Machine asynchrone triphasée : modélisation

«Il n'y a pas de grandeur pour qui veut grandir. Il n'y a pas de modèle pour qui cherche ce qu'il n'a jamais vu.»
Paul Eluard in « l'Évidence poétique »

Résumé

Après avoir établi le principe et la réalisation d'une MAS, ce document s'intéresse à la mise en place d'un modèle électrique satisfaisant afin de l'exploiter dans un contexte industriel.

La recherche du schéma électrique équivalent commence par la mise en place de l'expression de la tension induite statorique puis, par analogie, de la tension rotorique. Ceci conduit à établir leur rapport pour mettre en évidence le comportement d'un transformateur singulier. En effet, la fréquence de la tension rotorique dépend du paramètre cinématique « glissement » qui traduit la variation relative des vitesses du champ tournant statorique et du rotor . Se basant sur cette analogie, un premier schéma équivalent est mis en évidence où interviennent les imperfections, tant magnétiques qu'électriques.

Après les tensions, une étude du rapport de transformation en courant montre qu'il n'est pas l'inverse de celui en tension. Cette constatation met en lumière la singularité du transformateur précédemment introduit. Pour approfondir la modélisation, on s'attache à évaluer les puissances mises en jeu. C'est l'occasion de monter que la puissance électrique n'est pas transmise intégralement, laissant apparaître une puissance électromagnétique qui traduit la conversion électromécanique. Le modèle est alors enrichi pour tenir compte de cette puissance active au travers d'une résistance.

Pour en terminer avec le schéma équivalent, il évolue afin d'être plus pratique. Le nouveau modèle utilise une représentation mono fréquentielle par passage des éléments rotoriques au stator (on s'inspire en fait de la représentation équivalente au primaire d'un transformateur). Le couple électromécanique peut alors être exprimé, tant mécaniquement, qu'électriquement pour traduire le comportement électromécanique de la machine.

La caractéristique de couple est ensuite étudiée. Elle laisse apparaître un fonctionnement deux quadrants par changement de signe du couple. L'extension à quatre quadrants est immédiate par inversion de la vitesse de rotation à l'aide d'un champ tournant inverse (échange de deux phases). La caractéristique laisse apparaître des extrema pour des glissements proches du synchronisme mais aussi une zone de fonctionnement quasi-linéaire. Cette exploitation offre l'occasion d'observer les moyens de faire varier la vitesse de rotation par modification de la tension efficace statorique, d'une part, et de la résistance rotorique, d'autre part (les autres moyens étant abordés dans la troisième partie).

Pour terminer les méthodes expérimentales pour relever les éléments du schéma équivalent sont décrites. Le premier est orienté « laboratoire » : un essai préliminaire, un essai au synchronisme et un à rotor bloqué sous tension réduite. Le second fait appel au relevé du couple de démarrage, maximal et du glissement correspondant. Associé à la connaissance du courant statorique nominal, tous les paramètres peuvent être déterminés.

WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

Sommaire

I. Introduction 3
II. Schéma électrique équivalent 3
II.1. Rapport de transformation en tension 3
II.1.1. Tension induite au stator par le champ tournant 3
II.1.2. Tension induite au rotor par le champ tournant 4
II.1.3. Rapport de transformation en tension (et en fréquence) 5
II.2. Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone réelle 6
II.3. Représentation des puissances : problème posé par la puissance active 7
II.3.1. Rapport de transformation en courant 7
II.3.2. Modélisation de la puissance active 7
II.4. Évolution du schéma équivalent 8
II.5. Dernière évolution : schéma équivalent sans transformateur 9
II.6. Bilan des puissances actives 9
III. Expression et étude du couple électromagnétique 10
III.1. Vision « mécanicienne » : puissances et grandeurs mécaniques 10
III.2. Vision « électricienne » : expression du couple 10
III.3. Étude de la caractéristique de couple 11
III.3.1. Couple fonction du glissement : $C_{em}(g)$ 11
III.3.2. Couple fonction de la vitesse rotorique : $C_{em}(\Omega_r)$ 11
III.3.3. Comportement au démarrage 12
III.3.4. Au-delà du synchronisme : fonctionnement en génératrice hypersynchrone 12
III.3.5. Conclusion 12
III.4. Facteurs modifiant la caractéristique de couple — Applications 12
III.4.1. Influence de la tension efficace statorique 12
III.4.1.1. Mise en évidence du comportement 12
III.4.1.2. Applications au démarrage 13
III.4.1.2.1. Démarrage étoile-triangle 13
III.4.1.2.2. Démarrage par gradateur 13
III.4.2. Influence de la résistance rotorique 14
IV. Détermination expérimentale du schéma équivalent 15
IV.1. Méthode en laboratoire 15
IV.1.1. Essai préliminaire : relevé de p et de m 15
IV.1.1.1. Les pôles ($2p$) 15
IV.1.1.2. Essai à rotor ouvert 15
IV.1.2. Essai au synchronisme ($g=0$) : R_μ et L_μ 15
IV.1.2.1. Schéma de l'essai 16
IV.1.2.2. Exploitation des mesures 16
IV.1.3. Essai à rotor bloqué ($g = 1$) : R'_2 et L'_2 16
IV.1.3.1. Schéma de l'essai 16
IV.1.3.2. Exploitation des mesures 16
IV.2. Méthode industrielle 17
V. Conclusion 17
VI. Bibliographie 17

WWW.DZPEN.COM | قلم الجزائر

I. Introduction

Le document « Machine asynchrone : principe, fonctionnement et structure interne » établissait le principe et la réalisation d'un champ tournant à partir d'un réseau triphasé. Deux applications aux machines tournantes furent alors évoquées. Parmi celles-ci, la machine asynchrone recueillit une attention particulière pour développer des éléments sur sa structure technologique.

Mais pour assurer la meilleure mise en œuvre de cet actionneur dans un contexte industriel, il est essentiel d'effectuer sa mise en équation afin d'en établir un modèle électrique équivalent satisfaisant. C'est l'objet de ce document.

II. Schéma électrique équivalent

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent monophasé ramené à une seule phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible.

On s'appuiera sur une MAS qui possède p paires de pôles.

II.1. Rapport de transformation en tension

II.1.1. Tension induite au stator par le champ tournant

L'entrefer de la MAS est le siège d'une induction tournante sinusoïdale :

$$b(\theta,t) = B_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)]$$

Pour atténuer le développement des calculs, on suppose que l'enroulement comporte N_S spires ponctuelles (Figure 1). D'autre part, cette figure représente la MAS avec une seule paire de pôles ($p = 1$), mais le calcul sera mené pour p quelconque. Dans ces conditions, l'enroulement occupe un arc angulaire π/p.

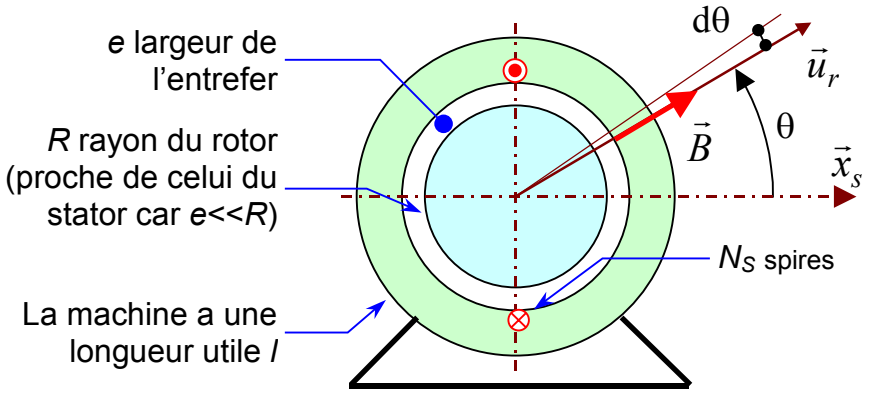


Figure 1 : illustration avec p = 1.

On évalue l'influence électromagnétique des enroulements en déterminant la force électromotrice $v_S(t)$ induite par ce champ dans cet enroulement statorique à N_S spires. L'entrefer d'épaisseur e est très faible vis-à-vis du rayon intérieur du stator R, si bien que le rotor de longueur l a même rayon.

Détermination de l'expression du flux $\phi_S(t)$ sous un pôle

$$\left.\begin{aligned} &d\phi_s = b(\theta,t)\cdot dS \\ &b(\theta,t) = B_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)] \\ &dS = R\cdot l \cdot d\theta \end{aligned}\right\} \text{donc } d\phi_s = \Phi_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)]\cdot d\theta \text{ avec } \Phi_m = B_m \cdot R \cdot l$$

Le flux sous un pôle est obtenu en parcourant l'arc polaire :

$$\phi_s(t) = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \Phi_m \cdot \cos[p(\theta - \Omega_s t)] \cdot \mathrm{d}\theta = 2\frac{\Phi_m}{p} \cdot \cos(p\Omega_s t)$$

D'où l'expression du flux sous un pôle :

$$\boxed{\phi_s(t) = 2\frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos(p\Omega_s t)} \text{ ou } \boxed{\phi_s(t) = 2\frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos(\omega \cdot t)}$$

Expression de la tension statorique induite $v_s(t)$

En considérant le flux $\phi_S(t)$ du champ tournant à travers l'enroulement, la loi de Faraday

$$v_s(t) = N_s \frac{\mathrm{d}\phi_s}{\mathrm{d}t}$$

permet d'écrire :

$$\boxed{v_s(t) = -2N_s \frac{\omega}{p} B_m \cdot R \cdot l \cdot \sin(\omega \cdot t)} \text{ ou } \boxed{v_s(t) = -2N_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \Omega_s \cdot \sin(\omega \cdot t)}$$

Conclusion

La force électromotrice statorique induite par le champ tournant est une tension sinusoïdale :

- de **fréquence *f*** telle que $f = p\frac{\Omega_s}{2\pi} = \frac{\omega}{2\pi}$ (ω est la pulsation du réseau d'alimentation).
  La fréquence de la tension statorique est identique à celle du réseau d'alimentation ;
- de **valeur efficace V_s** telle que $V_s = 2\sqrt{2}\pi \cdot N_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \frac{f}{p}$.
  Cette relation rappelle celle de Boucherot.

II.1.2. Tension induite au rotor par le champ tournant

On détermine maintenant la force électromotrice $v_r(t)$ induite par le champ dans un enroulement rotorique supposé ponctuel de N_r spires.

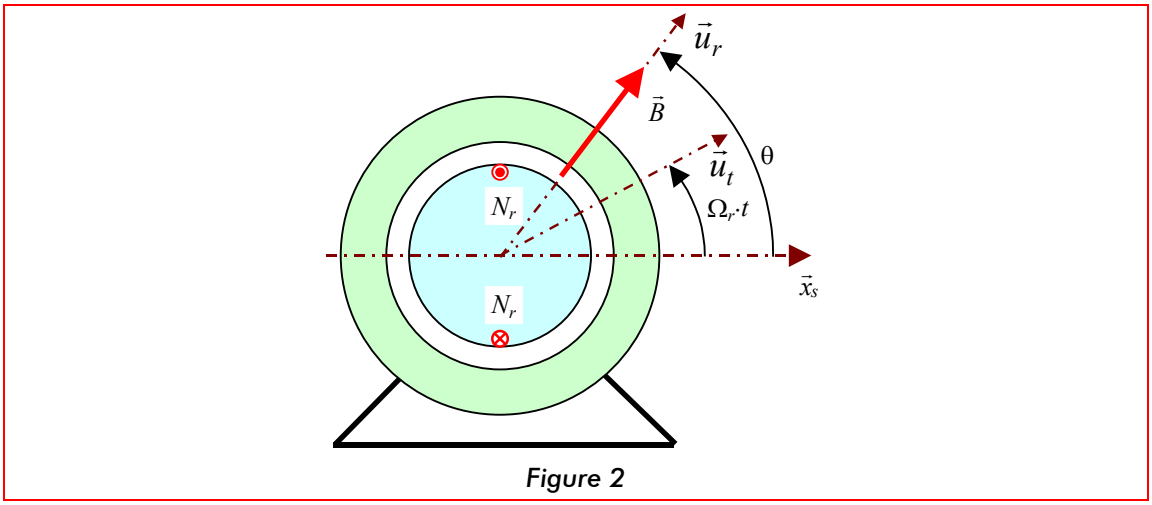


Figure 2

En considérant la variation du flux $\phi_r(t)$ du champ tournant à travers l'enroulement, grâce à la loi de Faraday la tension $v_r(t)$ s'écrit :

$$v_r(t) = N_r \cdot \frac{\mathrm{d}\phi_r(t)}{\mathrm{d}t}$$

La seule différence par rapport au calcul précédent provient du fait que le rotor tourne à la pulsation Ω_r.

En conséquence, relativement au rotor, le champ tourne donc à une pulsation ($\Omega_s - \Omega_r$).

Expression du champ rotorique

$d\phi_r = \Phi_m \cdot \cos[p\theta - p(\Omega_r - \Omega_r)t] \cdot d\theta$ avec $\Phi_m = B_m \cdot R \cdot l$ (inchangé)

En intégrant sous un pôle rotorique , on obtient l'expression du flux :

$$\phi_r(t) = 2\frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos[p(\Omega_s - \Omega_r)t]$$

Que l'on ramène à la vitesse du champ tournant :

$$\phi_r(t) = 2\frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos[p\Omega_s \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} t]$$

On voit apparaître le coefficient $\boxed{g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}}$ (sans unité), appelé **glissement**.

Cette grandeur permet d'exprimer les grandeurs rotoriques en déplaçant la fréquence des phénomènes comme s'il s'agissait d'un changement de repère.

En prenant à la pulsation du réseau d'alimentation, on obtient alors l'expression finale du champ rotorique :

$$\boxed{\phi_r(t) = 2\frac{B_m \cdot R \cdot l}{p} \cdot \cos[g \cdot \omega \cdot t]}$$

Expression de $v_r(t)$

Le calcul est identique au cas précédent, en remplaçant N_s par N_r.

$$\boxed{v_r(t) = -2 \cdot N_r \cdot g \cdot \Omega_s \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot \sin(g \cdot \omega \cdot t)}$$

Conclusion

La force électromotrice induite par le champ tournant dans un enroulement rotorique est une tension sinusoïdale :

- de **fréquence f_r** (**r** pour rotorique) **:** $f_r = g \cdot f$;
- de **valeur efficace V_r** telle que $V_r = 2\sqrt{2}\pi \cdot N_r \cdot B_m \cdot R \cdot l \cdot g \cdot \frac{f}{p}$.

II.1.3. Rapport de transformation en tension (et en fréquence)

Les déterminations précédentes montrent des tensions statoriques et rotoriques similaires. Elles sont dans le rapport $g \cdot \frac{N_r}{N_s}$. Les fréquences au stator (f) et au rotor (f_r) sont différentes : $f_r = g \cdot f$.

Ces constatations conduisent à une machine se comportant comme un **transformateur** dont les caractéristiques sont les suivantes (Figure 3) :

- **rapport de transformation en tension :** $m_v = \frac{V_r}{V_s} = g\frac{N_r}{N_s} = m \cdot g$ avec $m = \frac{N_r}{N_s}$;
- **rapport de transformation en fréquence :** $g = \frac{f_r}{f}$.

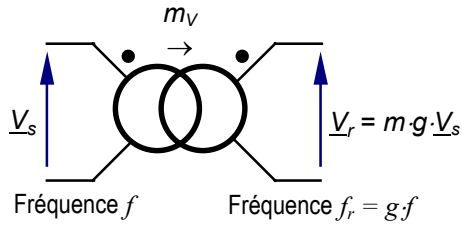


Figure 3 : transformateur tension/fréquence.

A l'issue de cette étude, on peut envisager le schéma équivalent de la MAS pour chaque phase.

II.2. Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone réelle

La vision d'une phase statorique de la MAS, décrite au paragraphe §II.1.3, précisait le fonctionnement d'une **MAS parfaite** basé sur un **transformateur parfait**.

Les informations relatives au transformateur, et en particulier ses imperfections, permettent d'établir le schéma équivalent électrique de la MAS réelle présenté à la Figure 4.

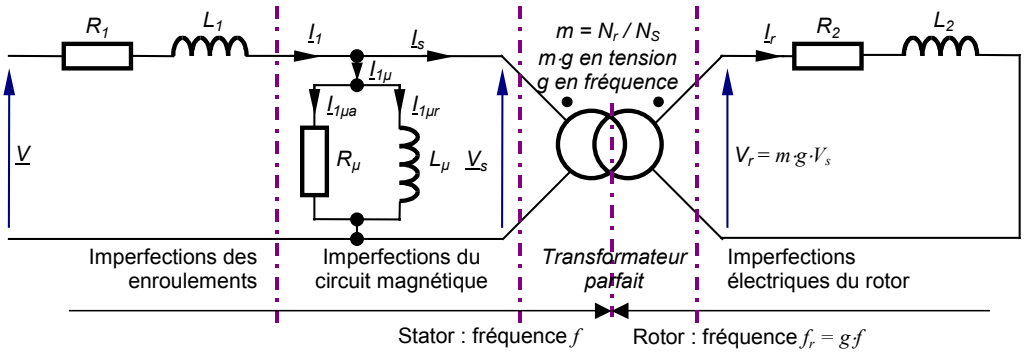


Figure 4 : schéma électrique équivalent de la MAS réelle pour une phase.

La connaissance du transformateur associé aux informations établies précédemment permettent de décrire plus précisément les différents éléments du schéma équivalent :

- La résistance R_μ symbolise les pertes fer dans le rotor de la MAS* ;
- *L'inductance* L_μ est l'inductance magnétisante du circuit magnétique ;
- *La résistance* R_1 est celle propre à chacun des enroulements statoriques ;
- *L'inductance* L_1 est celle des fuites des enroulements statoriques**.
- *La résistance* R_2 est celle du circuit rotorique ;
- *L'inductance* L_2 est celle des fuites magnétiques du circuit rotorique*** ;

(*)Remarque 1

La présence de l'entrefer dans le circuit magnétique augmente notablement sa réluctance. La valeur de l'inductance magnétisante diminue donc nettement par rapport à celle d'un transformateur classique de puissance équivalente. C'est la raison pour laquelle la réactance $X_\mu = L_\mu\omega$ est souvent beaucoup plus faible que R_μ : on ne tient donc que rarement compte de cette résistance R_μ (résistance considérée infinie vis à vis de X_μ).

Une autre manière de raisonner serait de réaliser l'hypothèse de Kapp comme dans les transformateurs. En fait, cette méthode n'est pas aussi juste car la diminution de X_μ tend à augmenter le courant magnétisant qui crée donc une chute de tension dans R_1 et L_1 non nécessairement négligeable face à la tension délivrée par le réseau d'alimentation.

(**)Remarque 2

Au stator, cette inductance rend compte des toutes les fuites magnétiques : de l'enroulement statorique considéré (même indice), mais aussi des autres enroulements (autres indices) par le biais des inductances mutuelles. C'est pourquoi on la nomme « inductance cyclique des fuites statoriques ». Ce type d'étude n'est pas approfondi car signalé hors programme en classe de TSI.

En fait une analyse plus fine montrerait que l'inductance et la résistance au stator n'ont qu'une influence infime sur le comportement de la machine. En conséquence, R_1 et L_1 seront désormais considérées nulles.

(***)Remarque 3

Au rotor, suivant une analyse similaire, l'inductance L_2 est l' « inductance cyclique des fuites rotoriques ».

II.3. Représentation des puissances : problème posé par la puissance active

La modélisation précédente s'opérait sur une seule phase. On conserve le même découpage pour la puissance : un tiers de la puissance totale fournie à la machine par phase.

II.3.1. Rapport de transformation en courant

Dans une machine parfaite, le théorème d'Ampère indique que le champ d'excitation H_s créé par le stator est compensé à tout instant par le champ rotorique H_r (comme pour un transformateur parfait).

Or, ces champs sont directement proportionnels aux valeurs efficaces des courants dans les enroulements et au nombre de spires de ces enroulements (toujours le même théorème).

Il en résulte que :

$$N_r I_r = N_s I_s \Rightarrow \frac{I_r}{I_s} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{1}{m}.$$

Cette relation définit le **rapport de transformation en courant** :

$$\boxed{\frac{I_r}{I_s} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{1}{m}}$$

Ce résultat complète les relations décrivant le transformateur équivalent et peut prendre la forme synthétique de la Figure 5.

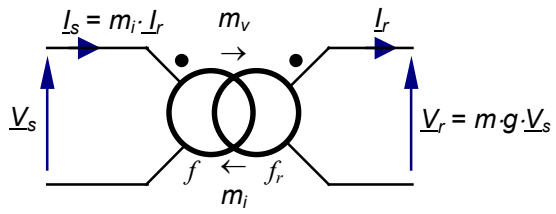


Figure 5 : tensions, courants et rapports de transformation.

II.3.2. Modélisation de la puissance active

Parallèle avec le transformateur parfait

Contrairement au transformateur parfait, on constate que le rapport de transformation de la machine parfaite en tension ($g \cdot m$) et celui en courant ($1/m$) ne sont pas inverses l'un de l'autre.

En d'autres termes, et conformément à la manière d'introduire les différents rapports de transformation dans un transformateur parfait, **il n'y a pas échange total d'énergie sous forme électrique** entre le « primaire » (stator) et le « secondaire » (rotor) de la MAS. Il reste à établir où se localise cette « puissance égarée ».

Transfert électrique

Le raisonnement est adapté en ayant recours à la puissance fournie par le stator (le primaire du transformateur parfait), nommée aussi **puissance transmise au rotor** P_{tr} :

$$P_{tr} = 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\vec{V}_s, \vec{I}_s)$$

Au rotor (le secondaire), la puissance active (dû à l'effet Joule dans R_2) est :

$$P_{jr} = 3 \cdot V_r \cdot I_r \cdot \cos(\vec{V}_r, \vec{I}_r)$$

Or le transformateur est parfait, il ne déphase donc aucune grandeur. Les déphasages rotoriques et statoriques sont identiques. On note alors φ ce déphasage.

Un rapide développement permet d'écrire :

$$P_{jr} = 3 \cdot V_r \cdot I_r \cdot \cos\varphi = 3 \cdot m \cdot g \cdot V_s \cdot \frac{I_s}{m} \cdot \cos\varphi = g \cdot 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos\varphi = g \cdot P_{tr}$$

On en conclut que toute la puissance électrique active au stator n'est pas transmise au rotor par ce transformateur si particulier.

Puissance électromagnétique

La différence entre la puissance au stator et celle au rotor

$$P_{tr} - P_{jr} = (1-g)P_{tr}$$

traduit le déséquilibre du bilan des puissances.

Cette différence est la **puissance électromagnétique**

$$\boxed{P_{em} = (1-g)P_{tr}}$$

celle qui anime mécaniquement le rotor et la charge.

II.4. Évolution du schéma équivalent

Le schéma équivalent précédent ne peut modéliser le transfert en puissance car aucun élément électrique ne lui correspond. Il faut donc modifier la localisation des puissance comme montre la *Figure 6* pour traduire les transferts.

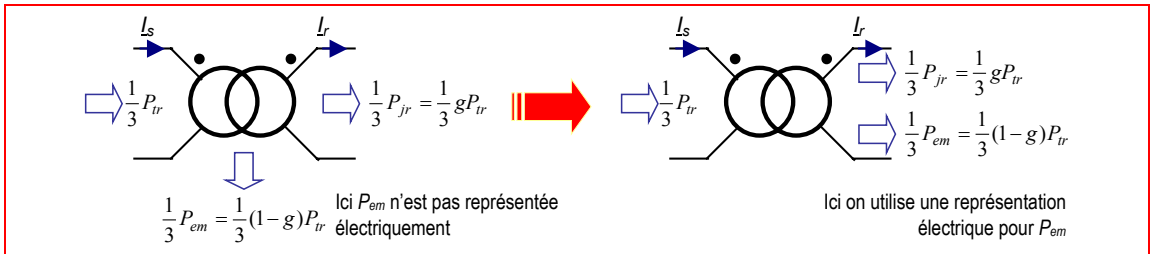


Figure 6 : transfert des puissances actives.

Puisque les puissances mises en jeu sont actives, elles seront représentées par des résistances parcourues par le courant $\underline{I_2}$:

- R_2 pour P_{jr} ;
- R_{em} pour P_{em}.

Les relations sur les puissances permettent d'exprimer R_{em} :

$$\left.\begin{aligned} P_{em} &= 3 \cdot R_{em} \cdot I_r^2 = (1-g) \cdot P_{tr} \\ P_{jr} &= 3 \cdot R_2 \cdot I_r^2 = g \cdot P_{tr} \end{aligned}\right\} \text{ donc } \boxed{R_{em} = \frac{1-g}{g} R_2}$$

Ceci conduit au nouveau schéma équivalent de la partie secondaire de la MAS représenté à la Figure 7. On remarque alors que la résistance équivalente au secondaire $\frac{R_2}{g}$ représente toute la puissance active secondaire, c'est-à-dire la puissance transmise au rotor P_{tr} (le transfert est total).

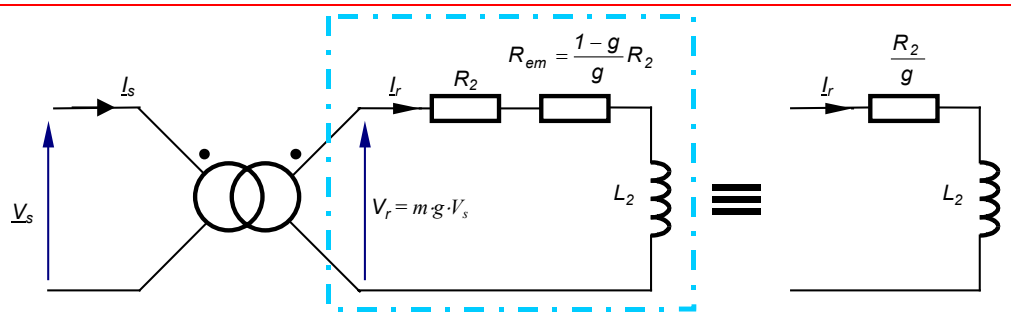


Figure 7 : schéma électrique équivalent complet de la MAS (partie secondaire).

II.5. Dernière évolution : schéma équivalent sans transformateur

Le modèle électrique précédent règle le problème de la puissance. Cependant, les fréquences au primaire f et au secondaire f_r sont différentes. Pour simplifier l'étude, il serait appréciable de transformer le schéma équivalent pour qu'il ne comporte qu'**une seule fréquence** (celle du stator) tout en rendant compte de **toutes les puissances actives** de la machine.

Puisque le schéma équivalent précédent fait appel à un transformateur, on peut envisager de ramener toutes les grandeurs rotoriques (secondaires) au stator (primaire). Il ne subsistera qu'un modèle global vu du stator.

Côté stator

R_μ et L_μ sont inchangées par rapport au schéma précédent.

Transfert de R_2/g (ou R_2 et R_{em} simultanément) et L_2

Comme pour un transformateur, pour passer au primaire, l'impédance secondaire est divisée par le carré du rapport de transformation en courant m, donc :

$$R'_2=\frac{R_2}{m^2}\ ,\ L'_2=\frac{L_2}{m^2}\ \text{ et }\ R'_{em}=\frac{R_{em}}{m^2}$$

Ce résultat permet de présenter à la Figure 8 le nouveau schéma équivalent sans transformateur. C'est aussi l'occasion de préciser la localisation des différentes puissances actives dans la machine.

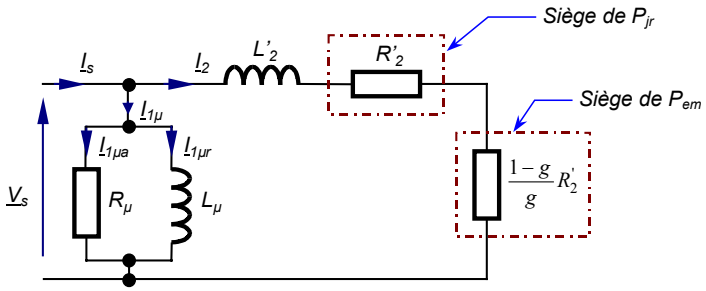


Figure 8 : schéma équivalent statorique sans transformateur.

II.6. Bilan des puissances actives

La connaissance des différentes puissances actives d'origine tant électrique, magnétique que mécanique permet de tracer le bilan des puissances sur la forme de l'arbre de la Figure 9.

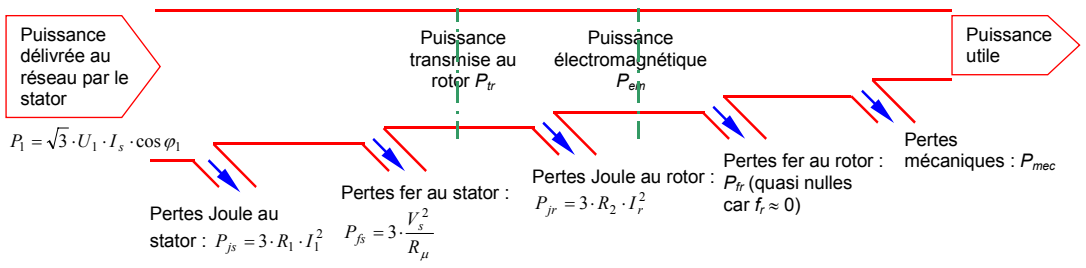


Figure 9 : arbre des puissances de la MAS.

III. Expression et étude du couple électromagnétique

Après avoir mis en place les puissances transitant du stator au rotor, grâce à la puissance électromagnétique P_{em}, il est maintenant possible de s'intéresser au lien entre les grandeurs électriques et mécaniques mises en jeu dans la MAS. Ce travail nous permettra d'établir l'expression du couple électromagnétique développé par la machine.

III.1. Vision « mécanicienne » : puissances et grandeurs mécaniques

Les puissances mises en jeu dans la machine peuvent s'exprimer directement avec les grandeurs mécaniques : le couple électromagnétique C_{em}, la vitesse de rotation du champ tournant Ω_s, celle du rotor Ω_r et le glissement g. Le seul recours au schéma équivalent de la Figure 7 est suffisant.

Puissance transmise au rotor P_{tr}

C'est ce qu'apporte « mécaniquement » le champ tournant :

$$P_{tr} = C_{em} \cdot \Omega_s$$

Puissance électromagnétique P_{em}

C'est la différence « mécanique » des puissances :

$$P_{em} = (1-g)P_{tr} = (1-g)C_{em} \cdot \Omega_s \quad \text{(expression au stator)}$$

Mais cette puissance anime le rotor :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega_r \quad \text{(expression au rotor)}$$

III.2. Vision « électricienne » : expression du couple

Pour établir l'expression du couple électromagnétique utilisant toutes les grandeurs électriques, le schéma équivalent électrique le plus complet est nécessaire, celui de la Figure 8.

De manière équivalente, la puissance électromagnétique est dissipée par la résistance R'_{em} parcourue par le courant I_2 :

$$P_{em} = 3 \cdot \frac{1-g}{g} R_2' \cdot I_2^2 \text{, or } I_2^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + \left(L_2' \cdot \omega\right)^2}$$

donc :

$$P_{em} = 3 \cdot \frac{1-g}{g} R_2' \cdot \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + \left(L_2' \cdot \omega\right)^2}$$

Avec $C_{em} = \frac{P_{em}}{(1-g)\Omega_s}$, on obtient l'expression finale du couple électromagnétique :

$$C_{em} = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{R_2'}{g}}{\left(\frac{R_2'}{g}\right)^2 + \left(L_2' \cdot \omega\right)^2}$$

avec $R_2' = \frac{R_2}{m^2}$ et $L_2' = \frac{L_2}{m^2}$ où $m = \frac{N_r}{N_s}$, le rapport des nombres de spires stator sur spires rotor,

Ω_s est la vitesse de synchronisme qui caractérise le champ tournant : $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$

III.3. Étude de la caractéristique de couple

L'étude de la fonction représentant le couple électromagnétique permet le tracé de la caractéristique de couple et l'évaluation de certaines propriétés de la MAS.

III.3.1. Couple fonction du glissement : $C_{em}(g)$

Le couple est une fonction impaire, si bien que la caractéristique présente une symétrie par rapport à l'origine.

Position et valeur du maximum

La caractéristique de couple passe par un maximum C_{max} pour $g = g_{max}$.

$$\frac{dC_{em}}{dg} = 0 \text{ quand } g_{max} = \pm\frac{R_2'}{L_2'\omega}$$

Ce qui conduit à :

$$C_{max} = \pm\frac{3}{2}\frac{V_s^2}{\Omega_s}\frac{1}{L_2'\omega}$$

Tracé de $C_{em}(g)$

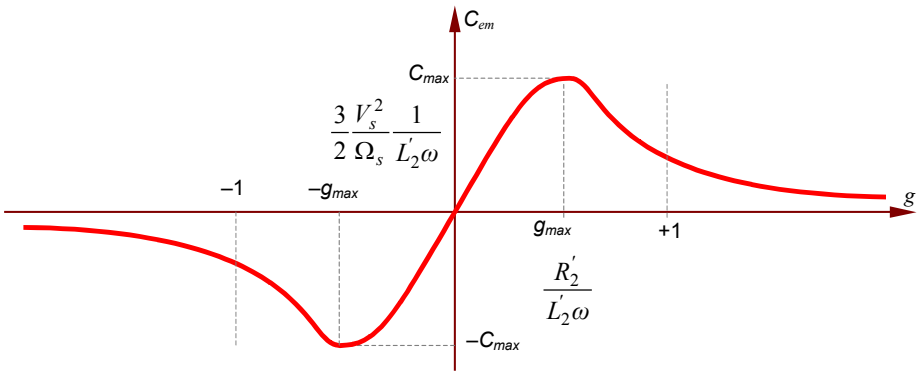


Figure 10 : couple électromagnétique de la MAS en fonction du glissement.

On remarquera que C_{max} est essentiellement influencé par la tension statorique et par l'inductance rotorique, tandis que g_{max} ne dépend que du rotor : c'est la cotangente de l'impédance rotorique.

III.3.2. Couple fonction de la vitesse rotorique : $C_{em}(\Omega_r)$

Le tracé de cette caractéristique couple/vitesse se déduit aisément du tracé précédent par transformations géométriques : une translation de Ω_s et une symétrie d'axe $O\Omega_r$ pour le signe moins.

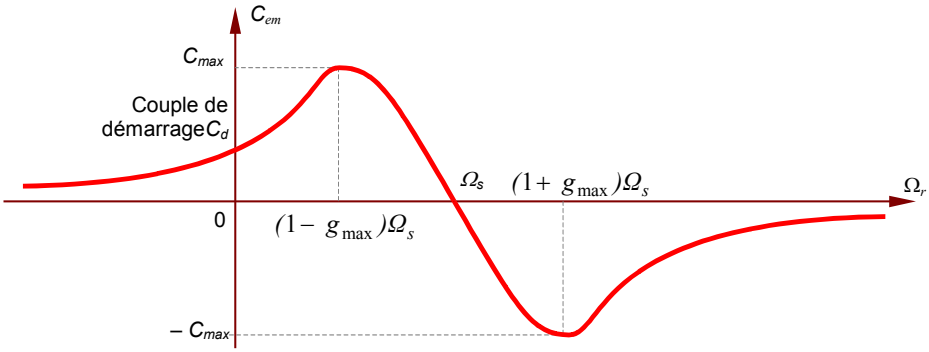


Figure 11 : couple électromagnétique de la MAS en fonction de la vitesse rotorique.

III.3.3. Comportement au démarrage

L'examen de la caractéristique de la Figure 11 montre le couple de démarrage C_d est moins important que le couple maximal C_{max}. Par rapport à la MCC, c'est un élément défavorable à l'usage de la MAS pour les applications de traction. Cependant l'association d'un variateur adapté permet de corriger ce problème.

De plus, à l'instant du démarrage ($g = 1$), la résistance R'_2/g est minimale. Elle est d'autant plus faible que l'on a intérêt à minimiser la résistance rotorique d'une machine asynchrone pour limiter la variation de vitesse en charge. Par conséquent, le courant d'appel I_d est très important : jusqu'à plus de 10 fois le courant nominal. Ceci entraîne d'importantes perturbations en ligne qui nécessitent un surdimensionnement ou une adaptation des appareils de protection (ils sont temporisés pour n'intervenir qu'une fois le démarrage terminé).

Pour diminuer le courant au démarrage, on utilise des rotors à double cage ou à encoches profondes. Au démarrage, la fréquence des grandeurs rotoriques est proche de celle du réseau. Assujetti à l'effet de peau, ces courants circulent sur la périphérie des conducteurs, réduisant la surface de conduction pour augmenter la résistance rotorique : l'amplitude de ces courants est diminuée. Avec la montée en vitesse, la fréquence rotorique diminue ainsi que la résistance rotorique équivalente : le courant s'établit progressivement à sa valeur nominale.

En conséquence, un dispositif de démarrage aura pour objectif de limiter I_d tout en maintenant un couple C_d suffisant pour assurer un démarrage en charge : les procédés de variations de vitesse aideront à ajuster C_{max} au démarrage.

III.3.4. Au-delà du synchronisme : fonctionnement en génératrice hypersynchrone

Si la vitesse devient supérieure au synchronisme —en pratique, cela s'obtient lorsque la MAS est entraînée— on observe que le couple change de signe. La puissance fournie à la MAS devient donc négative, ce qui signifie qu'elle **fournit de la puissance** au réseau : c'est un fonctionnement en **génératrice hypersynchrone** ou par certains aspects du freinage.

Dans ce mode de fonctionnement, la MAS a un comportement analogue à un pont redresseur PD2 tout-thyristors fonctionnant en onduleur assisté. Du point de vue énergétique, elle est capable de délivrer de la puissance active à un réseau triphasé. Toutefois ce dernier doit exister puisqu'il doit fournir la puissance réactive nécessaire à la création du champ tournant de la machine.

III.3.5. Conclusion

Par rapport à une machine à courant continu, la machine asynchrone dispose d'un couple au démarrage relativement faible, d'autant plus que la résistance rotorique est faible.

Par contre, dans sa zone utile, la forte pente présentée par cette caractéristique permet à la vitesse de la MAS de varier très peu en charge puisque cette zone est de faible largeur.

III.4. Facteurs modifiant la caractéristique de couple — Applications

III.4.1. Influence de la tension efficace statorique

III.4.1.1. Mise en évidence du comportement

Dans le cas d'une modification de la tension statorique V_s, la caractéristique de couple est modifiée dans une proportion carrée comme le montre la Figure 12.

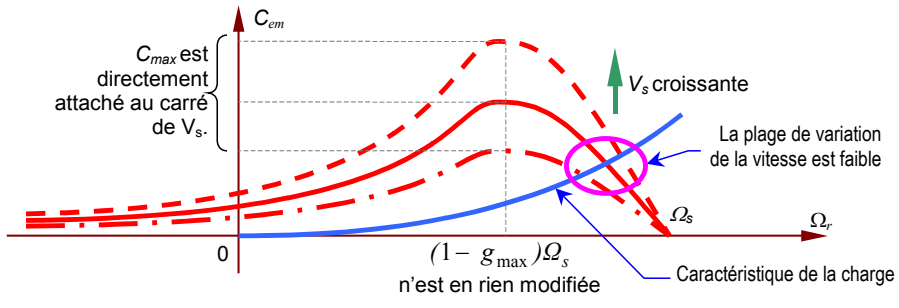


Figure 12 : influence de la tension statorique efficace sur la caractéristique de couple.

La modification de la tension efficace affecte légèrement le couple au démarrage : plus la tension statorique est élevée, plus le couple au démarrage C_d et le couple maximal C_{max} augmentent.

Lors de l'entraînement d'une charge, le point de fonctionnement est sensiblement affecté par la modification de la tension statorique. Cependant, ce procédé ne constitue pas un mode d'action performant sur la vitesse. Il sera juste rappelé dans le document « Machine asynchrone triphasée : pilotage à vitesse variable ».

Le couple maximal évolue proportionnellement au carré de la tension. Il apparaît toujours à la même vitesse de rotation $(1-g_{\max})\Omega_s$ qui insensible à la tension statorique.

III.4.1.2. Applications au démarrage

III.4.1.2.1. Démarrage étoile-triangle

La modification du comportement de la MAS sous l'action de la tension statorique était très utilisé pour assurer le démarrage avant l'avènement de l'électronique de puissance. Il consiste à alimenter la machine en étoile pendant une durée fixée avant de basculer sur un couplage triangle. Il constitue un moyen simple et peu coûteux de diminuer le courant de ligne, mais limité aux seules machines couplées en triangle pour obtenir le point de fonctionnement nominal.

Ce mode de démarrage est utilisé tantôt pour les machines démarrant sous une charge faible, tantôt pour celles possédant un couple au démarrage élevé (MAS à cage résistive ou à encoches profondes).

III.4.1.2.2. Démarrage par gradateur

Une autre solution technologique utilise l'électronique de puissance. Elle emploi un gradateur triphasé qui permet de faire varier la tension efficace délivrée à la MAS pour la démarrer progressivement (Figure 13).

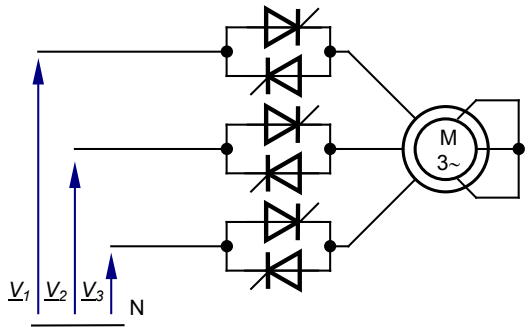


Figure 13 : MAS alimentée par un gradateur triphasé.

L'inconvénient majeur d'un tel dispositif est l'introduction d'harmoniques dues au découpage des tensions et courants (chronogrammes de la Figure 14). Celles-ci polluent et perturbent le réseau d'alimentation en conduisant à un mauvais facteur de puissance lors d'une utilisation permanente. Puisque l'usage apparaît au démarrage, ce n'est heureusement pas le cas !

Remarque :

Pour atténuer les harmoniques indésirables, on utilise des filtres sélectifs accordés sur chaque harmonique à éliminer.

Chronogrammes

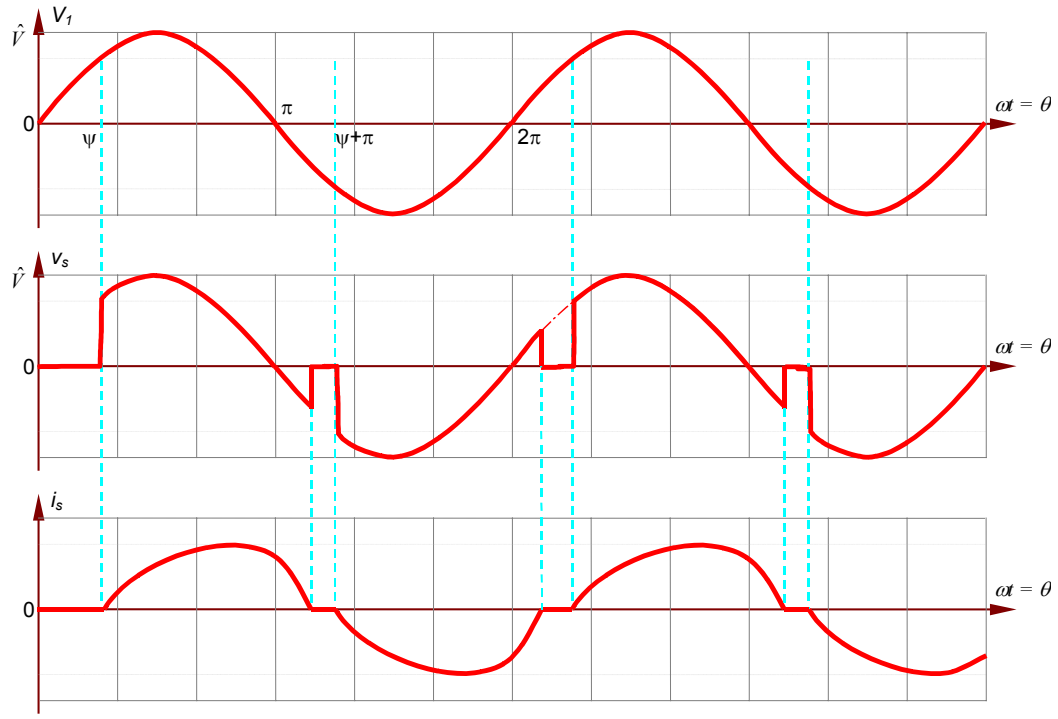


Figure 14 :chronogrammes correspondant à l'alimentation de la MAS par un gradateur.

III.4.2. Influence de la résistance rotorique

La modification de la résistance rotorique totale (par insertion de résistances en série dans le circuit rotorique) déplace le glissement g_{max}. La caractéristique de couple s'en trouve affectée conformément à la Figure 15 (une sorte de dilatation suivant les vitesse négatives).

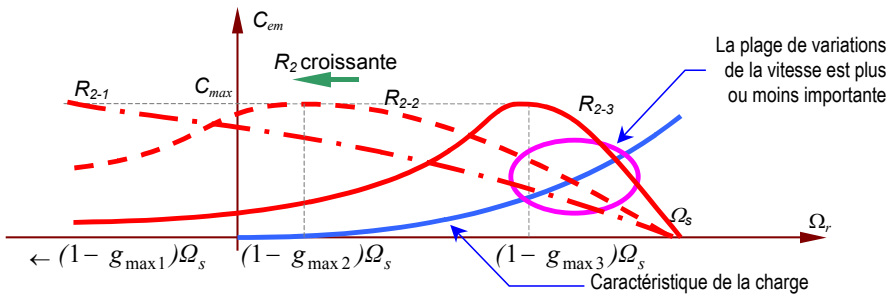


Figure 15 : influence de la résistance rotorique.

La détermination du couple au démarrage C_d :

$$C_d = C_{em}(1) = 3 \cdot \frac{V_s^2}{\Omega_s} \cdot \frac{R_2'}{R_2'^2 + \left(L_2' \cdot \omega\right)^2}$$

permet de montrer que lorsque R'_2 augmente, le couple de démarrage passe par le maximum C_{max} puis décroît progressivement.

De plus, une augmentation de R'_2 permet de limiter le courant d'appel, en augmentant l'impédance équivalente de la machine (Cf. §III.3.3).

Cette méthode était utilisée pour démarrer les MAS à bagues par élimination de résistances rotoriques).

IV. Détermination expérimentale du schéma équivalent

L'examen du modèle de la MAS (Figure 16) montre que les éléments de la branche de droite dépendent de la construction de la machine et du glissement g.

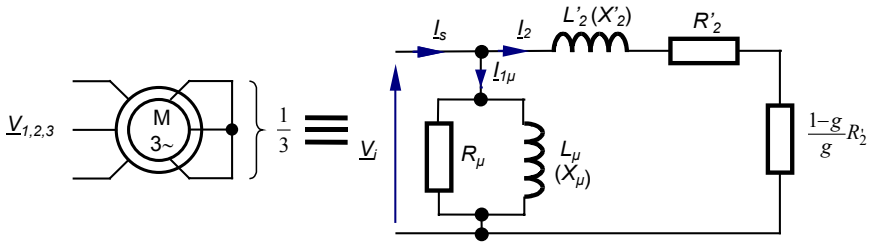


Figure 16 : modèle équivalent d'une phase de MAS.

Une première méthode place la machine dans deux cas particuliers de glissement. Elle consiste à déterminer les éléments en deux essais expérimentaux :

- la **machine à vide** tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme, soit $g = 0$;
- le **rotor** de la machine est **bloqué**, la vitesse de rotation est nulle, donc $g = 1$.

Cette méthode, qualifiée d'« historique » ou de laboratoire, fait l'objet des essais détaillés au paragraphe §IV.1.

Mais si on dispose d'un équipement plus moderne permettant de relever la caractéristique de couple en fonction de la vitesse ou du glissement, on obtient aisément les points de fonctionnement suivants :

- le couple de démarrage C_d pour $g = 1$ (c'est aussi parfois une donnée du constructeur) ;
- le couple maximal C_{max} pour g_{max}.

Par différents résultats issus d'une étude du modèle équivalent, on peut en déterminer tous les éléments : c'est l'objet du §IV.2.

IV.1. Méthode en laboratoire

IV.1.1. Essai préliminaire : relevé de *p* et de *m*

IV.1.1.1. Les pôles (2*p*)

La vitesse de synchronisme est le sous multiple de la vitesse de synchronisme maximale (3000 tr/min sous 50 Hz) juste supérieure à la vitesse de rotation nominale (fournie par la plaque signalétique ou par un essai). On a donc successivement en tr/min : 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500, etc. C'est un moyen simple de déterminer le nombre de paires de pôles p.

Exemple : $N_n = 1\,462$ tr/min $\Rightarrow N_s = 1\,500$ tr/min.

IV.1.1.2. Essai à rotor ouvert

Dans ces conditions la machine ne tourne pas donc $g = 1$. De plus le courant dans la branche de droite est nul. Le transformateur est à vide : la mesure de la tension au rotor permet de déterminer le rapport de transformation m.

Par mesure de V_s et V_r: $\boxed{m = \frac{V_r}{V_s}}$

IV.1.2. Essai au synchronisme (g=0) : R_μ et L_μ

Lors de cet essai, l'impédance de la branche de droite est très élevée, donc $I'_2 = 0$. Les puissances actives et réactives sont donc intégralement dissipées dans R_μ et L_μ.

En l'entraînant par une MCC, la vitesse de rotation de la machine est synchronisée avec la vitesse du champ tournant : ses pertes mécaniques lui sont fournies. Le synchronisme est vérifié par observation des courants au rotor : $I_r = 0$.

Les puissances consommées sont mesurées par la méthode des deux wattmètres.

IV.1.2.1. Schéma de l'essai

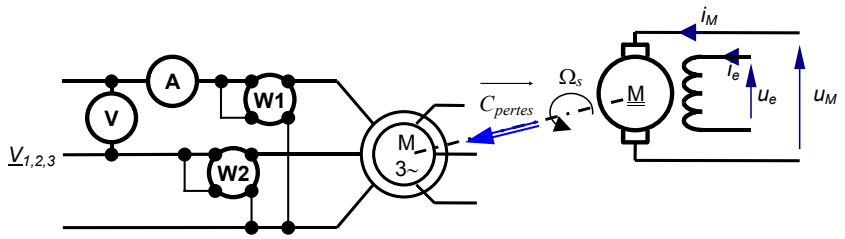


Figure 17 : schéma de montage de l'essai à la vitesse de synchronisme.

IV.1.2.2. Exploitation des mesures

Il s'agit d'une évaluation comme pour une bobine à noyau de fer :

$$R_\mu = \frac{V_s^2}{(P/3)}$$

La puissance réactive Q est obtenue à partir du cosφ, ce qui conduit à la réactance :

$$X_\mu = \frac{V_s^2}{(Q/3)}$$

IV.1.3. Essai à rotor bloqué (g = 1) : R'_2 et L'_2

Le rotor de la machine est bloqué ($g = 1$) tout en alimentant le stator au courant nominal. Pour rendre ceci possible, la tension statorique est réduite en utilisant un autotransformateur triphasé.

Dans ces conditions, la résistance R'_2 est minimale. En conjonction avec le fait que les pertes fer sont proportionnelles au carré de la tension, on peut négliger $I_s = I_{10}$ devant I'_{2n}.

La puissance active provient alors essentiellement de R'_2, la puissance réactive de L'_2.

IV.1.3.1. Schéma de l'essai

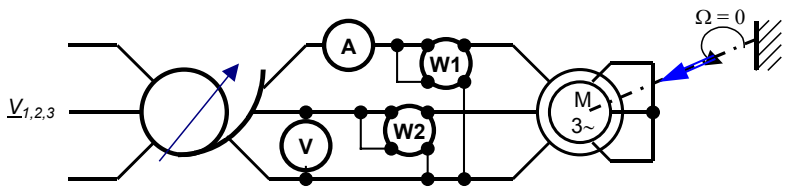


Figure 18 : schéma de l'essai en rotor bloqué.

IV.1.3.2. Exploitation des mesures

Puisque l'on connaît I_s, le courant commun aux deux éléments, on a :

$$R'_2 = \frac{P}{3I_s^2}$$

La puissance réactive Q est obtenue à partir du cosφ, ce qui conduit à la réactance :

$$X'_2 = \frac{Q}{3I_s^2}$$

IV.2. Méthode industrielle

Dans cet essai, on utilise le point de fonctionnement nominal pour déterminer R'_2 et $X'_2 = L'_2\omega$. Le recours à un essai n'est pas toujours nécessaire si on se réfère à la plaque signalétique de la machine.

Pour le nombre de paires de pôles ou la vitesse de synchronisme, la méthode est la même que dans le cas précédent.

C'est aussi l'occasion d'évaluer l'inductance magnétisante $X_\mu = L_\mu\omega$ et la résistance des pertes fer R_μ avec le point de fonctionnement nominal.

Le relevé du couple maximal et du glissement correspondant conduisent à :

$$X_2' = \frac{3}{2}\frac{V_s^2}{\Omega_s C_{\max}} \quad \text{et} \quad R_2' = X_2' \cdot g_{\max}$$

Avec ces paramètres, au point de fonctionnement nominal, $\underline{I}_\mu = \underline{I}_s - \underline{I}_2$ est connu en phase et en amplitude.

Or, $\underline{Y}_\mu = \frac{1}{R_\mu} + j\frac{1}{X_\mu} = \frac{\underline{I}_{1\mu}}{V_s}$ (car V_S est pris en référence), donc :

$$R_\mu = \frac{V_s}{\mathrm{Re}(\underline{I}_{1\mu})} \quad \text{et} \quad X_\mu = \frac{V_s}{\mathrm{Im}(\underline{I}_{1\mu})}$$

V. Conclusion

Après avoir élaboré le modèle de la MAS et déterminé les moyens expérimentaux d'évaluer ses différents paramètres, il est maintenant possible de mettre en place les moyens de la contrôler en vitesse et en couple. C'est l'objet de la troisième partie : « Machine asynchrone triphasée : pilotage à vitesse variable ».

VI. Bibliographie

- [1] **Séguier Guy** et **Nottelet Francis**. Electrotechnique industrielle. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [2] **Jean Bonal**. Entraînements électriques à vitesse variable. Prométhée — Groupe Schneider. Tec et doc (Lavoisier). 1982.
- [3][4] **J. Chatelain**. Machines électriques. Tomes 1 et 2. T3E. Dunod. 1983.
- [5] **Gilles Feld**. Modélisation d'une machine asynchrone. Revue 3EI numéro 1. Société des Électriciens et des Électroniciens (SEE).