

III-1 INTRODUCTION :

Le circuit magnétique d'une machine est l'ensemble des éléments de nature ferromagnétique dont le rôle est de canaliser un flux d'induction.

On va exposer les différentes manières de déterminer la force magnétomotrice des pôles (fictifs) pour créer le flux magnétique.

A cause de la symétrie dans les machines asynchrones le flux créé par un pôle est divisé par rapport à la ligne axiale du pôle en deux parties qui forment deux circuits magnétiques identiques situés symétriquement de part et d'autre de la ligne axiale du pôle donné. Le nombre de circuits est égal à celui des pôles mais lors du calcul de la f.m.m. il suffit de considérer un seul circuit.

Dans ce chapitre nous calculons les différents paramètres magnétiques et électriques permettant le dimensionnement du circuit.

III-2 Loi de la circulation du champ magnétique :

La loi de la circulation constitue la base du calcul du circuit magnétique. Elle s'énonce ainsi : la circulation du champ magnétique H (ou différence, 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 :

$$\oint H_l \cdot dl = F \quad (\text{III-2-1})$$

où : H_l représente la composante de H dans la direction de dl .

Si N désigne le nombre de spires couplées avec le circuit magnétique (ou ce qui revient au même, le nombre de conducteurs qui traversent la surface délimitée par le circuit), et si tous les conducteurs sont parcourus par le même courant i , on a alors :

$$F = N \cdot i \quad (\text{III-2-2})$$

Dans le calcul du circuit magnétique des machines électriques, on remplace l'intégrale ($\oint H_l \cdot dl$) par une somme $\sum H_x l_x$, et on choisit les différents tronçons 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, l'équation devient :

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + \dots + H_x l_x = F \quad (\text{III-2-3})$$

Le premier membre de cette équation représente la somme des chutes de potentiel magnétique partielles, qui sont mesurées comme la F.m.m. en ampères (A), cependant que H exprimé en (A/m) et l en (m).

Si l'on désigne par U_x la chute de potentiel magnétique partielle $H_x l_x$, la F.m.m. d'un circuit est égale :

$$U_1 + U_2 + \dots + U_x = F \quad (\text{III-2-4})$$

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. La valeur de la force électromotrice (F.m.m.) induite permet de déterminer le flux magnétique Φ par pôle en Wb. Les valeurs de l'induction B et de l'intensité du champ H , qui correspondent au flux Φ dans chaque tronçon l_x du circuit, sont alors :

$$B = \Phi / S, \quad H = B / \mu, \quad \mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{III-2-5})$$

La relation entre B et H est donnée par la courbe d'alimentation du matériau correspondant. Les chutes de potentiel magnétique par mètre H qui correspondent aux inductions B

sont obtenues à partir des courbes d'aimantation et multipliées par les longueurs l_x des tronçons du circuit. Les sommes des n chutes de potentiel magnétique $H_x l_x$ donne alors la F.m.m. en (A) nécessaire pour produire le flux Φ .

Calculons maintenant les chutes de potentiel magnétique partielles et commençant par l'entrefer. Comme on le sait, la chute de potentiel magnétique (partielle) dans l'entrefer d'une machine électrique correspond au plus grand des termes de l'équation (III-2-3).

III-3 CHUTE DE POTENTIEL PARTIELLES :

III-3-1 chute de potentiel magnétique dans l'entrefer :

Généralement un grand entrefer est avantageux car :

- Il diminue les pertes par pulsation des amplitudes des harmoniques de denture.
- Il améliore la forme du flux.
- Il améliore la régulation et la stabilité.
- Il est d'une réalisation mécanique plus facile.

Par contre un grand entrefer nécessite une augmentation de F.m.m. totale à mettre sur un pôle ce qui peut être gênant.

La pression des dents et des encoches, nous donne un entrefer non uniforme il en résulte un champ magnétique non sinusoïdal, c.-à-d. pour un entrefer non uniforme le panache de l'entrefer est variable. Si on sépare l'harmonique fondamentale de cette courbe, son amplitude sera inférieure de l'amplitude avec un entrefer uniforme, on peut admettre avec une précision suffisante que le rapport entre ces deux valeurs est constant qu'on appelle coefficient de correction de l'entrefer (K_δ). L'entrefer doit être corrigé pour tenir compte des ouvertures des encoches du stator et du rotor.

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle à la valeur de l'induction B_δ dans l'entrefer et à l'épaisseur δ de celui-ci :

$$U_\delta = B_\delta / \mu_0 \quad [\text{A}] \quad (\text{III-3-1-1})$$

$$\text{En outre} \quad B_\delta = \Phi / S_\delta \quad [\text{T}] \quad (\text{III-3-1-2})$$

La détermination de la valeur de S_δ présente 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 :

$$S_\delta = b_i \cdot l_i \quad [\text{m}^2] \quad (\text{III-3-1-3})$$

Où :

l_i : désigne la longueur virtuelle de l'induit et b_i l'arc polaire virtuel.

L'arc polaire virtuel bi , multiplié par la valeur maximale de l'induction donne l'air de la courbe d'induction.

L'arc polaire virtuel présente une fraction du pas polaire τ_p mesuré dans l'entrefer :

$$bi = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (\text{III-3-1-4})$$

On a donc :

$$B_\delta = \Phi / \alpha_i \cdot \tau_p \cdot li \quad (\text{III-3-1-5})$$

Détermination d'abord li , puis α_i .

La longueur virtuelle li d'induit tient compte de l'interruption du fer due aux canaux radiaux de ventilation, ainsi que des linges d'induction qui se développent sur les surfaces frontales extérieures. La valeur de li est déterminée facilement au moyen de la représentation des lignes d'induction.

La figure (III-1) présente les cas d'une machine asynchrone, dans laquelle les canaux radiaux de ventilation du stator et du rotor sont décalés les uns par rapport aux autres, comme cela se fait dans les machines à vitesse relativement chuté pour éviter les bruits d'air.

Dans le cas des machines asynchrone et des machines à courant alternatifs à collecteur faiblement saturé (à l'exception du moteur monophasé série). La courbe d'induction est de forme presque sinusoïdale, et par conséquent $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$. Lorsque le fer est fortement saturé et l'entrefer très petit, en sorte que la chute de potentiel magnétique dans les dents n'est pas négligeable par rapport à celle qui se produit dans l'entrefer, la courbe d'induction est aplatie et α_i est supérieur à $\frac{2}{\pi}$.

L'aplatissement et, par conséquent le facteur α_i devient d'autant plus grand que le facteur de saturation K_s .

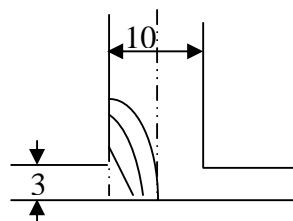


Image des lignes d'induction dans le canal de ventilation

Fig. III-1

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer F_δ est :

$$F_{\delta} = 2 \times H_{\delta} \times \delta \times K_{\delta} = \frac{2 \times B_{\delta} \times \delta \times K_{\delta}}{\mu_0}$$

Où : $K_{\delta} = K_{\delta 1} \times K_{\delta 2}$ c'est le facteur d'entrefer qui tient compte de l'influence des dents du stator et du rotor sur la rélactance de l'entrefer.

$$K_{\delta 1} = \frac{t_1}{\frac{t_1 - b f_1^2}{b f_1 + 5\delta}} \quad \text{et} \quad K_{\delta 2} = \frac{t_2}{\frac{t_2 - b f_2^2}{b f_2 + 5\delta}}$$

L'induction magnétique dans l'entrefer est :

$$B_{\delta} = \frac{\phi}{\alpha \times \tau \times l}$$

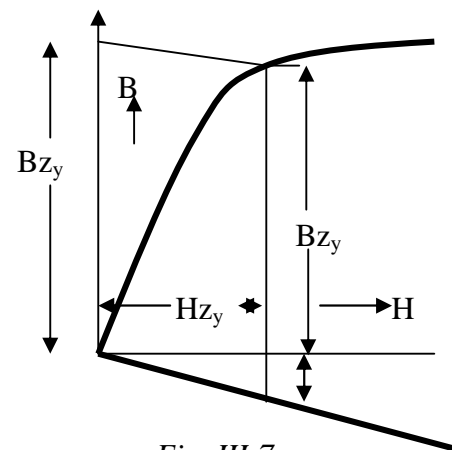
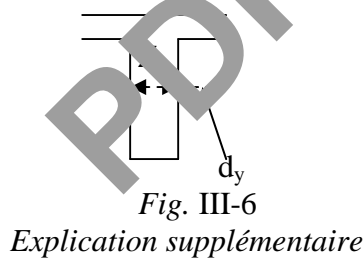
Donc la chute de potentiel est :

$$F_{\delta} = 0.159 \times B_{\delta} \times \delta \times K_{\delta}$$

III-3-2 La chute de potentiel magnétique dans la culasse:

La représentation de l'induction dans la culasse des machines électriques avec courbe d'induction sinusoïdale a été étudiée auparavant à partir de certaines hypothèses admissibles en pratique. Dans la section droite de la culasse qui passe par l'axe d'induction polaire (ou section droite inter-polaire), le flux d'induction est réparti uniformément. En utilisant les notations de la figure (III-6) on constate que l'induction moyenne dans cette section est:

$$B_f = \frac{\phi}{2 \times K_f \times l_{fc} \times h_f} \quad (\text{III-3-2-1})$$



Détermination de l'induction réelle dans la dent en partant de l'induction apparente dans celle-ci

Le calcul de chute de potentiel magnétique dans l'entrefer, dans les dents est effectué sur la base de la ligne d'induction qui passe par l'axe polaire.

Si l'on calculant la chute de potentiel magnétique dans la culasse à partir de la valeur de l'induction pour cette ligne qui est la plus longue obtiendrait des valeurs trop élevées. L'équation (III-6-1) en effet les valeurs maximales de l'induction dans la culasse. Des deux cotés de la section droite inter- polaire, l'induction dans la culasse est inférieure à celle qui est donnée par l'équation (III-6-1)

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:

$$\begin{cases} l_j = \frac{\pi D_e}{2p} & \text{Pour les culasses statoriques} \\ l_j = \frac{\pi D}{2p} & \text{Pour les culasses rotoriques de machines à pôles noyés} \\ l_j = \frac{\pi D_i}{2p} & \text{Pour les culasses rotoriques de machines à pôles saillants} \end{cases} \quad (\text{III-3-2-2})$$

La chute de potentiel magnétique dans la culasse est alors:

$$\hat{U}_j = \hat{H}_j l_j \quad (\text{III-6-3})$$

p désigne le nombre de paires de pôles. Ce système d'équation montre en outre le tracé du parcours à suivre pour calculer la chute de potentiel magnétique dans le circuit.

III-3 La chute de potentiel magnétique dans les dents :

III-3-1 Flux à un pas dentaire :

Pour calculer les inductions dans les dents, il suffit de faire le calcul pour un pas dentaire t ; car toutes les dents se trouvent dans les mêmes conditions magnétiques le long de l'arc polaire idéal.

Le flux dans l'enfer par pas dentaire :

$$\phi_t = B_\delta \times t_1 \times l_i \quad (\text{III-3-3-1})$$

Les inductions qu'on le vient de trouver ne sont que les inductions idéale B_z .

Lorsque le fer n'est pas saturé c'est-à-dire l'induction magnétique de la dent inférieure à 1,8 T, la perméance de la dent est tellement grande à celle de l'air que l'on peut négliger la partie du flux qui passe dans l'encoche

donc si $B_{zi} \leq 1,8 \text{ [T]}$ on a $B_z = B_{zi}$

où B_z : l'induction magnétique réelle dans la dent on peut admettre que le flux entier passe par la dent et que l'induction magnétique sera :

$$B_{bz1} = \frac{\phi}{S_{bz}} = \frac{\tau \times B_{\delta} \times l}{K_f \times l \times b_{z1}} \quad (\text{III-3-3-2})$$

Où : B_{bz1} est l'induction magnétique qui passe par la dent.

K_f c'est le facteur de remplissage des tôles d'acier.

Mais lorsque le fer est saturé c'est-à-dire dans le cas type où $B_{bz1} > 1,8$ une seule partie du flux Φ qui traverse la dent, pour déterminer l'induction B_{bz1} dans la dent on subdivise Φ en deux parties :

$$\phi = \phi_{bz} + \phi_z$$

où : ϕ_z est le flux qui passe par la dent et ϕ_{bz} est le flux qui passe par l'encoche.

On appelle K_{z1} coefficient de denture déterminé seulement par les dimensions de la dent et de l'encoche :

$$K_{z1} = \frac{S_{z1}}{S_{bz1}} = \frac{\tau \times l - K_f \times l \times b_z}{K_f \times l \times b_z} = \frac{\tau - K_f \times b_z}{K_f \times b_z}$$

Comme le flux se divise sur deux parties, il faut trouver l'induction magnétique qui passe par la dent

On a : $\frac{\phi}{S_{bz1}} = \frac{\phi_{bz1}}{S_{bz1}} + \frac{\phi_z}{S_{bz1}}$, donc l'induction magnétique est :

$$B'_{bz} = B_{bz} + K_z \times B_z \text{ donc } B_{bz} = B'_{bz} - K_z \times B_z$$

où : $B_z = \mu_0 \times H$

B'_{bz} c'est l'induction apparente par la dent.

La courbe de cette induction est une droite qui passe par le point B'_{bz} l'induction cherchée est obtenue en résolvant l'équation $B_{bz} = B'_{bz} - K_z \times B_z$ dans laquelle B_z varie linéairement en fonction de H et l'équation de la courbe de magnétisation principale du matériau $H=f(B_{bz1})$. Cette équation est obtenue par l'interpolation du tableau [16]

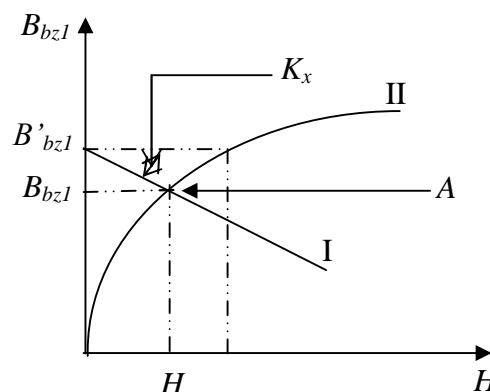


Fig.III-2

Du point B'_{bz1} on trace une droite de coefficient angulaire égal Kx et on trouve à son intersection avec la courbe le point d'induction réelle (B_{bz1}) et l'intensité réelle magnétique correspondante à H_{bz1} .

On répète cette opération pour d'autre tranche (d'habitude on prend le haut, le milieu et le bas de dent) on trouve ainsi trois valeurs des intensités et on applique la règle de Simpson pour l'intensité moyenne.

$$H_z = \frac{H_{z1} + 4H_{z2} + H_{z3}}{6}$$

Lorsque les dents sont très saturés; on divise leur hauteur en cinq tranches et on a :

$$H_z = \frac{H_{z1} + 4H_{z2} + 2H_{z3} + 4H_{z4} + H_{z5}}{12}$$

Les courbes ont été trouvées par le procédé inverse; on s'est donné plusieurs valeurs de Kx l'induction B'_{bz1} et intensité H_z réelle correspondante à B_{bz1} .

Mais pour un calcul assisté par ordinateur est aisée (mieux que d'introduire les valeurs des tableaux).

La question donc c'est de trouver le point A de coordonnées (H_z, B_{bz1}) pour les paramètres B'_{bz1}, Kz . Il faut introduire la condition de telle sorte à recevoir la solution dans les cas où $B'_{bz1} \leq B_{bz1\text{critique}}$ et $B'_{bz1} > B_{bz1\text{critique}}$ avec $B_{bz1\text{critique}} = 1,8 \text{ T}$

—Considérons l'équation de la courbe [I]

$$B_{bz1} = B'_{bz1} - 4 \pi d Kz \cdot H_z \quad a = 10^3$$

C'est une droite de pente négative

—Considérons l'équation de la courbe [II]

c'est la courbe de magnétisation pour les tôles d'acier 2013.

$$H_z = 5.814 B_{bz1} + 0.343 B_{bz1}^{9.39} \quad \text{d'interpolation des valeurs du Tab 15}$$

Dans ce cas on ne peut pas négliger la partie du flux circulant dans l'encoche.

Les l.m.m. des dos du stator et du rotor ne dépendent que la valeur totale du flux et non de sa distribution. On détermine :

—Les longueurs théoriques des lignes du champ respectivement dans le dos du stator et rotor.

$$L_{c1} = \pi (Dh_1 - hc_1) / 2P ; [\text{m}, \text{m}]$$

$$L_{c2} = \pi (Dh_2 + hc_2) / 2P ; [\text{m}, \text{m}]$$

—Calcul des tensions magnétiques respectivement dans le dos du stator et rotor.

$$F_{c1} = H_{d1} \cdot L_{c1} \cdot 10^{-1} [\text{A}]$$

$$F_{c2} = H_{d2} \cdot L_{c2} \cdot 10^{-1} [\text{A}]$$

Le point A (H_z , B_{bz1}) est trouvé en résolvant le système suivant :

$$\begin{cases} B_{bz1} = B'_{bz1} - 4 \pi d K_z . H_z \\ H_z = 0,16 B_{bz1} + 0,0044 B_{bz1}^{13} \end{cases}$$

On a un système d'équations non linéaire (exposant élevé), alors la solution analytique est pratiquement impossible. Dans ce cas les méthodes numériques interviennent pour la résolution de ce type du système. Dans notre travail on a utilisé la méthode du *Newton Raphson*.

III-4 Méthode de NEWTON RAPHON:

Cette méthode très utilisée pour résoudre les équations non linéaire du type $f(x) = 0$. Elle reste néanmoins conditionnée par la possibilité d'évaluer la fonction f et sa dérivée première f' un point quelconque x comme nous le verrons plus loin.

Le développement en série de **TAYLOR** de la fonction f , au voisinage immédiat de x_0 , racine approchée de la racine exacte x , s'écrit:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + \frac{f''(x_0)(x - x_0)^2}{2} + \dots$$

Sachant que $f(x) = 0$, et en négligeant les termes d'ordre supérieur nous pouvons écrire:

$$0 = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0)$$

Après transformations, nous obtenons l'expression suivante:

$$x = x_0 + f(x_0) / f'(x_0)$$

Prenons une valeur de x_0 aussi proche que possible de la racine recherchée, et calculons le second membre de l'expression précédente.

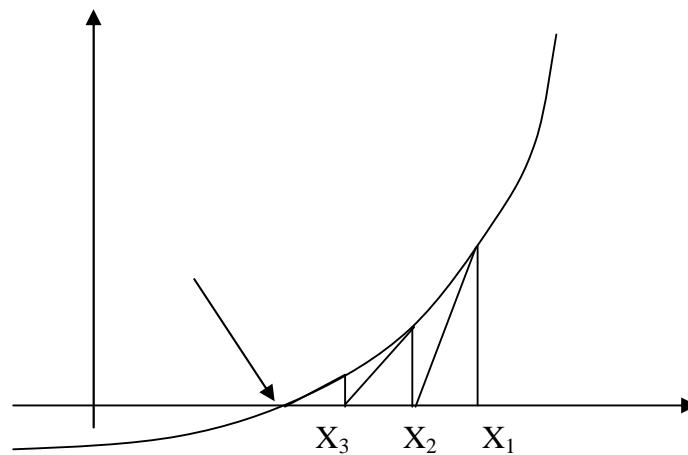
Le résultat x_1 sera la seconde approximation de notre racine.

$$x_1 = x_0 + f(x_0) / f'(x_0)$$

Substituons ensuite x_1 à x_0 pour calculer une troisième approximation x_2 de la racine:

$$x_2 = x_1 + f(x_1) / f'(x_1)$$

Ce processus de calcul est répété jusqu'à ce que nous ayons $|x_i - x_{i-1}| < E$ pour deux approximations successives x_i et x_{i-1} . Nous dirons alors que le processus a convergé.

Fig III.3 : Méthode de **NEWTON RAPHSON**

Nous pouvons expliquer la méthode graphiquement. Elle consiste à mener à partir d'un point x_1 la tangente à la courbe $y = f(x)$, jusqu'à l'intersection de cette dernière avec l'axe horizontal au point x_{i-1} . De ce point nous traçons une nouvelle tangente pour avoir le point d'intersection x_{i-2} lequel représente une nouvelle approximation de la racine. Ce processus se répète jusqu'à ce que la dernière approximation calculée est assimilée à la racine.

La méthode de NEWTON présente une convergence quadratique. Ce pouvoir de converger rapidement la distingue des autres méthodes.

Dans certains cas, il se peut que la méthode diverge, d'une part selon la nature de la fonction f et d'autre part selon l'estimation initiale x_0 utilisée. En effet, en présence d'un extremum local x_e , la dérivée f' tend à s'annuler quand x tend vers x_e . Le processus de calcul va tendre vers l'infini.

Pour se prémunir contre cette divergence, nous pouvons utiliser les conditions de **FOURIER**. Ces conditions sont suffisantes mais pas nécessaires à la convergence:

Si
$$f'(x_0)f''(x_0) > 0$$

et si f' et f'' ne changent pas de signes dans l'intervalle $[x_0, x_r]$ alors le processus convergera vers x_r .

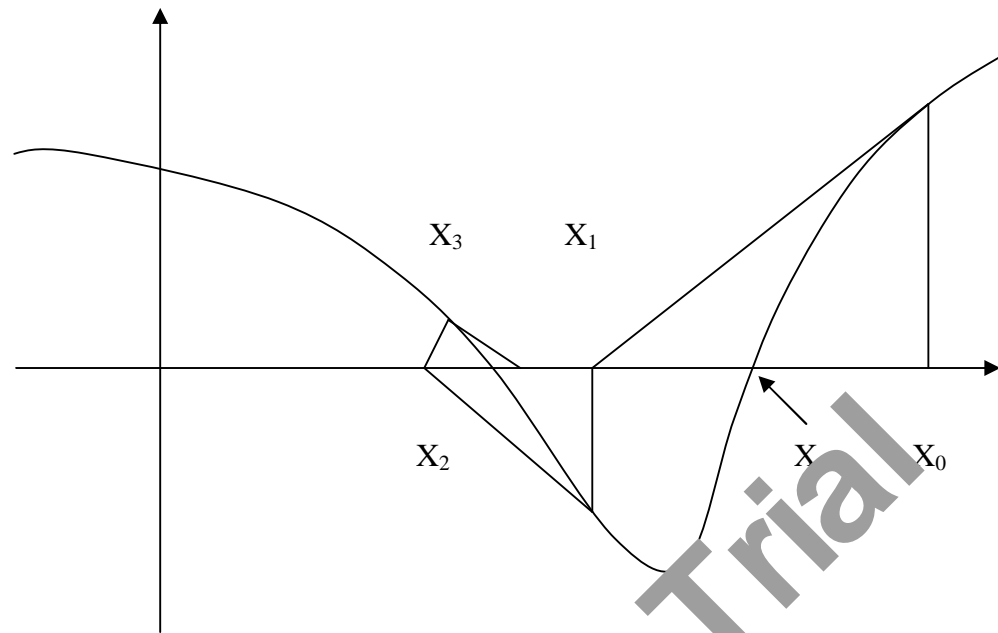


Fig.III.4 : Exemple de convergence vers une racine autre que celle recherchée.

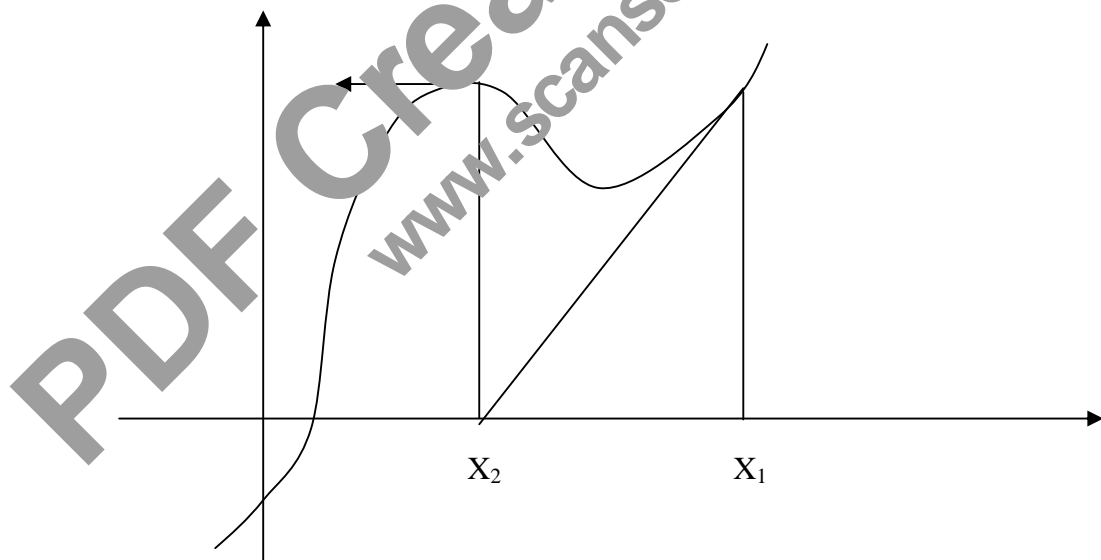


Fig.III.5: Exemple où la méthode de NEWTON RAPHSON Tend vers l'infini en présence d'un extremum.

III-5 ALGORITHMES DES PROGRAMME DE CALCUL :

❖ Si $B < 1.8$: (a partir de l interpolation des valeurs du tab 15)

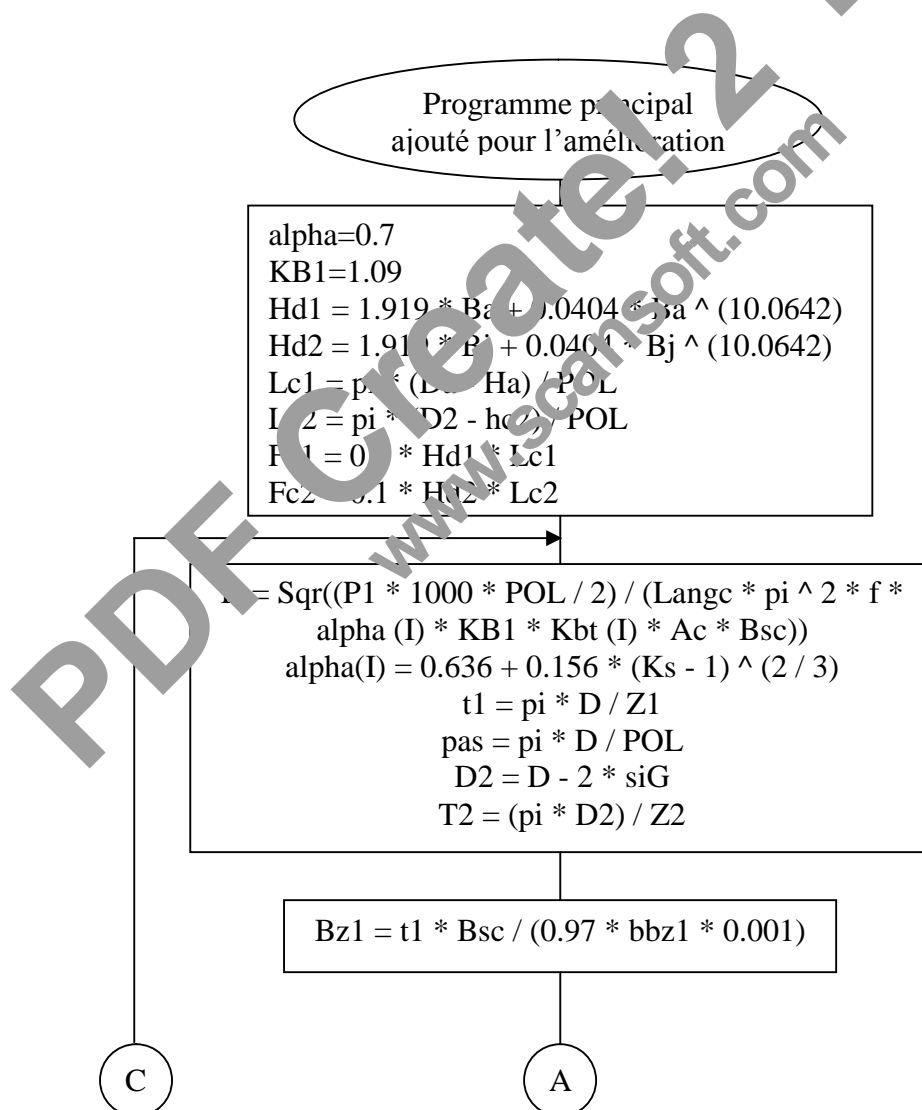
$$H = 3.814 * B + 0.343 * B^{(9.35)}$$

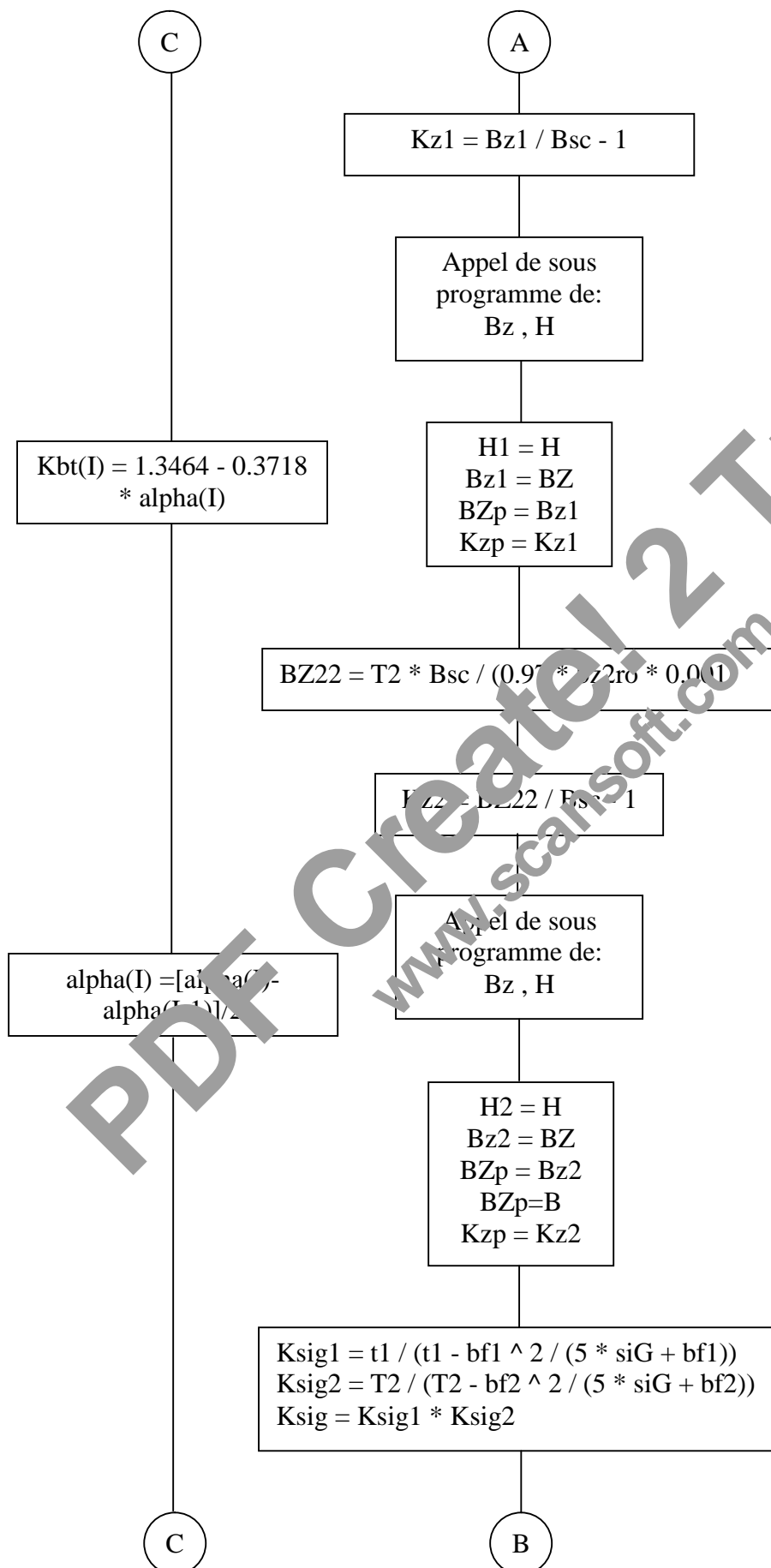
❖ Si $B \geq 1.8$: (a partir de l interpolation des valeurs du tab 16)

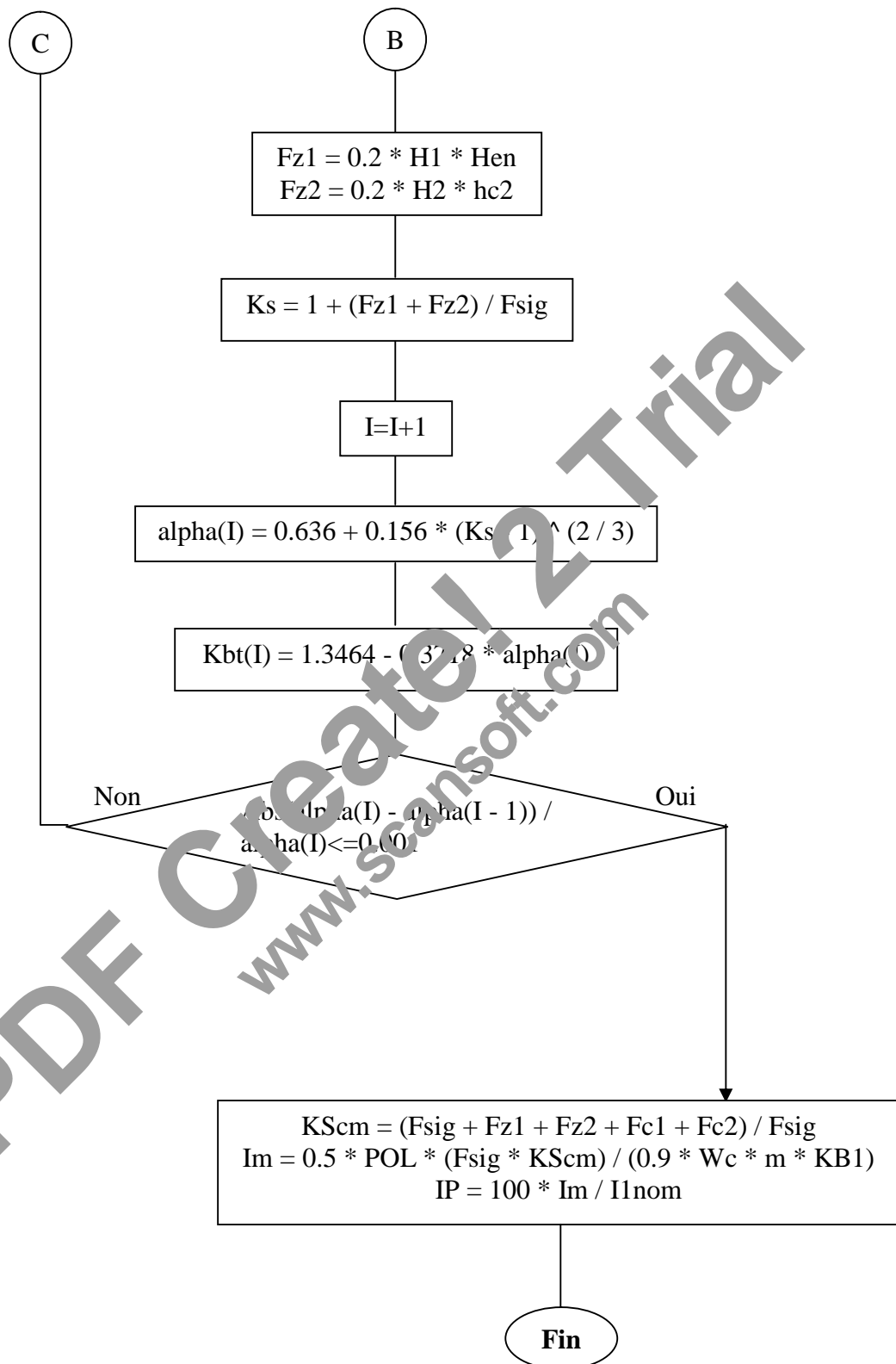
$$H = -0.0005 + 0.0092 * B - 0.0797 * B^{(2)} + 0.4011 * B^{(3)} - 1.3057 * B^{(4)} + 2.8976 * B^{(5)} - 4.4952 * B^{(6)} + 4.9103 * B^{(7)} - 3.7464 * B^{(8)} + 1.9459 * B^{(9)} - 0.6528 * B^{(10)} + 0.127 * B^{(11)} - 0.0108 * B^{(12)}$$

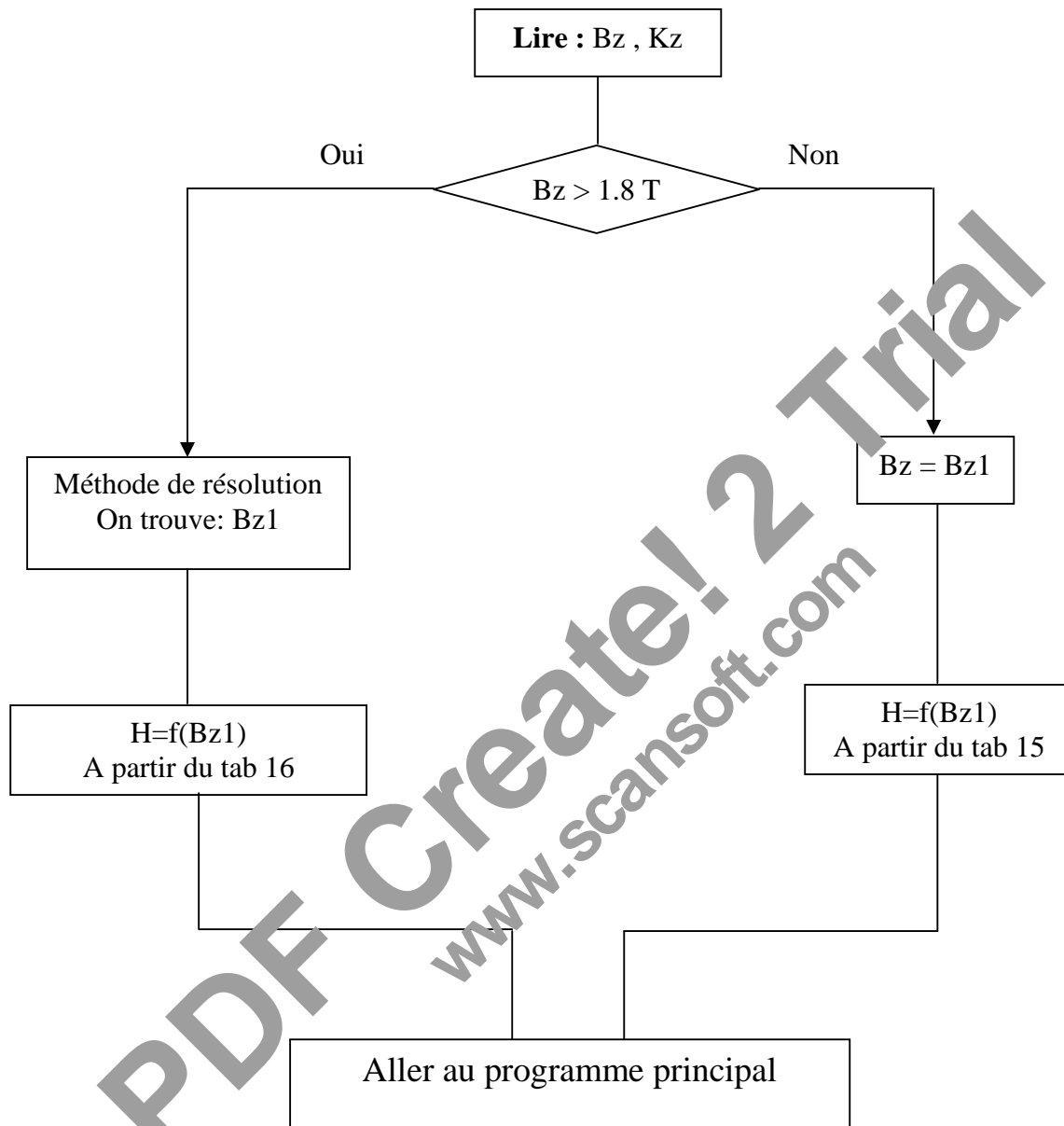
III5-1 Programme principal:

L'algorithme correspond du programme principal que nous avons ajouté pour améliorer les circuits électromagnétiques est:







III.5.2 Sous programme de: (Bz, H)

III-6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre l'étude s'effectue sur les circuits magnétiques des machines asynchrones, d'une façon bien précise (l'entrefer) car c'est la partie la plus importante dans ce type des machines. Ce paramètre a une grande influence sur les caractéristiques de la machine. Les grandes valeurs de l'entrefer peuvent entraîner le facteur de puissance de la machine et les pertes augmentent.

Vu la liaison des dimensions de la machines avec la saturation du circuit magnétique, l'amélioration est effectuée en introduisant un critère bien déterminé sur le facteur de saturation pour ajuster les dimensions finales.