

5.3.2. Machine synchrone	
Structure d'un moteur synchrone à pôles lisses et à excitation séparée.	Décrire la structure d'un moteur synchrone diphasé et bipolaire : rotor, stator, induit, inducteur.
Champ magnétique dans l'entrefer.	Pour une machine de perméabilité infinie à entrefer constant, exprimer le champ magnétique dans l'entrefer généré par une spire passant dans deux encoches opposées. Expliquer qualitativement comment obtenir un champ dont la dépendance angulaire est sinusoïdale dans l'entrefer en associant plusieurs spires décalées.
Champ glissant statorique.	Justifier l'existence d'un champ glissant statorique lorsque les deux phases sont alimentées en quadrature.
Champ glissant rotorique.	Justifier l'existence d'un champ glissant rotorique associé à la rotation de l'inducteur.
Énergie et couple.	Exprimer l'énergie magnétique totale stockée dans l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor. Calculer le moment électromagnétique s'exerçant sur le rotor en exploitant l'expression fournie $\Gamma = \partial E / \partial \theta$
Condition de synchronisme.	Justifier la condition de synchronisme entre le champ statorique et le champ rotorique afin d'obtenir un moment moyen non nul. Discuter qualitativement la stabilité du système en fonction du déphasage entre les deux champs glissants. Expliquer la difficulté du démarrage et du contrôle de la vitesse d'un moteur synchrone.
Modèle électrique de l'induit.	Établir les équations électriques vérifiées par les phases de l'induit en admettant les expressions des coefficients d'inductance ; donner les représentations de Fresnel associées. Justifier, à l'aide d'un bilan énergétique où seules les pertes cuivre sont envisagées, l'égalité entre la puissance électrique absorbée par les fcem et la puissance mécanique fournie.
Fonctionnement réversible.	Décrire les conditions d'utilisation de la machine synchrone en alternateur.
Applications.	Citer des exemples d'application de la machine synchrone.



**Alternateur du groupe hydroélectrique de la centrale de la Perrière-Vignotan (Alpes)
600 kW en pleine puissance
Electropolis 2024**

MACHINES SYNCHRONES

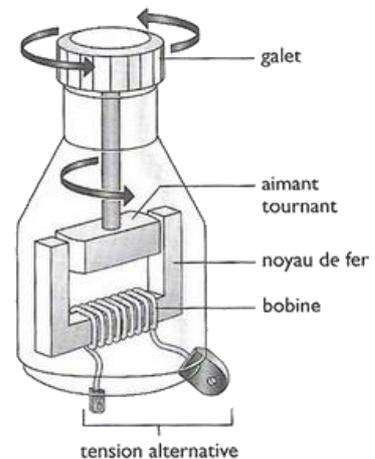
Alternateurs : énergie mécanique de rotation → énergie magnétique → énergie électrique alternative



*Alternateur de centrale nucléaire
1,6 GW*



*Alternateurs de bicyclette 1 W
dans le moyeu*



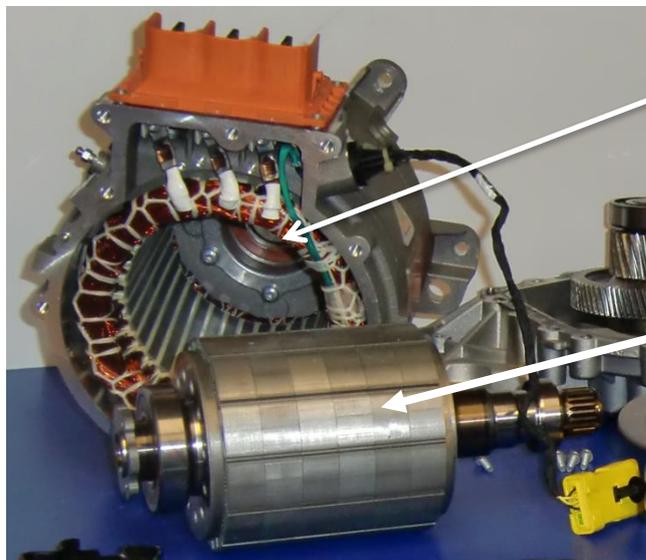
Moteurs : énergie électrique alternative → énergie magnétique → énergie mécanique de rotation
10 kW à 10 MW.

Les moteurs des paquebots à propulsion électriques 20 MW.

Actuellement, le moteur le plus puissant du monde est un moteur de 100 MW entraînant les ventilateurs d'une soufflerie appartenant à la NASA.

**Moteur électrique
synchrone de la 3008
Hybride de Peugeot
(2012)**

**20 kW (27 kW en
pointe)**



Stator = circuits d'induits

Rotor = circuit inducteur,
réalisé à l'aide d'aimants
permanents sur cette
photo

Un article sur les moteurs électriques des voitures : Pour la science n°492, octobre 2018

> Les moteurs électriques triphasés, utilisés dans l'industrie depuis le XIXe siècle, sont robustes et ont un bon rendement.

> Pour les adapter aux voitures électriques, il a fallu augmenter leur puissance, à poids égal.

> Pour ce faire, les ingénieurs ont joué sur plusieurs tableaux : vitesse de rotation plus élevée, refroidissement plus efficace, aimants plus puissants, meilleurs systèmes d'électronique et de commande par ordinateur.

> Les prototypes et les moteurs de compétition surpassent déjà les meilleurs moteurs à explosion. Reste le défi de la production en série

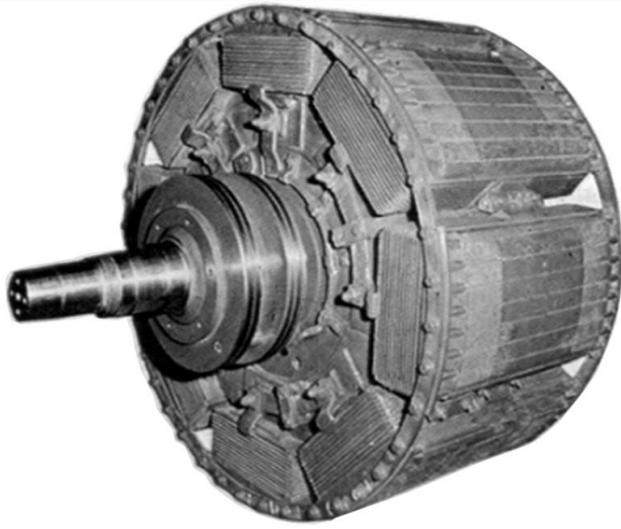


FIGURE 1.13 – rotor d'un moteur de locomotive BB 15055 de puissance 5,6 MW, on distingue les bagues permettant l'injection du courant continu.

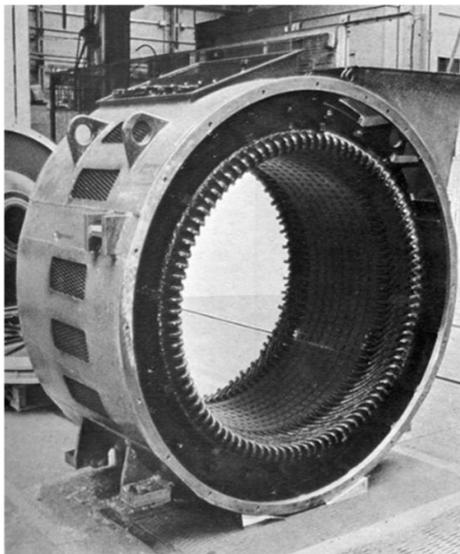


FIGURE 1.14 – stator d'un moteur de locomotive BB 15055 de puissance 5,6 MW.

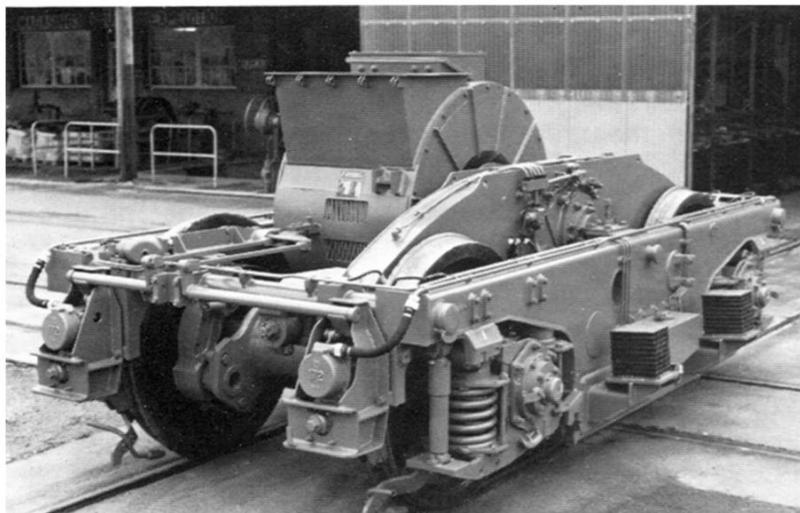


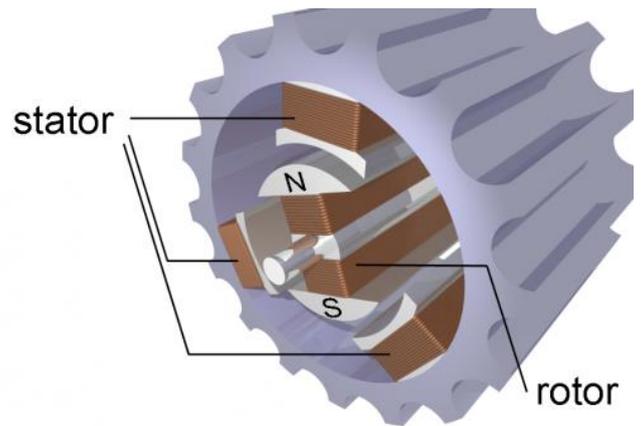
FIGURE 1.15 – moteur monté sur un bogie d'une locomotive BB 15055.

1) Principe

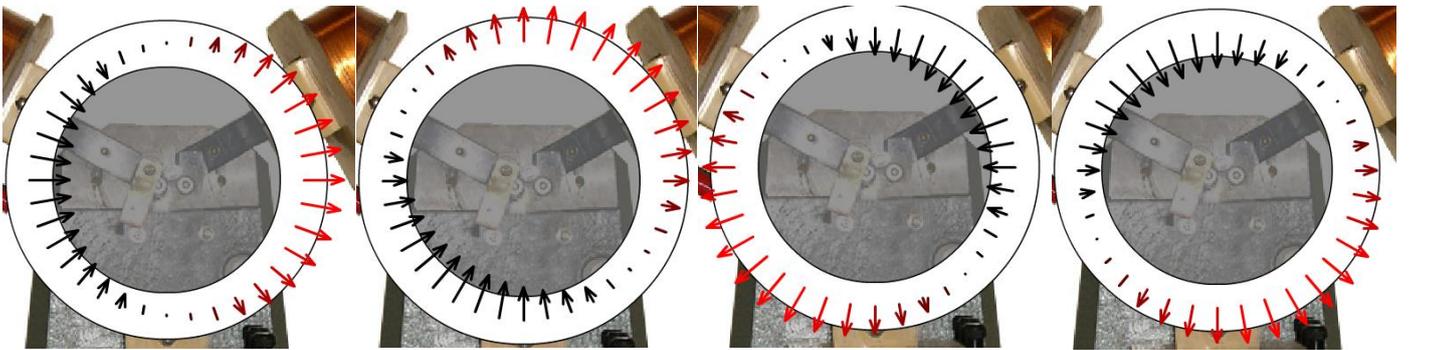
Animation en flash player (avec exécutable) : <http://fisik.free.fr/?choix=ms> ou sur le site de la classe

Une machine synchrone est une machine pour laquelle **la vitesse de rotation du rotor** est égale à **la pulsation des courants électriques qui parcourt les fils bobinés sur le stator**.

- **Stator = INDUIT**, partie fixe, siège du courant induit par les variations du flux du champ magnétique créé par le rotor, les tensions et courants sont souvent importants. C'est aussi le siège de forces électromotrices.
- **Rotor = INDUCTEUR**. L'enroulement porté par cette pièce est destiné à être alimenté en continu



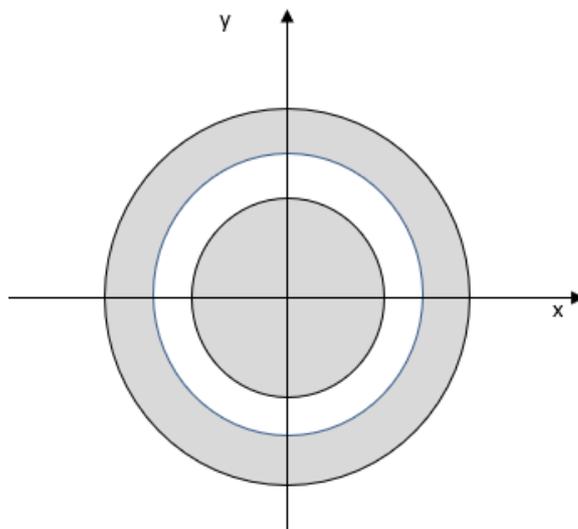
2) Modélisation d'un champ magnétique tournant, vecteur glissant



0 t

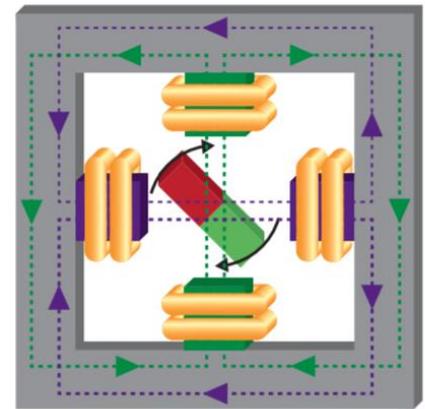
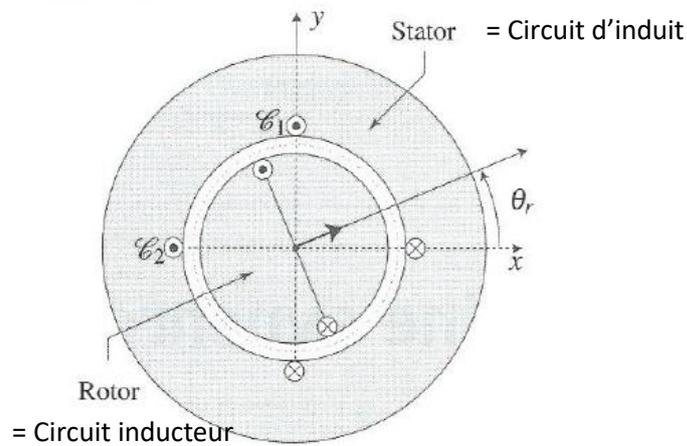
Champ magnétique statorique dans l'entrefer au cours d'une période de rotation : vecteur glissant

$$\vec{B}(M, t) = \vec{B}(\theta, t) = B_0 \cdot \cos(\omega t - \theta) \vec{u}_r$$



3) Description de la machine synchrone diphasée bipolaire à excitation séparée à pôles lisses

Le modèle du programme :



Champ des bobines haute et basse
Champ des bobines gauche et droite

Le matériau constituant le stator et le rotor est magnétique linéaire de perméabilité relative infinie. L'épaisseur de l'entrefer est constante. On se place dans le cadre d'étude d'une machine à pôles lisses (par opposition à pôles saillants).

La machine comporte trois circuits électriques :

\mathcal{C}_1 et \mathcal{C}_2 circuits d'induits statoriques, alimentés en courant alternatif sinusoïdal de même fréquence en quadrature (machine diphasée)

\mathcal{C}_3 circuit inducteur du rotor alimenté en courant continu (à excitation séparée, par opposition à aimant permanent) avec un pôle N et un pôle S, bipolaire.

4) Expression du champ magnétique dans l'entrefer

a) Le champ magnétique statorique

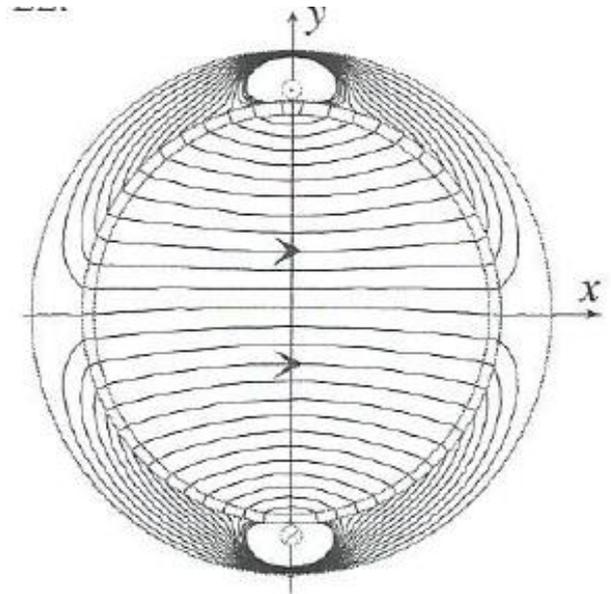


Figure 24.3 – Lignes de champ obtenues par résolution numérique.

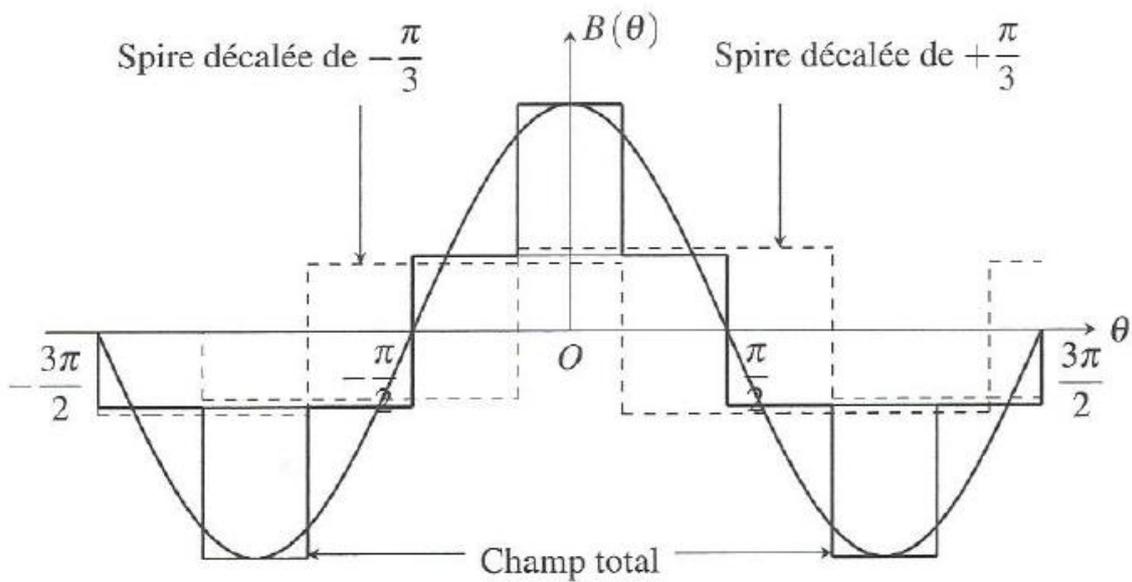
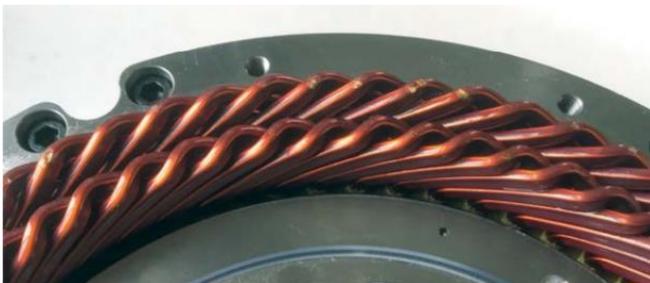
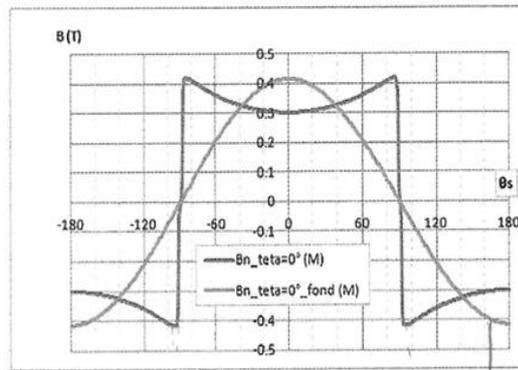
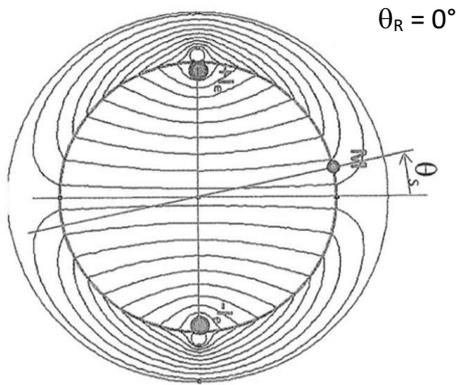


Figure 24.5 – Champ créé par trois spires décalées de $\frac{\pi}{3}$.

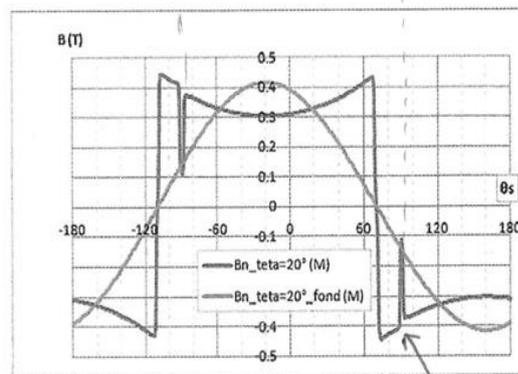
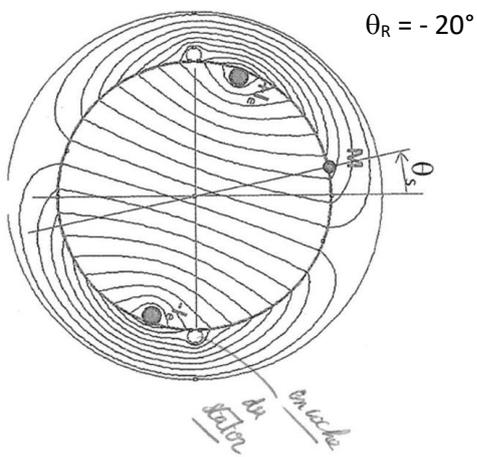


Les bobinages constituant le stator sont soit répartis (comme à gauche), soit concentrés (comme à droites). Les bobinages répartis sont mieux adaptés aux machines tournant à grande vitesse. Presque tous les moteurs électriques puissants sont à bobinages répartis. Ceux qui sont particulièrement compacts mettent en œuvre des fils conducteurs à section carrée (en haut), forme qui permet de mieux occuper l'espace.

b) Le champ magnétique rotorique



→ Composante fondamentale de B rotor



B due à l'encoche du stator

Champ magnétique créé par le bobinage du rotor pour deux positions différentes

5) Expression de l'énergie magnétique dans l'entrefer

On a montré que le champ magnétique créé par les deux circuits statiques s'écrit en un point M de l'entrefer :

$$\vec{B}_s(M, t) = B_s(\theta, t) \vec{u}_r = \frac{N_s \mu_0 I \sqrt{2}}{2e} \cos(\omega t - \theta) \vec{u}_r$$

N_s = nombre de spires de chaque circuit du stator
 I = intensité efficace dans chaque circuit du stator
 ω = pulsation de courant de chaque circuit du stator
 e = largeur de l'entrefer.

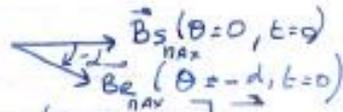
Le champ magnétique créé par le rotor dans l'entrefer s'écrit

$$\vec{B}_R(M, t) = B_R(\theta, t) \vec{u}_r = \frac{N_R \mu_0 I_R}{2d} \cos(\theta - \theta_R(t)) \vec{u}_r$$

$\theta_R(t)$ = angle qui repère la position du rotor = normale à la spire qui modélise le rotor.

N_R = nombre de spires du rotor I_R = courant continu dans le rotor en régime permanent le rotor tourne à la vitesse $\Omega_R = \frac{d\theta_R}{dt}$

donc $\theta_R(t) = \Omega_R t - \alpha$ avec $\alpha > 0$ et $\theta_R(t=0) = -\alpha$.

$$\begin{aligned} \vec{B}(M, t) &= \vec{B}_s(M, t) + \vec{B}_R(M, t) \\ &= \frac{\mu_0}{2e} [N_s I \sqrt{2} \cos(\omega t - \theta) + N_R I_R \cos(\theta - \theta_R(t))] \vec{u}_r \end{aligned}$$


on cherche \mathcal{E}_B = énergie magnétique dans l'entrefer

$$\mathcal{E}_B = \int_{\text{Volume de l'entrefer}} \frac{B^2}{2\mu_0} d\mathcal{V}$$

$$B^2 = \left(\frac{\mu_0}{2e}\right)^2 [N_s^2 I^2 2 \cos^2(\omega t - \theta) + N_R^2 I_R^2 \cos^2(\theta - \theta_R(t)) + 2 N_s N_R I \sqrt{2} I_R \cos(\omega t - \theta) \cos(\theta - \theta_R(t))]$$

$d\mathcal{V} = r dr d\theta dz$ or B^2 ne dépend que de θ

donc $d\mathcal{V} \approx R e d\theta h$ où $\begin{cases} e = \text{épaisseur de l'entrefer } e \rightarrow dr \\ R = \text{le rayon moyen de l'entrefer} \\ h = \text{la hauteur du rotor.} \end{cases}$

$$d'où \mathcal{E}_B = \frac{1}{2\mu_0} \left(\frac{\mu_0}{2e}\right)^2 R e h \int_0^{2\pi} \left(N_s^2 I^2 2 \cos^2(\omega t - \theta) + N_R^2 I_R^2 \cos^2(\theta - \theta_R(t)) + 2 N_s N_R I \sqrt{2} I_R \cos(\omega t - \theta) \cos(\theta - \theta_R(t)) \right) d\theta$$

$$\textcircled{1} \quad 2N_s^2 I^2 \int_0^{2\pi} \cos^2(\omega t - \theta) d\theta = 2N_s^2 I^2 \int_0^{2\pi} \frac{1 + \cos(2(\omega t - \theta))}{2} d\theta$$

↳ linéarisation de \cos^2

$$= \frac{2N_s^2 I^2}{2} \left[2\pi - \frac{1}{2} \underbrace{\left[\sin(2(\omega t - \theta)) \right]_0^{2\pi}}_{=0 \text{ fonction périodique}} \right]$$

$$\textcircled{1} = 2\pi N_s^2 I^2$$

$$\textcircled{2} \quad N_r^2 I_r^2 \int_0^{2\pi} \cos^2(\theta - \theta_r(t)) d\theta = \frac{N_r^2 I_r^2}{2} \times 2\pi = N_r^2 I_r^2 \pi$$

(même raisonnement)

$$\textcircled{2} = N_r^2 I_r^2 \pi$$

$$\textcircled{3} \quad 2N_s N_r I \sqrt{2} I_r \int_0^{2\pi} \cos(\omega t - \theta) \cos(\theta - \theta_r(t)) d\theta$$

↳ linéarisation

$$= 2N_s N_r I \sqrt{2} I_r \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \left(\cos(\omega t - \theta_r(t)) + \cos(\omega t - 2\theta + \theta_r(t)) \right) d\theta$$

$$= \frac{2N_s N_r I \sqrt{2} I_r}{2} \left(\underbrace{\cos(\omega t - \theta_r(t))}_{\text{indépendant de } \theta} \int_0^{2\pi} d\theta + \underbrace{\int_0^{2\pi} \cos(\omega t - 2\theta + \theta_r(t)) d\theta}_{=0 \text{ fonction périodique}} \right)$$

$$\textcircled{3} = N_s N_r I \sqrt{2} I_r \cos(\omega t - \theta_r(t)) 2\pi$$

$$\text{d'où } \mathcal{E}_B = \frac{1}{2\mu_0} \left(\frac{\mu_0}{2e} \right)^2 e h \pi \left[\underbrace{2N_s^2 I^2}_{\textcircled{1} \text{ stator}} + \underbrace{N_r^2 I_r^2}_{\textcircled{2} \text{ rotor}} + \underbrace{2N_s N_r I \sqrt{2} I_r \cos(\omega t - \theta_r(t))}_{\textcircled{3} \text{ couplage}} \right]$$

$$\mathcal{E}_B = \left(\frac{1}{2} L_S I^2 \right) * 2 + \frac{1}{2} L_R I_r^2 + M I \cdot I_r$$

6) Le couple électromagnétique

a) Expression du couple électromagnétique

Pour un mouvement de translation selon l'axe x $\vec{F} = \left(\frac{\partial \mathcal{E}_B}{\partial x}\right) \vec{u}_x$

Par analogie, on définit le couple électromagnétique C par

$$C = \left(\frac{\partial \mathcal{E}_B}{\partial \theta_R}\right) = \frac{1}{2\mu_0} \left(\frac{\mu_0}{2e}\right)^2 Re h \pi 2 N_S N_R I \sqrt{2} I_R \sin(\omega t - \theta_R(t)) = k N_S N_R I \sqrt{2} I_R \sin(\omega t - \theta_R(t))$$

N_S = nombre de spires dans chacun des circuits du stator

N_R = nombre de spires du circuit du rotor

I = courant efficace dans chaque circuit du stator

I_R = courant continu dans le circuit du rotor

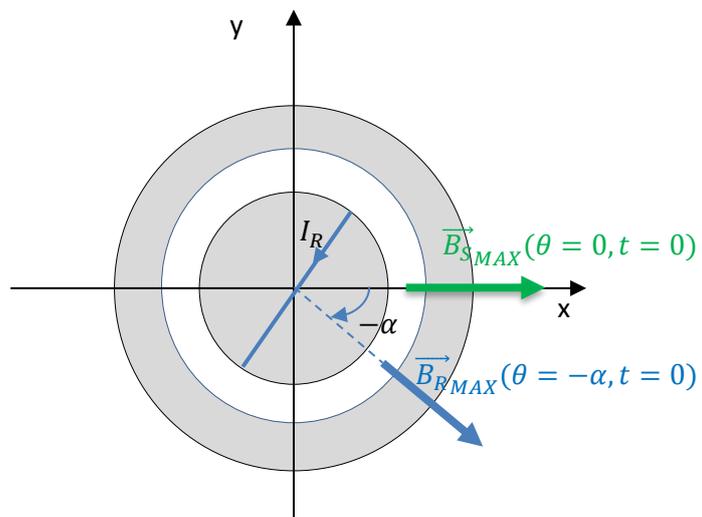
Or $\theta_R(t) = \Omega_R t - \alpha$ en régime permanent avec $\Omega_R = \text{const.}$

A $t = 0$, $-\alpha$ représente l'angle entre la valeur maximale du champ magnétique du rotor et la valeur maximale du champ magnétique du stator.

D'où

$$C(t) = k N_S N_R I \sqrt{2} I_R \sin(\omega t - \Omega_R t + \alpha)$$

$\langle C(t) \rangle = 0$ si $\omega \neq \Omega_R \rightarrow$ le rotor ne tourne pas.



$$\text{Si } \omega = \Omega_R \text{ alors } \langle C(t) \rangle = C = k N_S N_R I \sqrt{2} I_R \sin(\alpha) = C_{\text{Max}} \cdot \sin \alpha$$

C'est la condition de synchronisme.

Le modèle établit montre que si le couple moyen exercé sur le rotor n'est pas nul, celui-ci tourne tel que sa vitesse de rotation soit égale à la pulsation des courants du stator.

b) Rôle de l'angle entre les champs magnétiques rotorique et statorique : moteur synchrone, alternateur synchrone

On est en régime permanent avec $\omega = \Omega_R$.

Les deux champs magnétiques tournent à la même vitesse.

L'angle entre les deux champs est constant, égal à sa valeur à l'instant initial

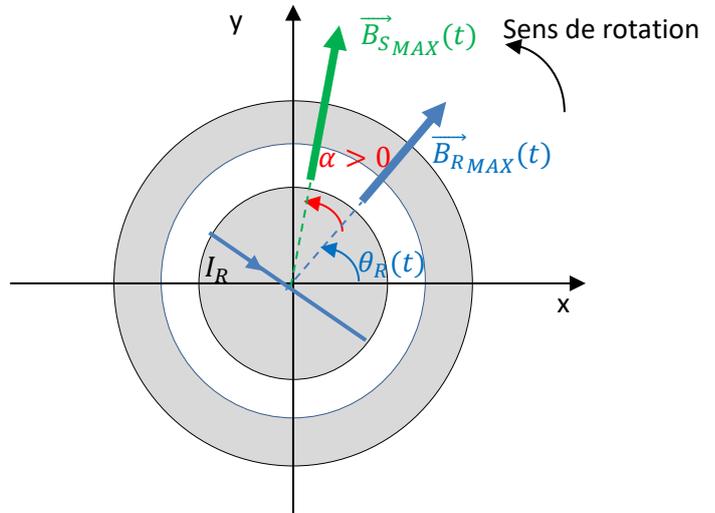
Posons $C = C_{Max} \cdot \sin \alpha$ avec $C_{Max} = k N_S N_R I \sqrt{2} I_R$

Lorsque $\alpha > 0$ $C > 0$ « le champ magnétique du stator entraîne le rotor » dans le sens trigonométrique.

$\vec{B}_{S_{MAX}}$ est en avance par rapport à $\vec{B}_{R_{MAX}}$.

La machine synchrone est un moteur.

L'énergie électrique absorbée par le stator est restituée en énergie mécanique au le rotor



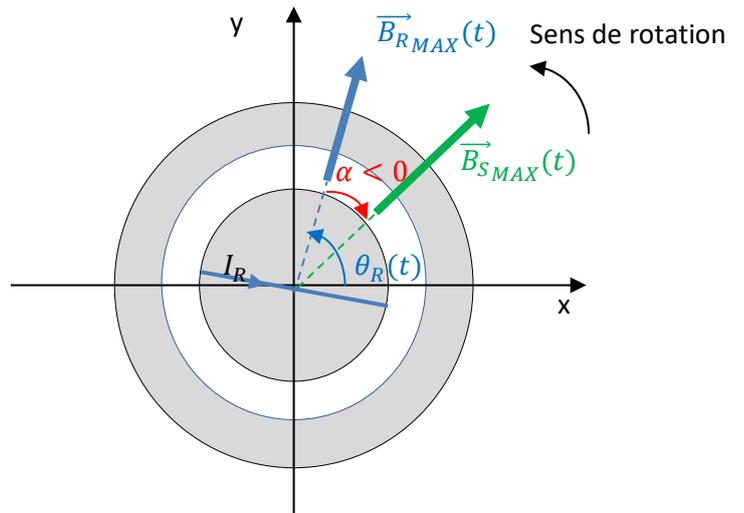
Lorsque $\alpha < 0$ $C < 0$

$\vec{B}_{R_{MAX}}$ est en avance par rapport à $\vec{B}_{S_{MAX}}$

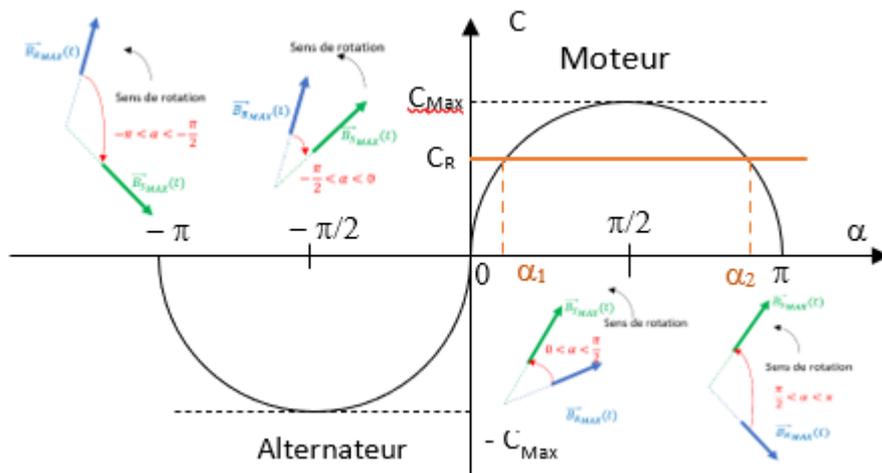
Le rotor entraîne le champ magnétique du stator dans le sens trigonométrique.

La machine synchrone est un alternateur.

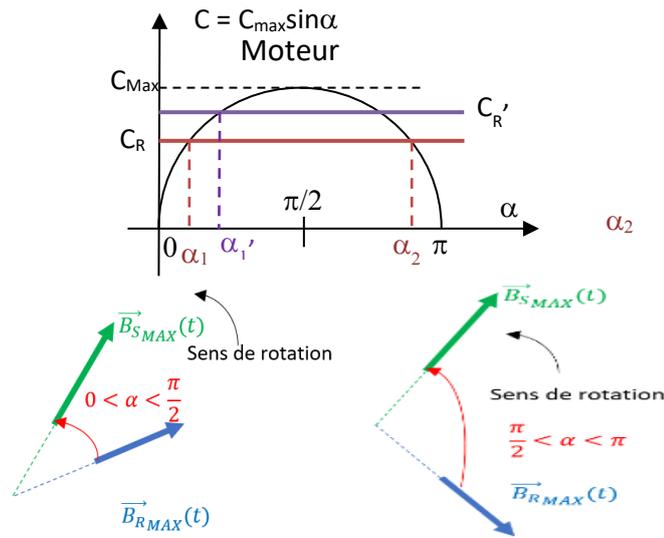
L'énergie mécanique du rotor est convertie en énergie électrique distribuée à chacune des phases du stator.



Résumé :



c) Stabilité du moteur synchrone



Lorsque le rotor tourne en régime permanent à la vitesse Ω_R , il est soumis au couple moteur C et à un couple résistant, noté $-C_R$ où C_R est positif.

Le théorème du moment cinétique appliqué au rotor s'écrit $J \frac{d\Omega_R}{dt} = C - C_R = 0$.

Le régime permanent est assuré pour toutes les valeurs de C_R comprises entre 0 et C_{\max} .

Il existe donc deux angles α_1 et α_2 qui permettent de réaliser cette situation.

Analysons la stabilité de α_1 et α_2 .

A $t = 0$, le couple résistant passe de la valeur C_R à C_R' telle que $C_R' > C_R$ et $C_R' < C_{\max}$.

$$\text{A } t = 0^- \quad J \frac{d\Omega_R}{dt} = C - C_R = 0$$

$$\text{A } t = 0^+ \quad J \frac{d\Omega_R}{dt} = C - C_R' < 0 \text{ donc } \Omega_R \text{ diminue et } \alpha \text{ augmente.}$$

Si à $t = 0^-$ $\alpha = \alpha_1$ l'augmentation de α entraîne une augmentation du couple moteur et donc une possibilité de retour au régime permanent lorsque $\alpha = \alpha_1' > \alpha_1$ et $C = C_{\max} \cdot \sin \alpha_1' = C_R'$.

Si à $t = 0^-$ $\alpha = \alpha_2$ l'augmentation de α entraîne une diminution du couple moteur et l'arrêt du rotor. Le rotor décroche.

Conclusion : Le fonctionnement du moteur est stable lorsque $0 < \alpha < \pi/2$. Sinon, il est dit instable.

animation : moteur_synchrone.exe

d) Démarrage du moteur synchrone

Pour que le moteur synchrone puisse être entraîné, il faut $\langle C \rangle \neq 0$, ce qui n'est pas réalisable lorsque le rotor est à l'arrêt.

Le moteur synchrone peut être entraîné au démarrage pour un moteur à courant continu, et une fois que la condition de synchronisme est atteinte $\Omega_R = \omega$ le moteur à courant continu est déconnecté du moteur synchrone.

Une autre possibilité consiste à augmenter progressivement la fréquence des courants du stator de manière à réaliser en permanence la condition de synchronisme.

La modification de la fréquence des courants statoriques peut se faire à l'aide d'un onduleur, via la régulation électronique des transistors. Il faut cependant pouvoir repérer la position du rotor de telle sorte que $0 < \alpha < \pi/2$ et que le système soit en régime moteur stable. Ceci est réalisé grâce à un capteur de la position $\theta_R(t)$ du rotor. L'ensemble constitue un système asservi autopiloté.

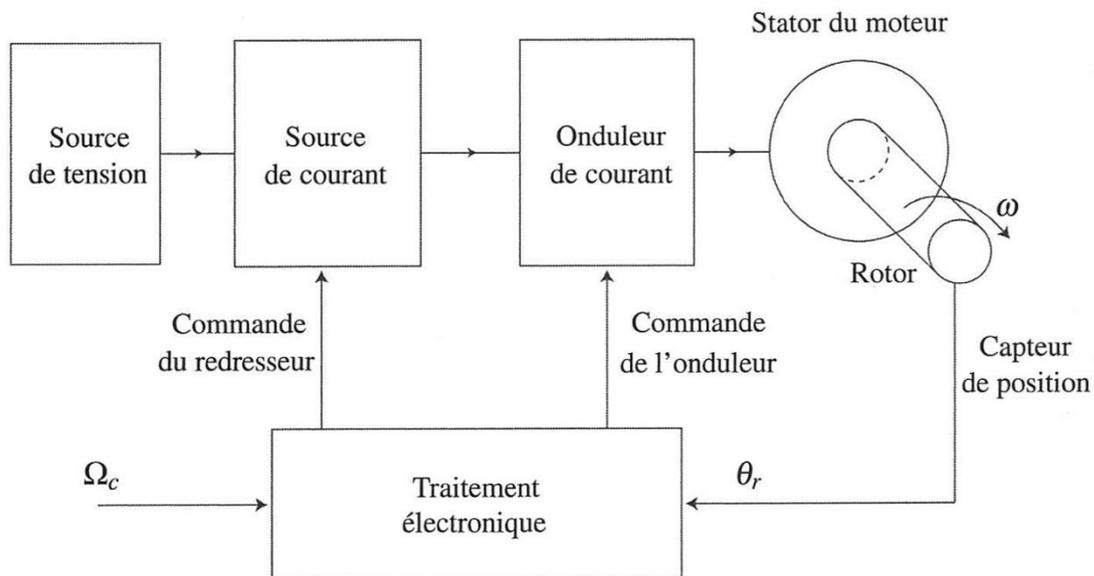
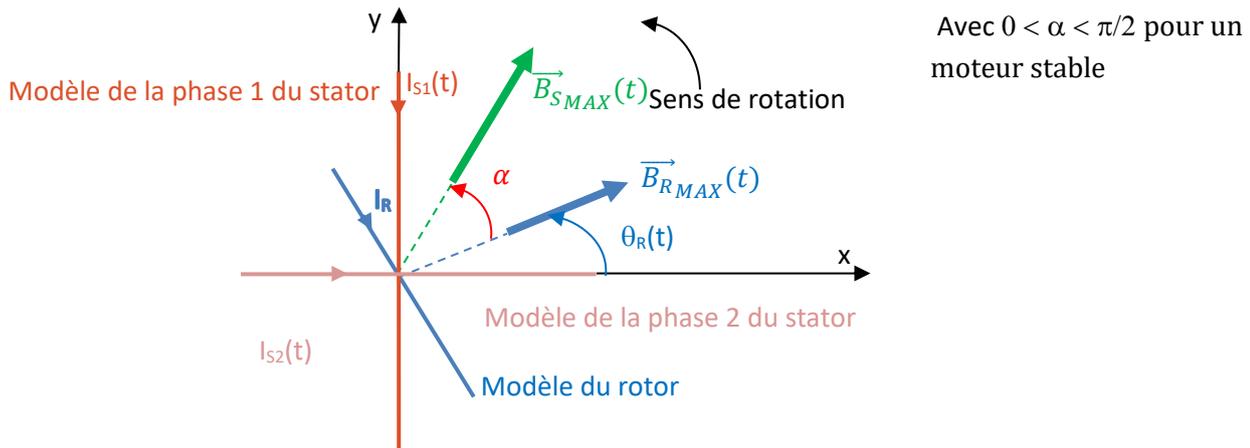


Figure 24.16 – Moteur synchrone commandé par un onduleur de courant.

7) Equation électrique du moteur synchrone



Les trois circuits sont modélisés par une spire.

La normale de la phase 1 du stator est colinéaire et de même sens que l'axe Ox. C'est une direction indépendante du temps.

La normale de la phase 2 du stator est colinéaire et de même sens que l'axe Oy. C'est une direction indépendante du temps.

La normale du circuit du rotor est colinéaire et de même sens que $\vec{B}_{R_MAX}(t)$. Sa direction varie dans le temps, elle tourne à la vitesse de rotation du rotor Ω_R constante en régime permanent et fait un angle $\theta_R(t)$ avec l'axe Ox.

a) Expression de la tension aux bornes du rotor :

Du point de vue électrique, le rotor est assimilable à une résistance r .

Il n'est pas soumis à des phénomènes d'autoinduction puisqu'il est parcouru par un courant de valeur constante.

En utilisant le modèle simplifié ci-dessus, on admet que :

$$\text{le flux du champ magnétique dans le rotor } \Phi(\vec{B}_S \rightarrow \text{rotor}) = N_R \vec{B}_S \cdot \vec{S}_{\text{rotor}} = N_R \cdot B_S \cdot \cos\alpha \cdot S_{\text{rotor}}$$

En régime permanent l'angle α est constant, dont $\Phi(\vec{B}_S \rightarrow \text{rotor})$ est constant et il n'y a pas de fém induite en vertu de la loi de Faraday.

On modélise donc le rotor par une résistance r telle que $U_R = rI_R$.

b) Expression de la tension $u_s(t)$ aux bornes d'une phase du stator et représentation de Fresnels

Du point de vue électrique, une phase du stator peut être représentée par l'association en série d'une résistance R_s , d'une autoinductance L_s et d'une fém induite e_s qui modélise les variations de flux magnétique du champ magnétique du rotor dans le stator.

A partir du modèle simplifié : (voir ci-dessous calcul exact)

$$\Phi(\vec{B}_R \rightarrow \text{phase 1 du stator}) = N_S \vec{B}_R \cdot \vec{S}_1 = N_S \cdot B_R \cdot \cos\theta_R(t) \cdot S_1 = N_S \cdot B_R \cdot \cos(\Omega_R t - \alpha) \cdot S_1$$

$\vec{S}_1 = S_1 \vec{u}_x$ où S_1 est la section de la phase 1 du stator.

Donc d'après la loi de Faraday :

$$e_S = - \frac{d\Phi(\vec{B}_R \rightarrow \text{phase 1 du stator})}{dt} = - \frac{d(N_S B_R S_1 \cos(\Omega_R t - \alpha))}{dt} = - \frac{d(N_S B_R S_1 \cos(\omega t - \alpha))}{dt}$$

car $\Omega_R = \omega$ pulsation des courants dans le stator en régime permanent. (condition de synchronisme)

Etant en régime sinusoïdal forcé, on peut passer en représentation complexe :

$$\underline{e}_S = -j\omega N_S B_R S_1 \cdot \exp(-j\alpha) \cdot \exp(j\omega t)$$

Pour un moteur, on introduit la force contre électromotrice

$$\underline{e}_{\text{sfcém}}(t) = -\underline{e}_S(t) = j\omega N_S B_R S_1 \cdot \exp(-j\alpha) \cdot \exp(j\omega t) = \omega N_S B_R S_1 \cdot \exp\left(j\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right) \cdot \exp(j\omega t) = \underline{E}_S \cdot \exp(j\omega t)$$

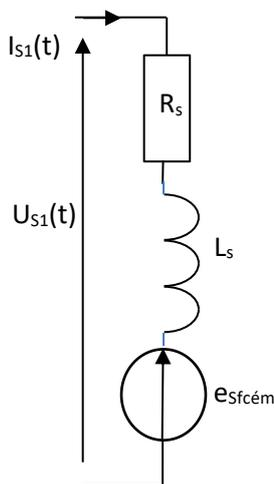
avec $\underline{E}_S = E_S \cdot \exp(j\varphi_S)$ soit en réel :

$$e_{\text{sfcém}}(t) = E_S \cdot \cos(\omega t + \varphi_S) \text{ avec } E_S = N_S B_R S_1 \Omega_R = \Phi \Omega_R \text{ et } \varphi_S = \frac{\pi}{2} - \alpha$$

Φ s'appelle la constante du moteur

La force contre électromotrice induite par les variations du flux magnétique du rotor dans une phase du stator est une fonction sinusoïdale du temps de pulsation ω , d'amplitude E_S proportionnelle à Ω_R la vitesse de rotation du rotor, $E_S = \Phi \Omega_R$, déphasée de $\varphi_S = \frac{\pi}{2} - \alpha$ par rapport au courant statorique de cette phase.

Représentation de Fresnels en moteur :

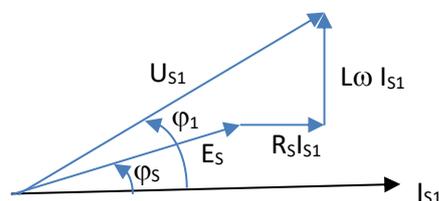


$$U_{S1}(t) = R_S I_{S1}(t) + L_S \frac{dI_{S1}}{dt} + e_{\text{sfcém}}(t) \quad \text{avec } I_{S1}(t) = I_M \cdot \cos(\omega t)$$

$$\text{Soit en complexe } \underline{U}_{S1} = R_S \underline{I}_{S1} + j\omega L_S \underline{I}_{S1} + \underline{E}_{\text{sfcém}} \text{ avec } \underline{E}_{\text{sfcém}} = E_S \cdot \exp(j\varphi_S)$$

D'où la représentation de Fresnels en mettant l'intensité comme référence des phases car les trois éléments sont en série.

Prenons le cas où $0 < \alpha < \pi/2$, fonctionnement moteur stable, donc $0 < \varphi_S < \pi/2$.



$U_{S1}(t)$ est une tension sinusoïdale de pulsation ω déphasée de φ_1 par rapport à $I_{S1}(t)$.

On retrouve exactement le même résultat pour la 2^e phase de stator. φ_2 sera alors le déphasage de $U_{S2}(t)$ par rapport à $I_{S2}(t)$.

Calcul exact du flux engendré par le champ rotorique dans la phase 1 du stator

Ce champ engendre dans une spire du circuit \mathcal{C}_1 , de normale conjointe \vec{u}_x , le flux noté ϕ_{e1}^1 . Le champ magnétique étant à flux conservatif, le calcul de ϕ_{e1}^1 peut s'effectuer à travers une surface quelconque qui s'appuie sur le contour rectangulaire de la spire.

Puisque \vec{B}_r est connu dans l'entrefer, on choisit la surface Σ , représentée en figure 26.13, égale au demi-cylindre situé dans l'entrefer qui s'appuie sur la spire, de rayon R , compris entre $\theta = -\frac{\pi}{2}$ et $\theta = \frac{\pi}{2}$, de hauteur h égale à celle du rotor.

L'élément de surface en un point de Σ de coordonnées (R, θ, z) vaut $d\vec{S} = R dz d\theta \vec{u}_r$. On complète ce demi-cylindre par deux demi-disques orthogonaux à l'axe (Oz) , situés aux deux extrémités du rotor, à travers lesquels le flux du champ magnétique est nul. Pour plus de clarté, seul le demi-disque inférieur est représenté sur la figure 26.13. Il vient ainsi :

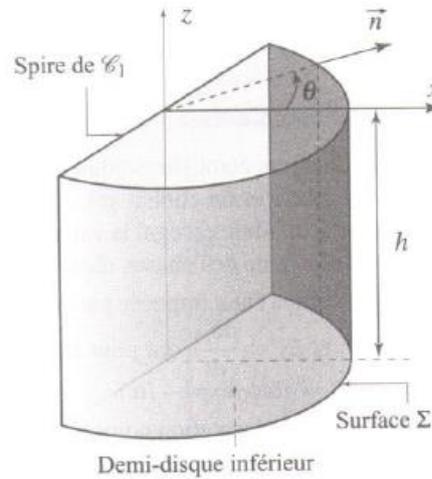


Figure 26.13 – Calcul de ϕ_{e1}^1 .

$$\begin{aligned}\phi_{e1}^1(t) &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} k' I_e \cos(\theta - (\omega t - \alpha)) R h d\theta \\ &= k' I_e R h \left(\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha - \omega t\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha - \omega t\right) \right),\end{aligned}$$

soit $\phi_{e1}^1 = 2k' I_e R h \cos(\omega t - \alpha)$.

Le flux traversant une spire du circuit \mathcal{C}_2 s'obtient de la même manière en choisissant un demi-cylindre semblable compris entre $\theta = 0$ et $\theta = \pi$. Il vient :

$$\begin{aligned}\phi_{e2}^1(t) &= \int_0^{\pi} k' I_e \cos(\theta - (\omega t - \alpha)) R h d\theta \\ &= k' I_e R h (\sin(\pi - (\omega t - \alpha)) + \sin(\omega t - \alpha)) \\ &= 2k' I_e R h \sin(\omega t - \alpha),\end{aligned}$$

soit : $\phi_{e2}^1 = 2k' I_e R h \cos\left(\omega t - \alpha - \frac{\pi}{2}\right)$.

Chacun des circuits \mathcal{C}_1 et \mathcal{C}_2 comportent N_s spires, donc le flux total traversant chaque circuit a pour expression :

$$\phi_{e1} = N_s \phi_{e1}^1 \quad \text{et} \quad \phi_{e2} = N_s \phi_{e2}^1.$$

8) Bilan énergétique du moteur synchrone

Puissance moyenne consommée par le rotor : $P_{JR} = rI_R^2$

Puissance moyenne consommée par la phase 1 du stator $P_{S1} = U_{1\text{eff}} \cdot I_{1\text{eff}} \cdot \cos\varphi_1 = P_S$

Puissance moyenne consommée par la phase 2 du stator $P_{S2} = U_{2\text{eff}} \cdot I_{2\text{eff}} \cdot \cos\varphi_2 = P_S$

D'où la puissance totale consommée : $P = P_{JR} + 2P_S$

D'autre part

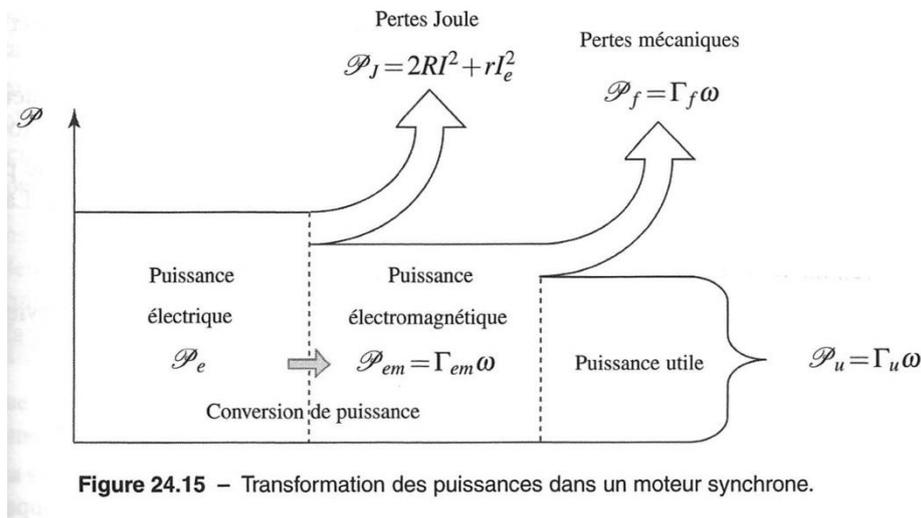
$$P_S = R_S I_S^2 + \langle E_S(t) \cdot I_S(t) \rangle = P_{JS} + E_{\text{Seff}} \cdot I_{\text{Seff}} \cdot \cos\varphi_S = P_{JS} + E_{\text{Seff}} \cdot I_{\text{Seff}} \cdot \cos(\pi/2 - \alpha) = P_{JS} + E_{\text{Seff}} \cdot I_{\text{Seff}} \cdot \sin(\alpha)$$

Comme on a montré que E_{Seff} est proportionnel à Ω_R et que la puissance mécanique reçue par le rotor s'écrit

$P_{\text{mécaR}} = C \cdot \Omega_R$ on en déduit que la quantité $2E_{\text{Seff}} \cdot I_{\text{Seff}} \cdot \sin(\alpha) = P_{\text{mécaR}}$.

Le facteur 2 s'explique simplement parce qu'il y a deux phases au stator et que chacune contribue à part égale à la conversion de puissance.

C'est la conversion de puissance électro-magnéto-mécanique.

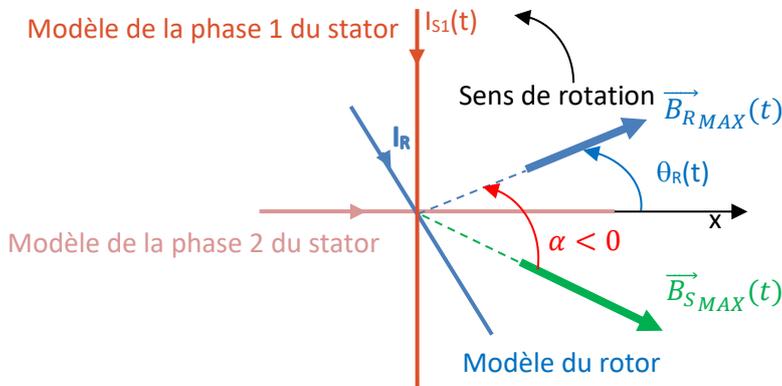


Dans ce modèle, on néglige toutes les pertes fer.

9) Fonctionnement en alternateur :

animation generatrice_synchrone : vous observerez que l'amplitude de la tension induite dans le stator est proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor. La pulsation de la tension induite est égale à la vitesse de rotation du rotor. Condition de synchronisme.

Le rotor mis en mouvement par une turbine crée une fém induite dans chacune des phases du stator.



Déterminons le flux du champ magnétique créé par le rotor dans la phase 1 du stator, il s'agit de la même démarche que pour le moteur, on trouve

$$e_S = -\frac{d\Phi(\vec{B}_R \rightarrow \text{phase 1 du stator})}{dt} = -\frac{dN_S B_R S_1 \cos(\Omega_R t - \alpha)}{dt} = -\frac{dN_S B_R S_1 \cos(\omega t - \alpha)}{dt}$$

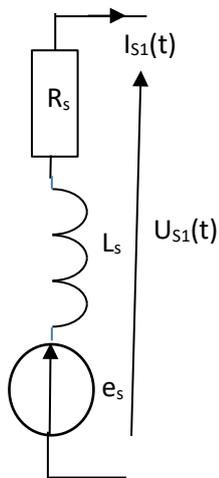
Etant en régime sinusoïdal forcé, on peut passer en représentation complexe :

$$\underline{e}_S = -j\omega N_S B_R S_1 \cdot \exp(-j\alpha) \cdot \exp(j\omega t) = \omega N_S B_R S_1 \cdot \exp\left(j\left(-\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right) \cdot \exp(j\omega t)$$

$$e_s(t) = E_s \cdot \cos(\omega t + \varphi_s) \text{ avec } E_s = N_S B_R S_1 \Omega_R = \Phi \Omega_R \text{ et } \varphi_s = -\alpha - \frac{\pi}{2}$$

$e_s(t)$ est la force électromotrice, cette fois-ci $-\pi < \alpha < 0$ donc $-\pi/2 < \varphi_s < \pi/2$

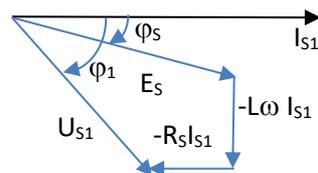
Représentation de Fresnels : convention générateur ici !



$$U_{S1}(t) = -R_s I_{S1}(t) - L_s \frac{dI_{S1}}{dt} + e_s(t) \text{ avec } I_{S1}(t) = I_M \cdot \cos(\omega t)$$

Soit en complexe $\underline{U}_{S1} = -R_s \underline{I}_{S1} - j\omega L_s \underline{I}_{S1} + \underline{E}_S$ avec $\underline{E}_S = E_s \cdot \exp(j\varphi_s)$

D'où la représentation de Fresnels en mettant l'intensité comme référence des phases car les trois éléments sont en série, en prenant $-\pi/2 < \varphi_s < 0$.



$U_{S1}(t)$ est une tension sinusoïdale de pulsation ω déphasée de φ_1 par rapport à $I_{S1}(t)$.

Le bilan de puissance est analogue à celui du moteur, dans l'autre sens...

Michel Lajoie-Mazenc, directeur de recherche émérite au CNRS, LEEI-ENSEEIH/INPT

Jusque dans les années 1950-1960, les machines synchrones étaient essentiellement utilisées pour la production d'énergie électrique à partir de l'énergie mécanique en provenance de sources diverses, sous la forme d'alternateurs travaillant dans une gamme de puissance allant de quelques watts jusqu'à quelques centaines de mégawatts.

La propriété intrinsèque de ces machines d'avoir une vitesse directement et mathématiquement liée à la fréquence d'alimentation était aussi mise à profit dans des fonctionnements en moteur pour des applications nécessitant un fonctionnement à vitesse rigoureusement constante.

Les moteurs synchrones pouvant produire de l'énergie réactive par surexcitation, ils étaient également mis à contribution en tant que compensateurs synchrones pour corriger le facteur de puissance de certaines installations, faisant ainsi concurrence aux batteries de capacités.

Par rapport à la machine asynchrone qui était alors considérée comme le moteur industriel le plus standard, la machine synchrone n'occupait donc que des créneaux bien particuliers.

À partir des années 1950-1960, deux évolutions technologiques, initiées depuis quelques années, allaient effectivement s'appliquer dans le domaine des machines électriques et modifier progressivement et inéluctablement cette classification.

La première évolution concernait le développement des semi-conducteurs de puissance qui autorisait la mise au point de convertisseurs statiques permettant d'alimenter les machines à fréquence variable quelle que soit la nature et les caractéristiques de la source de puissance électrique.

Ce type d'alimentation par électronique allait permettre de reproduire avec les machines synchrones les caractéristiques quasi idéales des machines à commutation par balais-collecteur sans avoir les inconvénients et les limitations de cette commutation mécanique. Pour cela, il suffisait de commander le convertisseur statique à partir de capteurs de position du rotor de manière à assurer en permanence la rotation synchrone du rotor et du champ de l'induit. Ce principe, qualifié d'autopilotage, allait conduire à la mise au point de dispositifs industriels d'entraînement à vitesse variable, dans une gamme de puissance allant de quelques dizaines de kW à la centaine de MW, pour la ventilation, le pompage ou la compression de fluides, la traction ferroviaire (TGV Atlantique), etc.

Grâce à la possibilité de réglage du facteur de puissance, offerte par la machine synchrone, le convertisseur est alors relativement simple puisque constitué de thyristors dont le blocage est assuré directement par les tensions de la machine. Cette simplicité relative, jointe à une grande fiabilité de fonctionnement, a permis à ces entraînements d'être les premiers ensembles convertisseurs-machines à se répandre industriellement dans le domaine des fortes puissances.

La seconde évolution était relative à l'apparition sur le marché d'aimants permanents performants capables de résister à la désaimantation des champs de réaction d'induit présents dans les machines électriques et possédant des inductions rémanentes suffisantes.

L'excitation des machines synchrones par ces aimants permanents offrait bien sûr l'avantage immédiat d'améliorer leur rendement en supprimant les pertes Joule au rotor, mais elle permettait surtout de remettre en cause la structure même des machines synchrones. En effet, on pouvait envisager de disposer les aimants dans l'inducteur de différentes manières, chacune de ces dispositions conférant à la machine des propriétés particulières. Il était ainsi possible de rechercher l'adéquation optimale entre la machine et l'application envisagée.

Grâce à cette variabilité et en association avec les possibilités offertes par l'électronique de puissance et de contrôle, les machines synchrones à aimants permanents et alimentation électronique se sont rapidement disséminées à travers de très nombreuses applications : informatique et péri-informatique (lecteurs de disques durs et de disquettes, imprimantes), productique et robotique (servomoteurs), aéronautique, traction électrique, etc. Elles ont commencé et devraient poursuivre la conquête d'autres applications à grande diffusion comme l'électroménager et l'équipement automobile.

Dans ces diverses applications, la machine est également autopilotée et de plus alimentée en courant au moyen d'un onduleur de tension. Ce type d'alimentation permet, sans autre artifice, un contrôle direct du couple ce qui constitue un avantage supplémentaire de ces machines synchrones à aimants permanents notamment par rapport aux machines asynchrones. Ce contrôle conduit à d'excellentes performances dynamiques, indispensables pour une implantation dans les boucles d'asservissement par exemple.

Ce trop bref panorama montre la diversité d'intervention des machines synchrones dans des domaines de plus en plus nombreux et variés.

Aujourd'hui, un jeune ingénieur en génie électrique a de fortes chances d'être un jour confronté à un problème relatif à ce type de machine même s'il ne travaille pas directement chez un constructeur de machines électriques. Il est donc important, au niveau de l'enseignement de l'électrotechnique, de connaître les éléments permettant de comprendre et de maîtriser le fonctionnement des machines synchrones.