

Cours

Conversion électromécanique de l'énergie électrique

Présenté par :
Mr. Dhaker ABBES

Niveau : HEI4
Domaine : ESEA
Enseignant référent : Dr. Ing. Dhaker ABBES

Version 2014-2015

1

Objectifs du cours

- Comprendre le fonctionnement des machines tournantes.
- Acquérir les connaissances, nécessaires à tout ingénieur en Génie Electrique, pour la modélisation, la simulation et la commande des machines tournantes classiques en particulier les machines synchrones et asynchrones.
- Comprendre le principe de la commande de vitesse des machines autopilotées à commutation électronique

Résultats d'apprentissage

A l'issue de cet enseignement, l'étudiant doit être capable de :

- Faire un choix judicieux de matériel (machine, variateur de vitesse, etc.) en fonction de l'application à mettre en œuvre.
- Modéliser, simuler, commander et raccorder correctement l'ensemble.
- Réaliser des essais normalisés sur la machine et en déterminer un modèle quelconque.

Version 2014-2015

2

Organisation du cours

Contenu du cours :

- **Chapitre 1** : Machines électriques et champ tournant
- **Chapitre 2** : Etude de la machine synchrone en régime permanent
- **Chapitre 3** : Etude de la machine asynchrone en régime permanent
- **Chapitre 4** : Modélisation dynamique de la machine asynchrone (étude en régime quelconque)
- **Chapitre 5** : Modélisation dynamique de la machine synchrone (étude en régime quelconque)
- **Chapitre 6** : Convertisseurs de puissance associés aux machines électriques

Travaux Pratiques :

- **TP1** : Rendement d'un moteur asynchrone par la méthode des pertes séparées
- **TP2** : Etude d'un alternateur triphasé
- **TP3** : Etude d'un variateur de vitesse associé à une machine asynchrone : Commande scalaire
- **Mini-projet** : Modélisation et simulation dynamique d'un système avec une machine alternative.

Version 2014-2015

3

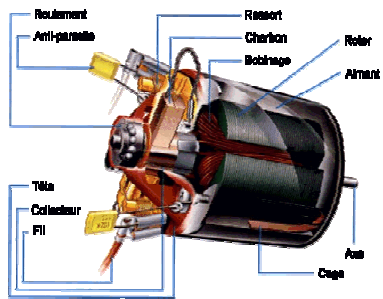
Organisation du cours

Heures :	Cours :	10,5	TD :	10,5	TP :	9	Projet :	
Évaluation (en %) :	Exam 1:	70	Exam 2 :		TP :	30	Projet :	
Code du module : ESA021								

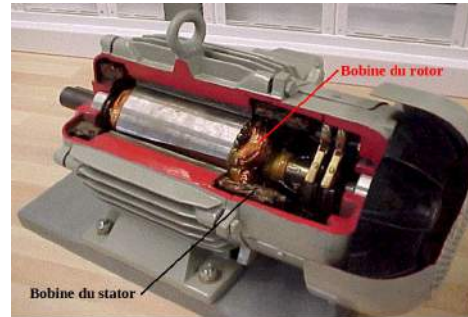
Version 2014-2015

4

Chapitre 1: Machines électriques et champ tournant



Moteur à courant continu



Moteur industriel synchrone triphasé



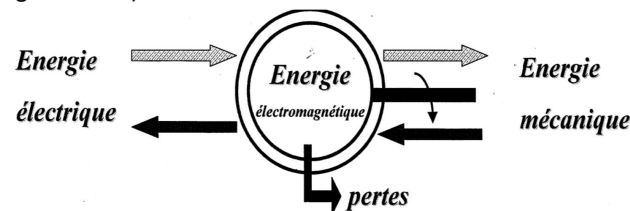
Moteur asynchrone triphasé

1.1. Introduction

1.2. Généralités sur les machines électriques tournantes

1.2.1. Fonction:

Une **machine électrique** est un dispositif électromécanique permettant la conversion d'**énergie électrique** en **travail** ou en énergie **mécanique** (c'est le cas d'un moteur) ainsi que la conversion **d'énergie mécanique** en énergie **électrique** (c'est le cas d'un générateur). Le fonctionnement de toutes les machines électriques est réversible.



Machine tournante

1.2.2. Les trois grandes familles des machines électriques

■ Machines à courant continu

- Présence d'une excitation (enroulement parcouru par un courant continu ou aimant permanent) au stator.
- Présence d'un collecteur sur le rotor qui permet de fixer la direction du champ rotorique. Les champs statorique et rotorique sont fixes par rapport au stator.

Notes

■ Machines à courant alternatif :

• Machines synchrones

- Présence d'une excitation (enroulement parcouru par un courant continu ou aimant permanent) au rotor.
- Le rotor tourne à la même vitesse que le champ tournant.

• Machines asynchrones

- Pas d'excitation.
- Le rotor tourne à une vitesse différente du champ tournant.

1.2.3. Description d'une machine électrique tournante

■ Point de vue mécanique:

- Le stator est la partie fixe de la machine, il est suffisamment massif pour ne pas être mis en mouvement par l'action de la partie mobile.
- Le rotor est la partie de la machine qui entre en mouvement de rotation. Il est situé à l'intérieur du stator et est lié à l'arbre de transmission.
- L'espace situé entre le rotor et le stator est appelé l'entrefer.

Les machines électriques comportent :

- 1- des matériaux magnétiques chargés de conduire et canaliser le flux magnétique,
- 2- des matériaux conducteurs chargés de conduire et canaliser les courants électriques,
- 3- des isolants, 4- un « contenant »: carcasse d'un moteur, 5- un système de refroidissement.

Version 2014-2015

9

1.3. Lois générales de la conversion électromécanique

Les machines électriques tournantes convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique et inversement : ce sont les générateurs (électriques) ou les moteurs. Il s'agit d'une conversion d'énergie qui s'effectuera, bien évidemment, avec un rendement inférieur à un en raison des pertes inévitables.

L'exemple théorique suivant permet de matérialiser les diverses lois qui règlent cette conversion. Un conducteur de longueur ℓ , mobile, se déplace à la vitesse v sur deux rails indéfinis placés dans une induction uniforme et invariable B , normale aux conducteurs. On exerce la force mécanique F_m sur le conducteur et le circuit est alimenté par un générateur de f.é.m. E_0 et de résistance interne R . On note I le courant, avec les conventions de signes indiqués sur la figure.

Quatre lois déterminent le système électromécanique :

- **La loi de Faraday** : si la vitesse du conducteur est v , il apparaît une f.é.m $E = B \times \ell \times v$
- **La loi de Laplace** : si le courant dans le conducteur est I , il existe une force électromagnétique F_e :

$$F_e = B \times \ell \times I$$

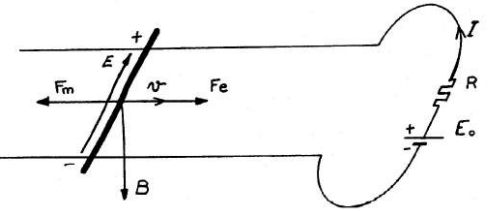


Figure 1 : Principe du générateur d'énergie électrique

Version 2014-2015

10

- **La loi d'Ohm** : $E_0 = E + R \cdot I$

- **La loi de la dynamique** : si la vitesse v est constante, elle implique : $F_m = F_e$

Si la résistance est nulle (aucune perte dans le circuit) on a alors :

- Une vitesse v telle que : $E_0 = E + R \cdot I$;
- Un courant I tel que $F_e = F_m$.

Les vitesses sont liées aux f.é.m et les courants aux forces.

Le fonctionnement sera moteur si F_e et v sont de même sens (ce sont les conventions de la figure). La f.é.m. E s'oppose alors au courant.

Si la vitesse est dans le sens de la force appliquée F_m , on obtient un générateur électrique; la force électrique F_e s'oppose alors à F_m .

On peut exprimer la puissance au niveau du conducteur sous la forme mécanique ou sous la forme électrique :

$$P = F_e v = B \times \ell \times I \times \frac{E}{B \ell} = E \times I$$

C'est la puissance électromagnétique. On notera que la conversion d'énergie est parfaitement réversible.

Version 2014-2015

11

Notes

Version 2014-2015

12

1.4. Production de forces électromotrices

La rotation des conducteurs dans les machines tournantes engendre l'apparition de f.é.m. Ce paragraphe traite essentiellement des machines synchrones et des machines à courant continu. Bien qu'on y retrouve les mêmes lois, les machines asynchrones seront étudiées séparément.

1.4.1. Structure de la machine

Une machine électrique comprend :

Un circuit magnétique fermé : les lignes d'induction traversent la culasse, les pôles, les entrefers, le rotor, suivant un tracé représenté sur le schéma;

Des enroulements d'excitation : qui créent le flux magnétique. Ces enroulements sont disposés autour des pôles et sont alimentés en courant continu;

Le rotor ou induit : cylindrique, il renferme dans des rainures (ou encoches) des conducteurs rectilignes, parallèles à son axe de rotation. Ces conducteurs seront par la suite reliés entre eux.

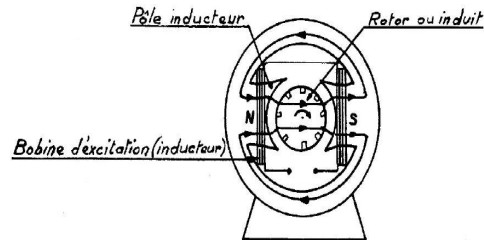


Figure 2 : Structure d'une machine électrique

Le rotor est entraîné à une vitesse de rotation constante N (en tours par seconde) ou ω (en radians par seconde) avec $\omega = 2\pi N$.

Des forces électromotrices seront induites dans les conducteurs du rotor : elles dépendront de l'induction régnant dans l'entrefer et donc de la position instantanée du conducteur considéré.

2.4.2. Flux magnétique et force électromotrice induite

Nous supposons dans la suite du cours que le flux est à répartition sinusoïdale et donné par : $\phi = \phi \sin \omega t$.

Regroupons n conducteurs à la périphérie de l'induit, on obtient alors une f.é.m plus importante et facile à recueillir par des contacts glissants (balais ou charbons) :

$$e = nN\phi \sin \theta_0 \cos \omega t$$

Cette force électromotrice est sinusoïdale, de pulsation $\omega = 2\pi N$ et d'amplitude fonction de la vitesse, du flux et de θ_0 .

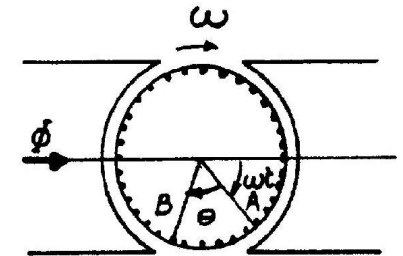


Figure 3 : F.é.m dans un conducteur

CONSEQUENCES :

- Si on met en série les n conducteurs, soit $\theta_0 = \pi$, $e = 0$. On peut donc refermer le circuit de l'induit : aucun courant n'y circulera. L'enroulement n'a plus d'extrémités : la symétrie de révolution de l'induit est parfaite. Ce résultat est évident si on considère que les f.é.m induites dans les conducteurs s'annulent par symétrie par rapport à l'axe de rotation. L'amplitude de la force électromotrice est maximale pour $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$; $\frac{n}{2}$ conducteurs en série:

$$e = nN\phi \cos \omega t$$

- Pour recueillir la force électromotrice, on dispose de deux solutions :
Machine synchrone : 2 bagues conductrices sont reliées à l'enroulement en deux points fixes ($+\theta_0$ et $-\theta_0$) comme le montre la figure 4. Deux balais fixes frottent sur ces bagues et on recueille donc la tension alternative :

$$e = nN\phi \sin \theta_0 \cos \omega t$$

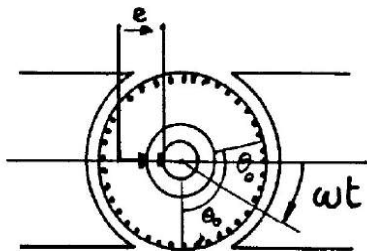


Figure 4 : Position des balais dans une machine synchrone

Notes

Machine à courant continu : On place deux balais fixes en contact avec les conducteurs passant par la ligne neutre comme le montre la figure 5. On recueille donc à chaque instant la f.é.m. induite dans un demi-induit ($\theta_0 = \frac{\pi}{2}$) et à l'instant où elle est maximale ($\omega t = 0$).

On obtient donc une tension constante de valeur :

$$E = nN\Phi$$

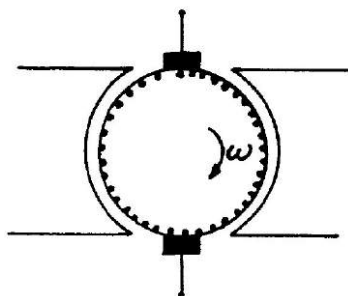


Figure 5 : Position des balais dans une machine à courant continu

➡ **Machines synchrones et à courant continu ne diffèrent donc pas dans leurs principes.**

1.5. Inductions tournantes

Dans ce paragraphe, nous supposons que les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet de parler indifféremment de forces magnétomotrices tournantes ou d'inductions tournantes car les inductions sont alors proportionnelles aux forces magnétomotrices.

S'il y a saturation, on ne peut parler que des forces magnétomotrices tournantes, dont on déduit, via les courbes d'aimantation, les flux et les inductions.

1.5.1. Inducteur tournant

Le rotor comporte p paires de pôles (paires Nord-Sud) dont les enroulements alimentés en courant continu créent une succession de pôles alternativement nord et sud.

A l'instant $t = 0$, l'induction en un point B de l'entrefer est représentée à la figure 6 : sa période est $\frac{2\pi}{p}$ et sa variation est supposée sinusoïdale :

$$t = 0 \quad b = B_m \cos p\theta$$

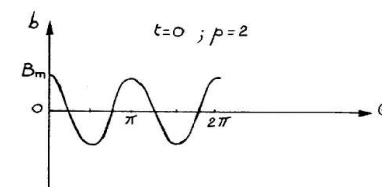
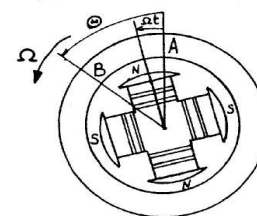


Figure 6 : Champ magnétique créé par un inducteur tournant.

Si le rotor tourne à la vitesse angulaire Ω , l'angle entre le point B et le pôle nord pris ici comme origine devient $(\theta - \Omega t)$ et l'induction en B s'écrit :

$$b = B_m \cos p(\theta - \Omega t)$$

En posant $\omega = p\Omega$, on écrira : $b = B_m \cos(p\theta - \omega t)$

L'induction en un point fixe de l'entrefer varie sinusoïdalement à la pulsation ω soit donc à la fréquence $f = pN$ car $\Omega = 2\pi N$. On a engendré des inductions tournantes (ou forces magnétomotrices tournantes).

1.5.2. Inducteur triphasé fixe

1.5.2.1. Inducteur triphasé

On alimente par les trois phases d'un réseau triphasé trois bobinages identiques, engendrant chacun p paires de pôles et décalés dans l'espace de $\frac{2\pi}{3p}$ radians ($120^\circ/p$).

Exemples :

On repérera les phases par les symboles suivants :

phase 1 : $\circ \bullet$; phase 2 : $\triangle \blacktriangle$; phase 3 : $\square \blacksquare$

Inducteur bipolaire : une seule bobine par phase engendrant donc une paire de pôles par phase ($p=1$). Ces bobines sont décalées de 120° comme le montre la figure 7 :

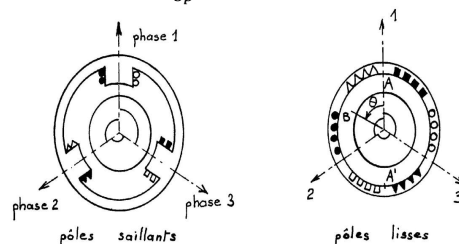


Figure 7 : Inducteur bipolaire à pôles saillants et à pôles lisses

Notes

L'inducteur à pôles lisses comporte des bobines placées dans des encoches du circuit magnétique; on peut, en développant la surface latérale de l'entrefer, donner la représentation schématique de la figure 8 :

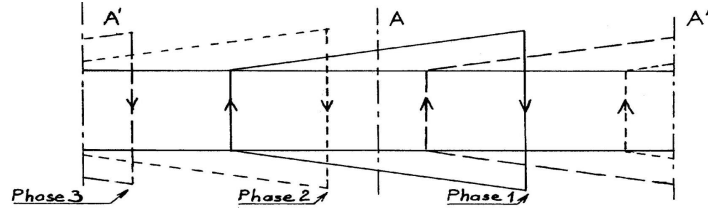
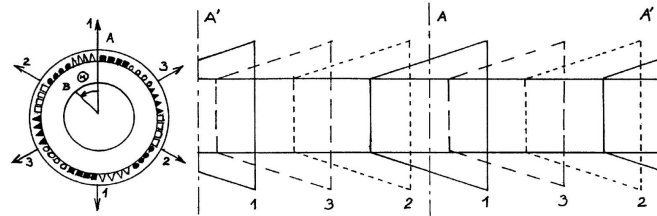


Figure 8 : développement de la surface latérale d'un inducteur à pôles lisses

Inducteur tétrapolaire : Il comporte deux bobines par phase et par suite deux paires de pôles par phase ($p=2$). Ces bobines sont décalées de 60° comme le montre la figure 9 :



Version 2014-2015 Figure 9 : développement de la surface latérale d'un inducteur tétrapolaire

21

1.5.2.2. Théorème de Ferraris

Un inducteur triphasé fixe, comportant p paires de pôles par phase, alimenté à la pulsation ω engendre une induction tournante à p paires de pôles tournant à la vitesse N_s (angulaire Ω_s) telle que :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad N_s = \frac{f}{p}$$

Exemples :

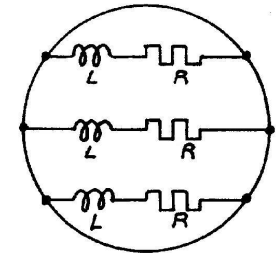
fréquences	50 Hz	60 Hz	400 Hz	
p				
1	3000	3600	24000	tr/min
2	1500	1800	12000	tr/min

1.5.2.3. Inductance d'un enroulement triphasé

On peut attribuer, en fonctionnement équilibré, une impédance propre à chaque phase : c'est l'impédance cyclique ou synchrone. Elle tient compte implicitement des couplages existants avec les autres phases.

Un inducteur triphasé présentera donc, par phase, une résistance R et une inductance propre L . En pratique, on aura :

$$R \ll L\omega$$



Version 2014-2015

22

1.6. Machine bipolaire équivalente

Si dans ce qui précède on pose :

$$\theta = p\theta$$

Les expressions des inductions s'écrivent :

$$b = A \cos(\omega t - \theta)$$

C'est l'induction qui serait engendrée par une armature bipolaire, soit tournante, de vitesse $\omega = p\Omega_s$ et alimentée en courant continu, soit fixe et alimentée à la pulsation ω en triphasé.

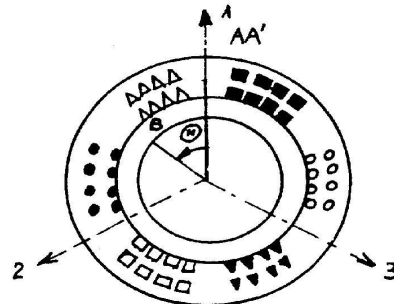
Les inductions tournantes et les vecteurs de Fresnel tournent alors à la même vitesse ω et on pourra donc superposer les diagrammes.

Par exemple, l'inducteur tétrapolaire du paragraphe 1.5.2.1 peut être représenté par un inducteur bipolaire équivalent, comportant le même nombre de conducteurs avec :

$$\theta = p\theta$$

$$\omega = p\Omega_s$$

θ et ω sont les angles et vitesses « électriques ». **Toute machine peut donc être étudiée sur ce modèle équivalent.**



23

Version 2014-2015

Notes

Version 2014-2015

24

1.7. Explication microscopique du fonctionnement

http://www.physique-appliquee.net/videos/champ_tournant/champ_tournant/champ_frames.htm

<http://moodle.lfm.edu.mx/mod/resource/view.php?inpopup=true&id=1602>

<http://youtu.be/DcinnrDuFKs?t=11m50s>

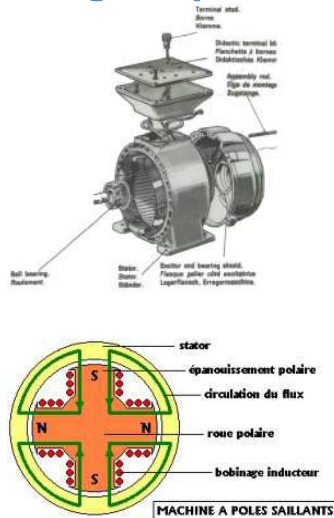
<http://www.youtube.com/watch?v=LtJoJBUSE28>

Notes

Notes

Notes

Chapitre 2: Etude de la machine synchrone en régime permanent



Version 2014-2015

29

2.1. Introduction

La machine synchrone est le plus souvent utilisée en générateur, on l'appelle alors alternateur. Les centrales de production d'énergie sont équipées d'alternateurs triphasés. De l'alternateur de bicyclette délivrant seulement quelques watt à l'alternateur de centrale nucléaire fournissant 1,6 GW le principe de fonctionnement et les modélisations classiques sont relativement semblables.

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine synchrone est réversible et peut également fonctionner en moteur synchrone.

Version 2014-2015

30

2.2. Symboles

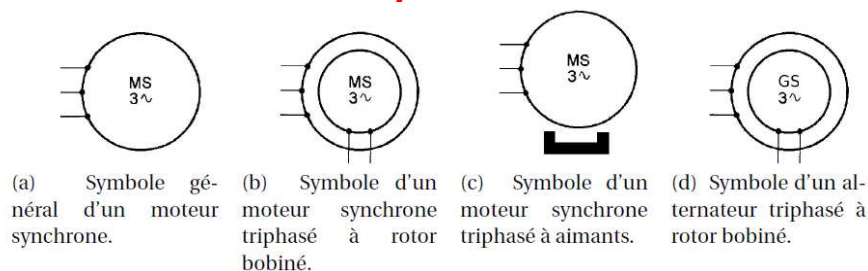


Figure 2.1: Symboles de la machine synchrone

2.3. Construction-Principe

- **Le bobinage d'excitation** : il est constitué d'un bobinage enroulé sur le rotor et traversé par le courant continu « d'excitation » : I_e . C'est lui qui permet la création de pôles magnétiques dits « rotoriques » et l'instauration d'un flux donné dans le circuit magnétique. Ce bobinage est parfois remplacé par des aimants permanents surtout dans le domaine des petites et moyennes puissances.
- **Le circuit d'Induit** : il est constitué des trois bobinages triphasés, de constitution symétrique, pratiqué sur le stator de façon répartie, et par lesquels transite la puissance électrique de la machine.

Version 2014-2015

31

Notes

Version 2014-2015

32

2.3.1. Force électromotrice

$$e = nN\Phi \sin \theta_0 \cos \omega t$$

Cette tension est recueillie par des contacts glissants (bagues). Seul le déplacement relatif de l'induit par rapport à l'inducteur importe : on peut donc obtenir le même résultat en prenant un induit fixe et un inducteur mobile. La réalisation sera plus simple : seul le courant continu d'excitation de l'inducteur traversera des contacts glissants. L'induit pourra être plus complexe (induit triphasé) et parcouru par des courants plus élevés.

On remarque que la f.é.m. est maximale quand les pôles sont perpendiculaires à l'axe de la bobine ainsi constituée.

Cas général : alternateur à $2p$ pôles

L'inducteur comporte $2p$ pôles, et l'induit comporte p fois le bobinage précédent : par exemple $p=2$; $n_1=20$. n_1 : le nombre total de conducteurs mis en série, différent du nombre total n de conducteurs disposés sur l'induit).

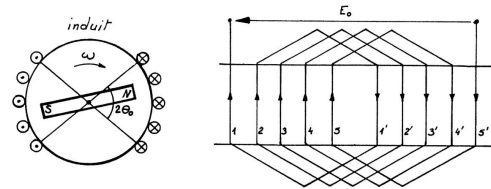


Figure 2.2 : Induit d'une machine synchrone à 10 conducteurs

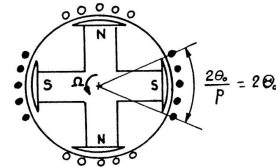


Figure 2.3: Exemple de bobinage d'une machine synchrone à 2 paires de pôles et 20 conducteurs sur l'induit.

Cette machine est équivalente à une machine bipolaire pour laquelle : $\begin{cases} \omega = p\Omega_s \\ \theta = p\Theta \end{cases}$ et comportant le même nombre n_1 de conducteurs. N_s devenant pN_s , la force électromotrice s'écrit donc :

$$e = \frac{\pi \sin \theta_0}{\theta_0} \times n_1 \times p \times N_s \times \Phi \times \cos \omega t$$

avec $\theta_0 = p\Theta_0$

Sa valeur efficace E est telle que :

$$E = \left(\frac{\pi \sin \theta_0}{\sqrt{2} \theta_0} \right) \times n_1 \times p \times N_s \times \Phi(I_e)$$

Le facteur entre parenthèses, appelé coefficient de Kapp, tient en compte en particulier de la répartition des conducteurs à la périphérie du stator et donc des déphasages existant entre les f.é.m. qui y sont induites.

En introduisant un coefficient k lié à la construction, on aura finalement :

$$E = kN_s\Phi(I_e)$$

avec : $e = E\sqrt{2} \cos \omega t$

$$\omega = p\Omega \text{ ou } f = pN_s$$

Cette dernière formule qui relie la fréquence, le nombre de pôles et la vitesse de rotation, est identique à la formule de Ferraris sur les inductions tournantes.

2.3.1.1. Caractéristique à vide

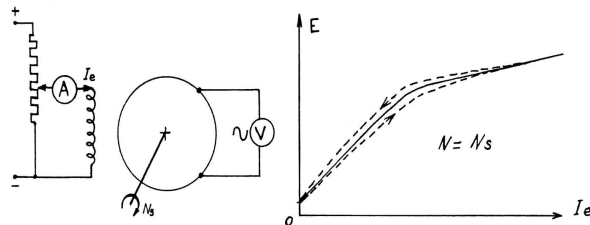


Figure 2.4: Caractéristique à vide d'une machine synchrone

2.3.1.2. Alternateur triphasé

$$\begin{cases} e_1 = E\sqrt{2} \cos \omega t \\ e_2 = E\sqrt{2} \left(\cos \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_3 = E\sqrt{2} \left(\cos \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases}$$

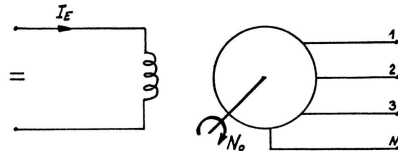


Figure 2.6: Alternateur triphasé : schéma de principe.

Notes

2.3.1.3. Excitation de la machine synchrone

L'inducteur doit être alimenté en tension continue. On peut utiliser :

- Une génératrice à courant continu auto-excitée.
- Un petit alternateur dont on redresse la tension. On peut dans ce cas se passer de balais : l'alternateur d'excitation est à induit tournant; sa tension, redressée par des diodes, excite l'inducteur tournant de l'alternateur principal comme le montre la figure 2.7. Le courant i_e est fourni par un régulateur électronique chargé de maintenir la tension de sortie constante, l'alternateur d'excitation sert en outre d'amplificateur de puissance.
- Des redresseurs, commandés ou non, utilisant une tension alternative. Dans le cas d'un fonctionnement en alternateur, on peut utiliser la tension alternative produite; on obtient un montage auto-excité qui obéit aux mêmes conditions d'amorçage que les générateurs à courant continu (présence de flux rémanent en particulier).

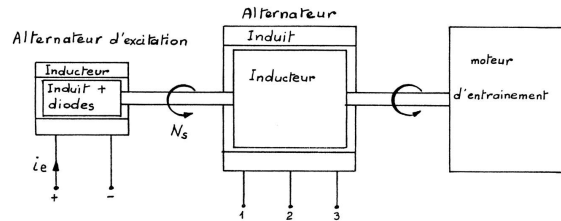


Figure 2.7: Schéma de principe d'un alternateur triphasé sans balais ni bague.

2.3.2. Fonctionnement en charge

2.3.2.1. Schéma équivalent

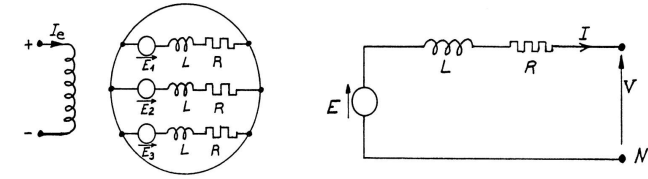


Figure 2.8 : Schéma équivalent de la machine synchrone

On aura, par phase, en supposant un courant débité I , avec un déphasage $\varphi = (\vec{V}, \vec{I})$:

$\underline{E}(I_e) = \underline{V} + \underline{RI} + j\underline{L\omega I}$: c'est l'équation de maille qui donne le diagramme de Behn-Eschenburg qui ressemble à celui de Kapp pour le transformateur. Mais ici, en raison de l'entrefer, nous aurons : $R \ll L\omega$.

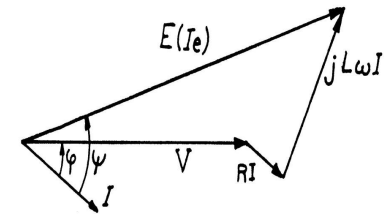


Figure 2.9 : Diagramme de Behn-Eschenburg de la machine synchrone

Méthode de Potier : Lorsque l'alternateur est saturé, on ne peut plus, en toute rigueur, utiliser la méthode précédente. Il faut composer les forces magnétomotrices tournantes dues à l'inducteur, au rotor, ξ_R , et à l'induit, au stator, ξ_S , déphasées, elles aussi, de $\frac{\pi}{2} + \Psi$.

On en déduit la force magnétomotrice résultante ξ_r , qui, compte tenu de la caractéristique d'aimantation, conduit au flux et à la f.é.m. résultante E_r :

$$\xi_r = \xi_R + \xi_S$$

En divisant cette expression par le nombre de spires de l'inducteur à courant continu, on fait apparaître :

$$I_e = \frac{\xi_R}{n} \text{ courant inducteur (continu);}$$

$$I_{er} = \frac{\xi_r}{n} \text{ courant inducteur résultant de l'inducteur et de l'induit ;}$$

$$\alpha I = \frac{\xi_S}{n} \text{ courant continu équivalent à l'induit.}$$

$$I_{er} = I_e + \alpha I \text{ avec } \alpha \text{ paramètre fixe.}$$

La f.é.m. en charge E_r est donnée par la caractéristique à vide, pour la valeur I_{er} du courant d'excitation. L'induit présente en outre une inductance de fuites favorisée par l'entrefer, λ , constante.

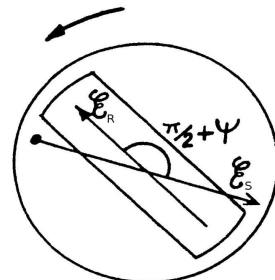


Figure 2.10 : Forces magnétomotrices pour l'établissement du diagramme de Potier de la machine synchrone

Notes

Partant de V , I , φ , on construit E_r . On lit I_{er} sur la caractéristique à vide et on le porte avec 90° d'avance sur E_r (décalage des f.é.m. déjà étudié). On construit (αI) en phase avec I et on obtient I_e .

On peut compléter le diagramme en plaçant E , en retard de 90° sur I_e , ce qui fait apparaître l'angle Ψ .

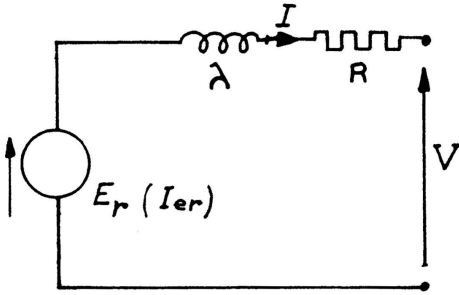


Figure 2.11 : Forces magnétomotrices pour l'établissement du diagramme de Potier de la machine synchrone.

La méthode de Potier, plus rigoureuse quand les machines sont saturées, conduit à des calculs plus longs et plus difficiles à exploiter.

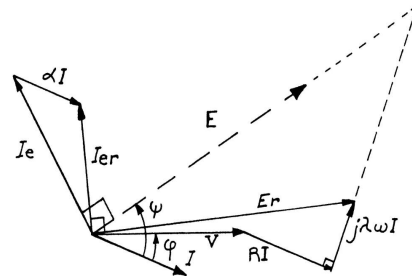


Figure 2.12 : Diagramme de Potier de la machine synchrone.

2.3.2.2. Détermination des éléments du schéma équivalent

La f.é.m. $E(I_e)$ est connue par la caractéristique à vide. On mesure, en courant continu, la résistance R de chaque enroulement. On pourrait mesurer directement L ou $L\omega$ (mesure d'impédance) mais on préfère utiliser les méthodes suivantes :

Essai en court-circuit sous excitation réduite On mesure I_e et I_{cc} . On peut tracer la caractéristique $I_{cc}(I_e)$.

Le flux résultant étant très faible, la machine n'est pas saturée et la caractéristique en court-circuit est rectiligne. On obtient ainsi l'impédance interne d'une phase de l'alternateur

$$|R + jL\omega| = \frac{E(I_e)}{I_{cc}(I_e)} \text{ puisque } V=0; \underline{E} = (R + jL\omega)\underline{I_{cc}}$$

On en déduit $L\omega$. Par ce calcul, on voit que $L\omega$ est constant tant qu'il n'y a pas de saturation (machine linéaire).

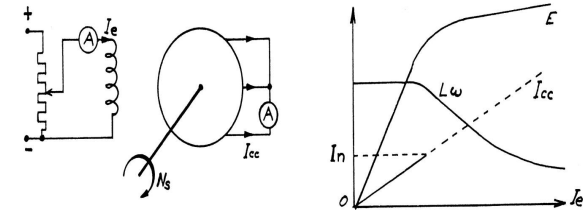


Figure 2.13 : Essai en court-circuit de la machine synchrone.

Essai sur inductance On fait débiter la machine sur des inductances pures.

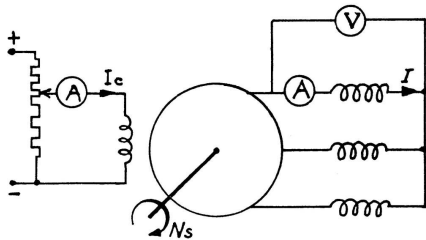


Figure 2.14 : Essai de la machine synchrone : débit sur des inductances pures

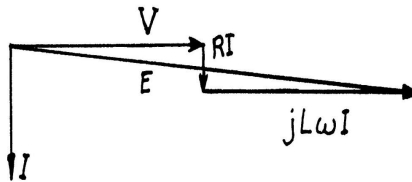


Figure 2.15 : Débit sur des inductances pures : diagramme de Kapp.

Compte tenu des ordres de grandeur, on a : $L\omega I \approx E - V$

On mesure donc $V(I_e)$ et par comparaison avec la courbe à vide, on a $(L\omega I)$ et $(L\omega)$. Cette méthode, plus coûteuse, car il faut des inductances importantes, donne de meilleurs résultats car $L\omega$ est mesuré dans des conditions de flux plus normales qu'en court-circuit. Cela revient, en fait, à tenir compte implicitement de la non linéarité en mesurant $L\omega$ au voisinage des conditions normales de fonctionnement (proches de la saturation). $L\omega$ est alors un paramètre, fonction de I_e , défini autour d'un point moyen, un peu comme les paramètres dynamiques en électronique (résistance d'une diode).

Notes

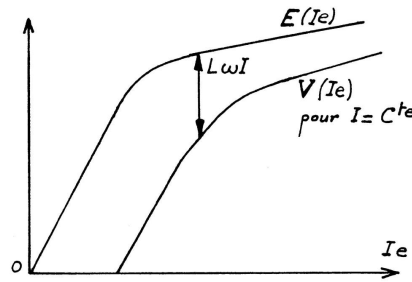


Figure 2.16 : Essai de la machine synchrone : débit sur des inductances pures.

2.3.2.3. Couple électromagnétique

Si la machine fournit les courants triphasés I , sous les tensions simples V , avec un déphasage φ , on aura :

Puissance électrique fournie : $P = 3VI \cos \varphi$.

Pertes Joule dans l'induit : $P_J = 3RI^2$.

La somme de ces deux puissances provient du moteur d'entraînement qui fournit en outre les pertes mécaniques p_m : $P_{méca\ fournie} = P + P_J + p_m$.

La puissance électromagnétique P_{em} , correspondant au couple électromagnétique C_{em} s'écrit :

$$P_{em} = P + P_J = P_{méca\ fournie} - p_m = C_{em} \times \Omega_s$$

On obtient ainsi une expression précise du couple, mais peu utilisable pour un raisonnement général. Si on néglige les pertes (ce qui suppose un rendement égal à un), on aura :

$$P_{em} = C_{em} \times \Omega \approx 3VI \cos \varphi$$

Dans cette hypothèse, le diagramme de Behn-Eschenburg se simplifie (RI est négligeable) comme on le voit sur la figure 2,17 :

$$\text{Or : } HM = L\omega I \cdot \cos \varphi = E \sin \theta$$

$$\text{D'où : } P_{em} \approx \frac{3V}{L\omega} \times \overline{HM}$$

Et le couple peut s'écrire :

$$C_{em} = \frac{3V}{L\omega\Omega_s} \times \overline{HM}$$

$$\text{Ou, enfin, compte tenu de } \Omega_s = \frac{\omega}{p} :$$

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \approx \left(\frac{3p}{L\omega^2} \right) \times VE \sin \theta$$

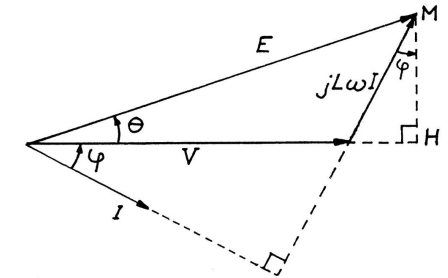


Figure 2.17 : Diagramme de Behn-Eschenburg simplifié pour le calcul du couple électromagnétique de la machine synchrone.

2.4. Alternateur autonome et couplage au réseau

4.3.1. Alternateur autonome

La machine synchrone, entraînée à N_s par un moteur (thermique en général), alimente un récepteur triphasé de facteur de puissance $\cos \varphi$. Si on veut assurer une tension U imposée, pour un débit I et un déphasage φ , on construit le diagramme de Behn-Eschenburg qui donne la f.é.m. E nécessaire et par suite le courant d'excitation I_e .

Inversement, si I_e , donc E , est fixé, on peut calculer, par ce diagramme, la tension obtenue pour un débit I et un $\cos \varphi$ donnés :

$$\underline{E} = \underline{V} + RI + jL\omega I$$

On construit RI et $jL\omega I$. On connaît φ et donc la direction de V : on connaît $|\underline{E}|$. On en déduit la solution graphique de la figure 2.19.

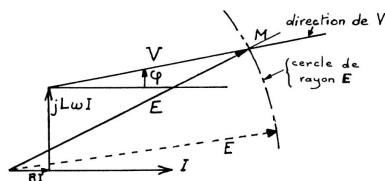


Figure 2.19 : Alternateur autonome : diagramme de Behn-Eschenburg pour le calcul de E .

Notes

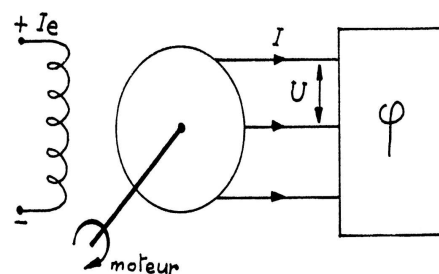


Figure 2.18 : Alternateur autonome.

Ces deux types d'études conduisent aux courbes suivantes :

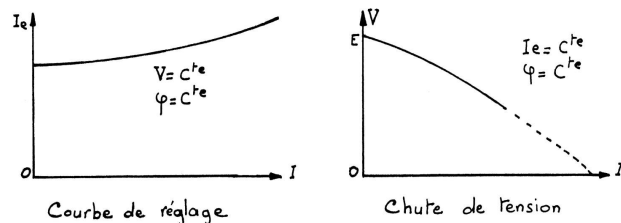


Figure 2.20 : Courbe de réglage et de la chute de tension de la machine synchrones en alternateur autonome.

4.3.2. Machine synchrone couplée au réseau

On couple une machine synchrone à un réseau triphasé afin, soit :

- de fournir une puissance supplémentaire à ce réseau : la machine synchrone se comporte alors en *alternateur* ;
- de produire de la puissance mécanique : la machine synchrone se comporte alors en *moteur synchrone*.

Ces fonctionnements sont parfaitement réversibles et nécessitent tous deux les mêmes opérations de *couplage*.

Couplage :

On ne peut brancher directement le stator d'une machine synchrone sur un réseau : les courants seraient trop intenses (limités seulement par l'impédance interne $R + jL\omega$) et si la vitesse du rotor diffère de N_s , il ne pourrait y avoir de couple : les inductions B_R et B_s tournant à des vitesses différentes, le couple serait oscillatoire et de valeur moyenne nulle.

Pour réaliser un couplage optimal d'une machine synchrone, il faut :

- l'entraîner à une vitesse N proche de N_s par un moteur auxiliaire ;
- l'exciter pour produire des f.é.m. égales aux tensions du réseau ;
- coupler quand les f.é.m. et les tensions correspondantes du réseau sont en phase.

Il ne circule aucun courant dans l'induit. Le montage pratique est celui de la figure 2.21.

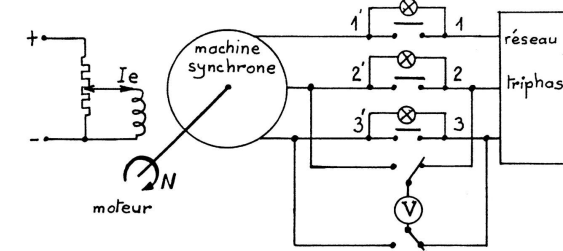


Figure 2.21 : Couplage d'une machine synchrone sur un réseau : montage pratique

Pour vérifier :

- la vitesse : $N = N_s$;
- l'ordre de succession des phases (1,2,3 pour le réseau et 1', 2', 3' pour la machine synchrone) ;
- l'égalité des phases : $\arg E = \arg V$

On utilise des lampes de couplage qui sont placées en parallèle sur le disjoncteur de couplage. Ces lampes sont alimentées sous les tensions : $U' = V - E$ comme le montre la figure 2.22.

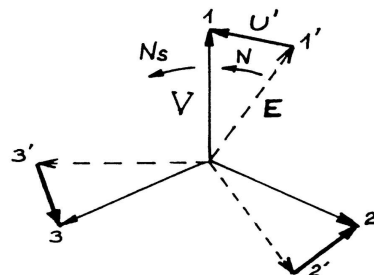


Figure 2.22 : Tensions du réseau et de la machine synchrone pendant le couplage.

En agissant sur I_e , on règle l'égalité $|E| = |V|$ à l'aide du voltmètre.

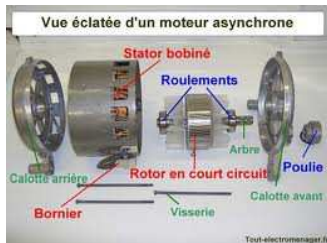
Comme N est différent de N_s , les trois tensions U' varient simultanément et les trois lampes s'allument ou s'éteignent ensemble.

On ajuste la vitesse N en agissant sur le régulateur du moteur d'entraînement (+vite – vite) afin que l'éclat des lampes varie lentement et on couple à l'extinction des lampes. On a alors

$$\underline{E} = \underline{V}$$

Notes

Chapitre 3: Etude de la machine asynchrone en régime permanent



Version 2014-2015

53

3.1. Introduction

Les machines asynchrones sont très utilisées (on estime que 80% des moteurs de la planète sont des moteurs asynchrones) car leur coût est inférieur à celui des autres machines, de plus ces machines sont robustes. Comme les autres machines, la machine asynchrone est réversible et de très nombreuses génératrices asynchrones de puissance inférieure à quelques 5 MW fournissent un surplus d'énergie active aussi bien sur des réseaux terrestres qu'à bord des navires.

La gamme de puissance couverte par les machines asynchrones est très étendue : de quelques 5 watts pour des moteurs asynchrones monophasés à bagues de déphasages aux 36,8 MW des moteurs à cage d'écureuil des futurs porte-avions britanniques de la classe « HMS Queen Elisabeth », en passant par les 24 MW des moteurs asynchrones à cage d'écureuil assurant la propulsion de la série de paquebots « Norwegian Epic ».

3.2. Symboles

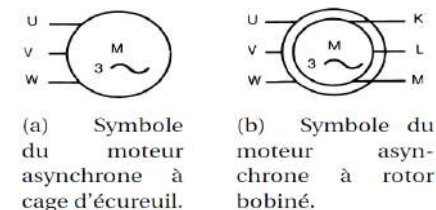


Figure 3.1 : Symboles du moteur asynchrone

Version 2014-2015

54

3.3. Structure- Principes de fonctionnement

3.3.1. Structure

- un stator triphasé comportant p paires de pôles par phase, identique à celui d'une machine synchrone ;
- Un rotor constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor :

- ➡ rotor bobiné : l'enroulement, semblable à celui du stator, comporte p paires de pôles par phase ; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'insérer un rhéostat dans le circuit rotorique. Ce moteur est aussi nommé moteur à bagues.
- ➡ rotor à cage : le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu.

Afin d'éviter l'affaiblissement du champ magnétique statorique dû à une trop grande réluctance, le rotor est rempli de disques de tôles d'acier de faible épaisseur (2 à 3 dixièmes de millimètre) et isolés électriquement par traitement chimique de la surface (phosphatation). Pour mémoire, le fer est le matériau le moins réluctant.

Version 2014-2015

55

Notes

Version 2014-2015

56

3.3.2. Principes de fonctionnement

Le stator, alimenté par un réseau de fréquence f , crée une induction tournante B_s de vitesse N_s telle que $N_s = \frac{f}{p}$.

Supposons le rotor immobile : il est balayé par cette induction et des forces électromotrices sont engendrées dans les conducteurs (loi de Faraday $e = \frac{d\phi}{dt}$).

Comme les circuits rotoriques sont fermés, des courants rotoriques prennent naissance. Il apparaît des forces électromotrices dues à l'action de l'induction statorique sur les courants rotoriques. En vertu de la loi de Lenz, ces forces tendent à entraîner le rotor dans le sens des inductions tournantes. Il existe un *couple de démarrage*, le rotor se met à tourner si le couple est suffisant.

Pour qu'il y ait couple, il faut donc :

- que les circuits rotoriques soient fermés, sinon les courants rotoriques sont nuls;
- que la vitesse N prise par le rotor soit différente de la vitesse N_s de l'induction. Si $N = N_s$, les conducteurs tournent à la vitesse de l'induction statorique, aucune f.é.m. n'est induite, et par conséquent aucun courant ne circule dans le rotor : il ne peut y avoir de couple.

On obtient donc un résultat très différent de celui de la machine synchrone pour laquelle il n'y avait de couple qu'au synchronisme. Pour la machine asynchrone :

- si $N < N_s$ couple moteur ;
- si $N = N_s$ couple nul;
- si $N > N_s$ couple de freinage.

3.3.3. Rappel des principales formules

Glissement :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Notons que :

$N=0$; $g=1$ démarrage

$N = N_s$; $g=0$ synchronisme

$0 < N < N_s$; $0 < g < 1$ moteur

$N > N_s$; $g < 0$ génératrice

Fréquences rotoriques : $f_R = g f$

Bilan de puissance :

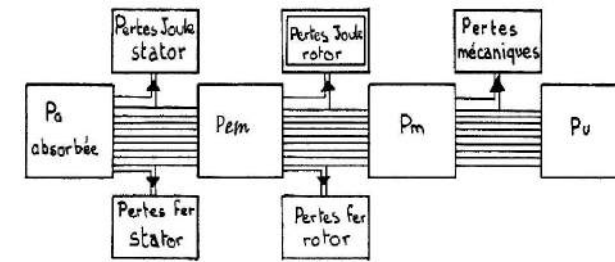


Figure 3.2 : Diagramme de bilan de puissance d'une machine asynchrone

- Puissance absorbée : $P_a = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1$
- Pertes Joule du stator : si R_1 est la résistance d'une phase statorique, alors $P_{js} = 3R_1 I_1^2$.
- Pertes fer stator : comme pour le transformateur, elles seront liées au carré de la tension : P_f .
- Puissance électromagnétique P_{em} , c'est la puissance transmise du stator au rotor par les inductions tournantes à la vitesse N_s : $P_{em} = C_{em} \frac{2\pi N_s}{60}$.
- Pertes Joule rotor : si R_2 est la résistance d'une phase rotorique et I_2 le courant rotorique, on aura : $P_{JR} = 3R_2 I_2^2$.
- Pertes fer rotoriques : elles sont faibles en fonctionnement normal car la fréquence rotorique est petite. On les négligera en pratique devant les pertes joule dans les conducteurs du rotor.
- La puissance mécanique est fournie par le rotor à la vitesse N : $P_m = C_m \frac{2\pi N}{60} = C_m \Omega$.
- Les pertes mécaniques correspondent à un couple de frottement C_f .
- La puissance utile, délivrée sur l'arbre de sortie du moteur, s'écrit en introduisant le couple utile : $P_u = C_u \frac{2\pi N}{60} = C_u \Omega$.

On a évidemment : $C_u = C_m - C_f$. L'équilibre dynamique du rotor implique l'égalité des couples C_{em} et C_m . Il en résulte une propriété remarquable du moteur :

$$P_{em} = C_{em} \frac{2\pi N_s}{60} = P_m + P_{JR} = C_m \frac{2\pi N}{60} + P_{JR}$$

Notes

$$P_{JR} = C_{em} \frac{2\pi(N_s - N)}{60} = C_{em} \frac{2\pi N_s}{60} g N_s = g P_{em}$$

$$P_{JR} = g P_{em} = g C_{em} \Omega_s$$

Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_m} \times \frac{P_m}{P_{em}} \times \frac{P_{em}}{P_a} < \frac{P_m}{P_{em}}$$

$$\text{Or : } \frac{P_m}{P_{em}} = \frac{N}{N_s} = 1 - g \quad \text{Donc } \eta < \frac{N}{N_s}$$

Schéma équivalent :

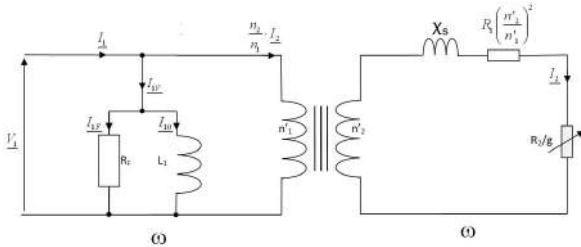


Figure 3.3 : Schéma équivalent d'une machine asynchrone, stator et rotor sont à la même pulsation ω .

Version 2014-2015

61

Couple et courant à glissement faible:

On suppose que : $\frac{R_2}{g} \gg X_s$ ou $g \ll \frac{R_2}{X_s \omega}$ ($R_1 \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2$ étant à priori négligé).

On obtient : $\underline{I}_2 = \frac{n'_2}{n'_1} \underline{V}_1 \frac{g}{R_2}$ soit : $\underline{I}_1 = \underline{I}_{1V} + \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 \underline{V}_1 \frac{g}{R_2}$

$$P_{em} = 3 \frac{R_2}{g} I_2^2 = 3 \frac{R_2}{g} \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 \frac{g^2}{R_2^2} V_1^2 = C_{em} \Omega_s$$

$$\text{Soit : } C_{em} = \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 V_1^2 \frac{g}{R_2} \quad \text{ou } C_{em} = k V_1^2 \frac{g}{R_2}$$

➡ Pour un réseau donné (V_1 et Ω_s constantes), le couple est proportionnel au glissement si R_2 est constante.

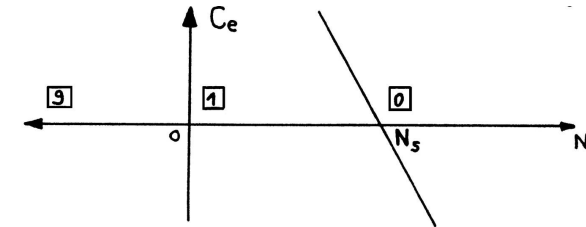


Figure 3.4 : Caractéristique mécanique d'une machine asynchrone à glissement faible

Version 2014-2015

62

3.4. Courant absorbé – Diagramme du cercle

3.4.1. Courant absorbé

On a :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1V} + \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 \underline{V}_1 \frac{1}{\frac{R_2}{g} + j\omega X_s}$$

Ou :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1V} + \underline{I}'_1$$

Lorsque la vitesse varie, seule la composante $\underline{I}'_1$ varie.

Soit : $\underline{I}'_{1\infty}$, la valeur de $\underline{I}'_1$ quand $g = \infty$

$$\underline{I}'_{1\infty} = \left(\frac{n'_2}{n'_1}\right)^2 \frac{V_1}{j\omega X_s}$$

Ce courant, limité par l'inductance de fuites, est déphasé de 90° sur V_1 et il est constant (indépendant de g).

$$\underline{I}'_1 = \underline{I}'_{1\infty} \cdot \frac{1}{\frac{R_2}{jg\omega X_s} + 1} = \underline{I}'_{1\infty} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{R_2}{g\omega X_s}}$$

Version 2014-2015

63

Notes

Version 2014-2015

64

Soit :

$$\underline{I'_{1\infty}} = \underline{I'_1} - j \frac{R_2}{g\omega X_s} \cdot \underline{I'_1}$$

Cette somme correspond au diagramme de Fresnel suivant de la figure 3.5.

Comme I'_{∞} est constant, le point M, extrémité de I'_1 , décrit un cercle de diamètre $AB = I'_{\infty}$. La tangente de l'angle α est directement proportionnelle au glissement si R_2 est constante :

$$\tan \alpha = \frac{\omega X_s}{R_2} \cdot g$$

Si $g = 0$, M est en A ; $g = \infty$, M est en B.

Compte tenu du courant absorbé à vide, I_{1V} , on aura pour I_1 le diagramme définitif de la figure 3.6.

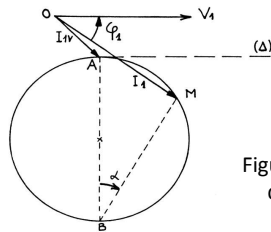


Figure 3.6 : Diagramme du cercle d'une machine asynchrone.

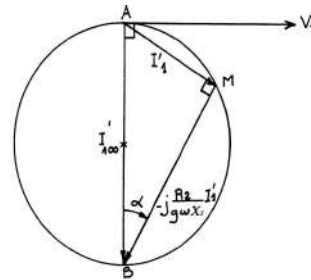


Figure 3.5 : Diagramme de Fresnel d'une machine asynchrone : diagramme du cercle

3.4.2. Détermination expérimentale

Le centre étant sur une normale à V_1 passant par A, on détermine deux points de ce cercle.

Essai à vide pour $N = N_s$ ($g = 0$)

En pratique, on laisse le moteur tourner à vide, comme les frottements sont faibles, le glissement est pratiquement nul. On mesure I_{1V} , la puissance P_{1V} qui est alors égale aux pertes fer stator :

$$P_{1V} = 3V_1 I_{1V} \cos \phi_{1V}$$

$$P_{1V} = 3V_1 I_{1F}$$

On peut donc tracer le vecteur $\vec{I}_{1V}$.

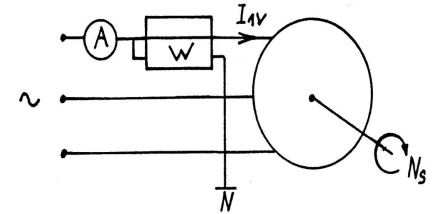


Figure 3.7 : Essais à vide pour la détermination du diagramme du cercle.

Essai à rotor bloqué pour $N=0$ ($g=1$)

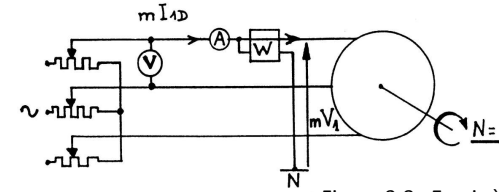


Figure 3.8 : Essais à rotor bloqué pour la détermination du diagramme du cercle.

L'ampèremètre mesure mI_{1D} , le voltmètre mU . On en déduit I_{1D} , tandis que le wattmètre permet de calculer le déphasage. On porte alors le vecteur $\vec{I}_{1D}$ et on construit le cercle. On connaît A et D, le centre C du cercle est sur la normale à V_1 et sur la médiatrice de AD comme le montre la figure 3.9.

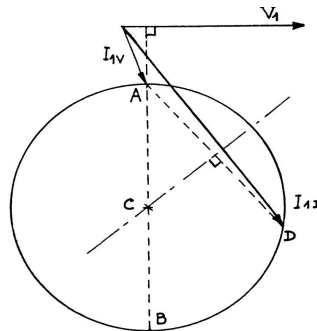


Figure 3.9 : Construction du cercle suite aux deux essais à vide et à rotor bloqué.

Notes

3.4.3. Echelle de glissement - Puissances

Echelle de glissement

(G) étant graduée, on lira le glissement pour un point M à l'intersection de BM et de (G). On pourra ainsi suivre l'évolution de I_1 et de φ_1 en fonction de g , donc de la vitesse.

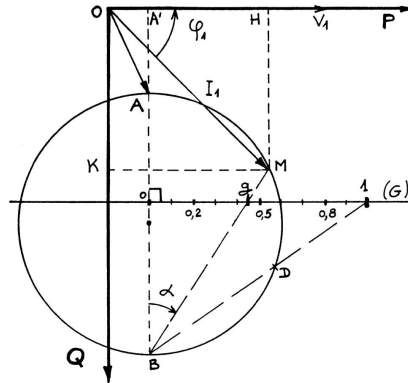


Figure 3.10 : Echelle de glissement sur le diagramme du cercle.

Puissances

Comme dans le cas du diagramme simplifié, on peut joindre à ce diagramme des échelles de puissances (voir figure 3.10). On projette le point M sur OP et OQ :

Puissance active absorbée : $P_a = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3V_1 \overline{OH}$

Puissance réactive absorbée : $Q_a = 3V_1 I_1 \sin \varphi_1 = 3V_1 \overline{OK}$

En retranchant les pertes fer stator, on fait apparaître la puissance électromagnétique P_{em} sur l'axe OP :

$$p_F = 3V_1 I_{1F} = 3V_1 \overline{OA'}$$

$$P_{em} = P_a - p_F$$

$$P_{em} = 3V_1 \overline{A'H}$$

$\overline{A'H}$, à la même échelle, mesure P_{em} et donc le couple. On peut donc déduire du diagramme la courbe couple-vitesse $C_{em} = f(g)$ ou $C_{em} = f(N)$.

Enfin, en joignant A à D, on peut séparer les pertes Joule rotor et la puissance mécanique P_m . Si x est l'intersection de AD et mM, on a :

$$\frac{mx}{mM} = \frac{\tan \alpha}{\tan \alpha_D} = \frac{g}{1} = g$$

puisque $\widehat{mMA} = \alpha$ et $\widehat{mxA} = \alpha_D$.

Comme $\overline{mM}$ représente la puissance P_{em} , $\overline{mx}$ représente les pertes Joule rotor ; $\overline{xM}$ correspond alors à la puissance mécanique P_m :

$$P_{JR} = 3V_1 \overline{mx} \quad \text{et} \quad P_m = 3V_1 \overline{xM}$$

En résumé, comme l'illustre la figure 3.11, le graphe donne, pour un point M :

- le glissement (échelle G) ;
- le courant I_1 ;
- le déphasage φ_1 ;
- la puissance absorbée P_a ;
- la puissance électromagnétique P_{em} et par suite le couple ;
- les pertes Joule rotor ;
- la puissance mécanique P_m .

On retrouve directement le bilan des puissances (à l'exclusion des pertes Joule stator qui ont été négligées et des pertes mécaniques qui interviennent ensuite).

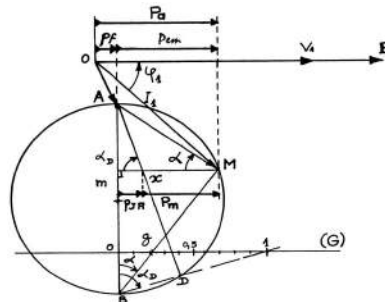
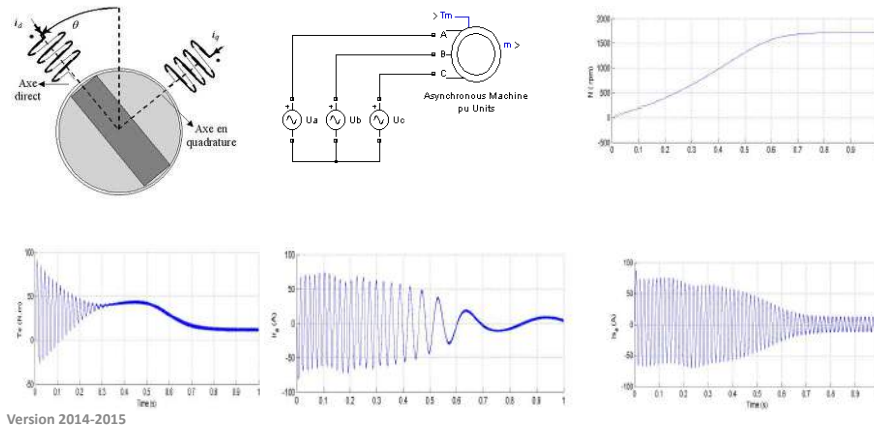


Figure 3.11 : Toutes les informations fournies par le diagramme du cercle.

Notes

Chapitre 4: Modélisation dynamique de la machine asynchrone (étude en régime quelconque)



73

4.1. Introduction

Le modèle de la machine asynchrone présenté précédemment est un modèle en « régime permanent », où la machine est supposée fonctionner en régime établi, à vitesse constante car alimentée avec un système de tensions triphasées de valeurs efficaces constantes. Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (vecteurs de Fresnel). Les équations de la machine, établies en « régime permanent », permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement avec une méthode simple, qualifiée de $\frac{V}{f} = cte$ ou appelée également contrôle scalaire. Cela permet de faire varier la vitesse de la machine sur une large plage.

Une autre méthode de contrôle, basée sur les équations du « régime transitoire » (ou « régime dynamique ») de la machine est appelée *commande vectorielle*. Elle permet d'obtenir une réponse dont la dynamique est plus rapide, elle permet également une meilleure précision dans le contrôle de la valeur du couple et notamment d'obtenir un couple à vitesse nulle. Cette commande est cependant plus difficile à implanter puisqu'elle requiert plus de puissance de calcul de la part du microcontrôleur ou du DSP du variateur.

Le nom de *commande vectorielle* vient du fait que les relations finales sont vectorielles (amplitude et phase) à la différence des commandes scalaires (amplitude seulement). Il existe des commandes vectorielles pour les moteurs asynchrones mais également pour les moteurs synchrones.

Version 2014-2015

74

4.2. Modèle de la machine asynchrone en régime transitoire

4.2.1. Hypothèses de travail

- Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs;
- Les inductances propres sont constantes ;
- la variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques est sinusoïdale.

Version 2014-2015

75

Notes

Version 2014-2015

76

4.2.2. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

4.2.2.1 Transformation triphasée-diphasé

Un champ magnétique tournant, peut être obtenu par un enroulement triphasé (trois bobines dont les axes sont décalés angulairement de $\frac{2\pi}{3}$ et alimentées par des tensions décalées dans le temps de $\frac{2}{3}$ de période) ou par un enroulement diphasé (deux bobines décalées d'un angle de $\frac{\pi}{2}$ et alimentées par des tensions décalées d'un quart de période).

Il existe principalement deux transformations :

- la transformation de Clarke ;
- La transformation de Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple, tandis que celle de Concordia conserve la puissance mais pas les amplitudes.

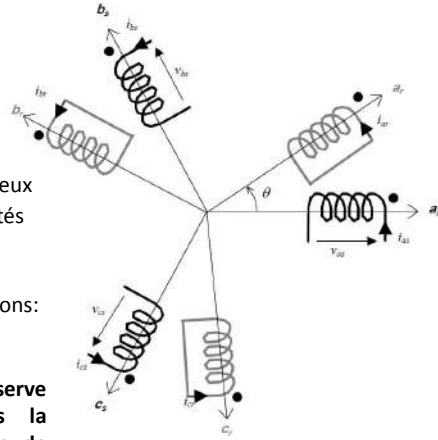


Figure 4.1 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques d'une machine asynchrone à rotor bobiné.

4.2.2.2 Transformée de Clarke

$$[CI] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Ce qui donnera pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{Soit : } [i_{\alpha\beta}] = [CI][i_{abc}]$$

Le coefficient $\frac{2}{3}$ est arbitraire mais il est adopté car il permet de conserver l'amplitude des courants ; un système triphasé équilibré de courants sinusoïdaux d'amplitude I_M produit un vecteur courant d'amplitude I_M .

La transformation inverse est alors :

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$$\text{Soit : } [i_{abc}] = [CI]^{-1}[i_{\alpha\beta}]$$

4.2.2.3 Transformée de Concordia

La définition pour les courants est la suivante :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

ou :

$$[i_{\alpha\beta o}] = [Co] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}$$

ou :

$$[i_{abc}] = [Co]^{-1}[i_{\alpha\beta o}] = [Co]_t[i_{\alpha\beta o}]$$

Notes

4.2.2.6 Transformée de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère dq est mobile. Comme le montre la figure 4.2, il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de transformation de Park ou angle de Park.

La matrice de rotation 3x3 s'écrira :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On aura donc :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix}$$

i_d représente l'axe direct et i_q l'axe en quadrature « avant ». i_o représente la composante homopolaire perpendiculaire au plan de la figure 4.2. On remarque que $[R(-\theta)] = [R(\theta)]^{-1}$.

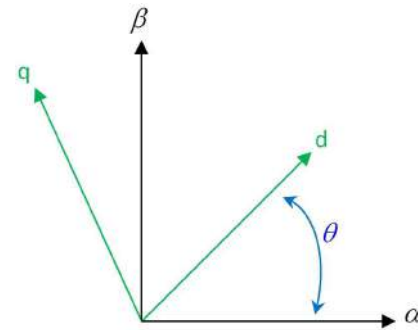


Figure 4.2 : Rotation du système $\alpha\beta$ vers le système dq.

La transformation de Concordia conserve la puissance instantanée, on utilisera cette transformation pour réaliser la transformation de Park qui conserve la puissance.

$$[P(\theta)] = [R(\theta)][C_o]$$

Pour les courants, cela donnera :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Soit :

$$[i_{dgo}] = [P(\theta)][i_{abc}]$$

avec :

$$[P(\theta)] = [R(\theta)][C_o]$$

La transformée inverse sera :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}$$

Soit :

$$[i_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[i_{dgo}]$$

La transformation de Park peut s'interpréter comme suit :

Les machines triphasées à champ tournant comportent trois enroulements fixes, décalés de 120° le long de l'entrefer et parcourus par trois courants alternatifs triphasés (décalés dans le temps de deux tiers de période). En vertu du théorème de Ferraris, ceci donne naissance à un champ magnétique tournant à la vitesse $\omega_s = \frac{f}{p}$ et dont l'amplitude est constante au cours du temps.

La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de :

- **deux enroulements tournants à la vitesse angulaire $\dot{\theta}_s = \omega_s$ et parcourus par les courants i_d et i_q ;**
- **un enroulement fixe, parcouru par le courant homopolaire i_o .**

Le système équivalent donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer qui est identique à celui créé par les trois enroulements décalés de 120° et parcourus par des courants triphasés.

Notes

4.2.2.7 Mise en équations de la machine asynchrone en coordonnées de Park

Dans un référentiel lié au champ tournant, la vitesse ω_{dq} est égale à la pulsation statorique ω_s et la différence $\omega_{dq} - \omega$ est égale à $g\omega_s$, les équations de la machine sont alors :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \cdot \omega_s \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \cdot \omega_s \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \cdot g \cdot \omega_s \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \cdot g \cdot \omega_s \end{aligned}$$

4.2.2.8 Calcul du couple

La transformation de Park conserve la puissance instantanée, nous pouvons donc écrire :
 $p(t) = v_{as}(t) \cdot i_{as}(t) + v_{bs}(t) \cdot i_{bs}(t) + v_{cs}(t) \cdot i_{cs}(t) = v_{ds}(t) \cdot i_{ds}(t) + v_{qs}(t) \cdot i_{qs}(t)$
 En remplaçant dans l'expression précédente les valeurs de v_{ds} et v_{qs} tirées des équations de la présente page, il vient :

$$p(t) = R_s \cdot (i_{ds}^2(t) + i_{qs}^2(t)) + \left(\frac{d\phi_{ds}(t)}{dt} \cdot i_{ds}(t) + \frac{d\phi_{qs}(t)}{dt} \cdot i_{qs}(t) \right) + \omega_s \cdot (\phi_{ds}(t) \cdot i_{qs}(t) - \phi_{qs}(t) \cdot i_{ds}(t))$$

Le premier terme représente les pertes par effet Joule, le deuxième la puissance électromagnétique stockée, le dernier terme constitue la puissance électrique convertie en puissance mécanique. Nous avons donc :

$$p_{méca}(t) = \omega_s \cdot (\phi_{ds}(t) \cdot i_{qs}(t) - \phi_{qs}(t) \cdot i_{ds}(t)) = c_{méca}(t) \cdot \omega_s$$

On en déduit l'expression du couple instantané :

$$c_{méca}(t) = (\phi_{ds}(t) \cdot i_{qs}(t) - \phi_{qs}(t) \cdot i_{ds}(t))$$

En exploitant les expressions des flux statoriques et en appelant p le nombre de paires de pôles, il est possible d'établir d'autres expressions du couple toutes égales :

$$\left\{ \begin{aligned} C_e &= p \cdot (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \\ C_e &= p \cdot (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_e &= p \cdot M (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_e &= p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{aligned} \right\}$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite.

4.3. Contrôle vectoriel

Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, nous n'aborderons dans ce chapitre que **la commande vectorielle à flux rotorique orienté**.

Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle, en découplant flux et courant, permet de simplifier la commande du couple en la rendant semblable à ce qui se passe pour une machine à courant continu. Cette simplification a cependant un prix : il est nécessaire de disposer d'une puissance de calcul suffisante afin de pouvoir effectuer des calculs nécessaires en temps réel.

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Reprenons l'écriture de ce couple :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds})$$

Il est évident que pour donner au couple une forme exactement semblable à celui d'une machine à courant continu, il faut éliminer le deuxième produit $(\phi_{qr} \cdot i_{ds})$. Pour supprimer ce produit, il suffit d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté par l'axe direct d et donc d'avoir $\phi_{qr} = 0$. Ainsi ϕ_r sera uniquement égal à ϕ_{dr} .

Notes

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{dr} \cdot i_{qs}$$

On règle le flux ϕ_{dr} en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique, en suite, le couple peut être fixé en agissant sur la composante i_{qs} .

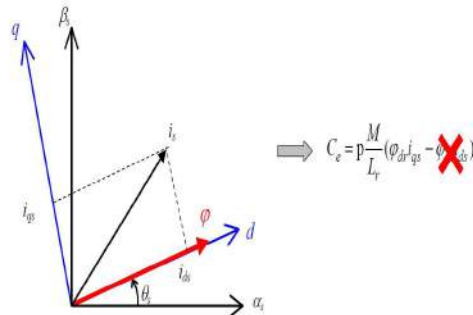


Figure 4.3 : Principe du contrôle vectoriel.

C'est bien l'action sur i_{ds} qui permet de régler le flux. Ainsi, en considérant le rotor en court-circuit, on a :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_s i_{dr} + M i_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \end{cases}$$

On rappelle que le flux ϕ_{qr} est annulé dans cette commande. D'où l'on tire par substitution :

$$\phi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} = M \cdot i_{ds}$$

Une fois la régulation du couple maîtrisée, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. Il s'agit alors d'une régulation en cascade et les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Il est évident que pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif et que pour la diminuer il faut imposer un couple négatif. Il apparaît alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple. Ce couple de référence doit à son tour être imposé par l'application des courants ; c'est le rôle des régulateurs de courants.

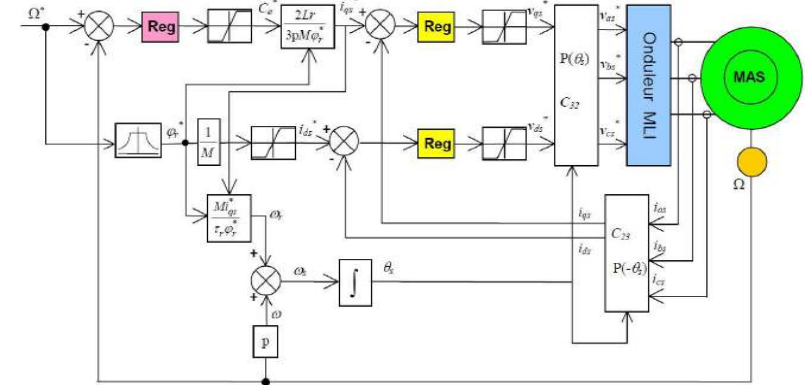


Figure 4.3 : Schéma de régulation de vitesse de machine asynchrone à flux rotorique orienté.

Mise en œuvre de la commande

Pour pouvoir commander les composants, il est nécessaire de revenir dans le référentiel abc , donc de connaître la position de l'axe d . Cette position est repérée par l'angle θ_s qui vérifie : $\theta_s = \theta + \theta_r$.

L'angle θ est mesuré par un capteur de position et θ_r peut être obtenu par intégration de la pulsation des grandeurs rotoriques ω_r .

A partir des relations :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \\ \phi_{qr} = 0 &\Rightarrow L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \end{aligned}$$

La pulsation des grandeurs rotoriques s'écrit :

$$\omega_r = -\frac{M \cdot R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} = -\frac{M}{\tau_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}}$$

Elle peut donc être évaluée à partir de la valeur estimée de i_{qs} et de celle, calculée, de ϕ_{dr} .

Notes

La machine de Park se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante :

- Le flux inducteur est Φ_{dr} , puisqu'on fait en sorte que $\Phi_{qr} = 0$;
- Le courant équivalent au courant d'induit est i_{qs} .

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante, c'est-à-dire à fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant i_{ds} s'occupe alors de maintenir le courant i_{ds} constant et égal à la référence i_{ds}^* .

Le flux dans la machine étant constant, on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant i_{qs} . Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant i_{qs}^* positive. C'est le régulateur du courant i_{qs} qui va imposer ce courant de référence à la machine.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant i_{qs}^* en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{qs}^*) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω^* .

La figure 4.3 résume cette régulation, elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants i_{ds} et i_{qs} . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* dans le repère dq .

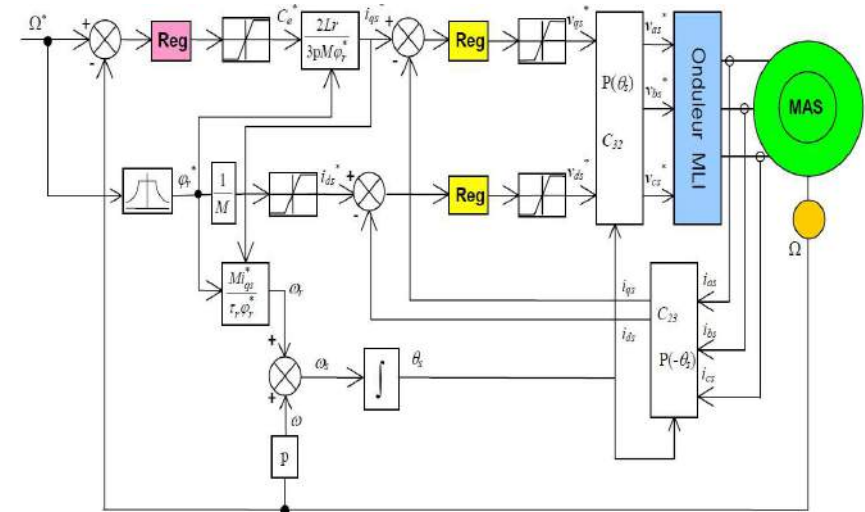


Figure 4.3 : Schéma de régulation de vitesse de machine asynchrone à flux rotorique orienté.

Le schéma de la figure 4.3 comporte 3 régulateurs :

Le régulateur de vitesse : il agit sur le couple afin de réguler la vitesse, sa sortie est le couple de référence.

Le régulateur de courant i_{qs} : il agit sur la tension de référence v_{qs}^* pour ajuster le courant i_{qs} . Si l'on regarde de plus près le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence i_{qs}^* . Ce coefficient tient compte de la valeur du flux (voir la formule du couple) mais également un facteur 2/3 qui dépend de la transformation triphasé-biphasé choisie. La présence de ce facteur 2/3 est due au choix de la transformation de Clarke dans ce schéma.

Le régulateur de courant i_{ds} : il agit sur la tension de référence v_{ds}^* . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car : $\Phi_r = \frac{M}{1+p\tau_r} \cdot i_{ds}$ avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ la constante de temps rotorique et p la variable de la transformée de Laplace. On voit alors qu'en régime permanent $\Phi_r = M \cdot i_{ds}$.

Par ailleurs, deux transformations sont importantes :

Une transformation inverse de Park : qui permet, à partir des tensions biphasées (v_{ds}^* , v_{qs}^*) dans le repère dq , de calculer les tensions triphasées v_{as}^* , v_{bs}^* , v_{cs}^* à imposer à la machine via l'onduleur à MLI ;

Une transformation directe de Park : qui permet, à partir des trois courants de ligne de la machine, de calculer les courants biphasés (i_{ds} , i_{qs}) qu'il faut réguler dans le repère dq .

Notes

Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle θ_s . Le bloc chargé d'effectuer ce calcul utilise la vitesse mesurée et la pulsation de glissement ω_r . Dans le cadre de la commande par orientation du flux rotorique, la pulsation de glissement se calcule par $\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}^*}$ ou en utilisant les références en lieu et place des mesures. Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s .

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*}) dt$$

On obtient ainsi le schéma général à implanter sur une commande numérique (DSP ou micro-contrôleur).

A chaque période de fonctionnement de l'onduleur, la commande doit ouvrir ou fermer les interrupteurs de puissance (IGBT ou autre) de manière à créer dans la machine électrique un champ magnétique résultant dont le module et la direction sont optimaux pour répondre aux consignes de vitesse et de couple. Le calculateur, qui va agir sur la commande des interrupteurs, se doit d'avoir quelques informations pour effectuer les calculs et particulièrement :

- la position du rotor
- La vitesse du rotor.

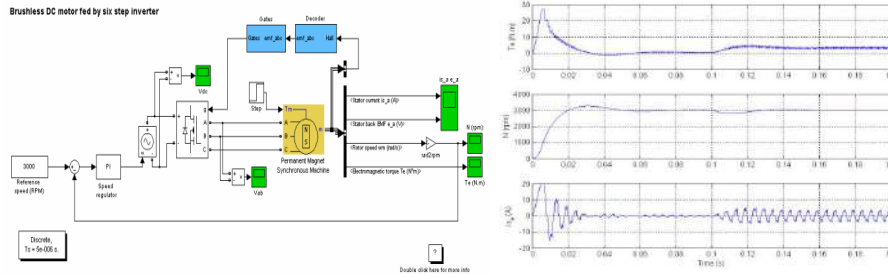
Ces informations sont obtenues à l'aide d'un capteur de position ou de vitesse. Néanmoins, il est possible de reconstituer cette information avec plus ou moins de précision à l'aide d'informations électriques telles que la connaissance des courants. *On parle alors de commande vectorielle sans capteur.*

Notes

Notes

Notes

Chapitre 5: Modélisation dynamique de la machine synchrone (étude en régime quelconque, cas de la machine à aimants permanents)



Version 2014-2015

101

5.1. Introduction

Les machines synchrones vis-à-vis des machines asynchrones ont une puissance massique plus importante et le flux rotorique étant connu, il est plus facile de maîtriser le couple. Les progrès fait dans la fabrication des aimants, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terre rares font aujourd'hui l'utilisation des MSAP va croissante.

5.2. Modélisation

5.2.1. Représentation dans un repère diphasé

Pour la MSAP, ce repère sera lié au rotor avec l'axe d dans le sens de l'induction magnétique.

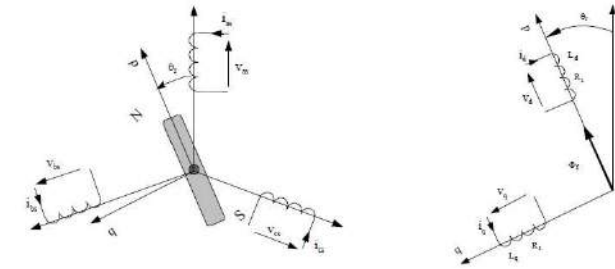


Figure 5.1 : Représentation de la MSAP dans les repères triphasé (a,b,c) et diphasé (d-q).

Version 2014-2015

102

Dans ce nouveau repère, nous noterons :

- $L_d(H)$: Inductance équivalente d'induit sur l'axe d.
- $L_q(H)$: Inductance équivalente de l'induit sur l'axe q.
- $R_s(\Omega)$: Résistance équivalente d'enroulements statoriques.
- P : Nombre de paires de pôles.
- f : Coefficient de frottement fluide.
- J : Inertie du rotor.

Il est à noter qu'ici la MSAP est ramenée à une machine à une paire de pôle, l'angle θ_r correspondra à l'angle réel du rotor multiplié par le nombre de paire de pôle P.

5.2.2. Equations de Park de la machine

Si nous considérons une répartition sinusoïdale de l'induction magnétique et en négligeant les phénomènes de saturation dans le fer, nous aurons dans le repère d-q les relations suivantes :

Equations pour les tensions :

$$V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \phi_q$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \phi_d$$

Version 2014-2015

103

Notes

Version 2014-2015

104

Equations pour les flux :

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_f$$

Φ_f : flux de l'inducteur

$$\Phi_q = L_q I_q$$

Expressions du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \cdot (\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d)$$

$$C_{em} = P \cdot (I_d \cdot I_q \cdot (L_d - L_q) + \Phi_f \cdot I_q)$$

Cas particulier pour la machine à pôles lisses ($L_d = L_q$) :

$$C_{em} = P \cdot \Phi_f \cdot I_q$$

Dans ce cas le courant I_d n'intervenant pas dans l'équation du couple, le minimum des pertes joules est atteint pour une valeur nulle.

5.2.3. Equations dans le repère α, β lié au stator

Tensions:

$$V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + L_s \frac{dI_\alpha}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_f \cdot \sin(\theta_s)$$

$$V_\beta = R_s \cdot I_\beta + L_s \frac{dI_\beta}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_f \cdot \cos(\theta_s)$$

Flux:

$$\Phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_\alpha + \Phi_f \cdot \cos(\theta_s)$$

$$\Phi_{s\beta} = L_s \cdot I_\beta + \Phi_f \cdot \sin(\theta_s)$$

Couple:

$$C_{em} = p(\Phi_\alpha \cdot I_\beta - \Phi_\beta \cdot I_\alpha)$$

Les composantes des courants et des flux sont sinusoïdales.

5.3. Découplage des courants I_d et I_q

Pour commander ce moteur, il est impératif de contrôler le couple, celui-ci dépendant uniquement des composantes des courants statoriques dans le repère d-q. Il faut maîtriser ceux-ci.

Comme il est loisible de le remarquer, les courants I_d et I_q dépendent simultanément des grandeurs d'entrée V_d et V_q . Afin de pouvoir mettre en place des commandes mono variables, nous allons à partir des équations régissant le régime dynamique du moteur rechercher une contre réaction non linéaire qui découple le système.

Nous pouvons écrire :

$$V_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} - \omega_r \cdot L_q \cdot I_q$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \Phi_f$$

Pour découpler l'évolution des courants I_d et I_q par rapport aux commandes, nous allons définir des termes de compensations E_d et E_q tel que :

Pour la première composante du courant statorique, nous aurons :

$$V_d + \omega_r \cdot L_q \cdot I_q = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} = V'_d = V_d + E_d$$

Avec : $E_d = \omega_r \cdot L_q \cdot I_q = \omega_r \cdot \Phi_q$

Pour la seconde composante, il vient :

$$V_q - \omega_r \cdot L_d \cdot I_d - \omega_r \cdot \Phi_f = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} = V'_q = V_q - E_q$$

Avec : $E_q = \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \Phi_f = \omega_r \cdot \Phi_d$

Avec les nouvelles entrées V'_d et V'_q , nous pouvons à partir des équations différentielles définir deux transmittances mono variables :

$$\frac{I_d(p)}{V'_d(p)} = \frac{1}{R_s + L_d \cdot p}$$

$$\frac{I_q(p)}{V'_q(p)} = \frac{1}{R_s + L_q \cdot p}$$

Notes

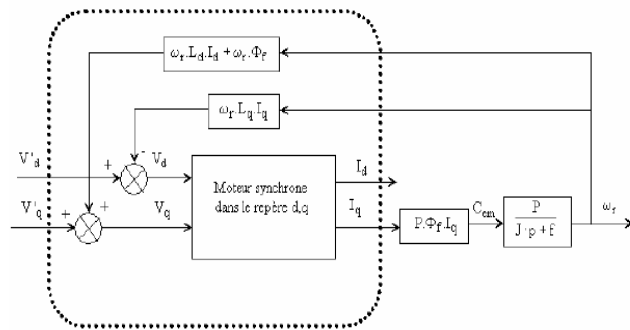


Figure 5.2 : Découplage de la machine synchrone à aimants.

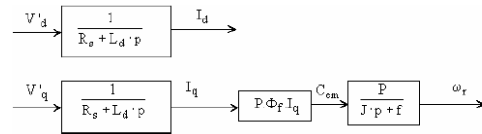


Figure 5.3 : Comportement de la MS avec le découplage.

5.4. Commande de la machine synchrone à aimants

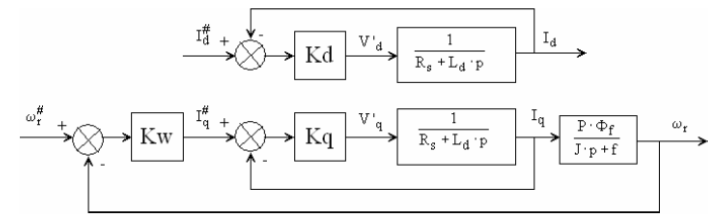


Figure 5.4 : Boucles de commande.

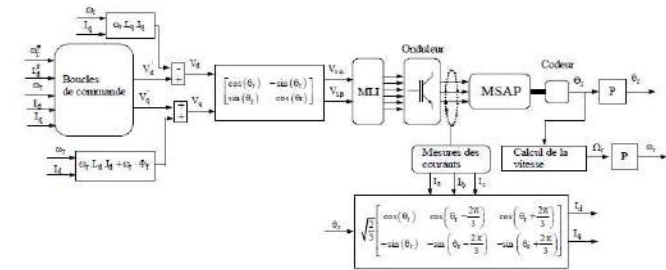
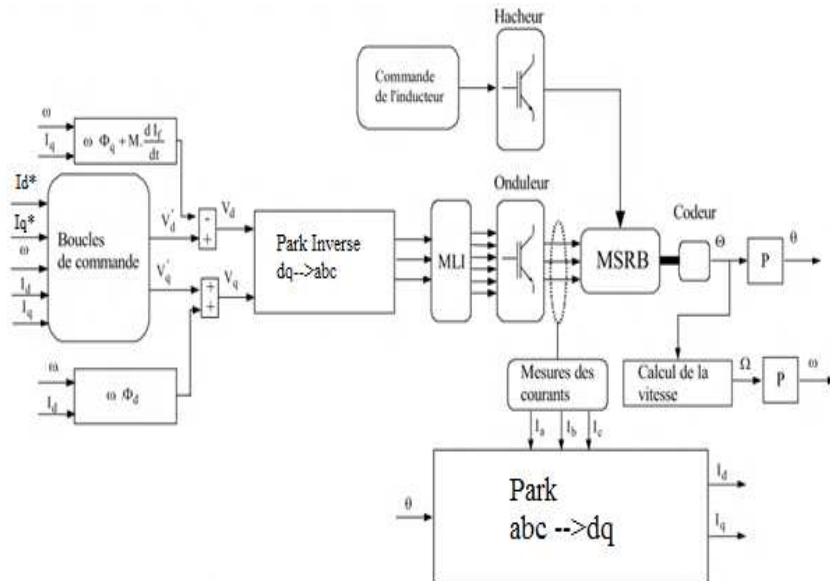


Figure 5.5 : Schéma technologique.

Notes



Chapitre 6: Convertisseurs de puissance associés aux machines électriques

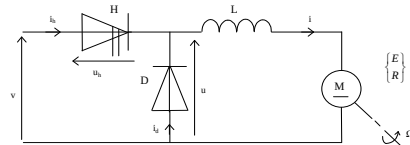


Figure 6.1 : Hacheur et MCC.

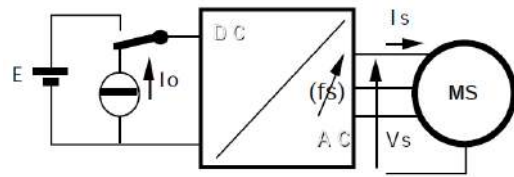


Figure 6.2 : Alimentation à fréquence variable de la MS.

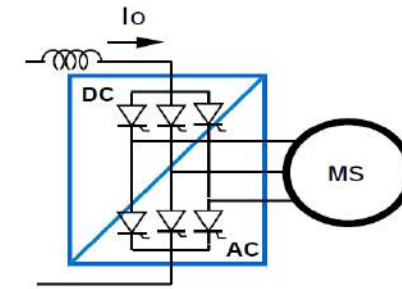


Figure 6.3 :MS alimentée par un pont de Graetz triphasé à thyristors .

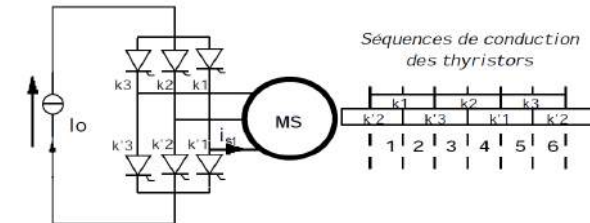


Figure 6.4:Commutations des courants dans les phases de la MS.

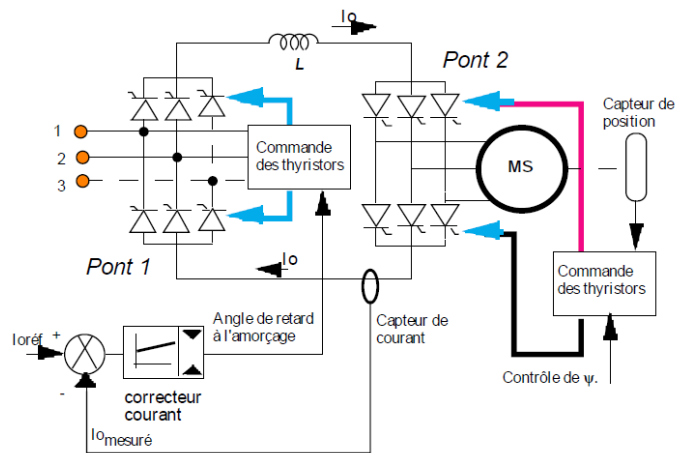
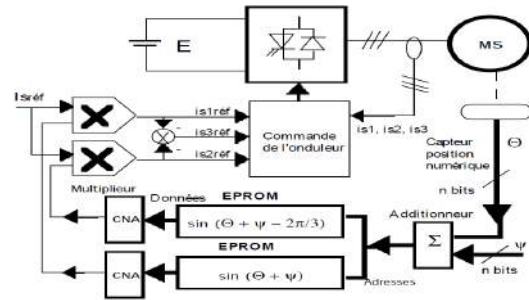
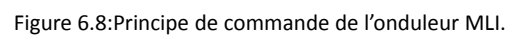
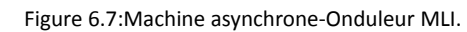
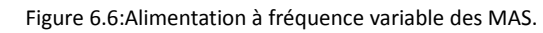


Figure 6.5:Ensemble convertisseur-machine.

Notes



117



Version 2014-2015