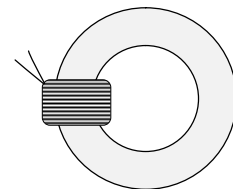
Le circuit magnétique de la figure ci-contre est en fer doux ; il a une longueur moyenne  $\ell_i = 0,44 \text{ m}$  et une section carrée de  $0,02 \text{ m}$  de côté. La longueur de l'entrefer est  $\ell_a = 2 \text{ mm}$  et la bobine contient 400 spires.



1. Calculer le courant nécessaire pour établir un flux de  $0,141 \text{ mWb}$  dans l'entrefer.

**EXERCICE N°4**

Le noyau de fer doux de la figure ci-contre a un rayon intérieur de  $7 \text{ cm}$  et un rayon extérieur de  $9 \text{ cm}$  et une épaisseur de  $2 \text{ cm}$ .



1. Calculer le flux magnétique si la  $fmm$  est de  $500 \text{ A}$ .

**EXERCICE N°5**

Soit le circuit magnétique de l'exercice n°3, on considère que matériau du circuit a une perméabilité magnétique constante  $\mu_r$ .

1. Donner l'expression de la densité du flux magnétique dans l'entrefer  $B_a$ .
2. O
3. n considère maintenant que  $\mu_r = \infty$ , donner l'expression de  $B_a$ .

## Réponses

### Exercice n°1

1.  $\mathcal{R}_{\text{tot}} = 50398.94 \text{ At / Wb}$  réluctance totale du circuit magnétique  
 $\Phi = 9.92 \text{ mWb}$
2.  $B_1 = 0.661 \text{ Tesla}$   
 $B_2 = 0.992 \text{ Tesla}$
3.  $i = 1.21 \text{ A}$

### Exercice n°2

1.  $\Phi = B_2 S_2 = 0.162 \text{ mWb}$   
*D'après les courbes B(H)*  
 $B_1 = 0.41 \text{ Tesla}, H_1 = 233 \text{ A / m}$  Acier  
 $B_2 = 0.45 \text{ Tesla}, H_2 = 1270 \text{ A / m}$  Fer doux  

$$i = \frac{H_1 \ell_1 + H_2 \ell_2}{N} = 1.70 \text{ A}$$

### Exercice n°3

1.  $B_i = 0.35 \text{ Tesla}, H_i = 850 \text{ A / m}$  Fer doux  
*Chute de potentiel magnétique dans l'entrefer*  $H_a \ell_a = 464 \text{ A / m}$   
 $Fmm = H_i \ell_i + H_a \ell_a = 838 \text{ At}$   

$$i = \frac{Fmm}{N} = 2.09 \text{ A}$$

### Exercice n°4

1.  $\ell = 2\pi(0,08) = 0,503 \text{ m}$   

$$H = \frac{Fmm}{\ell} = \frac{500}{0,503} = 995 \text{ A / m}$$
  
 $B = 0.4 \text{ Tesla}$  Fer doux (d'après la courbe B(H))  
 $\Phi = BS = (0,4)(0,02)^2 = 0,16 \text{ mWb}$

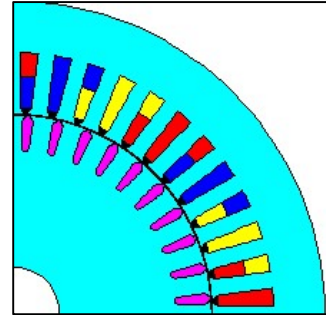
### Exercice n°5

1.  $Fmm = H_i \ell_i + H_a \ell_a$
2.  $Fmm = H_a \ell_a = \frac{B_a \ell_a}{\mu_0}$

TD N°2

**EXERCICE N°1**

La figure ci-contre représente un 1/4 de la géométrie complète d'une machine électrique triphasée.



1. Quel est le type de cette machine ?
2. Quel est le nombre des encoches statoriques ?
3. Quel est le nombre des encoches rotoriques ?
4. Classifier les régions de cette machine selon le matériau de construction ?
5. La machine a 4 pôles, quel est le nombre d'encoches par phase ?
6. On veut calculer la FMM totale de cette machine, est ce que la géométrie donnée est suffisante pour le calcul ? Justifier votre réponse.
7. Donner le schéma magnétique équivalent, en précisant les tronçons principaux du circuit magnétique.
8. Donner l'expression de la FMM pour chaque région du circuit magnétique, puis la FMM totale.

**EXERCICE N°2**

Une machine électrique asynchrone triphasée a les paramètres suivants :

$m=3$  (nombre de phases),  $Z_2=20$  barres,  $2p=2$ , diamètre de l'alésage  $D=78$  mm,  $q=4$  nombre d'encoches par pôle.

- 1- Calculer le nombre des encoches statorique  $Z_1$ .
- 2- Calculer le pas polaire  $\tau_p$ .
- 3- Calculer le pas dentaire statorique  $\tau_{z1}$  et le pas dentaire rotorique  $\tau_{z2}$ .
- 4- Calculer l'arc polaire virtuel  $b_i$  (on considère que l'induction magnétique a une forme sinusoïdale)
- 5- Calculer la surface de l'entrefer si la longueur de la machine  $l=95$  mm.

6- Si on veut tenir en compte l'effet d'encoche, quelle est la technique utilisée ? Donner la formule de la  $F_{mm}$  dans l'entrefer sans l'effet d'encoche, puis avec prise en compte de l'effet d'encoche.

### **EXERCICE N°3**

On désire calculer la force magnétomotrice totale  $F_{mm_{tot}}$  d'un moteur à induction qui possède 2 paires de pôles, 48 encoches statoriques et 28 encoches rotoriques.

- 1- Donner le circuit magnétique à utiliser pour faire le calcul.
- 2- Donner le schéma magnétique équivalent détaillé et la formule générale de la  $F_{mm_{tot}}$ .
- 3- Quelle est le premier pas nécessaire pour calculer la  $F_{mm_{tot}}$  ? expliquer.
- 4- Donner la règle utilisée pour déterminer la  $F_{mm}$  dans les dents.

Annexe

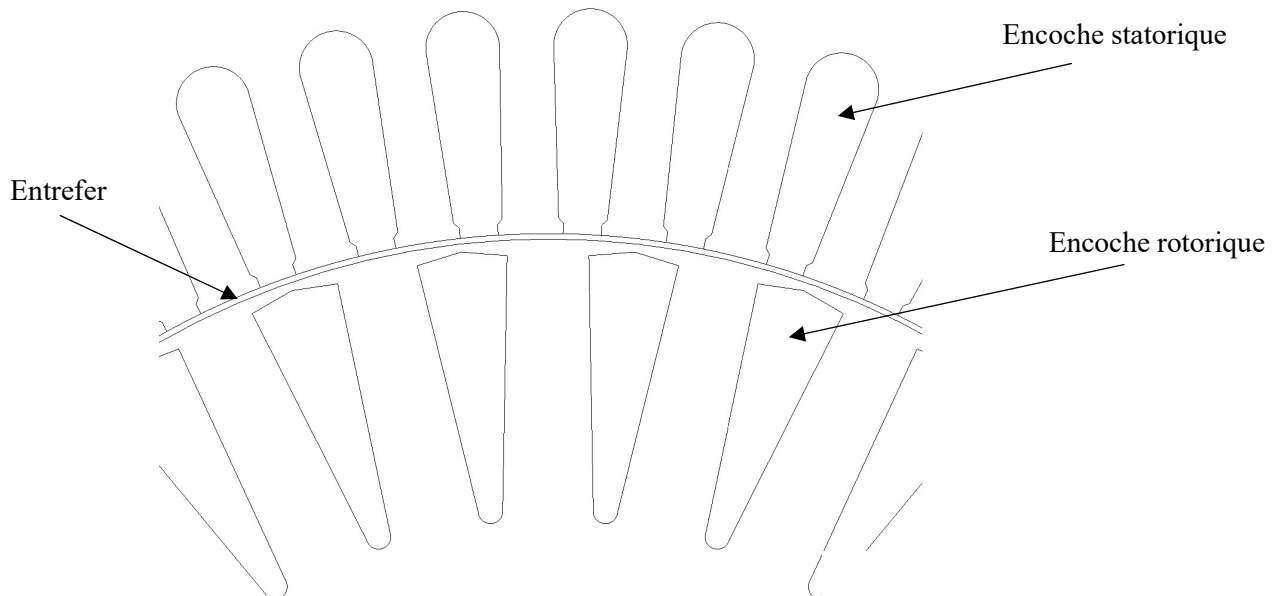
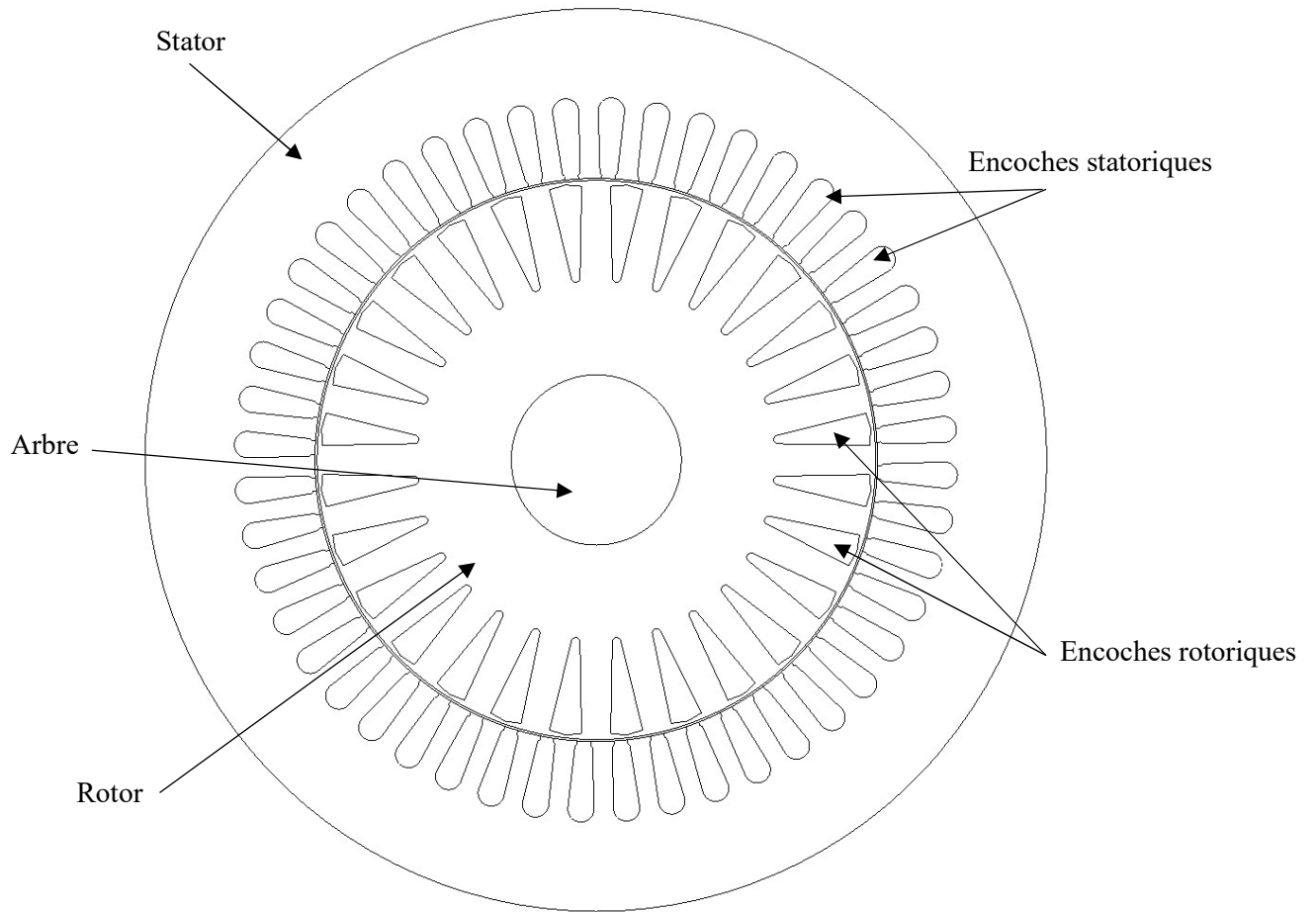


Figure 1. La géométrie d'une machine asynchrone

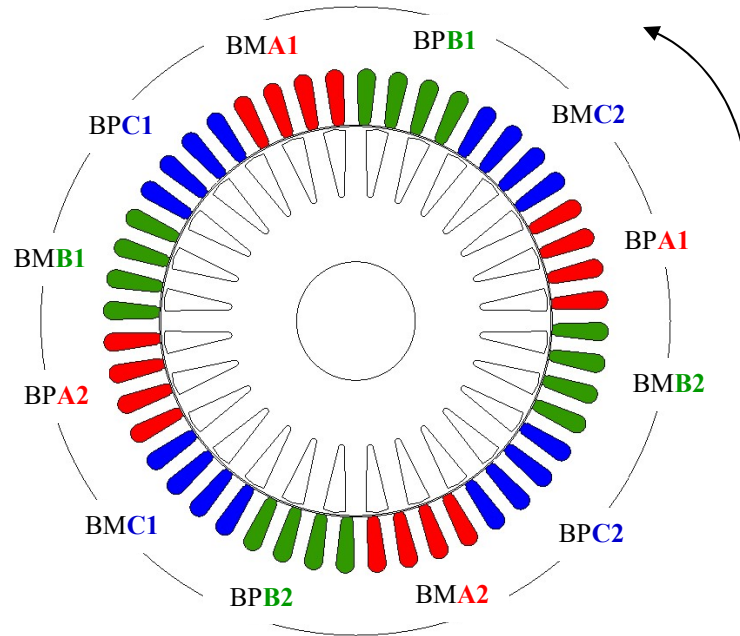


Figure 2. Répartition du bobinage statorique

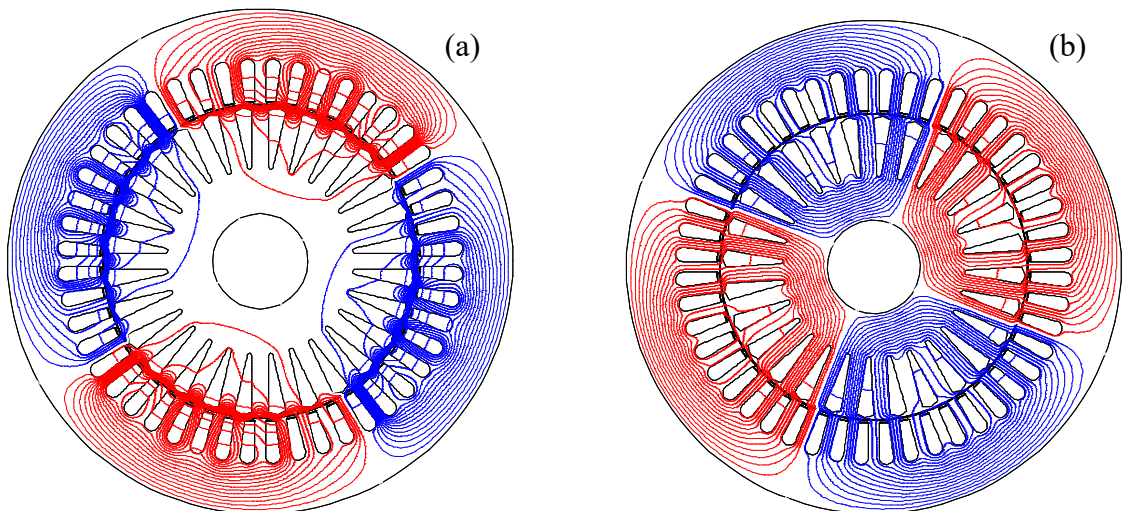


Figure 3. Répartition des lignes de flux dans le circuit magnétique:

(a) à l'instant  $t=0.001$  s; (b) à l'instant  $t=3.2$  s