

ISEFC

UNIVERSITE DE TUNIS

**INSTITUT SUPERIEUR DE L'EDUCATION ET DE
LA FORMATION CONTINUE**

**ELECTROTECHNIQUE
(ET3)**

MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEES

M. STAMBOULI

MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEES

I. CHAMP TOURNANT MULTIPOLAIRE

I.1 Enroulement triphasé à p paires de pôles

Un enroulement triphasé ($m=3$) comportant p bobines en série par phase, régulièrement décalées l'une par rapport à l'autre sur la circonférence du stator et parcourues dans le même sens; cet enroulement est dit à p paires de pôles.

Si l'on désigne par double intervalle polaire l'angle formé par les axes de deux bobines consécutives appartenant à la même phase, ce double intervalle polaire est contenu p fois dans la circonférence.

I.1.1 Nature d'un enroulement

Exemple n°1

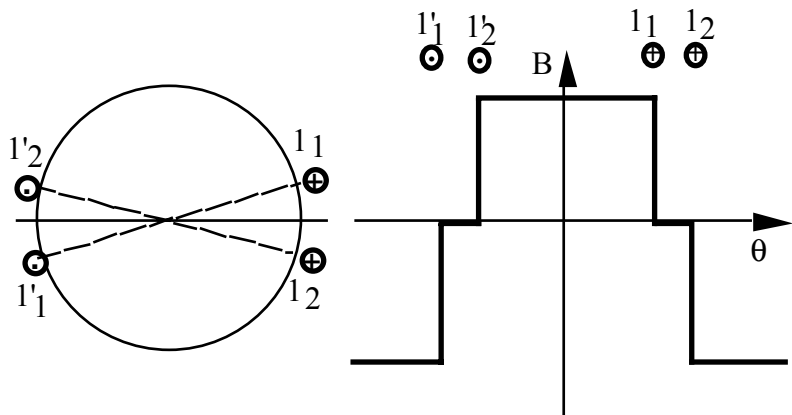
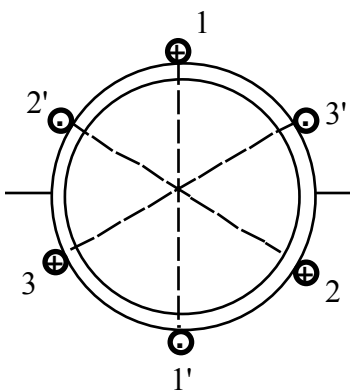


Fig.I.1 : Enroulement bipolaire à

une encoche par pôle et par phase.

Fig.I-2 : Enroulement bipolaire à deux encoches

par pôle et par phase.

Exemple n°2

Il y a autant de bobines en série que de paire de pôles. Cet enroulement tétrapolaire possède une encoche par pôle par phase. La force magnétomotrice, ainsi que l'induction sont à répartition non sinusoïdale.

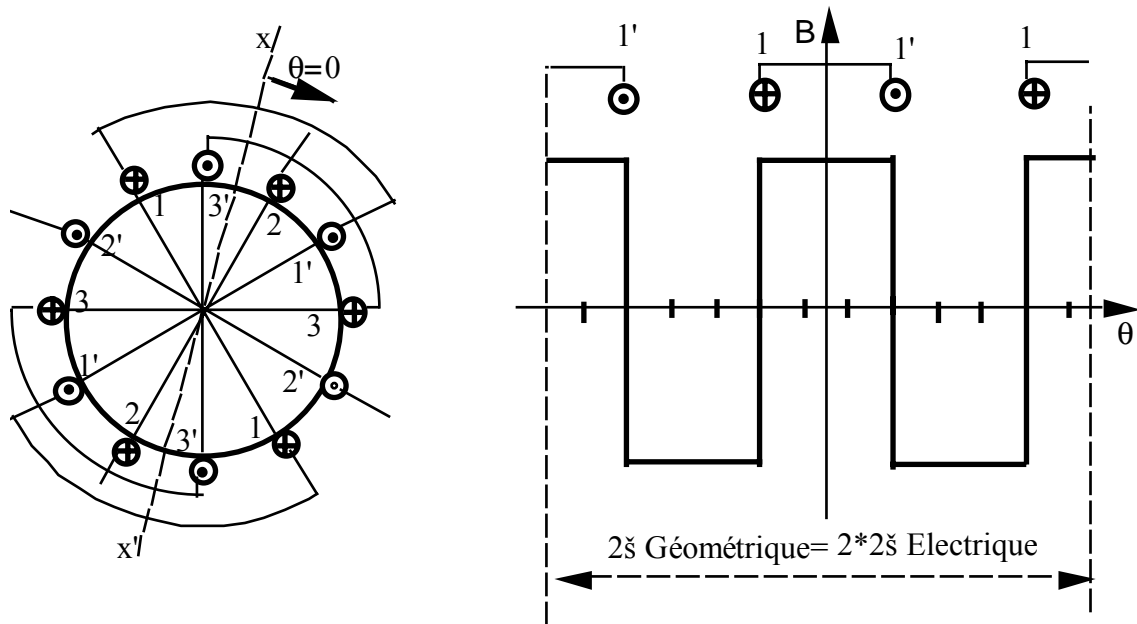


Fig. 1.3 : Exemple d'enroulement tétrapolaire 1 encoche / pôle / phase.

1.1.2 Exemple de calcul de l'induction magnétique créée par un enroulement triphasé

Les enroulements sont parcourus par des courants supposés sinusoïdaux déphasés l'un par rapport à l'autre de $\frac{2\pi}{3}$ "électrique".

$$\begin{aligned}
 i_1 &= I_m \cos \omega t & \text{à } t=0 & \quad i_1 = I_m \\
 i_2 &= I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \text{à } t=0 & \quad i_2 = -\frac{I_m}{2} \\
 i_3 &= I_m \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) & \text{à } t=0 & \quad i_3 = -\frac{I_m}{2}
 \end{aligned}$$

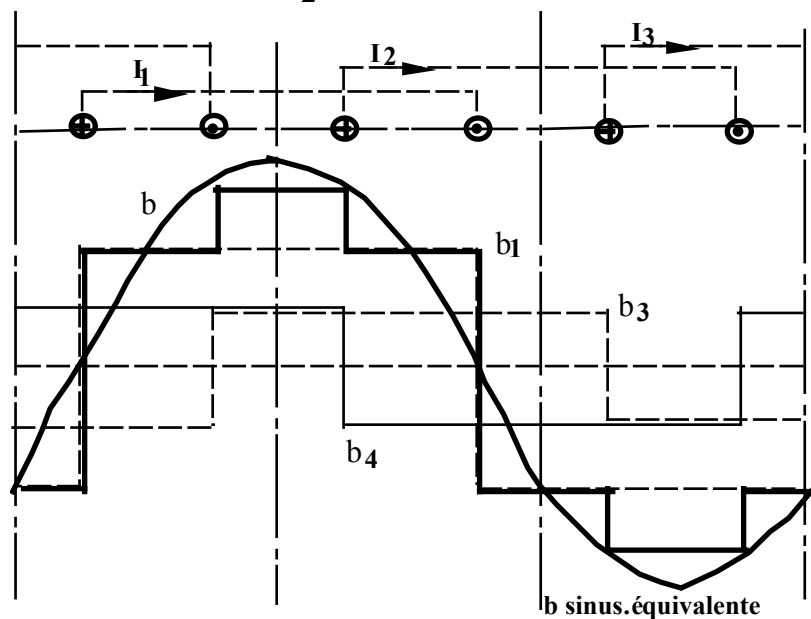


Fig.1.4 : Répartition de l'induction magnétique à l'instant $t=0$.

I.2 Calcul de l'induction magnétique résultante de l'enroulement triphasé à p paires de pôles

Au point M dans l'entrefer on a :

$$b_1(q,t) = i_1 (k_1 \cos p\theta + k_3 \cos 3p\theta + k_5 \cos 5p\theta + \dots)$$

$$b_2(q,t) = i_2 (k_1 \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + k_3 \cos 3(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + k_5 \cos 5(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + \dots)$$

$$b_3(q,t) = i_3 (k_1 \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) + k_3 \cos 3(p\theta - \frac{4\pi}{3}) + k_5 \cos 5(p\theta - \frac{4\pi}{3}) + \dots)$$

$$i_1 = I_m \sin \omega t$$

$$i_2 = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_3 = I_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Pour l'harmonique fondamental , en faisant la somme $b_1 = b_{11} + b_{21} + b_{31}$ on obtient :

$$b_1 = k_1 I_m [\sin \omega t \cos p\theta + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3})]$$

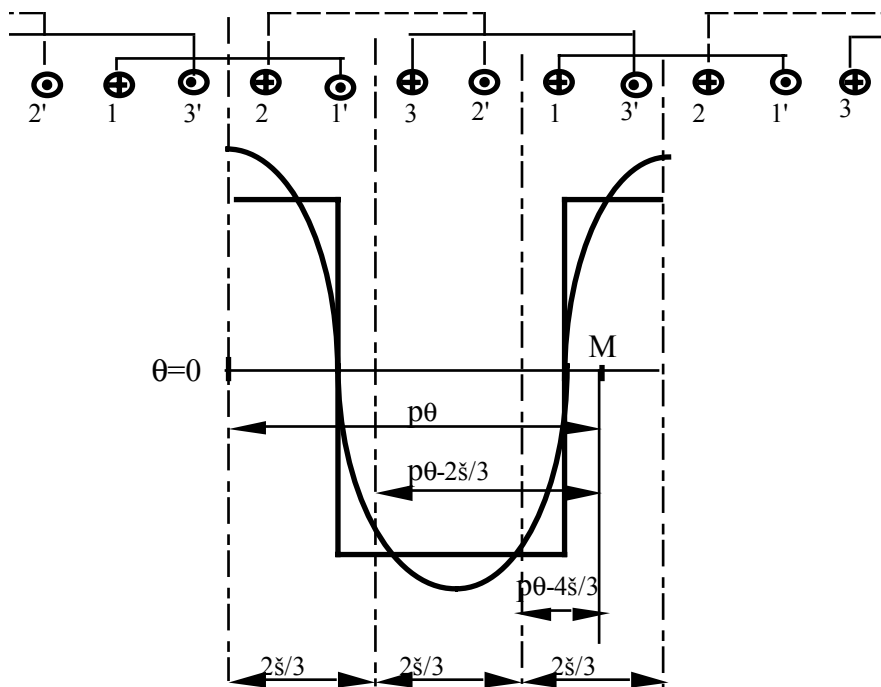


Fig.I.5 : Induction créée par une phase.

En développant les produits $\sin \omega t \cos p\theta$, $\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3})$ et $\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3})$, en somme on obtient :

$$b_1 = \frac{3}{2} k_1 I_m \sin(\omega t - p\theta) = \frac{3}{2} B_{1m} \sin(\omega t - p\theta)$$

$$b_1 = \frac{3}{2} B_{1m} \sin(\omega t - p\theta)$$

Au point $M(q = \text{cte})$ l'induction varie sinusoïdalement dans le temps et à un même instant t_1 , elle est répartie sinusoïdalement dans l'entrefer.

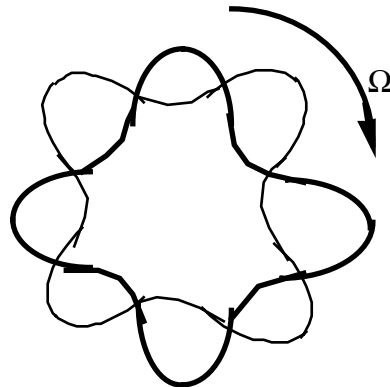


Fig. I.6 : "Représentation" du champ résultant dans l'espace et dans le temps.

L'onde fondamentale de l'induction se déplace suivant la circonférence du stator; elle tourne à une vitesse angulaire $\Omega = \text{Erreur !})$. En effet si l'on cherche à quelle vitesse se déplace un point M où l'induction est maximum :

$$b_1 = \frac{3}{2} B_{1m} \text{ et } \sin(\omega t - p\theta) = 1 \square \omega t - p\theta = \text{Erreur !})$$

$$p \frac{d\theta}{dt} = \omega \square \text{Erreur !}) = \Omega$$

Le point M se déplace suivant la circonférence de l'entrefer à une vitesse $\Omega = \text{Erreur !})$.

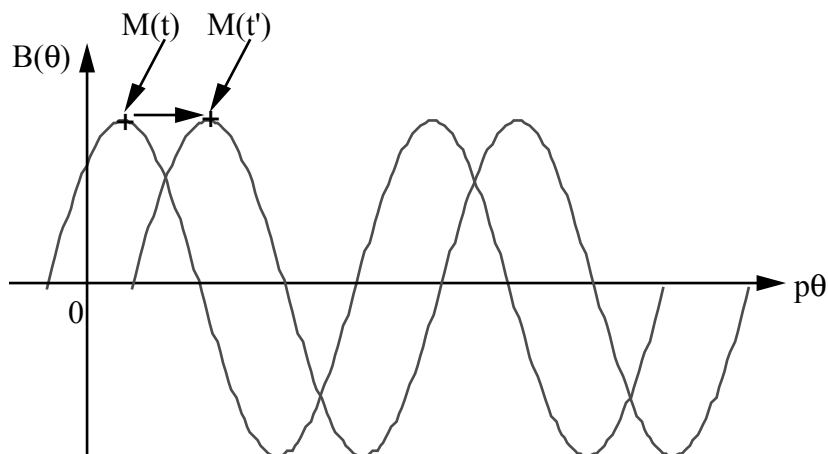


Fig.I.7: Déplacement de l'onde fondamentale de l'induction magnétique.

Le point M où b_1 est maximum se déplace à **Erreur !)**.

A chaque arcade de la courbe de l'induction b dans l'entrefer correspond un pôle d'aimant "pôle fictif". Il y a donc p paires de pôles fictifs qui glissent dans l'entrefer à la vitesse $\frac{\omega}{p}$ dans le sens des θ croissants (vers la phase en retard).

I.3 Champs tournants harmoniques

$$b_3 = k_3 I_m \left[\sin \omega t \cos p\theta + \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right]$$

$$b_3 = b_{13} + b_{23} + b_{33} = 0$$

Les harmoniques multiples de 3 ne donnent naissance à aucun champ tournant.

* Pour l'harmonique 5 : il correspond à un champ tournant dans le sens contraire de la rotation de l'onde fondamentale :

$$b_5 = \frac{3}{2} B_{5m} \sin(\omega t + 5p\theta) \quad \square \quad \Omega_5 = -\frac{\omega}{5p} .$$

* Pour l'harmonique 7, il correspond à un champ tournant dans le sens direct $\Omega_7 = -\frac{\omega}{7p} .$

* Tous les harmoniques d'ordre $\partial = 6k - 1$ ($k=1,2,3,\dots$) donnent naissance à un champ tournant dans le sens inverse.

I.4 Théorème de Ferraris

En conclusion : L'enroulement triphasé à p jeux de bobines alimentées par un système de courants triphasés de pulsation ω crée un champ glissant (tournant) à p paires de pôles de pulsation de rotation $\Omega = \frac{\omega}{p} .$

II. ALTERNATEURS

II.1 Constitution - Force Electromotrice induite (FEM)

II.1.1 Constitution

Les deux parties principale de l'alternateur sont :

- Le stator ou l'induit est formé par un empilage de tôles portant dans les encoches les fils actifs dans l'enroulement triphasé à p paires de pôles.
- Le rotor est l'inducteur, c'est une roue à p paires de pôles, lisses (turbo alternateur, grande vitesse) ou saillants (grand nombre de pôles à faible vitesse : alternateur hydraulique). Ces pôles sont entourés par des bobines inductrices parcourues par un courant inducteur continu (excitation).

La roue polaire est massive, elle est traversée en régime permanent par un flux constant.

La figure II.1 représente schématiquement les roues polaires à pôles lisses et saillants.

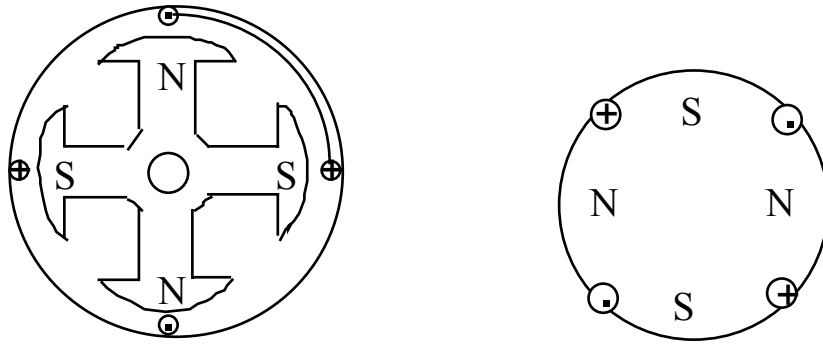


Fig. II.1 : Rotors à pôles saillants et à pôles lisses.

II.1.2 Force électromotrice induite

Avec une roue à p paires de pôles tournant à la vitesse n trs/s, le flux à travers une spire du stator est une fonction périodique de fréquence fondamentale f . Cette fréquence est imposée par le réseau et la vitesse est également imposée. Le nombre de paires de pôles d'un alternateur est choisi en fonction de f et de n , on a : $p = \frac{f}{n}$.

Sur la figure II.2 est représentée la répartition de l'induction magnétique dans un intervalle polaire τ .

Une période T de la FEM induite e_c dans un conducteur correspond au passage par le conducteur d'un double intervalle polaire 2τ , on a : $T = \frac{1}{pn}$.

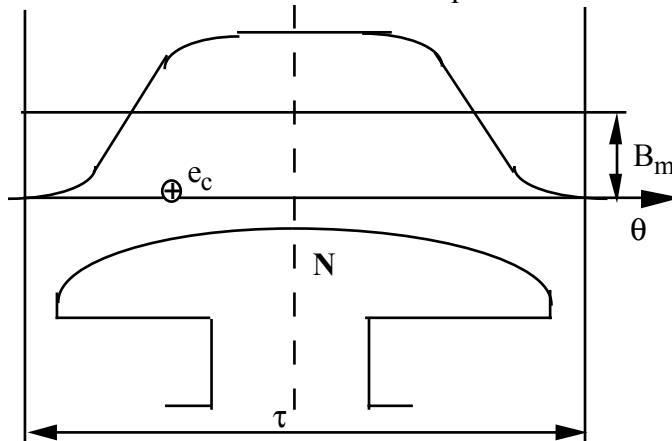


Fig. II.2 : Induction magnétique dans l'entrefer.

$$e_c = B_{\theta}lv \text{ et sa valeur efficace est } E_c = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} e_c^2 dt} = \sqrt{l^2 v^2 \frac{2}{T} \int_0^{T/2} B_{\theta}^2 dt}$$

$$B = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} B_{\theta}^2 dt} \text{ est la valeur efficace de l'induction magnétique.}$$

$$\text{On a : } v = \Omega R$$

$$\Omega = 2\pi n \quad \square \quad v = \pi D n = \frac{2\pi D}{2p} p n = 2\tau f$$

$$v = \pi D n$$

$$E_c = 2l\tau fB$$

Or, $\Phi = \tau l B_m$: flux total sous un pôle (B_m étant la valeur moyenne de l'induction magnétique).

Le facteur de forme $K_e = \frac{B}{B_m}$ et par suite $E_c = 2l\tau K_e f B_m = 2K_e f \Phi$

Pour une répartition sinusoïdale $K_e = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$

$$E_c = 2,22 \text{ pn}\Phi$$

Pour N conducteurs en série correspondant à une phase $E_c = 2,22 \text{ pnN}\Phi = 2,22 \text{ Nf}\Phi$.

* Coefficient de bobinage K_b : enroulement réparti.

Pour plusieurs encoches par pôle et par phase, les FEM dans les conducteurs ne sont pas en phase. La FEM totale est plus petite que la somme ($N \cdot E_c$).

Soit q le nombre de bobines d'une phase connectées en série et logées dans des encoches voisines (Fig. II.3) : q est le nombre d'encoches par pôle et par phase.

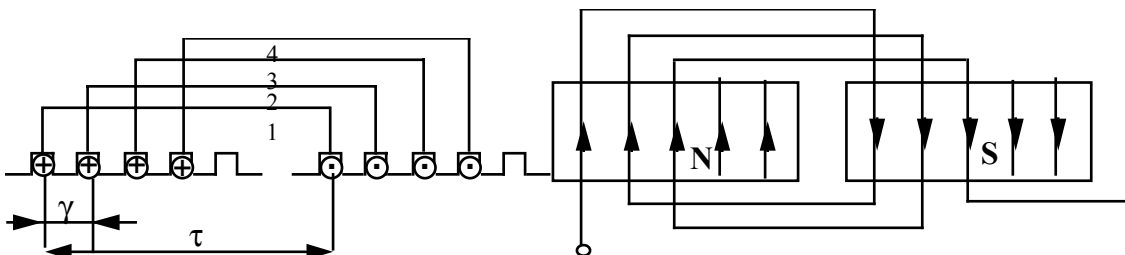


Fig. II.3 : Enroulement réparti à pas total.

Si l'on ne s'intéresse qu'à la fondamentale, les FEM dans les bobines sont déphasées l'une par rapport à l'autre de $\gamma = \frac{\pi}{qm}$ (Fig. I.4) ; où m est le nombre de phases ($\gamma = \frac{\pi}{3q}$ en triphasé).

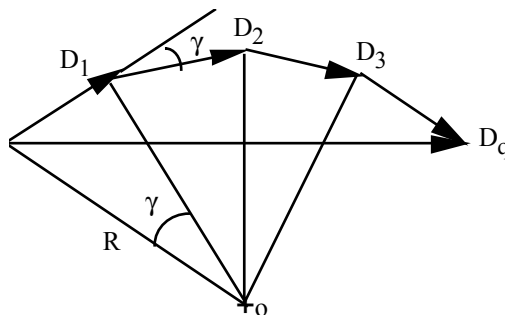


Fig. II.4 : Force électromotrice totale pour q encoches par pôle et par phase.

On définit un coefficient de bobinage K_b par :

$$K_b = \frac{oD_q}{qoD_1} = \frac{E}{qE_1}$$

$$oD_1 = 2R \sin \frac{\gamma}{2} \quad \text{et} \quad oD_q = 2R \sin \frac{q\gamma}{2}$$

On a : $\frac{oD_q}{oD_1} = \frac{\sin \frac{\gamma}{2} q}{\sin \frac{\gamma}{2}}$ et $K_b = \frac{\sin q \frac{\gamma}{2}}{q \sin \frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2qm}}$

Pour $m = 3, q=1 \Rightarrow K_{b1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2*3}}{1 * \sin \frac{\pi}{2*1*3}} = 1$

$q = 2 \Rightarrow K_{b1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2*3}}{2 * \sin \frac{\pi}{2*2*3}} = 0,966$

* Force électromotrice totale : En tenant compte du facteur de forme K_e et du facteur de bobinage K_b , la FEM efficace par phase est :

$E = 2 K_e K_b N f \Phi$, et soit $E = 2 K N f \Phi$

Où $K = K_e K_b$ est le facteur de Kapp qui tient compte à la fois de la répartition non sinusoïdale de l'induction magnétique et de la répartition de l'enroulement. pour les alternateur triphasé K est compris entre 2,20 et 2,60.

II.2 Caractéristique interne

La saturation du circuit magnétique emprunté par le flux d'induction de la machine conduit à une relation non linéaire entre le flux et le courant d'excitation J . La figure II.2 donne l'allure de cette courbe.

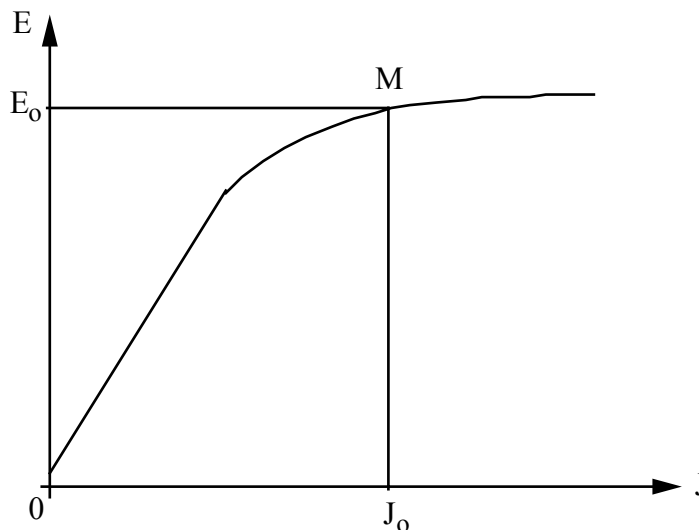


Fig. II.2 : Caractéristique à vide.

II.3 Fonctionnement en charge de l'alternateur : réaction d'induit

II.3.1 Phénomènes de réaction d'induit, aspects qualitatifs

Quand l'induit de l'alternateur fournit des courants de pulsation ω , il crée un champ de réaction d'induit tournant au synchronisme avec le rotor à la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

Le champ de réaction d'induit agit sur le champ d'excitation et peut le renforcer ou l'affaiblir, ainsi que le déformer.

Le flux utile résulte de l'action simultanée de la force magnétomotrice (fmm) statorique et de celle du rotor. La position de l'axe du flux de réaction d'induit par rapport à celui du flux l'inducteur varie suivant la nature de la charge.

Le maximum du champ d'induit est sur l'axe de la bobine, en effet :

$$H = \frac{3}{2} H_m \cos(\omega t - p\theta), \quad p\theta = 0 \text{ et } \sin\omega t = 0 \text{ (} i = i_m \text{) alors } H = \frac{3}{2} H_m.$$

- Si la machine est à pôles lisses (entrefer constant), le flux créé par la fmm statorique ne dépend pas de la position de son axe par rapport à l'axe du flux rotorique (pas de déformation du champ d'induit).

- Si l'alternateur est à pôles saillants, le flux de réaction d'induit a un trajet et une importance dépendants de la position de son axe par rapport à celui du flux inducteur.

La réaction d'induit dépend alors de la machine (à pôles lisses ou saillants) ainsi que de la nature de la charge alimentée par cette machine.

II.3.2 Position relative de deux fmm

On désigne par ψ_0 l'angle de déphasage dans le temps entre le courant statorique \bar{I} et la FEM

$$\text{à vide } \bar{E}_0 (\bar{E}_J); \quad -\frac{\pi}{2} \leq \psi_0 \leq \frac{\pi}{2}.$$

* $\psi = 0$: courant actif de la charge par rapport à \bar{E}_0 .

Sur la figure I.3, on représente la position relative du rotor par rapport au stator à l'instant t où le courant est maximum. L'axe de la fmm de réaction d'induit est dans l'axe de la bobine.

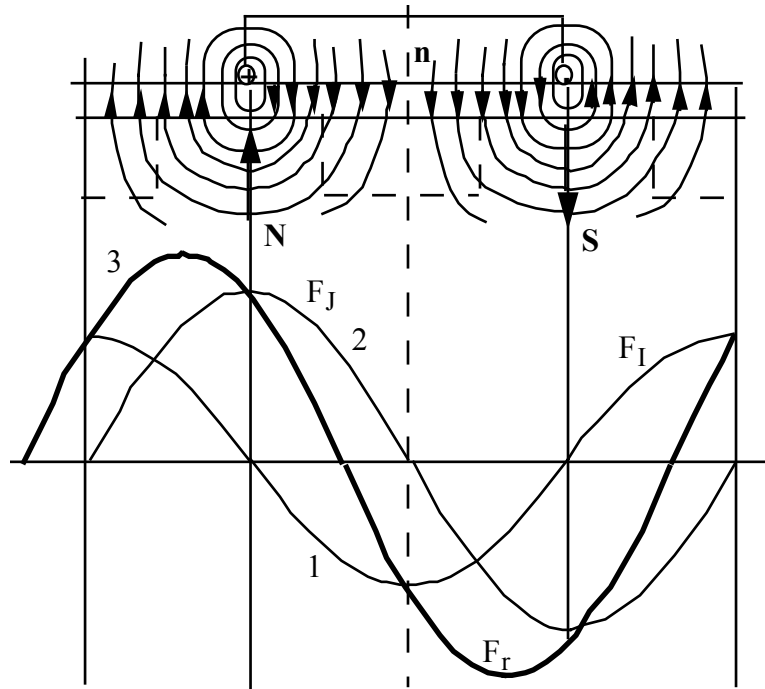


Fig. II.3 : Forces magnétomotrices d'excitation, de réaction d'induit et résultante, réaction transversale.

- 1 - Champ fondamental de réaction d'induit ;
- 2 - Champ fondamental d'excitation ;
- 3 - Champ résultant (déplacement de son axe).

La réaction d'induit est transversale : les lignes de champ du flux de réaction d'induit coupent perpendiculairement celles du champ inducteur.

L'induction magnétique sous la corne de sortie augmente "un peu", mais elle diminue sous la corne d'entrée.

* $\psi = \frac{\pi}{2}$ (Arrière) : courant purement inductif de la charge par rapport à la FEM E_J .

La fmm de réaction d'induit s'oppose à celle de l'inducteur (Fig. II.4). La réaction d'induit est longitudinale soustractive (réaction démagnétisante).

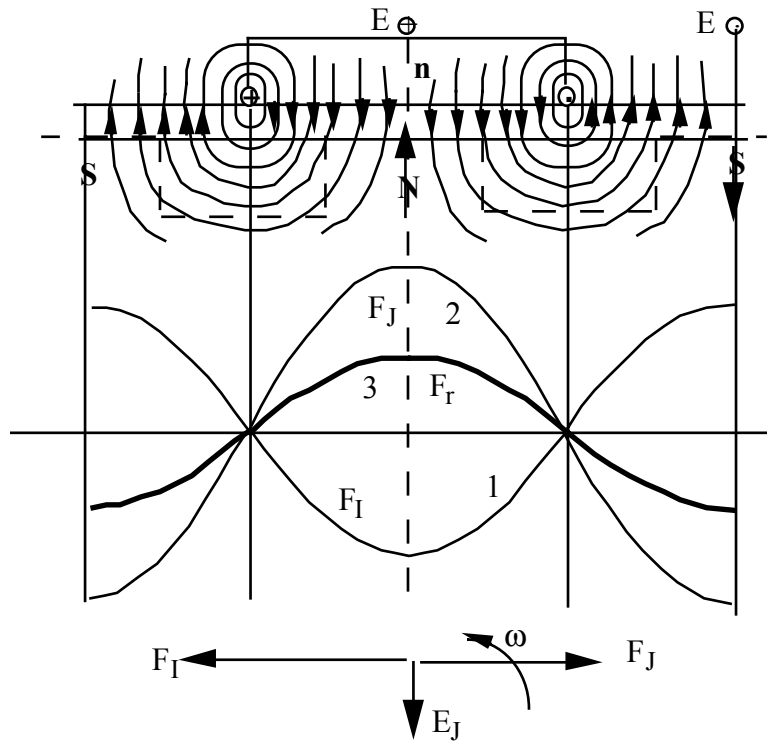


Fig. II.4 : Courant purement inductif, réaction longitudinale soustractive.

* $\psi = -\frac{\pi}{2}$ (Avant) : courant purement inductif de la charge par rapport à la FEM E_{\perp} .

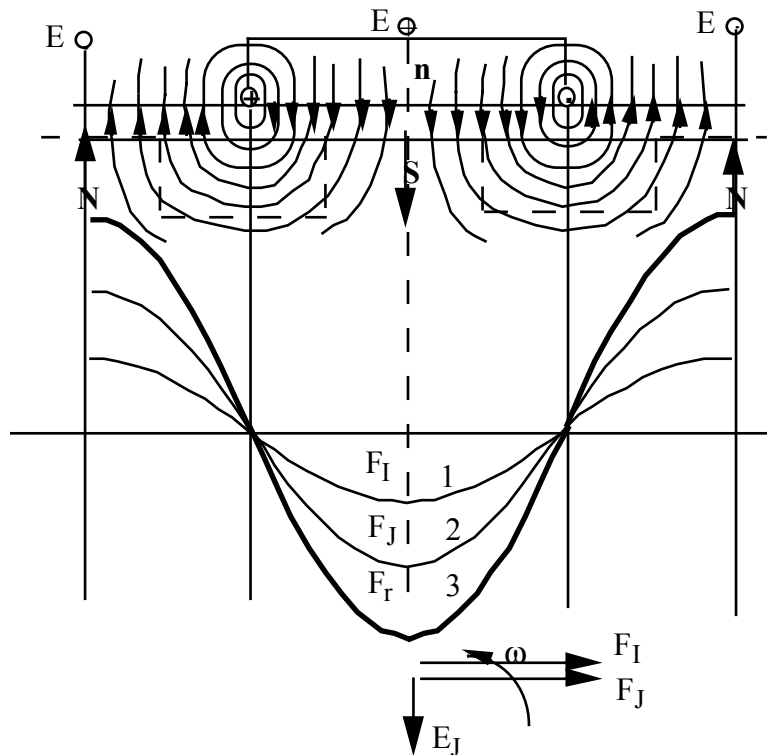


Fig. II.5 : Courant purement capacitif, réaction longitudinale additif.

Le champ de réaction d'induit agit dans le même sens que le champ inducteur ; la réaction d'induit est directe et est magnétisante.

* Charge inductive mixte : $0 < \psi < \frac{\pi}{2}$

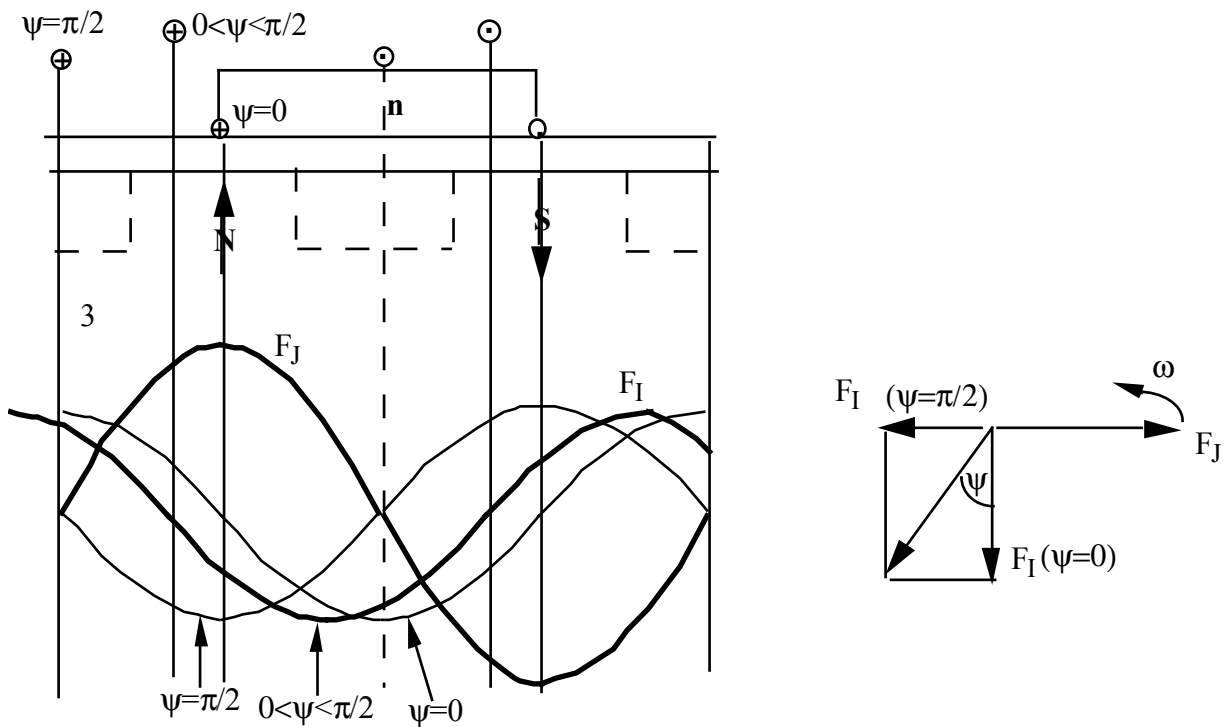


Fig. II.6 : Charge inductive mixte.

La fmm F_I peut être décomposée en une composante transversale $F_I \cos \psi$ et une composante longitudinale soustractive $F_I \sin \psi$.

II.4 Equations de la machine à pôle lisses

Le flux de réaction d'induit ne dépend pas de la position de son axe par rapport à l'axe du flux rotorique (la réductance du circuit du flux de réaction ne dépend pas de la position relative de ces axes).

Si l'on ne tient compte que du fondamental, les fmm de l'inducteur et de l'induit sont fonctions sinusoïdales. Le flux résultant à travers un enroulement, du fait de la saturation, ne peut être décomposé en deux flux (Φ_I et Φ_J).

On désigne par :

- Φ_f : flux de fuites, $\Phi_f = li$
- Φ_r : flux résultant (rotor - entrefer - induit).
- $\Phi_t = \Phi_r + \Phi_f = \Phi_r + li$

Les FEE induites sont :

$$e_t = e_r - l \frac{di}{dt}$$

$$\bar{E}_t = \bar{E}_r - j l \omega \bar{I} = \bar{E}_r - j \lambda \bar{I}$$

Le flux total Φ_t engendre la FEM e_t et d'après la loi d'Ohm appliquée au schéma équivalent d'une phase du stator (Fig. II.7), on a :

$$\bar{E}_t = \bar{V} + R\bar{I}$$

Le flux Φ_r engendre e_r : $\bar{E}_r = \bar{V} + R\bar{I} + \lambda\bar{I}$

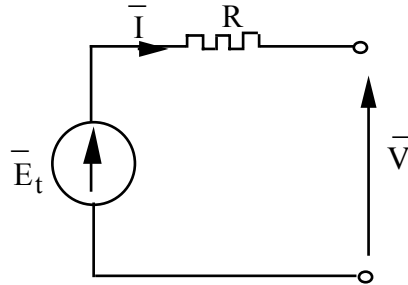


Fig. II.7 : Schéma équivalent d'une phase du stator.

La force magnétomotrice résultante \bar{F}_r est due à l'action combinée de la fmm tournante de la roue polaire et de la réaction d'induit.

$$F_J = MJ \cos(p\theta) \quad (p\theta = p\Omega t = p \frac{\omega}{p} t = \omega t)$$

$$F_I = KI \sin(\omega t - \psi_0)$$

$$F_r = MJ \cos \omega t + KI \sin(\omega t - \psi_0)$$

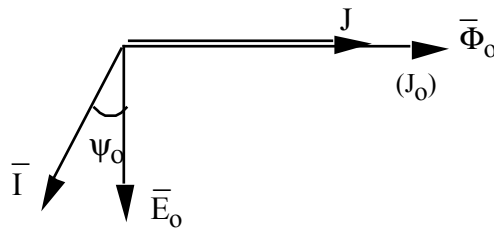


Fig. II.8 : Diagramme vectoriel.

Cette force magnétomotrice \bar{F}_r pourrait être obtenue en alimentant la roue polaire par J_0 , elle donne naissance à la FEM E_r .

$$E = f(J)$$

$$J_0 \text{ ---- } \text{-----} \quad \text{O} \quad E_r$$

$$M \bar{J}_0 = M \bar{J} + K \bar{I} \quad (\text{la fmm fournie par } J \text{ est sinusoïdale})$$

$$J_0 = \frac{K}{M} \bar{I}$$

On pose $\alpha = \frac{K}{M}$ est un rapport d'équivalence permettant de ramener le courant de l'induit à

l'inducteur, on a :

$$\boxed{\bar{J}_0 = \bar{J} + \alpha \bar{I}}$$

I dans l'induit

Ø la même fmm

αI dans l'inducteur

II.5 Diagramme de Potier

$$\bar{E}_r = \bar{V} + R \bar{I} + j\lambda \bar{I} \quad (\text{FEM de Potier}) : J_0 \text{ ----- } \emptyset E_r$$

$$\bar{J} = \bar{J}_0 - \alpha \bar{I}$$

Le schéma équivalent (Fig. I.9) traduit ces équations et la figure II.10 représente le diagramme vectoriel.

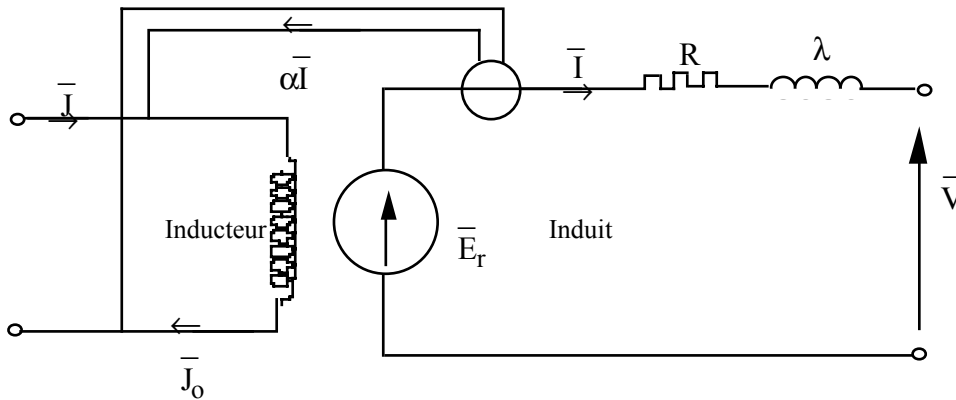


Fig. II.9 : Schéma équivalent.

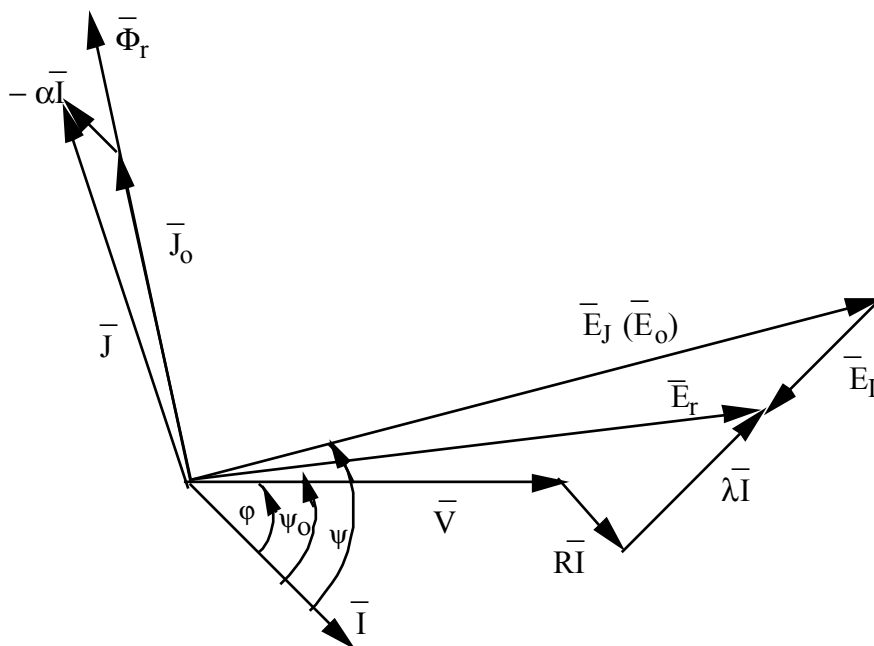


Fig II.10 : Diagramme vectoriel.

Problème posé :

- Connues : V, I, φ, f relatives à une phase et la caractéristique à vide $E(J)$.
- Inconnue : l'excitation nécessaire J .

Détermination de α et λ :

Essai en réactif $\varphi = \frac{\pi}{2}$ (dévatté) , dans ces conditions (Fig. II.11), on a :

$$E_r = V + \lambda I \ (\lambda \gg R)$$

$$J = J_0 + \alpha I$$

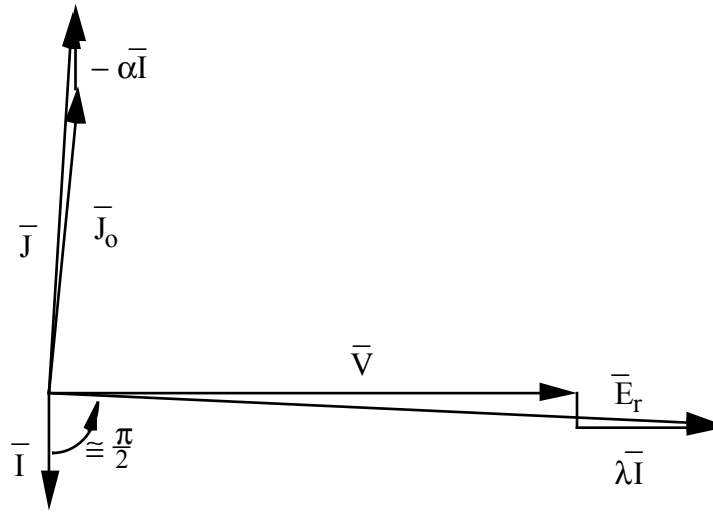


Fig. II.11 : Diagramme de tensions et des fmm pour une charge purement réactive.

La courbe $V = f(J)$ à $I = \text{cte}$ et $\varphi = \frac{\pi}{2}$ se déduit de $E_r = f(J_0)$ par une translation (αI et $-\lambda I$), figure II.12.

$$J = J_0 + \alpha I, \quad V = E_r - \lambda I$$

Un point $M(J_0, E_r)$ ----- \emptyset $P(J, V)$

On connaît :

- $E_0(J)$ à $f = \text{cte}$
- $P(V, J)$ à I et $\varphi = \frac{\pi}{2}$
- $P_0(J_{cc}, 0)$ à I

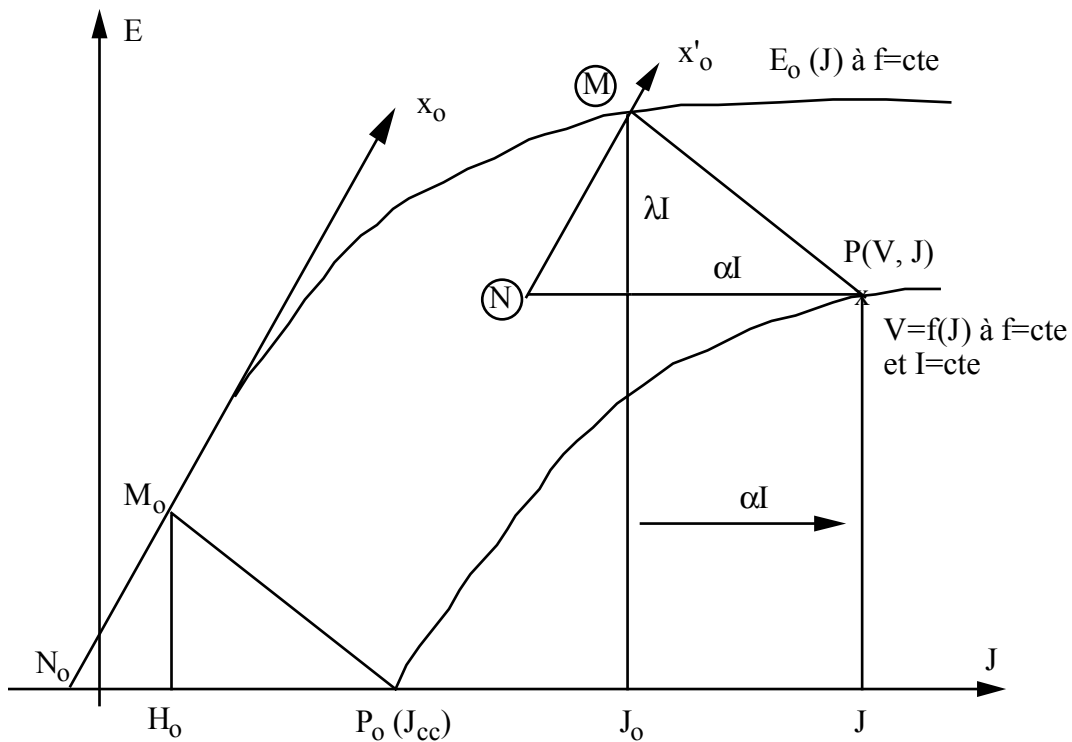


Fig. II.12 : Détermination des paramètres α et λ (essai en déwatté).

Le diagramme de la figure I.10 ($\bar{E}_r = \bar{V} + R \bar{I} + j\lambda \bar{I}$) \emptyset $E_r \emptyset J_0 \emptyset J$

II.6 Diagramme de Behn Eschenburg (BEB) : Alternateur à pôles lisses et à circuit magnétique non saturé, réactance synchrone.

II.6.1 Equations

$\Phi_r = \Phi_o + \Phi_I$: Φ_I est le flux glissant créé par l'induit en charge ($\Phi_I = Li$).

$$\bar{E}_r = \bar{E}_o - jL\omega \bar{I}$$

$$\Phi_t = \Phi_r + \Phi_f$$

$$\bar{E}_t = \bar{E}_r - j\lambda \bar{I}$$

$$\bar{E}_t = \bar{V} + R \bar{I}$$

$$\bar{V} + R \bar{I} = \bar{E}_r - j\lambda \bar{I}$$

$$\bar{V} = \bar{E}_o - R \bar{I} - j\lambda \bar{I} - jL\omega \bar{I}$$

$L\omega = \lambda + L\omega$: réactance synchrone de la machine appelée aussi réactance de Behn Eschenburg et on a :

$$\bar{V} = \bar{E}_o - R \bar{I} - jL\omega \bar{I}$$

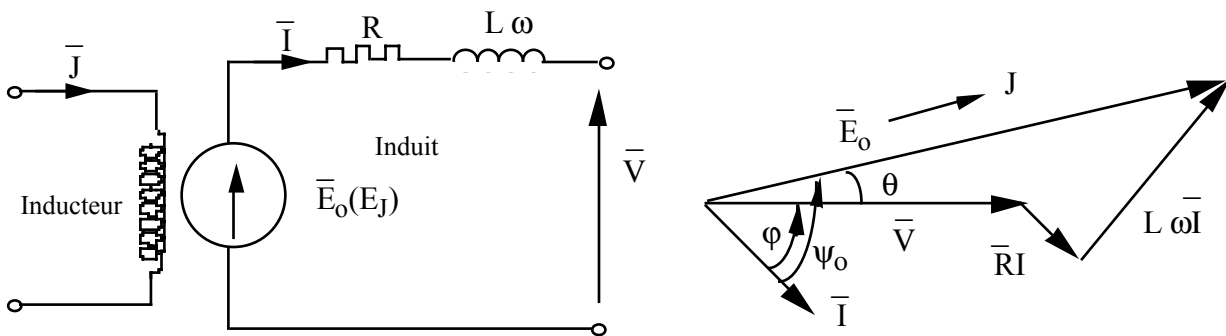


Fig. II.13 : Schéma équivalent et diagramme de Behn Eschenburg.

II.6.2 Détermination de la réactance synchrone

En court-circuit, on a :

$$\bar{E}_{occ} = (R + jL\omega) \bar{I}_{cc}$$

$$\bar{E}_{occ} = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} I_{cc} = Z I_{cc}$$

$$L\omega \gg R \square Z = \frac{E_{occ}}{I_{cc}} \blackspadesuit L\omega$$

En court-circuit le flux est faible, l'alternateur est loin de la saturation. E_{cc} est proportionnelle à I_{cc} et à J_{cc} donc I_{cc} est proportionnelle à J_{cc} . La figure II.14 représente les caractéristiques permettant de déterminer la réactance synchrone, on a :

$$L\omega = \frac{E_{occ}}{I_{cc}} = \frac{MP}{MN} \text{ et } I_{cc} = \frac{E_{cc}}{L\omega} \text{ (} I_{cc} \text{ est pratiquement indépendante de la vitesse).}$$

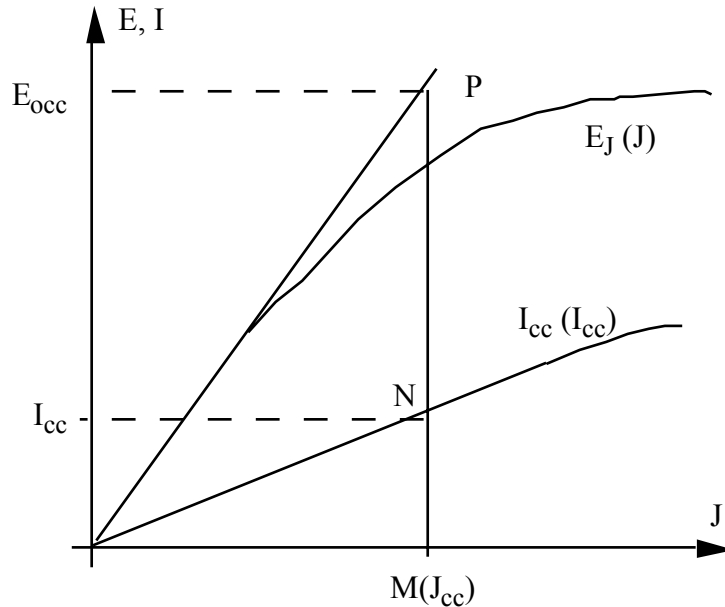


Fig. II.14 : Détermination de la réactance synchrone.

Problème posé : Pour un point de fonctionnement en charge $F(V, I, \cos\phi)$; quel est le courant d'excitation nécessaire J .

- En court-circuit, on a I_{cc} et $J_{cc} \propto E_{cc}$ (le point P) et $I_{cc} \propto$ le point N, d'où $L\omega = \frac{E_{occ}}{I_{cc}}$.

On construit le diagramme de BEB $\propto E_J$ et $E_J \propto J$

Pour J donné et $E(J)$, on cherche V (la chute de tension pour une charge I et $\cos\phi$ donnés).

En court-circuit on a (I_{cc}, J_{cc}) , il faut chercher I_{cc} pour J : $I_{cc}(J) = \frac{I_{cc}}{J_{cc}} J$ et $J \propto E$

(ou E_{cc}) $\propto L\omega = \frac{E_{cc}}{I_{cc}(J)}$.

La valeur de la tension est fournie par le diagramme de BEB par phase correspondant à l'équation $\bar{E}_J = \bar{E}_o = R \bar{I} + jL\omega \bar{I} + \bar{V}$

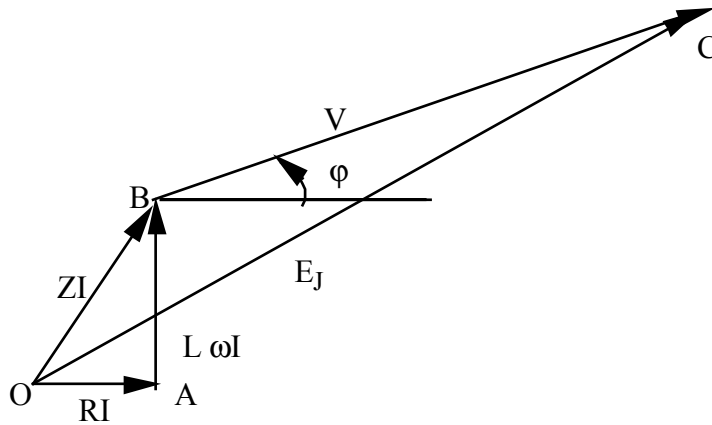


Fig. II.15 : Diagramme de Bhen Eschenburg.

II.7 Diagramme de Blondel : Diagramme de la double réactance (machine à pôles saillants)

II. 7.1 Répartition du champ de réaction d'induit

Pour une machine à pôles saillants, la réluctance du circuit magnétique traversé par le flux résultant est fonction de la position relative des axes des deux fmm induit et inducteur (Fig. II.16).

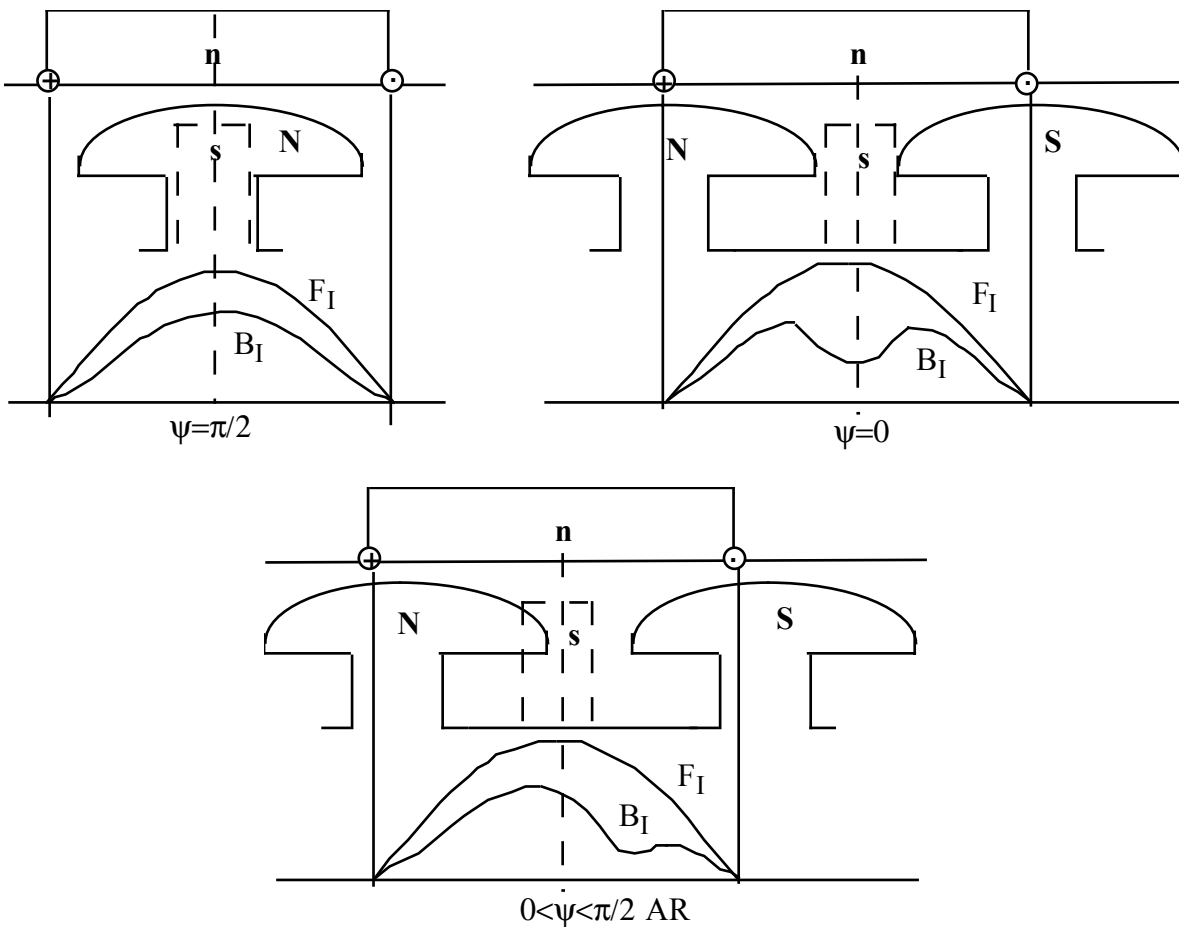


Fig. II.16 : Déformation du champ résultant.

II.7.2 Equations

Le flux résultant peut être décomposé en deux flux Φ_l et Φ_q ;

- une composante longitudinale Φ_l

- une composante transversale Φ_q

Le flux résultant $\Phi_r = \Phi_l + \Phi_q$

Le flux total $\Phi_t = \Phi_r + \Phi_f = \Phi_l + \Phi_q + \Phi_f$

La FEM totale induite est $\bar{E}_t = \bar{E}_l + \bar{E}_q + \bar{E}_f = \bar{E}_l + \bar{E}_q + j\lambda\bar{I}$

La composante Φ_q du flux résultant est due à la composante active du courant d'induit ($\psi=0$), son circuit magnétique n'est pas saturé.

$$\bar{E}_q = -j\lambda'\bar{I}_a \quad (\bar{I}_a \text{ avec } \bar{E}_l)$$

Où λ' est la réactance transversale relative à un enroulement.

$$\bar{E}_t = \bar{E}_l - j\lambda'\bar{I}_a - j\lambda\bar{I}$$

$$\bar{V} = \bar{E}_t - R\bar{I} = \bar{E}_l - j\lambda'\bar{I}_a - j\lambda\bar{I} - R\bar{I}$$

La composante longitudinale du flux est due à l'action simultanée de la roue polaire et de la composante réactive \bar{I}_r du courant de l'induit (en quadrature avec \bar{E}_l) puisque \bar{I}_a est en phase avec \bar{E}_l (Fig. II.17).

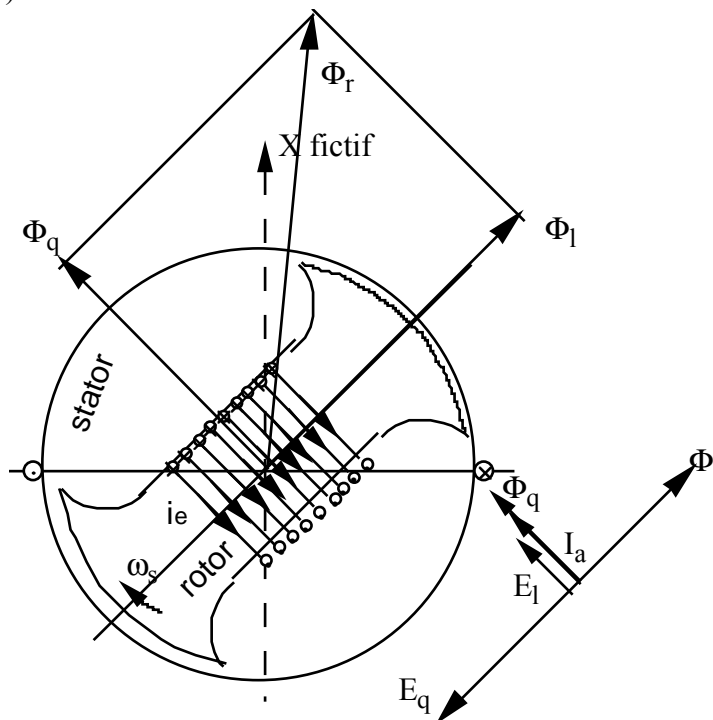


Fig. II.17 : Flux dans la machine à pôles saillants.

L'intensité fictive responsable de \bar{E}_l est :

$$\bar{J}_{ol} = \bar{J} + \alpha \bar{I}_r$$

II.7.3 Diagramme

$$\begin{array}{l} \bar{E}_1 = \bar{V} + R\bar{I} + j\lambda\bar{I} + j\lambda'\bar{I}_a \\ \bar{J} = \bar{J}_{ol} - \alpha\bar{I}_r \end{array} \quad \text{Potier} \quad \begin{array}{l} \bar{E}_r = \bar{V} + R\bar{I} + j\lambda\bar{I} \\ \bar{J} = \bar{J}_o - \alpha\bar{I} \end{array}$$

Le diagramme est représenté sur la figure I.18, on a :

$$AC = AB \cos\psi = \lambda' \bar{I} \cos\psi = \lambda' \bar{I}_a$$

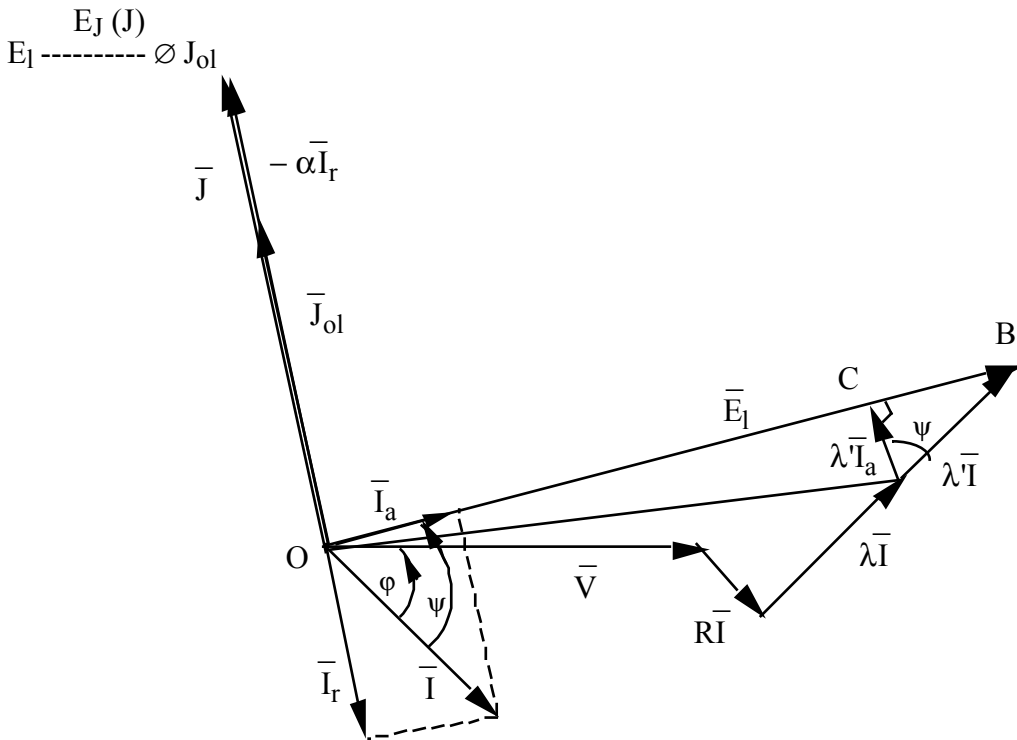


Fig. II.18 : Diagramme de Blondel.

Problème posé : Déterminer J pour (V, I, cosφ).

II.7.4 Détermination des grandeurs caractéristiques

- $E = f(J)$ est relevée à la vitesse nominale (pour un enroulement).
- La réactance de fuites λ et le coefficient de réaction longitudinale α sont déterminés comme pour la méthode de Potier.

Pour déterminer la réactance transversale on fait un essai spécial qui consiste à entraîner le rotor de l'alternateur au voisinage de sa vitesse de synchronisme et d'alimenter les enroulements de l'induit par des tensions triphasées de fréquence nominale (faible tension pour que la machine ne s'accroche pas en moteur synchrone).

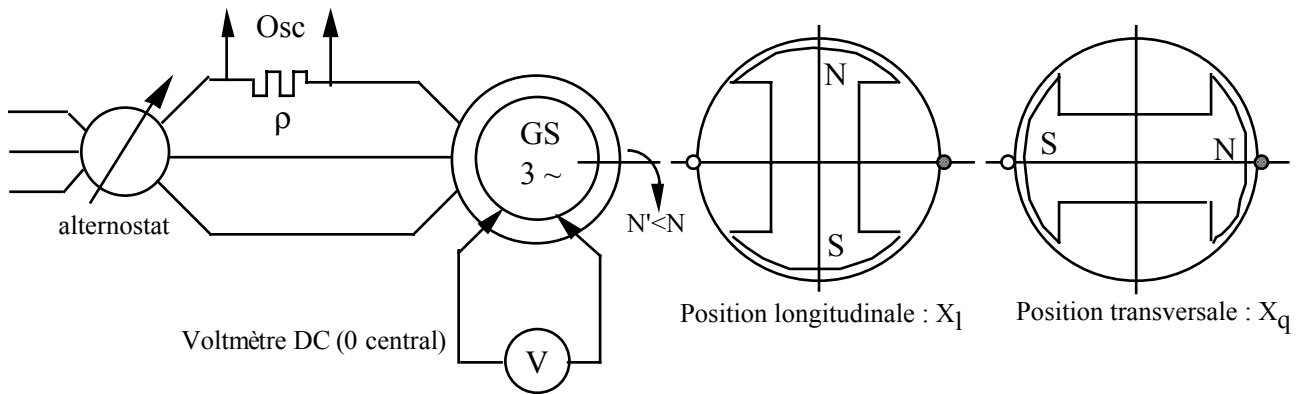


Fig. II.19 : Détermination des réactances longitudinale et transversale.

L'inductance cyclique passe de $X_q = \lambda + \lambda'$ pour la position transversale à $X_l = L\omega + \lambda = L\omega$ pour la position longitudinale. Le courant dans l'induit varie donc de :

$$I_{\max} = \frac{V}{X_q}$$

$$\frac{I_{\min}}{I_{\max}} = \frac{X_q}{X_l} = \frac{\lambda + \lambda'}{L\omega} \approx \lambda'$$

$$\text{à } I_{\min} = \frac{V}{X_l}$$

L'essai correspond à la non saturation, la réactance synchrone doit correspondre à la non saturation, λ' est calculée donc pour cette condition (ceci est valable puisque le circuit emprunté par la composante transversale du flux ne se sature pas).

La figure II.20 représente l'oscillogramme obtenu.

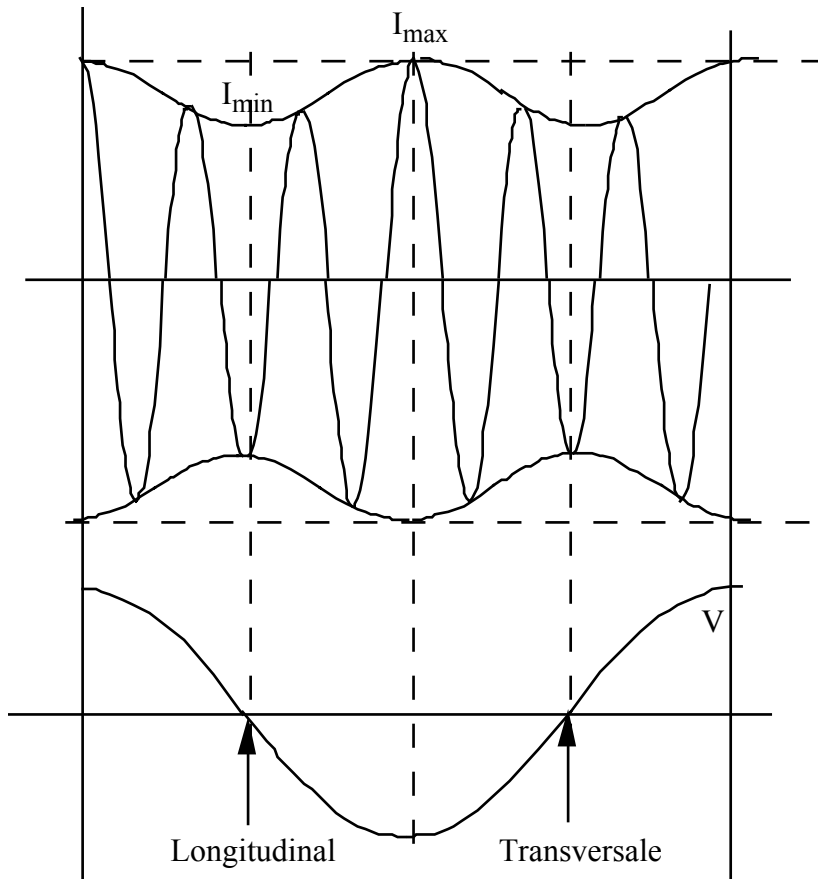


Fig. II.20 : Oscillogramme, détermination des réactances.

II. 8 Caractéristiques d'un alternateur

II.8.1 Caractéristique à vide : caractéristique interne

La caractéristique à vide est la courbe $E_0 = f(J)$ à fréquence f nominale.

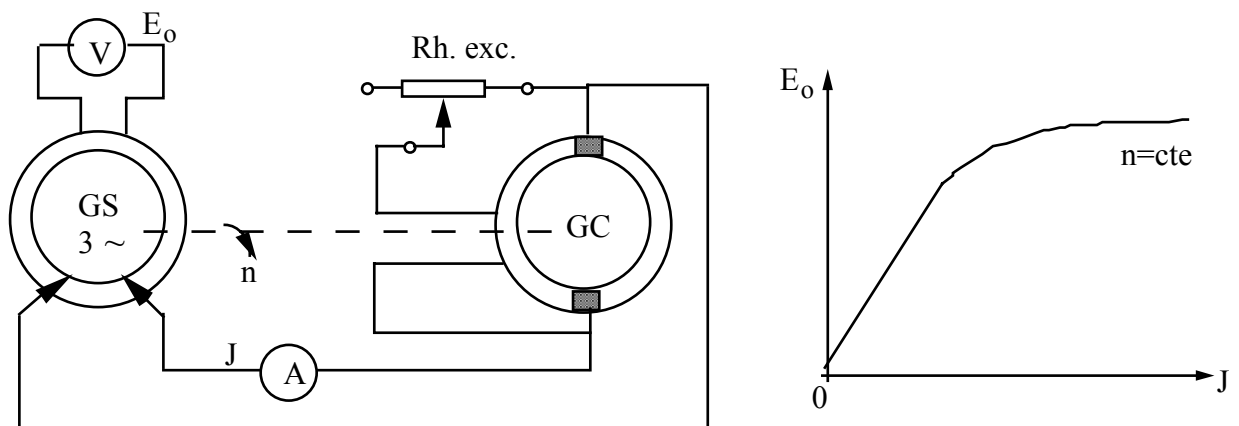


Fig. II.21 : Relevé de la caractéristique à vide $E_0 = f(J)$ à fréquence constante.

II.8.2 Caractéristique en court-circuit :

La caractéristique en court-circuit est la courbe $I_{cc} = f(J_{cc})$ f_n et $V=0$.

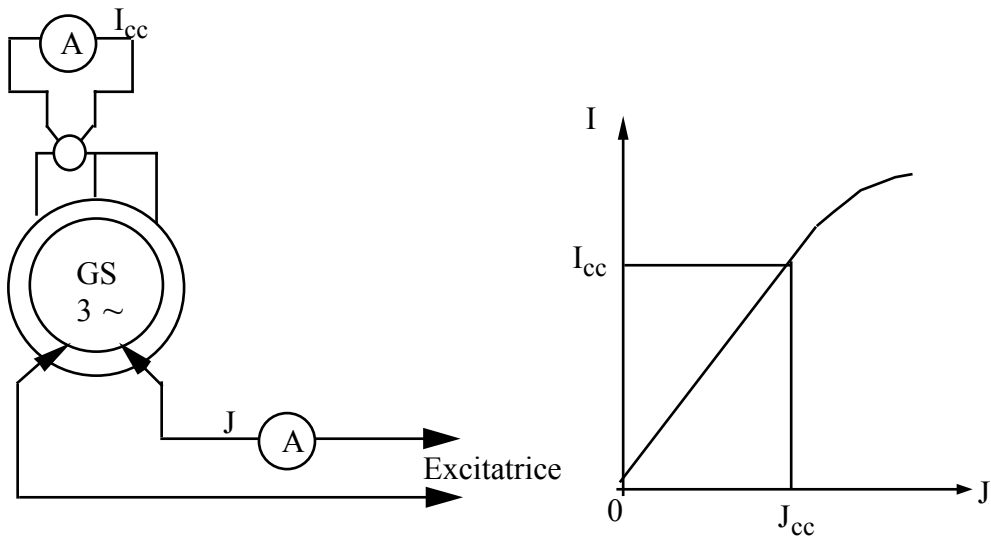


Fig. II.22 : Caractéristique en court-circuit.

$$r_{cc} = \frac{J_{on}}{J_{ccn}} : \text{rapport de court-circuit.}$$

$J_{on} \oslash E_{on}$
 $J_{ccn} \oslash I_{ccn}$

II.8.3 Caractéristiques externes

$V = f(I)$ à $f = f_n$ et $J = J_n = \text{cte}$ et $\cos\varphi = \text{cte}$, elles se relèvent en charge et elles se prédéterminent.

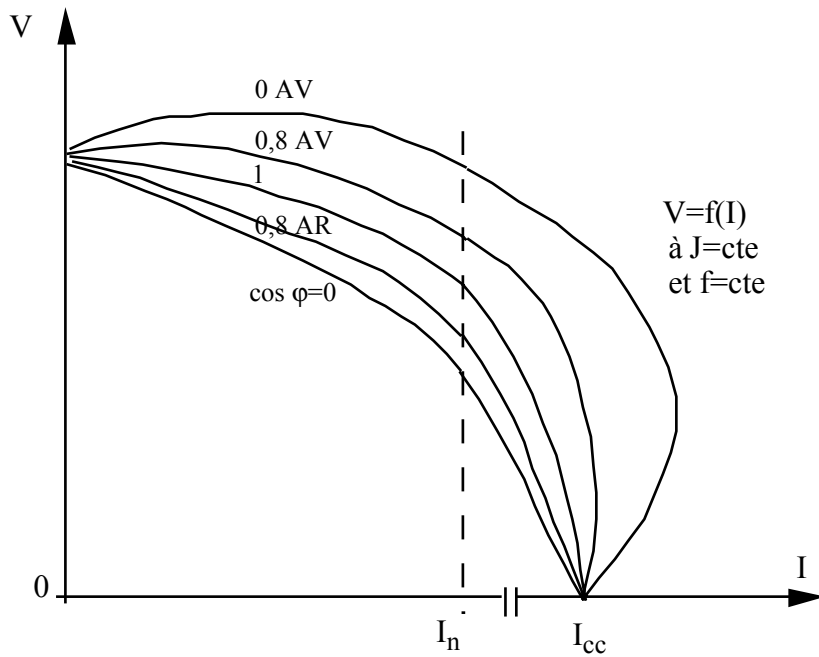


Fig. II.23 : Caractéristiques en charge.

II. 9 Couplage d'un alternateur sur le réseau

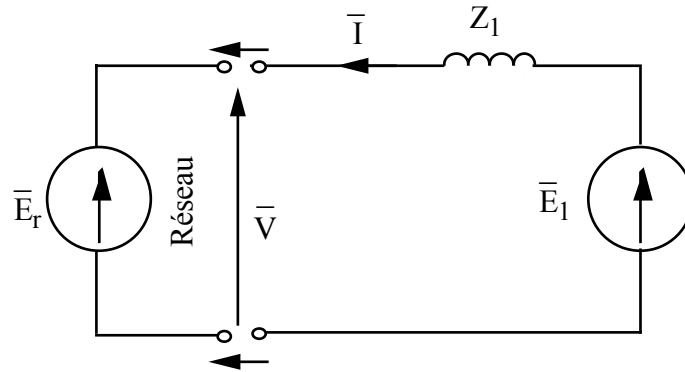


Fig. II.24 : Schéma équivalent, couplage d'un alternateur sur le réseau.

Pour éviter l'apparition de courant important, on effectue le couplage lorsque les bornes homologues de l'alternateur et du réseau sont au même potentiel, on a :

$$\bar{I} = \frac{\bar{V} - \bar{E}_1}{\bar{Z}_1}$$

Avant de coupler l'alternateur au réseau, on vérifie les conditions suivantes :

- même ordre de succession des phases : V_1, V_2, V_3 et E_1, E_2, E_3 ;
- même valeur efficace;
- même fréquence;
- deux tensions homologues ont même phase.

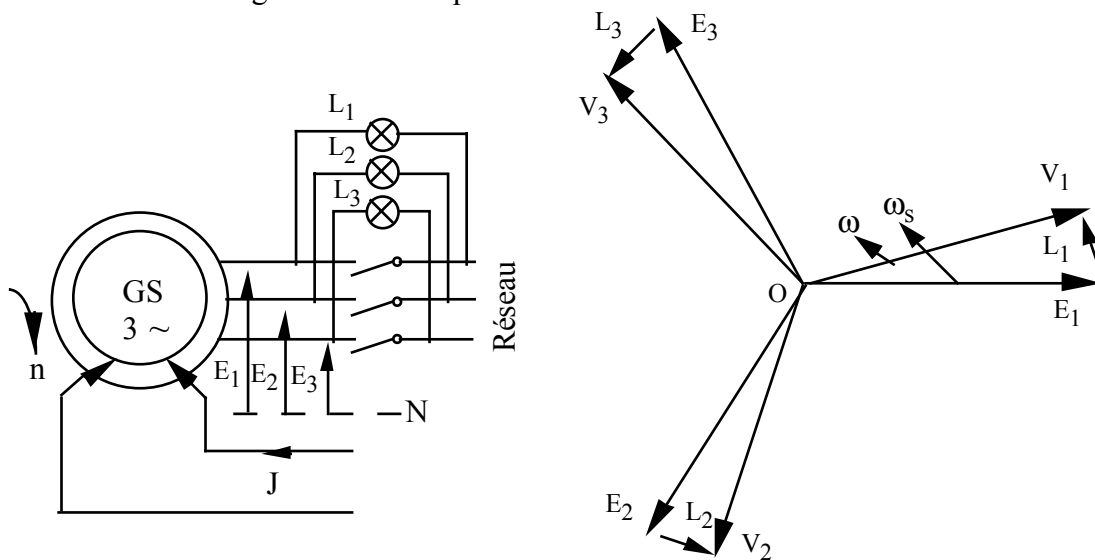


Fig. II.25 : Synchronisation sur le réseau.

L'égalité des ordres de phases se traduit par des "feux battants" des lampes ; l'égalité des fréquences et des phases se traduit par l'extinction permanente des lampes.

Dans la pratique on agit sur la vitesse de façon que les cycles "allumage - extinction" soient très lents. On corrige également l'excitation pour avoir une extinction complète (égalité de V et de E).

- On augmente le débit dans la turbine 2 (la vitesse tend à augmenter) jusqu'à ce que la machine A_2 débite la puissance désirée P_2 ($B_0 \text{ } \varnothing \text{ } B'$ à J_2 constante). On réduit en même temps la puissance fournie par l'alternateur A_1 ($P_1 + P_2 = P_t$).
- On sur excite A_2 pour qu'elle fournisse la puissance réactive désirée Q_2 ($B' \text{ } \varnothing \text{ } B_1$, $Q' \text{ } \varnothing \text{ } 0$ à Q_2) et on sous excite A_1 pour fournir le complément Q_1 ($Q_1 + Q_2 = Q_t$).

II. 11 Stabilité de fonctionnement d'un alternateur couplé sur le réseau : Caractéristique angulaire

On considère le diagramme vectoriel représenté sur la figure II.27, on a :

$$\bar{S} = 3\bar{V}\bar{I}^*$$

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}_o - \bar{V}}{jL\omega}$$

$$\bar{S} = \frac{3}{L\omega} j(\bar{V}\bar{E}_o^* - V^2)$$

$$\bar{V}\bar{E}_o^* = VEe^{-j\theta}$$

$$\bar{V}\bar{E}_o^* = VE_o(\cos\theta - j\sin\theta)$$

$$P = R(\bar{S}) = \frac{3}{L\omega} VE_o \sin\theta$$

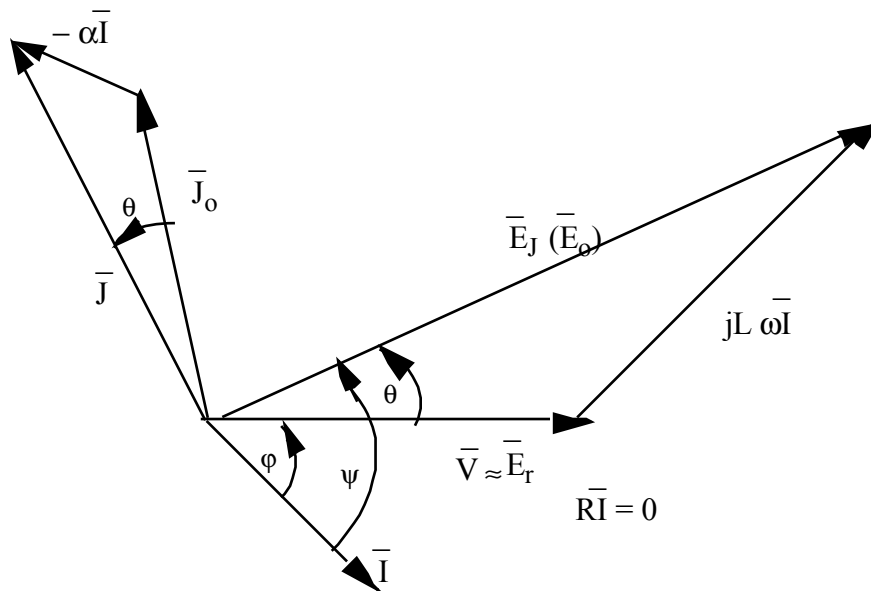


Fig. II.27 : Diagramme vectoriel.

Le couple résistant opposé par la roue polaire de l'alternateur est :

$$C_r = \frac{P}{\Omega} = \frac{3}{\Omega L\omega} VE_o \sin\theta$$

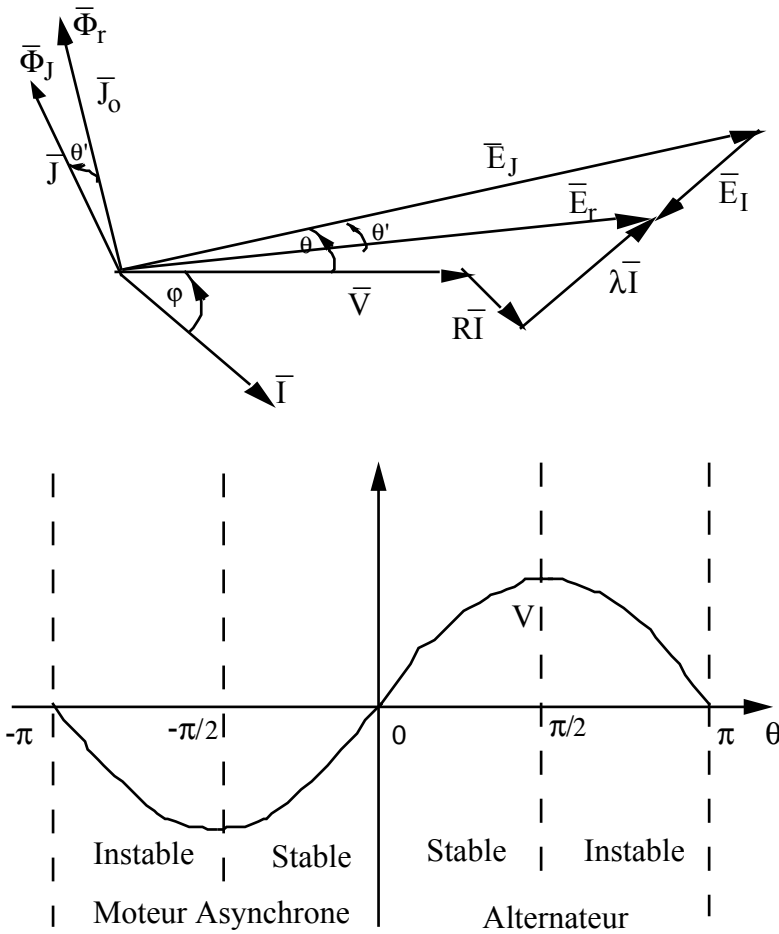


Fig. II.28 : Caractéristique angulaire.

θ est le décalage angulaire de la FMM de la roue polaire par rapport au champ tournant résultant (l'axe du flux rotorique est décalé sur l'axe du flux résultant de θ' électrique).

En charge θ' diffère de θ d'une faible valeur due aux chutes RI et λI .

A vide $\theta = 0$, la machine est accrochée au réseau (Fig. II.29).

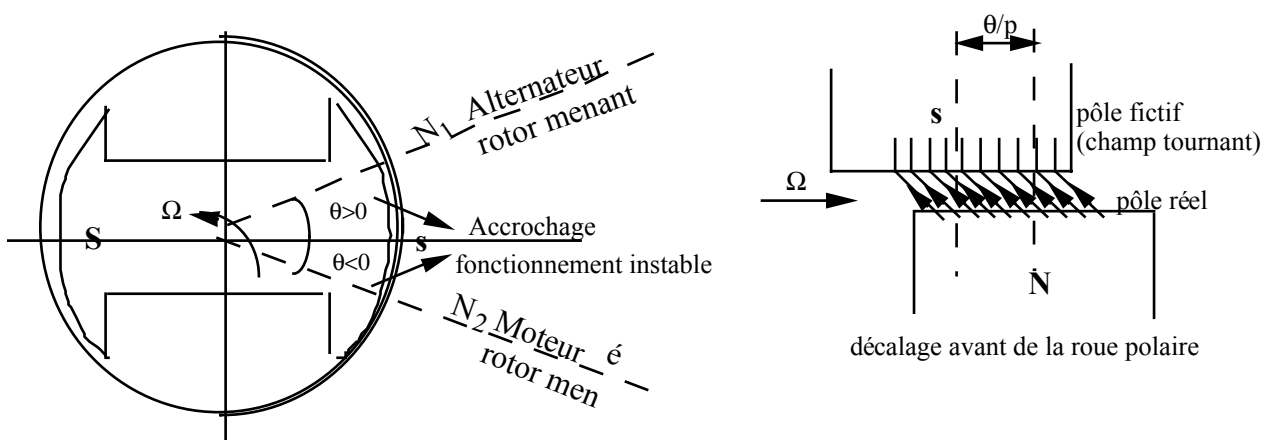


Fig. II.29 : Accrochage de l'alternateur sur le réseau.

Le rotor est menant, le flux résultant est l'élément mené qui tourne au synchronisme avec le rotor.

Dans la région où le couple est positif (fonctionnement en alternateur) il existe une zone de fonctionnement instable. Pour qu'un fonctionnement soit stable il faut qu'un accroissement positif de θ (avance des pôles réels sur les pôles du champ résultant) se traduise par une augmentation du couple.

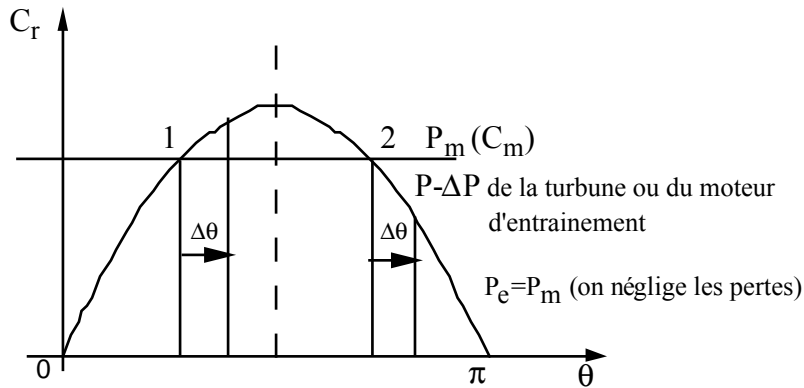


Fig. II.30 : Stabilité de fonctionnement.

- Au point 1, si θ augmente (par suite à des oscillations du régime de travail, le rotor de l'alternateur reçoit une accélération de l'angle θ qui augmente de $\Delta\theta$), $P \nrightarrow P+\Delta P$ mais la turbine gardera sa puissance. L'alternateur débitera au réseau une puissance $P+\Delta P > P_m$.

$C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt}$, $C_m < C_r \square$ l'alternateur tend à ralentir (le rotor est freiné) et θ diminue, l'alternateur reviendra au régime 1 (il se produit un couple synchronisant positif).

- Au point 2, si $\theta \nrightarrow \theta + \Delta\theta$ ($\Delta\theta > 0$) $\square P \nrightarrow P-\Delta P$; $C_m > C_r$, ce qui entraîne une accélération donc une augmentation de θ , l'alternateur décroche (le couple synchronisant est négatif).

II.11.1 Puissance synchronisante et couple synchronisant

Pour un petit accroissement $\Delta\theta$ du régime permanent le déséquilibre de puissance ΔP qui détermine le retour de la machine au régime initial sera d'autant plus grand que la pente de la courbe $P(\theta)$ sera grande. On définit un coefficient de puissance synchronisante par la relation:

$$P_s = \frac{dP}{d\theta}$$

$$\Delta P = \frac{dP}{d\theta} \Delta\theta = P_s \Delta\theta : \text{puissance synchronisante.}$$

$$P_s = \frac{3VE_0}{L\omega} \cos\theta$$

ΔP : représente le déséquilibre des puissances de l'alternateur et de la turbine (moteur d'entraînement). A ΔP correspond un couple synchronisant qui agit sur le rotor de l'alternateur.

$$\Delta C = \frac{\Delta P}{\Omega} = \frac{P_s}{\Omega} \Delta\theta : \text{couple synchronisant (différence entre le couple électromagnétique de}$$

l'alternateur et le couple du moteur d'entraînement).

$C_s = \frac{P_s}{\Omega}$ est le coefficient du couple synchronisant, on a :

$$C_s = \frac{3VE_0}{\Omega L \omega} \cos\theta$$

- $P_s > 0$ et $C_s > 0$: dans la zone de fonctionnement stable.
- $P_s < 0$ et $C_s < 0$: dans la zone de fonctionnement instable.

II.11.2 Capacité de surcharge

La capacité de surcharge d'une machine synchrone ou coefficient de surcharge statique est défini par : $k_s = \frac{P_{\max}}{n}$.

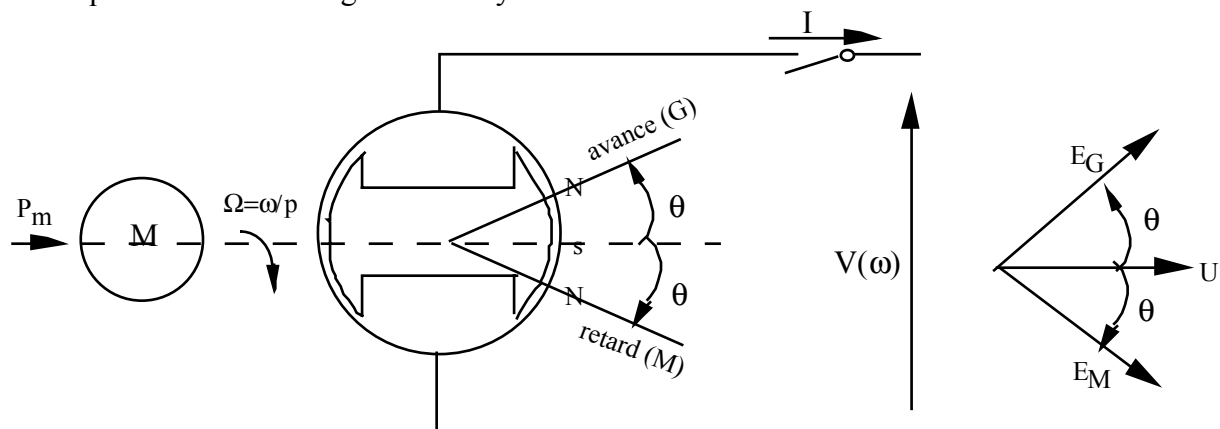
III. FONCTIONNEMENT EN MOTEUR SYNCHRONE

III.1 Principe de fonctionnement

Lors de la marche en parallèle, la machine synchrone pourrait passer du régime générateur au régime moteur et inversement; Ce passage est lié à la variation de l'angle θ par suite à une avance ou à un retard de la roue polaire.

La machine est préalablement accrochée, déchargée ($I \approx 0$), $P_m \approx$ pertes moteur; La machine synchrone absorbe une puissance électrique qui compense les pertes (au moins les pertes par frottement).

Les figures III.1, représentent schématiquement l'interaction entre les champs statorique et rotorique en moteur et en générateur synchrones.



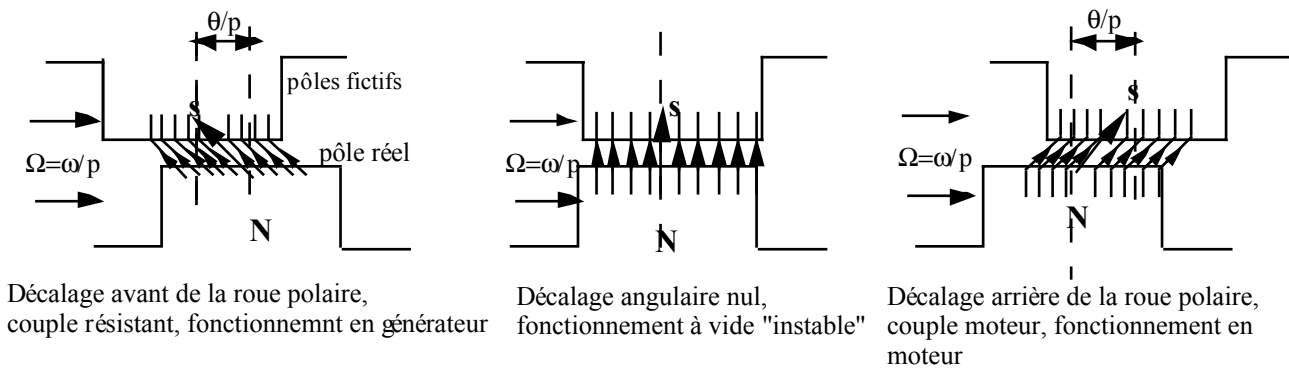


Fig. III.1 Interaction entre champs statorique et rotorique.

La machine fonctionnant en moteur, le décalage de θ en arrière provient de la suppression du couple moteur d'entraînement. Les pôles réels vont être freinés par la charge (couple résistant que la machine entraînée oppose). Les pôles fictifs exercent alors un couple moteur sur ces pôles réels et les entraînent à la vitesse de synchronisme $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

Remarque : Si θ se décale en avant, par suite à une accélération du moteur d'entraînement; les pôles fictifs ralentissent les pôles réels dans leur mouvement. La machine d'entraînement fournit de l'énergie au réseau.

III.2 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par la relation :

$$C_{em} = - \frac{3VE_0}{\Omega L \omega} \sin \theta$$

La figure III.2 représente la variation du couple $C_{em} = f(\theta)$ à $E_0 = cte$, $V = cte$ et $\Omega = cte$.

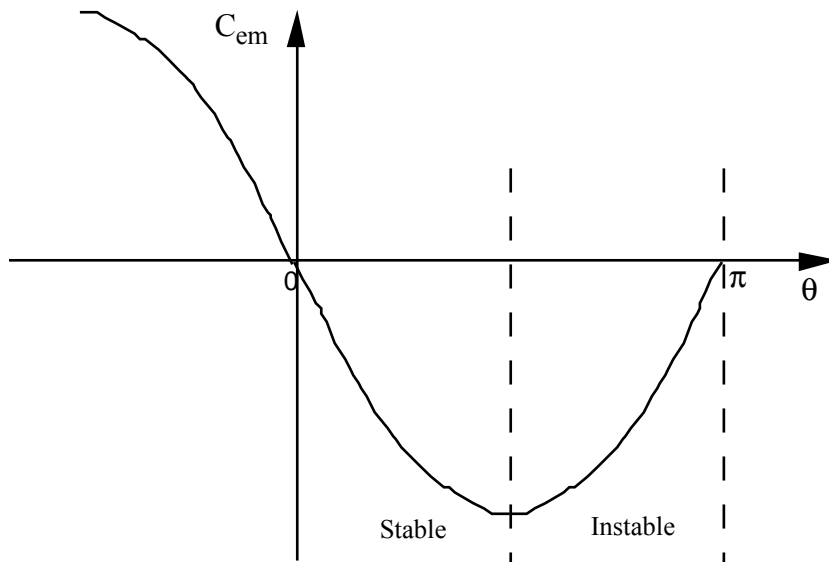


Fig. III.2 : Couple électromagnétique.

III.3 Schéma équivalent et équation de fonctionnement

III.3.1 Méthode de Bhen Eschenburg

Le schéma équivalent de la machine fonctionnant en moteur est représenté sur la figure II.3.

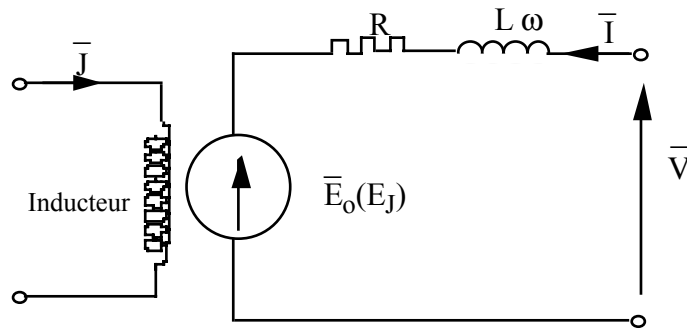


Fig. III.3 : Schéma équivalent.

L'équation de fonctionnement de la machine fonctionnant en moteur est :

$$\bar{V} = R\bar{I} + jL\omega\bar{I} + \bar{E}_o$$

Le diagramme vectoriel est représenté sur la figure III.4.

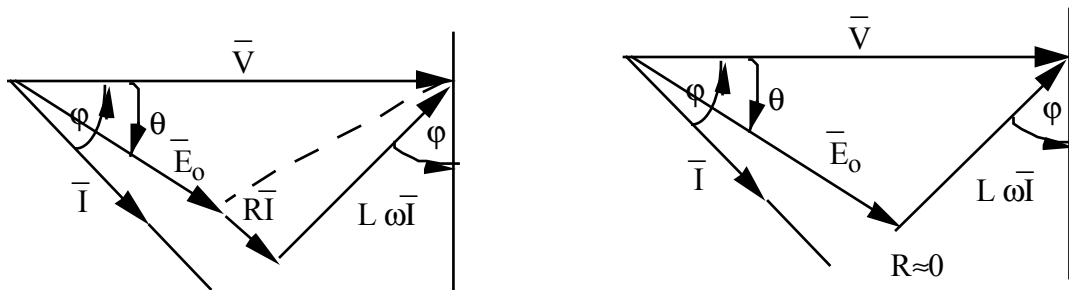


Fig. III.4 : Diagramme vectoriel.

III.3.2 Méthode de Potier

Conformément au diagramme de Potier, on a :

$$\bar{V} = R\bar{I} + j\lambda\bar{I} + \bar{E}_r$$

$$\bar{J} = \bar{J}_o + \alpha\bar{I}$$

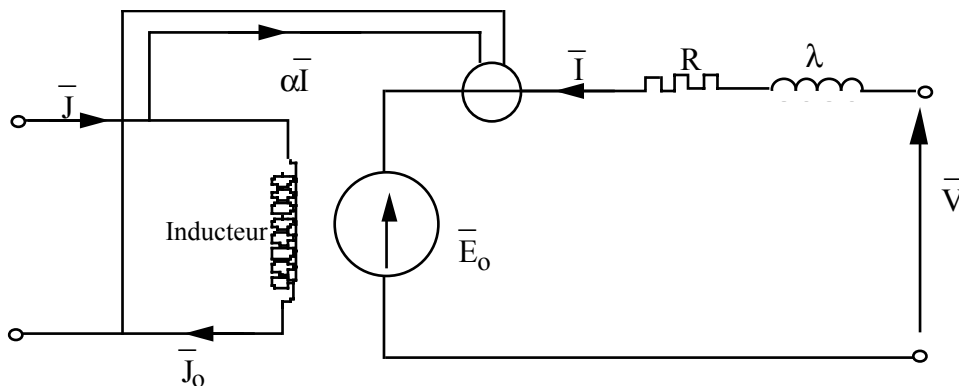


Fig. III.5 : Schéma équivalent

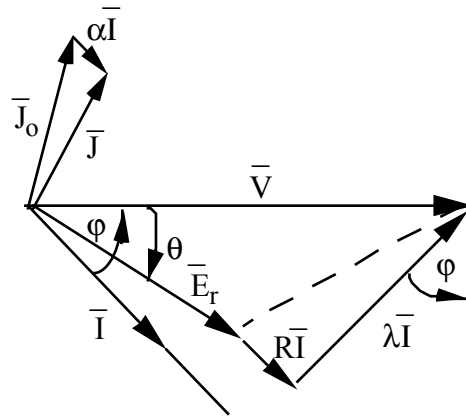


Fig. III.6 : Diagramme vectoriel.

III.3.3 Diagramme bipolaire simplifié de Blondel

La résistance des enroulements d'induit est négligeable devant la réactance de Bhen Eschenburg ($R \ll L\omega$). Le diagramme vectoriel simplifié est représenté sur la figure III.7.

Tous les fonctionnements correspondant à des vecteurs \bar{E}_o d'extrémités situés sur la droite Δ_1 sont des fonctionnements à même puissance absorbée.

Si l'on admet que les pertes du moteur sont pratiquement constantes (à $V = \text{cte}$ et $f = \text{cte}$), la droite Δ_1 est le lieu des fonctionnements équipuissance mécanique et équicouple moteur.

La Δ'_1 est le lieu des fonctionnements équipuissance réactive absorbée associée à Q_1 .

On pourrait graduer l'axe $O'x'$ en puissance active et l'axe $O'x$ en puissance réactive.

Lorsque c' est situé entre O et O' , le moteur absorbe de la puissance réactive ($\cos\phi AR$), alors qu'il en fournit au réseau lorsque c' est entre O' et x .

Le diagramme bipolaire de Blondel (2 pôles O et O') permet donc, connaissant V , la charge (sa puissance active aux pertes près) et $\cos\phi$, de déterminer l'intensité de courant et la valeur de E_o , donc du courant d'excitation J .

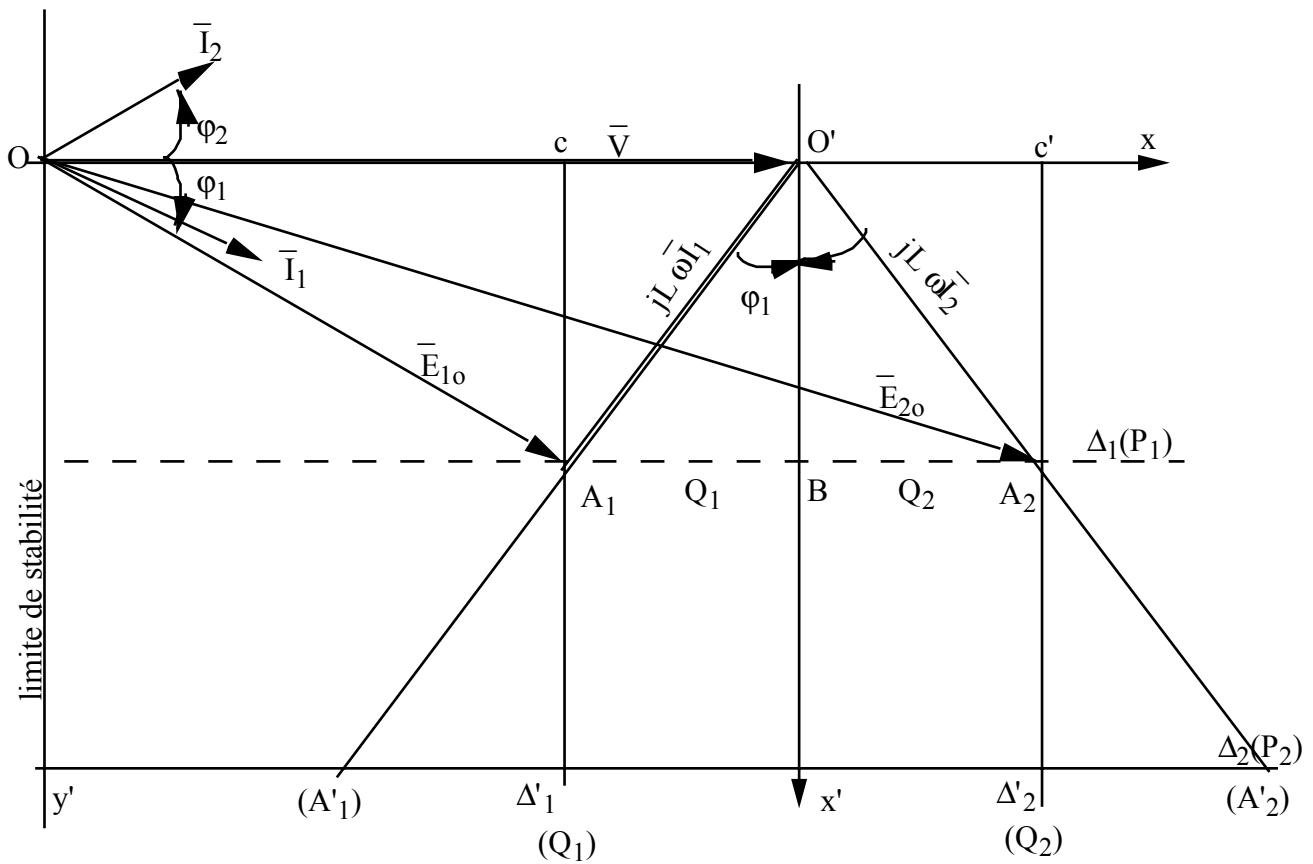


Fig. III.7 : Diagramme bipolaire simplifié de Blondel.

III.3.4 Courbe en V de Mordey

Ce sont les courbes représentant les variations de I en fonction de J à tension et fréquence constantes, pour diverses valeurs de la puissance utile du moteur.

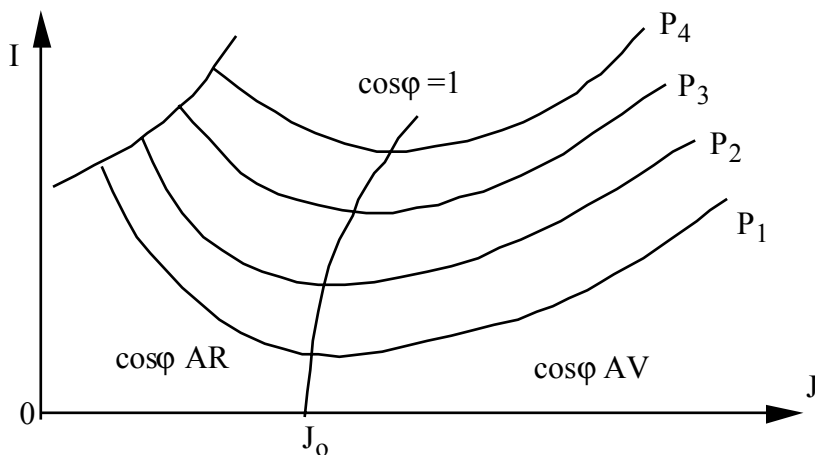


Fig. III.8 : Courbe en V de Mordey ($P_1 < P_2 < P_3 < P_4$).

III.3.5 Fonctionnement en compensateur synchrone

Le moteur surexcité fournit de la puissance réactive au réseau. On utilise parfois cette propriété pour améliorer le facteur de puissance d'une charge très inductive.

Une machine synchrone peut être utilisée en moteur à vide pour fournir de l'énergie réactive au réseau qui l'alimente. Le réseau ne fournit que de la puissance active correspondant aux pertes de la machine.

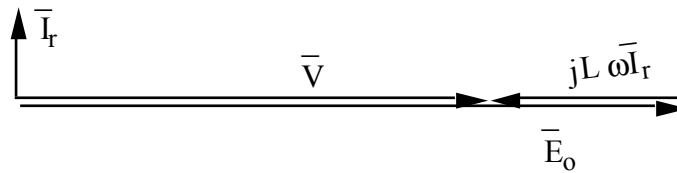


Fig. III.8 : Fonctionnement en compensateur synchrone.

$$Q = 3VI \sin\phi$$

$$Q = -3VI$$

$$E_0 = V + L\omega I$$

En compensateur synchrone parfaitement à vide, on : $Q \neq 0$ $I \neq 0$ $E_0 \neq 0$ J (excitation nécessaire pour réaliser ce fonctionnement).

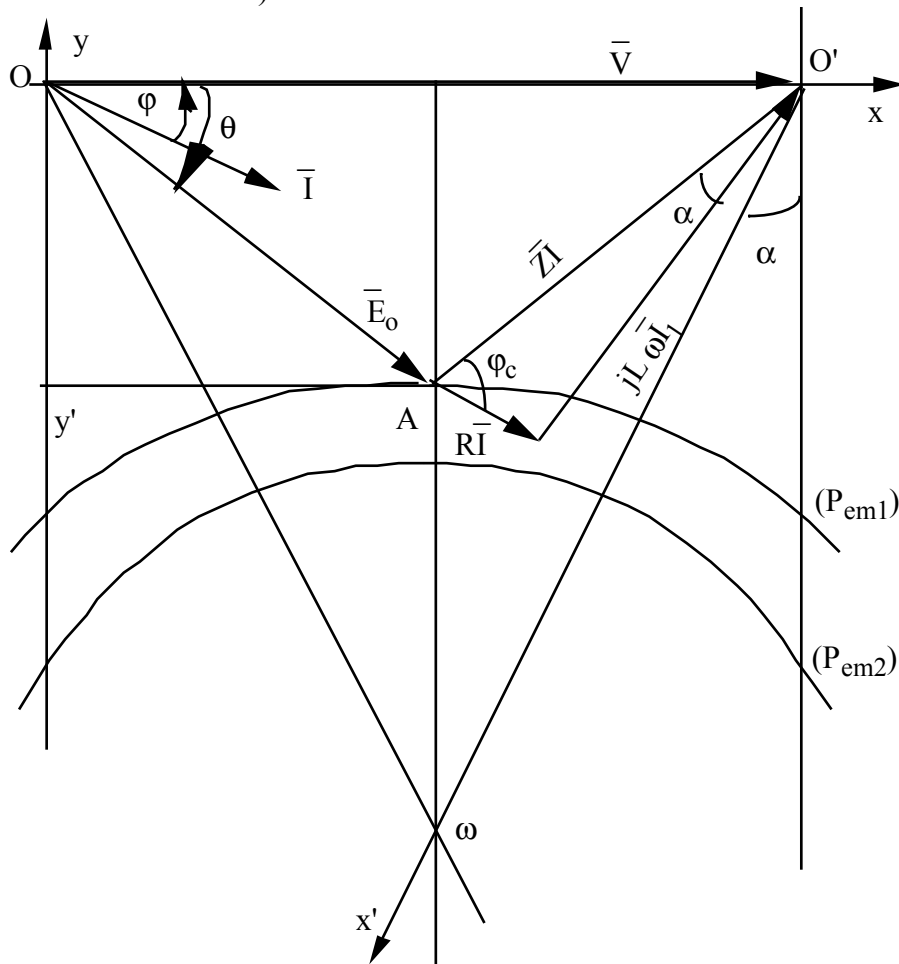


Fig. III.9 : Diagramme de Blondel.

III. 4 Puissance électromagnétique

$$P_{em} = R(\bar{E}_o \bar{I}^*)$$

$$\bar{V}_o = \bar{E}_o + \bar{Z} \bar{I} \quad \square \quad \frac{\bar{V}}{\bar{Z}} - \frac{\bar{E}_o}{\bar{Z}} = \bar{I}_1 - \bar{I}_2$$

\bar{I}_1 et \bar{I}_2 sont en retard de φ_c respectivement sur \bar{V} et \bar{E}_o , phase de $Z = R + jL\omega$ (Fig. II.10).

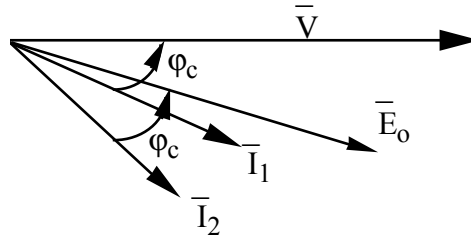


Fig. III.10 : diagramme vectoriel.

$$P_{em} = R(\bar{E}_o \bar{I}_1^* - \bar{E}_o \bar{I}_2^*)$$

$$\bar{I}_1^* = \frac{V}{Z} e^{j\varphi_c} \text{ et } \bar{I}_2^* = \frac{E_o}{Z} e^{j(\varphi_c + \theta)}$$

$$P_{em} = \frac{1}{Z} [E_o V \cos(\theta + \varphi_c) - E_o^2 \cos \varphi_c]$$

$$P_{em} = \frac{E_o V}{Z} [\cos \theta \cos \varphi_c - \sin \theta \sin \varphi_c] - \frac{1}{Z} E_o^2 \cos \varphi_c$$

$$\frac{P_{em} Z}{\cos \varphi_c} = E_o V \cos \theta - E_o V \sin \theta \operatorname{tag} \varphi_c - E_o^2$$

On pose $E_o \cos \theta = x$ et $E_o \sin \theta = y$ (coordonnées du point A).

$$\frac{P_{em} Z}{\cos \varphi_c} = Vx - Vy \operatorname{tag} \varphi_c - (x^2 + y^2) = -\left(x - \frac{V}{2}\right)^2 - \left(y - \frac{V}{2} \operatorname{tag} \varphi_c\right)^2 + \frac{V^2}{4} (1 + \operatorname{tag}^2 \varphi_c)$$

$$\text{D'où, } \left(x - \frac{V}{2}\right)^2 + \left(y + \frac{V}{2} \operatorname{tag} \varphi_c\right)^2 = \frac{V^2}{4 \cos^2 \varphi_c} - \frac{P_{em} Z}{\cos \varphi_c} = \frac{1}{\cos^2 \varphi_c} \left[\frac{V^2}{4} - P_{em} R \right]$$

Le lieu des points est donc un cercle de centre ω de coordonnées $(X_o = \frac{V}{2}, Y_o = \frac{V}{2} \operatorname{tag} \varphi_c)$ et

$$\text{de rayon } R_o = \frac{1}{\cos \varphi_c} \sqrt{\frac{V^2}{4} - P_{em} R}$$

Le rayon de ce cercle dépend de la puissance électromagnétique : $\frac{V^2}{4} - P_{em} R > 0 \quad \square$

$$P_{em} < \frac{V^2}{4R} = P_{em.\max.}$$

Il existe une puissance électromagnétique limite à l'utilisation d'un moteur synchrone, pour une tension d'alimentation donnée.

La droite $O\omega$ sépare les fonctionnements stables des fonctionnements instables.

EXERCICES

Exercice 1

Une machine synchrone M_1 , triphasée, tétrapolaire, couplage étoile, 115 V/phase, 50 Hz, 30 kVA.

Les essais réalisées sur cette machine, entraînée à la vitesse de synchronisme, ont donné les résultats suivants :

- à vide $E(J)$ entre phase et neutre.

- en court-circuit : $I=45$ A, $J=4,4$ A.

- en courant déwatté : $I=45$ A, $V=115$ V et $J=9,5$ A.

La résistance d'une phase de l'induit est $R=0,12$ Ω .

1) Quelle est la vitesse de synchronisme.

2) L'alternateur débite un courant $I=57,9$ dans un récepteur triphasé équilibré, constitué par 3 impédances inductifs identiques $Z=1,59+j1,19$ branchées en étoile.

Déterminer l'excitation nécessaire J pour réaliser ce fonctionnement.

3) On se place dans l'hypothèse de Bhen Eschenburg et on prendra une valeur moyenne de la réactance synchrone $X\omega=1\Omega$ et on néglige R devant $X\omega$.

L'alternateur, excité avec $J_1=10$ A, alimente directement sous 200 V entre phases à 50 Hz, une machine synchrone M_2 identique à M_1 préalablement excitée. Cette machine M_2 fonctionne en moteur et entraîne une machine à courant continu.

3a - Déterminer le courant absorbé par le moteur ainsi que le courant d'excitation J_2 si le facteur de puissance est $\cos\phi=0,8$ AR.

3b - Les machines tournant dans le même sens, quel est le décalage entre les roues polaires. Préciser pour chaque machine le sens du décalage polaire par rapport au champ tournant résultant.

3c - On modifie l'excitation du moteur M_2 de façon qu'il ne mette en jeu aucune puissance réactive. L'excitation de l'alternateur M_1 restant la même. Quelle est la puissance absorbée par M_2 ainsi que le courant d'excitation J_2 pour une tension aux bornes $U=200$ V.

Exercice 2

On se propose de déterminer les coefficients de Potier α et λ d'un alternateur triphasé, couplage triangle, fréquence 50 Hz. C'est ainsi qu'on a effectué les essais suivants :

- à vide $E = f(J)$ à la vitesse nominale.

- essai en court - circuit : $J_{cc} = 4,5 \text{ A}$ et $I_{cc} = 39 \text{ A}$ (courant de ligne).
- essai en déwatté : $U = 160 \text{ V}$, $J = 15 \text{ A}$ et $I = 52 \text{ A}$.

Exercice 3

Un moteur synchrone triphasé à 8 pôles est alimenté sous une tension $U = 220 \text{ V}$ à la fréquence $F = 50 \text{ Hz}$. La réactance synchrone par phase est supposée constante $L\omega = 18 \Omega$. Le stator est monté en triangle. On néglige la résistance des enroulements statoriques. Le moteur absorbe une puissance constante $P = 4,4 \text{ kW}$ et on admettra que cette puissance est intégralement transmise au rotor.

On a relevé la caractéristique à vide de la machine $E = f(J)$ à la vitesse nominale.

		4	}	}	6	}	6	}	

- 1) Calculer le couple moteur.
- 2) On règle le courant d'excitation J du moteur de façon que son facteur de puissance soit égal à 1.
 - 2a - Tracer le diagramme bipolaire simplifié de Blondel (on utilisera l'échelle : 1 cm pour 20 V).
 - 2b - Déterminer la force électromotrice du moteur et le courant d'excitation.
- 3) Quelles sont les valeurs du courant d'excitation permettant d'avoir des facteurs de puissance $\cos\phi = 0,8 \text{ AV}$ et $\cos\phi = 0,8 \text{ AR}$ (la puissance restant constante).
- 4) On réduit la puissance du moteur au tiers, on gardera la même valeur du courant d'excitation déterminé en 3° (valeur trouvée pour $\cos\phi = 0,8 \text{ AR}$). Déterminer le courant absorbé et le facteur de puissance.