SUPPORT DE COURS
MACHINES ELECTRIQUES SPECIALES
MASTER 2
PARCOURS MACHINES ELECTRIQUES

PARTIE 1

- MOTEURS MONOPHASES

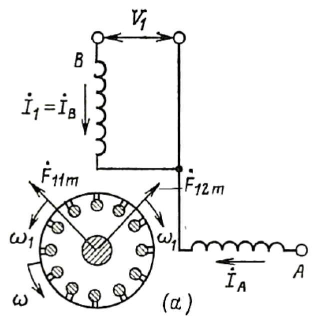
- MOTEURS LINEAIRES

- MACHINES MULTIPHASEES

Moteurs à Induction Monophasés

Considérations générales, application et principe de fonctionnement

Les performances des moteurs monophasés sont inférieures à celles des moteurs triphasés. Leur utilisation est justifiée lorsque seule une alimentation monophasée est disponible (principalement dans les appareils ménagers, comme les réfrigérateurs, les machines à laver et les ventilateurs).
Le primaire est composé d'un enroulement monophasé logé dans des encoches du stator. Le rotor est du type cage-écureuil. En fait, le primaire peut être composé de deux enroulements dont l'un est en circuit ouvert



$$k_{d1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}9$$

Le courant dans l'enroulement monophasé $i_1 = \sqrt{2}I_1 cos\omega_1 t$

roduit une FMM pulsé qui peut être décomposée en deux ondes tournantes, une directe, $F_{11m}e^{j\omega_1 t}$

et l'autre inverse, $F_{12m}e^{-j\omega_1 t}$ Leurs valeurs maximales sont

$F_{11m} = F_{12m} = \dfrac{F_{1m}}{2} = \dfrac{\sqrt{2}\mathrm{I_1 w_1 k_{d1} k_{p1}}}{\pi \mathrm{p}}$ L'ond de la FMM directe tourne à $\Omega_1 = \dfrac{\omega_1}{p}$ avec le rotor.

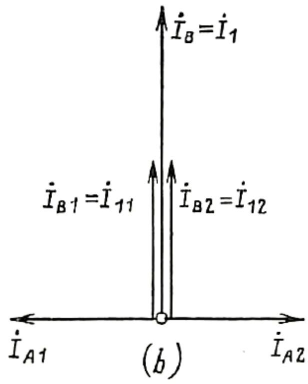
L'onde inverse tourne à $\Omega_2 = -\Omega_1$ dans la direction opposée. Par rapport au rotor, l'onde directe se déplace avec un glissement égal à $g_1 = g = \dfrac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}$

alors que inverse tourne avec un glissement égal à $g_2 = \dfrac{-\Omega_1 - \Omega}{-\Omega_1} = 2 - g$

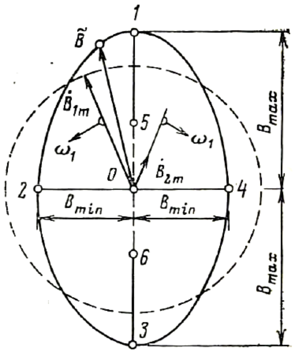
La FMM statorique directe induit dans le rotor un ensemble de courants, I_{21}, qui établit une FMM directe dans le rotor, F_{2lm}. Puisque $F_{2l\,m}$ produit un effet amortisseur (retardateur), la FMM résultante est $\dot{F}_{01m} = \dot{F}_{11m} + \dot{F}_{21m}$

Le champ tournant correspondant à la FMM est $B_{1m}e^{[j(\omega_1 t+\alpha_1)]}$
De même la FMM statorique inverse induit dans le rotor un ensemble de courants, I_{22}, qui établissent une FMM inverse dans le rotor, F_{22m}.
Puisque F_{22m} produit un effet amortisseur (retardateur), la FMM résultante est $\dot{F}_{02m} = \dot{F}_{12m} + \dot{F}_{22m}$

Le champ tournant correspondant à la FMM est $B_{2m}e^{[-j(\omega_1 t+\alpha_2)]}$



Lorsque le rotor tourne avec le champ direct (auquel cas $g_1 = g < 1$ et $g_2 = 2 - g \succ 1$), le champ inverse se déplace par rapport au rotor plus rapidement que le champ direct est ($g_2\Omega_1 > g_1\Omega_1$) et les courants du rotor sont amortis plus fortement que le champ direct



En conséquence, la composante qui domine est le champ direct

$$F_{01m} \succ F_{02m} \text{ et } B_{1m} \succ B_{2m}$$

Le résultat est ce qu'on appelle un champ tournant elliptique

dont la densité de flux est donnée par $\breve{B} = B_{1m} e^{[j(\omega_1 t + \alpha_1)]} + B_{2m} e^{[-j(\omega_1 t + \alpha_2)]}$

L'induction maximale est donnée $B_{max} = B_{1m} + B_{2m}$

L'induction minimale est donnée $B_{min} = B_{1m} - B_{2m}$

Il est à noter qu'à $B_{2m} = 0$, le champ elliptique devient circulaire avec une densité de flux de crête B_{1m} (le cercle est représenté en pointillé sur la figure)

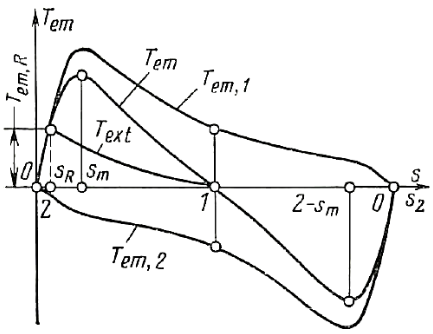
A $B_{1m} = B_{2m}$, on a un champ pulsant avec une densité de flux de crête $2B_{2m}$ (l'ellipse est représentée par un segment linéaire entre les points 5 et 6).

Le couple d'un moteur monophasé est la somme de deux couples $C_{em} = C_{em1} + C_{em2}$

où C_{em1} est dû à la composante directe du champ elliptique,

et C_{em2} est dû à la composante inverse du même champ.

Les caractéristiques de ces couples en fonction de glissement sont représentées sur la figure



Lorsque le rotor est à l'arrêt et $g = g_2 = 1$, les champs direct et inverse sont affaiblis par les courants du rotor au même degré, leurs densités de flux maximales sont les même, $B_{l\,m} = B_{2m}$, et il apparaît deux couples, égaux en grandeur, mais en sens inverse,

$C_{em2} = - C_{em1}$. En raison de cela, le couple de démarrage d'un moteur monophasé est nul et nécessite un artifice spécial pour le faire fonctionner.

Avec un mouvement dans n'importe quelle direction, un champ elliptique est mis en place, et le couple dominant sera (C_{eml} ou C_{em2} selon le cas) associé au champ tournant dans la direction dans laquelle le moteur a commencé à tourner.

D'après la caractéristique de couple en fonction de glissement d'un moteur monophasé, on constate deux parties égales, l'une correspondant au champ direct et l'autre au sens inverse

à $g = 1$, $g = 0$ et $g = 2$, le couple diminue à zéro. à $g \approx g_m$ et $g \approx 2 - g_m$, le couple est maximal.

Une fois que le moteur a démarré par un procédé de démarrage dans, par exemple, le sens de rotation du champ B_{lm} et le couple électromagnétique dépasse le couple résistant Après, le régime transitoire de démarrage, le moteur tourne avec un glissement, g_n, correspondant à l'intersection des courbes C_{em} = f (g) et C_{ext} = f (g).
En régime établi avec g = g_n, le champ résultant dans un moteur monophasé est pratiquement circulaire, comme dans un moteur triphasé.
Cependant, les courants de rotor dans un moteur monophasé affaiblissent la composante inverse du champ, ce qui entraîne des pertes et une performance plus faible par rapport au moteur triphasée.
Par conséquent, pour les mêmes dimensions , un moteur monophasé a une puissance qui est de 50% à 60% d'un moteur triphasé, et son rendement et son facteur de puissance sont plus faibles.
La rupture d'une phase dans le circuit statorique d'un moteur triphasé par exemple C, les deux phases restantes, A et B, formeront un enroulement monophasé (biphasé) et le moteur continuera à fonctionner comme un moteur monophasé ce qui est mauvais pour le moteur
Ce régime de fonctionnement n'entraîne pas une variation conséquente de la vitesse et du couple développé, la puissance mécanique développée par le moteur reste pratiquement inchangé

$$P_3 = C_{em3}\Omega_3 \approx C_{em1}\Omega_1 = P_1$$

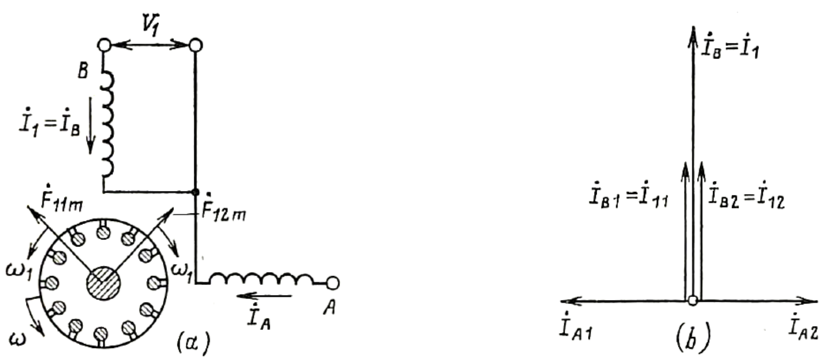
Par conséquent, rappelons qu'en régime triphasée $P_3 = \sqrt{3}V_L I_3 \eta_3 cos\varphi_3$
en monophasé $P_1 = V_L I_1 \eta_1 cos\varphi_1$

En conclusion, le courant en monophasée est augmenté par le facteur $\dfrac{\sqrt{3}\eta_3 cos\varphi_3}{\eta_1 cos\varphi_1}$

Avec la réduction du rendement et du facteur de puissance, l'augmentation de courant sera de $\sqrt{3}$
Parallèlement, les pertes de cuivre dans la phase statorique augmentera de trois fois et, si le moteur n'est pas déconnecté de la ligne d'alimentation, il peut surchauffer.

Equations de base et circuit équivalent du moteur à induction monophasé

Soit le schéma ci-dessous dont le fonctionnement du moteur monophasé est en régime déséquilibré à deux phases dans lequel la phase A est déconnectée (I_A = 0), la phase B est parcourue par un



Courant I_B=I_1forme l'enroulement monophasée alimenté par une tension d'alimentation V_1

Par analogie avec un enroulement triphasé déséquilibré qui peut être décomposé en système direct et inverse. Les courants dans l'enroulement biphasé peuvent être considérés comme la somme des courants de séquences directe et en quadrature:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} \qquad \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} \qquad \dot{I}_{A1} = j\dot{I}_{B1}\ ;\ \dot{I}_{A2} = -j\dot{I}_{B2}$$

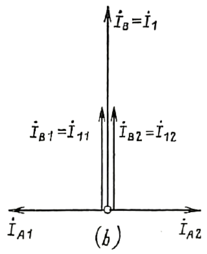
Les courants de séquence directe, $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11}$ et $\dot{I}_{A1}$ creent une FMM directe, $\dot{F}_{11m}$ et un champ tournant direct

Les courants de séquence inverse produisent une FMM inverse et un champ tournant inverse.

La résolution de l'ensemble des équations précédentes des composantes du courant dans la phase B, avec phase A déconnecté, on obtient:

$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11} = \frac{(\dot{I}_B - j\dot{I}_A)}{2} = \frac{\dot{I}_B}{2} \qquad \dot{I}_{B2} = \dot{I}_{12} = \frac{(\dot{I}_B + j\dot{I}_A)}{2} = \frac{\dot{I}_B}{2}$$

Le diagramme vectoriel des courants sera



La tension alimentant l'enroulement monophasé peut être considérée comme la somme des composantes des deux séquences $\dot{V}_1 = \dot{V}_B = \dot{V}_{B1} + \dot{V}_{B2}$

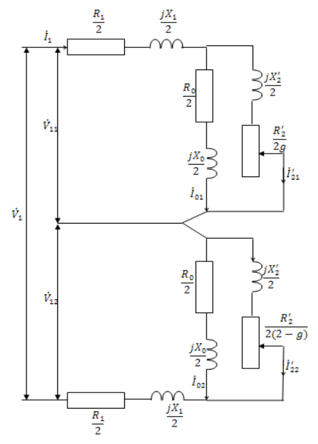
Les tensions V_{B1} et V_{B2} peuvent être exprimées par les courants et les impédances

$$\dot{V}_{B1} = \dot{V}_{11} = \dot{I}_{11} Z_{11} = \frac{\dot{I}_1 Z_{11}}{2} \qquad \dot{V}_{B2} = \dot{V}_{12} = \dot{I}_{12} Z_{12} = \frac{\dot{I}_1 Z_{12}}{2}$$

L' équation de tension pour un moteur monophasé :

$$\dot{V}_1 = \frac{\dot{I}_1 Z_{11}}{2} + \frac{\dot{I}_1 Z_{12}}{2} = \dot{I}_1 \left(\frac{Z_{11}}{2} + \frac{Z_{12}}{2}\right)$$

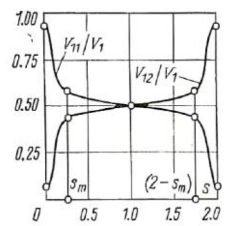
Les termes Z_{11} et Z_{12} sont les impédances de phase d'un enroulement à deux phases aux courants de séquence directe et inverse



Le couple d'un moteur monophasé peut s'écrire comme la somme de deux couples, C_{eml} et C_{em2}, respectivement associés à la tension directe V_{11} et à la tension inverse, V_{12}: $C_{em} = C_{eml} + C_{em2}$

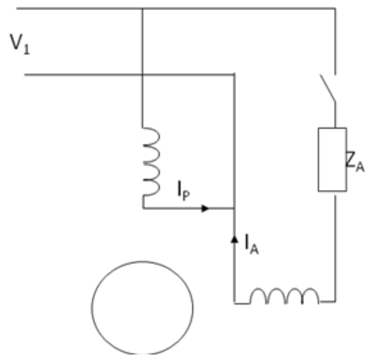
$$\dot{V}_{11} = \dot{V}_1 \left|\frac{Z_{11}}{Z_{11} + Z_{12}}\right| \qquad \dot{V}_{12} = \dot{V}_1 \left|\frac{Z_{12}}{Z_{11} + Z_{12}}\right|$$

En effet, avec V_l maintenu constant, V_{11} et V_{l2} varient



avec le glissement comme le montre la figure

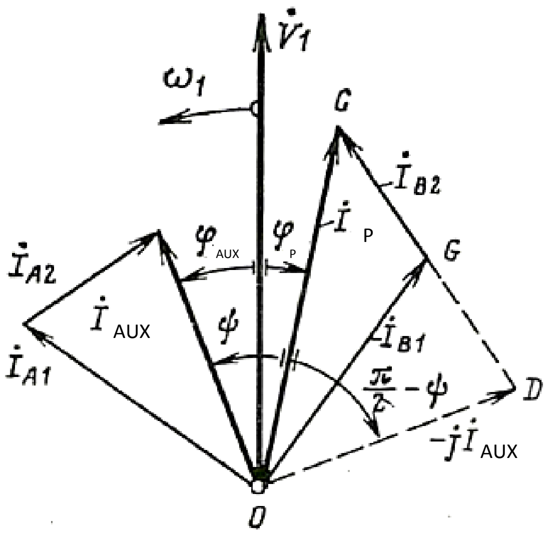
Moteur à enroulement auxiliaire



Pour simplification, on suppose que les deux enroulements sont identiques L'enroulement de démarrage est connecté à la ligne d'alimentation par l'intermédiaire d'une impédance de déphasage, choisie telle que les courants IA et IP aient un grand déphasage possible

$$\psi = \varphi_P - \varphi_{Aux}$$

Grâce à cette disposition, le moteur au démarrage se comporte comme un moteur biphasé.
Si, avec $Z_A = -j/\omega C$ choisi tel que $\phi_{Aux} = \phi_P - \pi/2$, les courants de phase forment un système équilibré ($I_A = I_P$ et $\boldsymbol{\psi} = \pi/2$), un champ tournant circulaire sera établi dans le moteur, et il développera le plus grand couple possible.
Si, les courants de phase forment un système déséquilibré ($I_A \neq I_P$ et $\boldsymbol{\psi} \neq \pi/2$), le démarrage peut être analysé par la méthode des composantes symétriques.



Pour cela, identifions l'enroulement principal avec la phase B et l'enroulement de démarrage avec la phase A d'un moteur biphasé.
Ensuite, l'ensemble des courants non équilibrés $I_P = I_B$ et $I_{AUX} = I_A$ représenté sur le diagramme vectoriel peut s'écrire comme la somme des courants de séquence directe et inverse:

$$\dot{I}_P = \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2}$$

$$\dot{I}_{AUX} = \dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2}$$

$$\dot{I}_{B1} = \frac{\dot{I}_P - j\dot{I}_{AUX}}{2}$$

$$\dot{I}_{A1} = j\dot{I}_{B1}$$

$$\dot{I}_{B2} = \frac{\dot{I}_P + j\dot{I}_{AUX}}{2}$$

$$\dot{I}_{A2} = -j\dot{I}_{B2}$$

Graphiquement, $I_{BI} = I_{II}$ peut être trouvé comme OG médiane du triangle OCD ou calculé à partir de l'équation

$$I_{11} = I_{B1} = \frac{I_P}{2}\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos\left(\frac{\pi}{2} + \psi\right)}$$

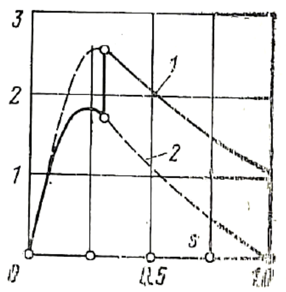
De même, $I_{B2}=I_{12}$ peut être trouvé graphiquement comme la moitié du coté CD latéral ou calculé à partir de l'équation

$$I_{12} = I_{B2} = \frac{I_P}{2}\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos\left(\frac{\pi}{2} - \psi\right)}$$

où k = I $_{aux}$ / I_P est le courant relatif dans l'enroulement auxiliaire (démarrage).

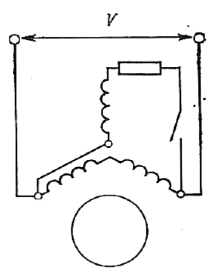
La réduction du courant I_{12} à zéro implique la création d'un champ circulaire, k =1 $I_{11}=I_P=I_{aux}$ et $\boldsymbol{\psi}=\pi/2$ qui peut être obtenu par insertion dans l'enroulement de démarrage une capacité choisie d'une manière appropriée. Dans tous les autres cas, où toute autre réactance capacitive ou résistance est inséré dans le circuit de déphasage $\psi = \varphi_P - \varphi_{Aux} < \frac{\pi}{2}$ et son amplitude relative sera k <1

Bien que les meilleures conditions de démarrage soient obtenues lorsqu'une capacité est insérée dans l'enroulement de démarrage, cette forme de démarrage est utilisée relativement rarement, lorsqu'un couple de démarrage très important est essentiel.
Plus fréquemment, la séparation de phase nécessaire est obtenue en insérant une résistance, et la machine est généralement appelée un moteur à phase divisée de résistance.(pour des couples faibles)
Au démarrage, l'enroulement auxiliaire d'un moteur à résistance séparée doit être déconnecté de la ligne d'alimentation, sinon il pourrait être surchauffé et le rendement du moteur pourrait être altéré.
En règle générale, l'enroulement auxiliaire est déconnecté par un interrupteur centrifuge, relais temporisé, un relais de courant, ou par un interrupteur manuel
La caractéristique couple-glissement d'un moteur à phase fractionnée à résistance est



Caractéristique couple-glissement d'un moteur à phase séparée:
1 - avec l'enroulement de démarrage inclus;
2 - avec l'enroulement déconnecté

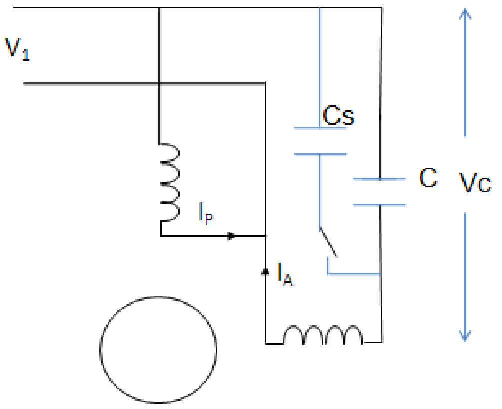
Si nécessaire, un moteur à induction triphasé peut être utilisé comme moteur monophasé à résistance fractionnée.
Deux de ses phases forment un enroulement principal dans lequel chaque phase occupe les deux tiers d'un pas polaire.
La troisième phase sert d'enroulement de démarrage dans lequel chaque phase occupe le tiers d'un pas polaire.

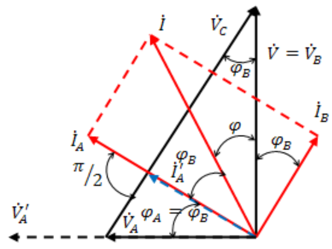


Les deux enroulements sont décalés l'un de l'autre de π / 2.
Sa puissance à pleine charge en fonctionnement monophasé ne représentera pas plus de 50% à 60% de celle en alimentation triphasée.
La séparation de phase souhaitée peut être introduite par une résistance ou une réactance capacitive, de sorte que le couple de démarrage soit maximal

Moteurs à condensateur

Les moteurs à condensateur sont des moteurs à induction monophasés qui utilisent un condensateur (ou des condensateurs) dans le circuit d'enroulement auxiliaire pour provoquer le plus grand déphasage entre les courants dans les enroulements principal et auxiliaire.





D'après le diagramme vectoriel

$w'_A = w_B$; $V_B = V'_A$; $I_B = I'_A$; $\varphi_B = \varphi_A$; $P_B = V_B I_B cos\varphi_B = V'_A I'_A cos\varphi_A = P_A$;

$\dot{I}'_A = j\dot{I}_B$; $\dot{V}'_A = j\dot{V}_B$; $\mathcal{F}_A = w_A I_A = w_B I'_A = \mathcal{F}'_A = constant$; $I_A = \frac{I'_A w_B}{w_A} = \frac{I_B w_B}{w_A} = \frac{I_B}{n_{AB}}$;

$n_{AB} = \frac{w_A}{w_B}$; $V_A = \frac{V'_A w_A}{w_B} = V_B n_{AB}$; $P_A = V'_A I'_A cos\varphi_A = V_A I_A cos\varphi_B = constant$;

$\dot{V}_A + \dot{V}_C = \dot{V}$; $\dot{V}_C = \frac{-j\dot{I}_A}{C\omega}$; $V_A = V_B tang\varphi_B$; $n_{AB} = \frac{V_A}{V_B} = tang\varphi_B$; $w_A = w_B n_{AB} = w_B tang\varphi_B$;

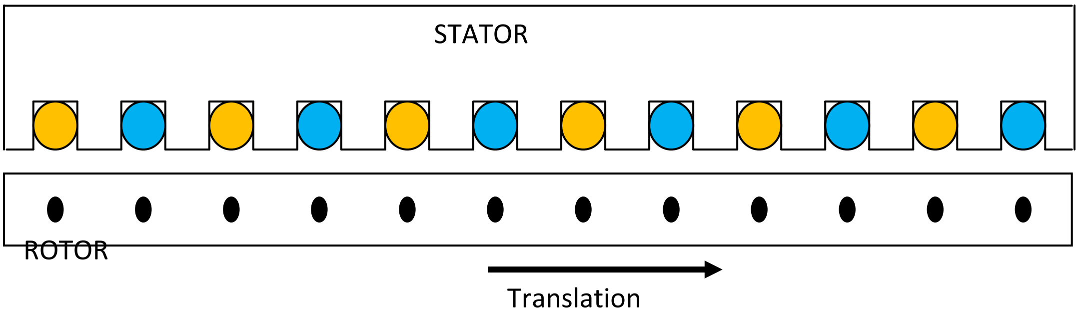
$$C = \frac{I_B cos\varphi_B}{\omega V tang\varphi_B}$$

$$S = VI = \frac{VI_B}{sin\varphi_B}$$

Moteurs linéaires à induction

Constitution et principe de fonctionnement

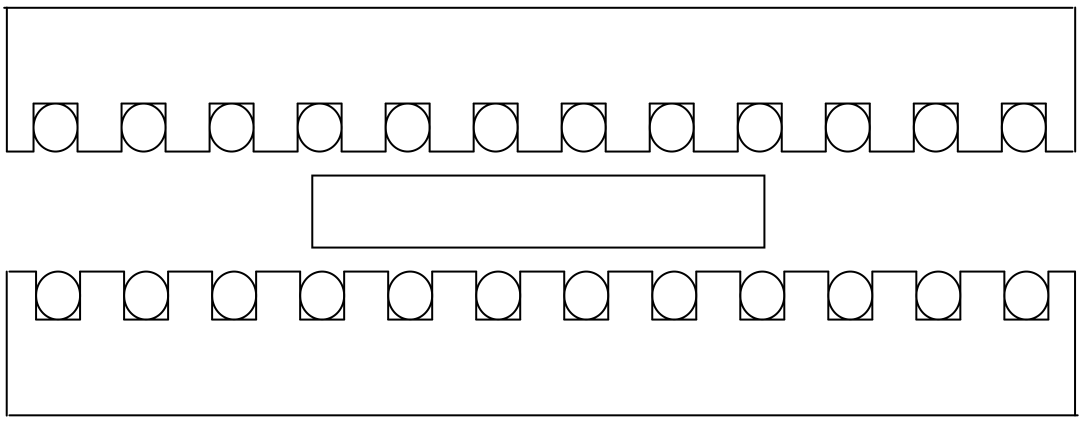
Ce sont des moteurs qui fonctionnent selon le même principe que les moteurs asynchrones rotatifs à la seule différence que leur structure est développée le long de l'entrefer provoquant ainsi un mouvement linéaire.

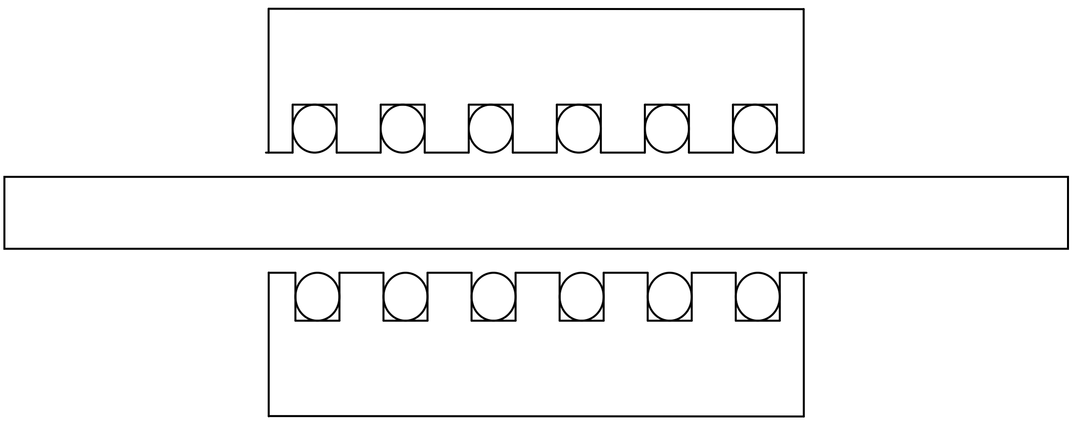


L'enroulement du stator crée un champ glissant et par conséquent le rotor sera entrainé en translation le long de l'entrefer.

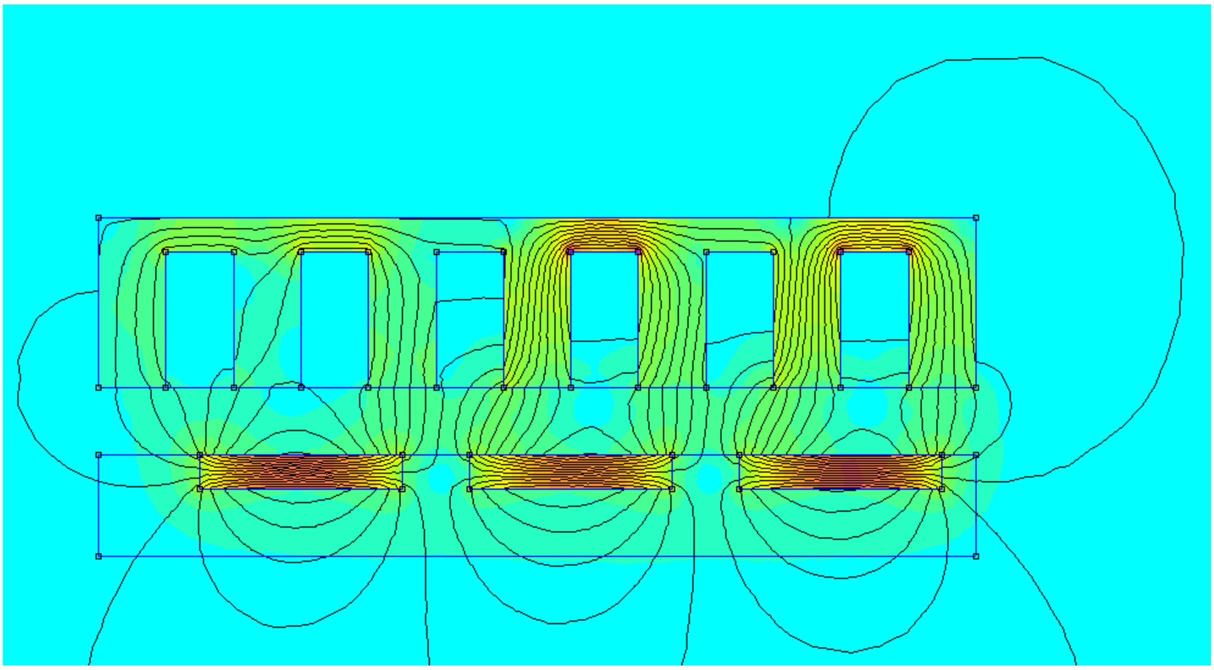
A la différence du moteur asynchrone le moteur linéaire peut avoir

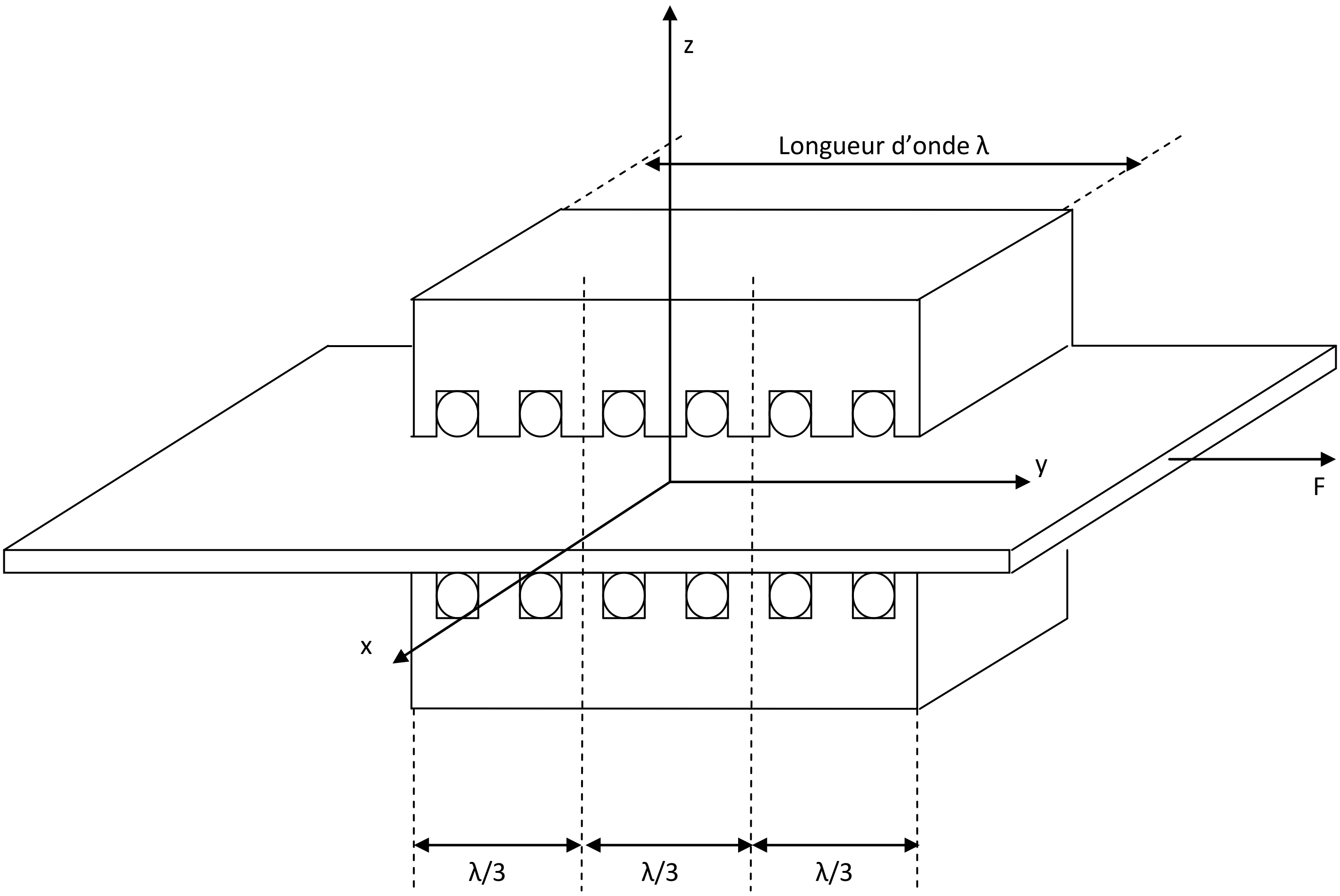
- Un rotor constitué d'une simple plaque conductrice, les courants induits circulant alors dans la masse même de la plaque
- Deux inducteurs (deux stators) facilitant ainsi la fermeture des lignes de champ dans le circuit magnétique d'une part et augmenter l'induction d'autre part.
- Un stator fixe et rotor mobile auquel le rotor est court (stator infiniment long) ; ou un stator mobile et un rotor fixe, auquel le stator est court (rotor infiniment long)





L’effet d’extrémités intervient dans les moteurs linéaires provoquant ainsi des pertes





Au lieu de considérer l'induction tournante comme dans le moteur rotatif, dans ce cas on considère l'induction glissante qui est une onde à répartition sinusoïdale qui se déplace dans le sens y avec une vitesse u_0.

Dans le système de coordonnés rectangulaires l'induction a les composantes

$$\begin{cases} B_x = 0 \\ B_y = 0 \\ B_z = B_{max}\cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} y\right) \end{cases}$$

avec

B_{max} : valeur maximale de l'induction dans la direction z

ω_0 : pulsation angulaire des courants

$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ Fréquence des courants inducteurs

λ : distance linéaire entre les axes de deux bobines appartenant à la même phase en m

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ nombre d'onde en rd/m

$u_0 = \frac{\omega_0 \lambda}{2\pi} = \lambda f_0$ vitesse linéaire de déplacement de l'onde dans la direction de y en m/s

D'après la théorie de la conversion électromagnétique on peut écrire que la force électromagnétique exercée sur le rotor à l'arrêt est

$$F = \frac{P}{u_0}$$

P : puissance absorbée

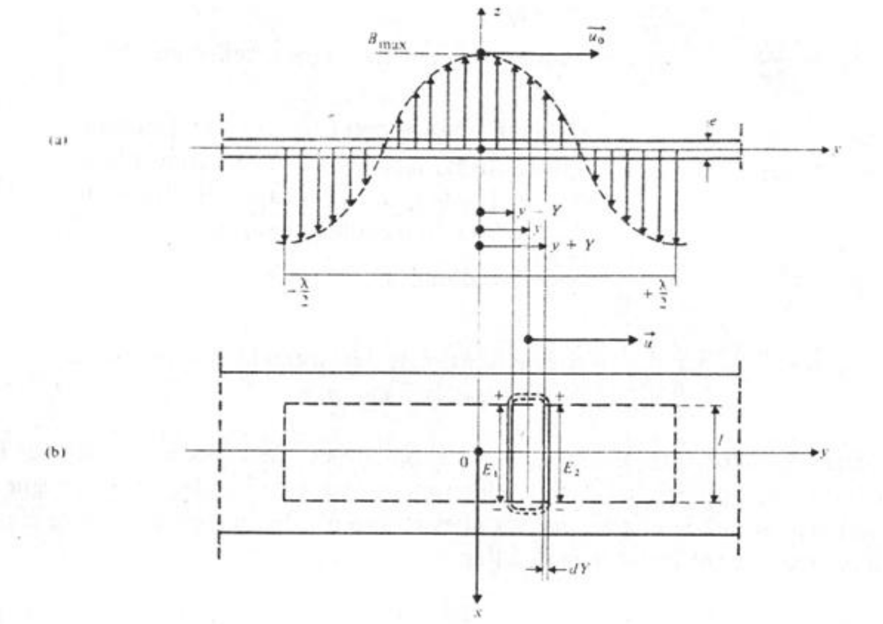
Le rotor se déplace avec une vitesse u qui est différente de la vitesse de propagation de l'onde u_0, il absorbe une partie de l'énergie électromagnétique de l'onde sous forme de pertes joules et l'autre partie sera transformée en énergie mécanique.

Par analogie au moteur asynchrone, le glissement sera donné par

$$g_l = \frac{u_0 - u}{u_0} = 1 - \frac{u}{u_0}$$

$$u = (1 - g_l)u_0 = (1 - g_l)\lambda f_0$$

Si P est la puiss <u0



Soient deux éléments du rotor qui sont parallèles à l'axe x, d'épaisseur e, de largeur dY et positionnés aux abscisses y-Y et y+Y (distance 2Y entre eux)

Les FEM induites de vitesse sont

$$E_1 = B_1 l(u - u_0) = B_{max} l(u - u_0) cos\left[\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda}(y - Y)\right]$$

$$E_2 = B_2 l(u - u_0) = B_{max} l(u - u_0) cos\left[\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda}(y + Y)\right]$$

Dans la boucle élémentaire fermée d'épaisseur dY la tension induite vaut

$$E = E_1 - E_2 = 2B_{max} l(u - u_0) sin\left[\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} y\right] sin\frac{2\pi}{\lambda} Y$$

D'après les équations précédentes on écrit

$$\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} y = \omega_0 t - \omega_0 \frac{u}{u_0} t = \omega_0 \left(1 - \frac{u}{u_0}\right) t = g_l \omega_0 t$$

D'où $E = 2B_{max} l g_l u_0 sin\omega_0 t . sin\frac{2\pi}{\lambda} Y$

La valeur efficace de la FEM vaut en intégrant par rapport au temps sur une période

$$E_{eff} = \sqrt{2} B_{max} l g_l u_0 sin\frac{2\pi}{\lambda} Y$$

La résistance électrique de la boucle élémentaire est $R = \frac{1}{\sigma}\frac{2l}{edY}$

σ : conductivité électrique du rotor s/m

La puissance élémentaire absorbée est $dP = \frac{E_{eff}^2}{R} = B_{max}^2 l g_l^2 u_0^2 \sigma e sin^2\frac{2\pi}{\lambda} Y dY$

La puissance totale absorbée en intégrant entre 0 et λ/2 $P = B_{max}^2 l g_l^2 u_0^2 \sigma e \int_0^{\frac{\lambda}{2}} sin^2 \frac{2\pi}{\lambda} Y dY = \frac{B_{max}^2}{4} l g_l^2 u_0^2 \sigma e \lambda$

La densité de puissance absorbée par unité de surface du rotor perpendiculaire à la direction y est

$$p = \frac{P}{le} = \frac{\sigma B_{max}^2}{4} g_l^2 u_0^2 \lambda$$

L'expression de la force dans la direction de y est $F = \frac{B_{max}^2}{4} l g_l u_0 \sigma e \lambda$

La densité de force par unité de volume dans la direction de y $f = \frac{F}{le\lambda} = \frac{\sigma B_{max}^2}{4} g_l u_0$

Machines Multiphasées

Généralement la machine est dite Multiphasées quand le nombre de phase est $\succ$ 3; l'intérêt de l'utilisation des machines Multiphasées est :

-de segmenter la puissance afin d'associer des machines de fortes puissances aux convertisseurs ayant des composants de calibre réduit
-d'améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou des courants de forme rectangulaire
-de diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques
-d'améliorer la fiabilité en régime dégradé (cas de coupure de phases)
-d'augmenter les possibilités de commande de la vitesse synchrone par commutation en changeant la séquence de la tension d'alimentation
-de diminuer les harmoniques du courant du bus continu quand l'alimentation se fait par onduleurs dans le but d'augmenter la puissance transportée, des lignes de transmission multiphaées sont faisables

Caractéristiques des machines multiphasées

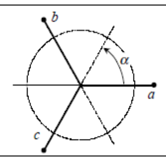
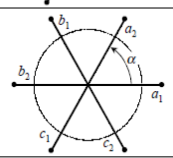
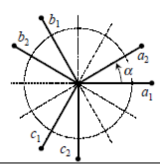
Elles peuvent être ou non un multiple de trois. C'est pour cela qu'on distingue des machines multiphasées de type un ou de type deux. Le nombre pair est rarement considéré sauf si ce dernier est un multiple de trois

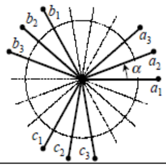
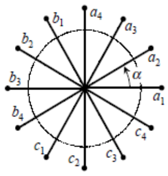
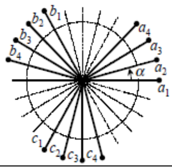
Machines multiphasées de type 1

Ce sont des machines multiphasées dont le nombre de phases m est un multiple de trois de sorte qu'elles puissent être regroupées en e étoiles m=3 e (e=1,2,3,...)
Ces machines multiphasées sont appelées aussi machines « multi-étoiles »
Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage α entre deux bobines adjacentes ou entre deux étoiles.
Une machine dont m=6 et un décalage de π/6 a des caractéristiques différentes de celle d'un décalage de π/3
Pour différencier les configurations possibles, il faut introduire un nombre équivalent de phases mα

$$m\alpha=\pi/\alpha$$

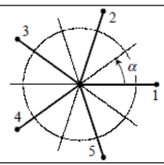
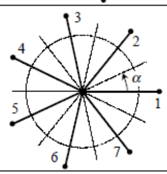
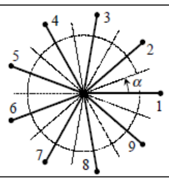
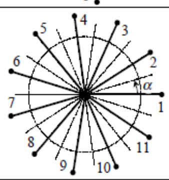
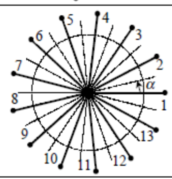
Une machine à six phases régulièrement décalées de $\pi/3$ a les mêmes caractéristiques de fonctionnement pour laquelle m=mα=3

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	

9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

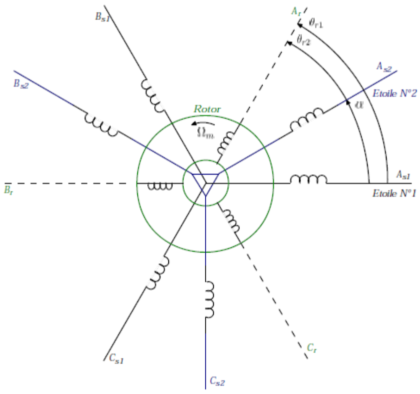
Machines multiphasées de type 2

Ce sont des machines multiphasées dont le nombre de phases m est un nombre impair. Dans ce cas l'angle de décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes fait que les m phases seront alors régulièrement de $2\pi/m = 2\alpha$. $M=m\alpha=\pi/\alpha$

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

Machines double étoile

Comme la machine asynchrone triphasée, la machines double étoile se compose d'un stator fixe et d'un rotor mobile (a cage d'écureuil), la seule différence est que son stator porte deux enroulements triphasés identiques décales entre eux d'un angle électrique α, donc d'un angle géométrique (mécanique) pα: (p nombre de paires de pôles).



Principe de Fonctionnement

Si ω_s est la pulsation fondamentale des courants statoriques alimentant les deux étoiles de la machine, chaque étoile va créer un champ tournant à la vitesse de synchronisme Ω_s tel que :

Ces deux champs vont introduire des courants dans les barres conductrices du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor a une vitesse Ω_m inferieure à celle du synchronisme ($\Omega_m < \Omega_s$). La vitesse du rotor vaut :

Modèle de la machine double étoile

Les équations des tensions représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux. Pour la première étoile :

Pour la deuxième étoile

Pour le rotor

Sous la forme matricielle, la représentation sera comme suit