



RAPPORT DU PROJET :MACHINE SYNCHRONE



Réalisé par :

- Kanza NASSABI N° : 39

Encadré par :

- Mr. M.Bencharga

Sommaire:

I.	Introduction :	2
II.	Grandes familles de rotor :	3
III.	Description des machines synchrones à aimants permanents:	4
IV.	MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION:	5
IV.1.	Introduction :	5
IV.2.	TRANSFORMATIONS TRIPHASEE -DIPHASEE:	8
IV.2.1.	TRANSFORMATION DE CLARKE :	8
IV.2.2.	TRANSFORMATION DE CONCORDIA:	9
IV.2.3.	TRANSFORMATION DE PARK :	9
IV.3.	MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS DANS LE REPERE DE PARK LIE AU ROTOR :	11
IV.3.1.	EQUATIONS ÉLECTRIQUES :	11
IV.3.2.	EQUATIONS ÉLECTROMÉCANIQUES :	14
V.	Simulation sur Matlab :	15
V.1.	Le modèle :	15
V.2.	La simulation :	16

I. Introduction :

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (Alnico), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotrope) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones. L'association de ces machines avec des convertisseurs statiques a trouvé de nombreuses applications, par exemple les machines synchrones autopilotées qui sont de plus en plus utilisées comme servomoteurs en remplacement des machines à courant continu.

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux.

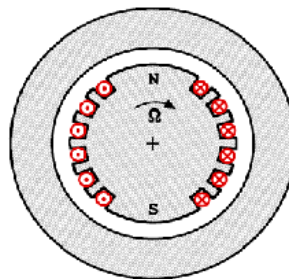
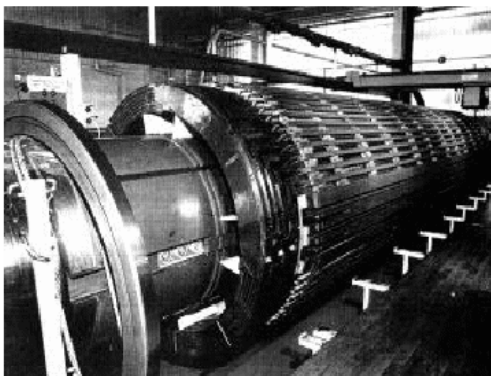
- 1- suppression du système balais-collecteur, ce qui diminue les problèmes de maintenance.
- 2- suppression de la source de l'alimentation du rotor, d'où une absence de pertes Joules rotoriques et un refroidissement plus facile.
- 3- puissance massique plus élevée.

En premier lieu, nous présenterons dans ce chapitre le principe de l'autopilotage des machines synchrones, puis nous détaillerons quelques types de machines synchrones à aimants permanents; enfin nous mentionnerons les différentes stratégies de commandes en courant des onduleurs de tension alimentant ces machines en examinant brièvement les avantages et les inconvénients de chaque type de commande.

II. Grandes familles de rotor :

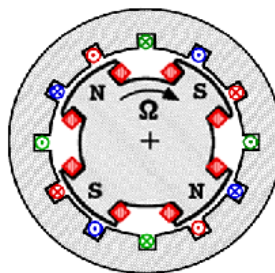
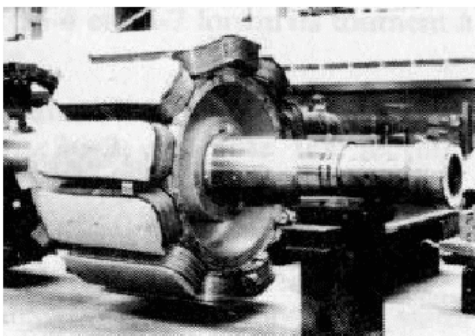
Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique:

1. les rotors bobinés à pôles lisses(Figure 1);
2. les rotors bobinés à pôles saillants(Figure 2);
3. les rotors à aimants(Figure 3).



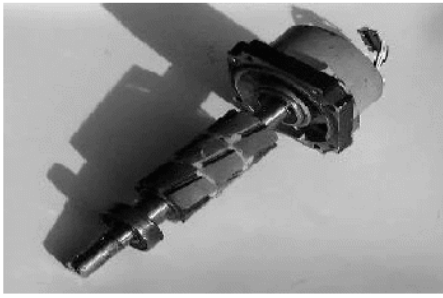
Pôles lisses

Figure 1 : Poles lisses



Pôles saillants

Figure 2 : Poles saillants



Pôles à aimants permanents

Figure 3 : Pôles à aimants permanents

III. Description des machines synchrones à aimants permanents:

Les avantages procurés par les aimants permanents de type terre rare (SmCo, NdFeB) qui ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques (Figure 4), permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple-inertie élevé.

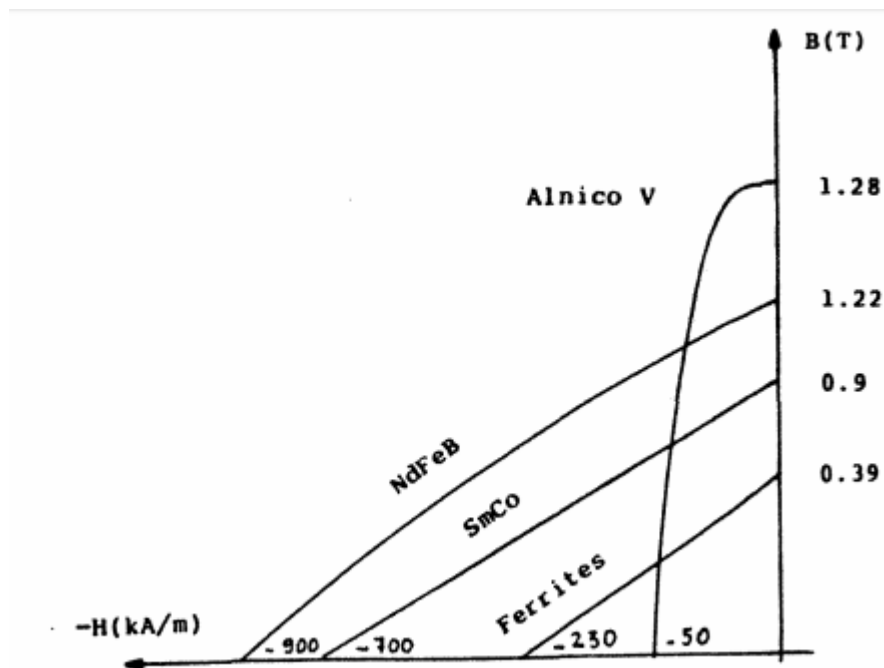


Figure 4 :Caractéristiques des aimants permanents

Les rotors des machines synchrones à aimants peuvent être de deux types :

- 1- rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction. Les aimantations d'aimants peuvent être orientées parallèlement ou perpendiculairement à l'entrefer. Ils peuvent également être alternés entre les pôles. Dans ce type de machines, l'inducteur est à pôles saillants. Contrairement aux machines classiques l'épaisseur de l'entrefer suivant l'axe direct peut être supérieure à celui en quadrature.
- 2- rotor sans pièces polaires, dans lequel l'aimantation des aimants est radiale au niveau de l'entrefer. Comme la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, l'effet de saillance peut être négligé dans ce type de machine.

IV. MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION:

IV.1. Introduction :

Considérons le cas général d'une machine synchrone avec amortisseurs comme indiqué sur la Figure 5, en faisant les hypothèses suivantes:

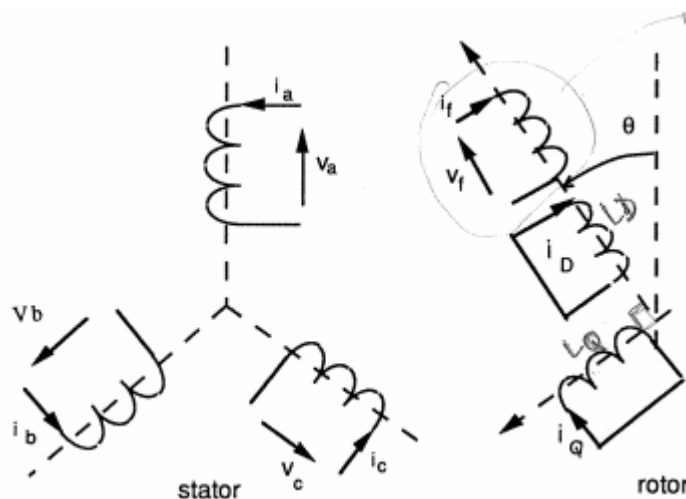


Figure 5 : Schéma d'une machine synchrone

- 1) l'induit au stator est muni d'un enroulement triphasé a,b,c qui peut être couplé en triangle ou en étoile (dans ce cas le neutre de la source est isolé, il n'y a pas de courant homopolaire) .
- 2) les amortisseurs sont modélisés par deux enroulements en court circuit, disposés en quadrature.
- 3) la saturation est négligée.
- 4) les ampères-tours sont supposés distribués sinusoïdalement le long de l'entrefer; les harmoniques d'espace sont négligés.
- 5) nous ne considérons que les fonctionnements en moteur synchrone alimenté au stator par un onduleur de tension

A partir de la Figure 5, nous écrivons les équations relatives au stator et au rotor:

$$[v] = [R].[i] + \frac{d}{dt} [\Phi]$$

$$[\Phi] = [L].[i]$$

Avec :

$$[v] = (v_a, v_b, v_c, v_f, 0, 0)^t$$

$$[i] = (i_a, i_b, i_c, i_f, i_D, i_Q)^t$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix}$$

$$[\Phi] = (\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c, \Phi_f, \Phi_{KD}, \Phi_{KQ})^t$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s1}]$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1}] = [L_{s1}] \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_{kD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kQ} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{fs}.\cos(\theta) & M_{Ds}.\cos(\theta) & -M_{Qs}.\sin(\theta) \\ M_{fs}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{Ds}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -M_{Qs}.\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) \\ M_{fs}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{Ds}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -M_{Qs}.\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\theta = P.\Theta$$

Téta étant l'angle électrique, e l'angle mécanique et p est le nombre de paires de pôles.

Lors de l'étude du comportement d'un montage associant une machine polyphasée à un convertisseur statique, la résolution des équations différentielles de la machine pose quelques problèmes liés à sa mise en équation. En effet l'équation du v peut se mettre sous la forme matricielle suivante:

$$[v] = [L] \frac{d}{dt} [i] + \{ [R] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [L] \} \cdot [i]$$

Avec :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Pour résoudre numériquement cette équation, il faut préalablement la mettre sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} [i] = [L]^{-1} \{ [v] - ([R] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [L]) \cdot [i] \}$$

La matrice [L] est fonction de l'angle e et donc du temps. La principale difficulté pour la résolution de cette équation est le calcul de la matrice inverse [L]⁻¹. Sur un pas de calcul, il faut donc refaire trois fois cette inversion numérique si nous utilisons un algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 pour résoudre l'équation différentielle, nous augmenterons ainsi considérablement la durée de calcul. Nous serons donc amenés à éviter, tant pour des raisons de rapidité que de précision, à ne pas inverser numériquement la matrice [L] .

Pour cela nous utiliserons autant que possible les composantes de Park liées au référentiel du rotor. L'utilisation de ces composantes permet une économie considérable du temps de calcul. La modélisation dans le repère (d-q) lié au rotor conduit à une matrice [L] constante, que l'on inverse une seule fois au début du calcul.

IV.2. TRANSFORMATIONS TRIPHASEE -DIPHASEE:

IV.2.1. TRANSFORMATION DE CLARKE :

Considérons un système composé de trois grandeurs triphasées G_{123} , dépendant du temps. Il existe plusieurs transformations pour faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées $G_{\alpha\beta}$ et une grandeur homopolaire G_0 . Une des plus connue est celle de Clarke, définie par la matrice $[C_3]$ que l'on décompose en deux sous-matrices. Elle s'écrit sous la forme suivante:

$$[C_3] = [[C_{31}], [C_{32}]]$$

Avec :

$$[C_{31}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad [C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Les propriétés de sous-matrices sont:

$$[C_{32}]^t [C_{31}] = 0$$

$$[C_{31}]^t [C_{32}] = 0$$

$$[C_{31}]^{-1} = \left[\frac{1}{3} \cdot [C_{31}]^t; \frac{2}{3} \cdot [C_{32}]^t \right]$$

on peut écrire:

$$[G_{123}] = [C_{31}] \cdot G_0 + [C_{32}] \cdot [G_{\alpha\beta}]$$

L'inconvénient de la transformation de Clarke est qu'elle n'est pas normée, elle ne conserve donc pas la puissance. La transformation de Concordia permet de pallier à cet inconvénient.

IV.2.2. TRANSFORMATION DE CONCORDIA:

Cette transformation notée (T3) est définie par:

$$[T_3] = [[T_{31}], [T_{32}]]$$

$$[G_{123}] = [T_{31}] \cdot [G_0] + [T_{32}] \cdot [G_{0\alpha\beta}]$$

Avec :

$$[T_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot [C_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes:

- elle est orthogonale :

$$[T_3]^t = [T_3]^{-1}$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{31}] = 1$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{32}] = [1]$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{31}] = [0]$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{32}] = 0$$

- elle est normée et conserve donc la puissance:

$$v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta$$

IV.2.3. TRANSFORMATION DE PARK :

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation:

$$[G_{\alpha\beta}] = [P(\theta)] \cdot [G_{dq}]$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

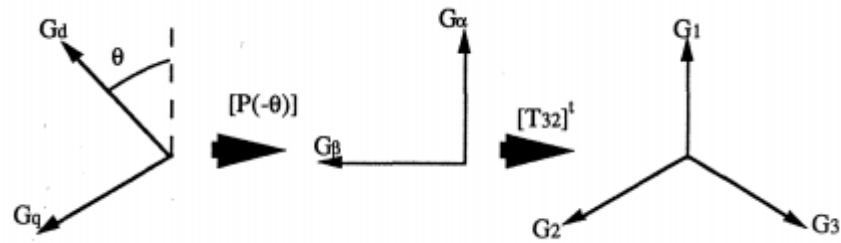


Figure 6 : Passage des composantes de Park aux composantes triphasées

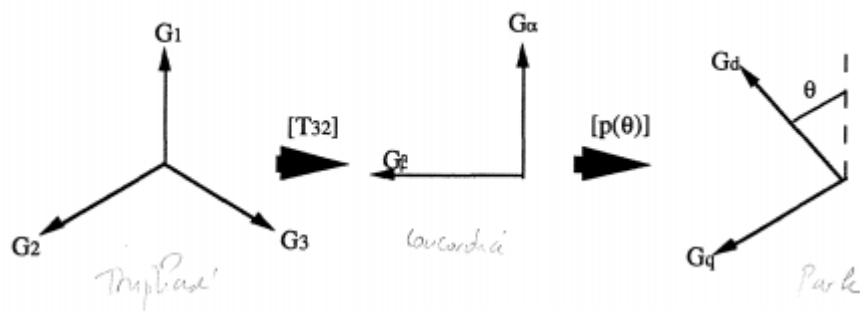


Figure 7 : Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

Donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la Figure 6.

$$[G_{dq}] = [P(-\theta)].[T_{32}]^t. [G_{123}]$$

Le passage des composantes de Park aux composantes triphasées est représenté par la Figure 7.

$$[G_{123}] = [T_{32}].[P(\theta)].[G_{dq}]$$

IV.3. MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS DANS LE REPERE DE PARK LIE AU ROTOR :

IV.3.1. EQUATIONS ÉLECTRIQUES :

Dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents disposés sur la surface du rotor (Figure 8) avec amortisseurs, on fera l'hypothèse que les aimants permanents au rotor sont à aimantation rigide. Ils peuvent être alors représentés par un inducteur alimenté par une source de courant parfaite.

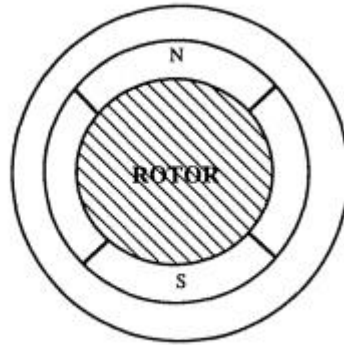


Figure 8 : Structure du rotor de la machine à aimants permanents

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système équations aux équations dans le repère (d,q) lié au rotor (Figure 9) se fait en utilisant les relations:

$$[v_a, v_b, v_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[v_d, v_q]^t$$

$$[i_a, i_b, i_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[i_d, i_q]^t$$

$$[\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[\Phi_d, \Phi_q]^t$$

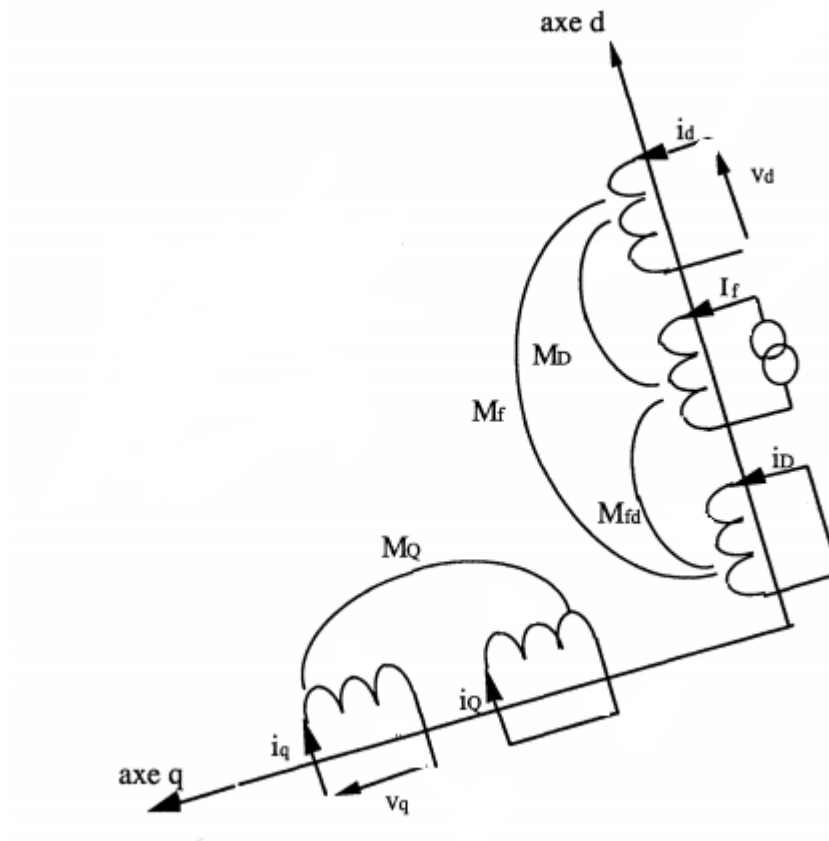


Figure 9:Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère dq

En reportant ces transformations dans le système d'équations on obtient l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega & 0 & -M_Q \cdot \omega \\ L_d \cdot \omega & R_s & M_D \cdot \omega & 0 \\ 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_D & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_Q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

Ou :

$$\Phi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_f \cdot I_f \quad \text{est le flux à vide}$$

$$v_q' = v_q - \Phi_f \cdot \omega$$

$$L_d = L_{so} - M_{so} + \frac{3}{2} \cdot L_{s1}$$

$$L_q = L_{so} - M_{so} - \frac{3}{2} \cdot L_{s1}$$

$$M_D = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kD}$$

$$M_Q = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kQ}$$

Afin d'utiliser dans nos équations des grandeurs mesurables à partir du rotor , on introduit le changement de variables suivant:

$$\left. \begin{aligned} i_D' &= \frac{L_D}{M_D} \cdot i_D \\ i_Q' &= \frac{L_Q}{M_Q} \cdot i_Q \end{aligned} \right\}$$

Après passage par ces transformations on trouve les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_d' \\ v_q' \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega & 0 & -\frac{M_Q^2 \cdot \omega}{L_Q} \\ L_d \cdot \omega & R_s & \frac{M_D^2 \cdot \omega}{L_D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_D \cdot M_D^2}{L_D^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_Q \cdot M_Q^2}{L_Q^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q' \\ i_D' \\ i_Q' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \\ \frac{M_D^2}{L_D} & 0 & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q' \\ i_D' \\ i_Q' \end{bmatrix}$$

Pour passer du modèle général de la machine synchrone à aimants permanents avec amortisseurs au modèle particulier sans amortisseurs, il suffit de faire tendre L_d et L_q vers l'infini. Il ne reste plus alors que l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \omega \\ L_d \omega & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

IV.3.2. EQUATIONS ÉLECTROMÉCANIQUES :

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = P.(C_{em} - C_r)$$

avec:

- C_{em} : couple électromagnétique qui est donné par l'équation:

$$C_{em} = P.[\Phi_d.i_q - \Phi_q.i_d]$$

- C_r : couple résistant qui peut se mettre sous la forme:

$$C_r = C_{r0} + f_1 \cdot \omega + \frac{f_2}{2} \cdot \omega^2 + \dots$$

Les flux sont donnés par les équations:

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_f + \frac{M_D^2}{L_D} i_D'$$

$$\Phi_q = L_q i_q + \frac{M_Q^2}{L_Q} i_Q'$$

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants dans le repère (d-q) lié au rotor conduit à une matrice inductance $[L]$ constante.

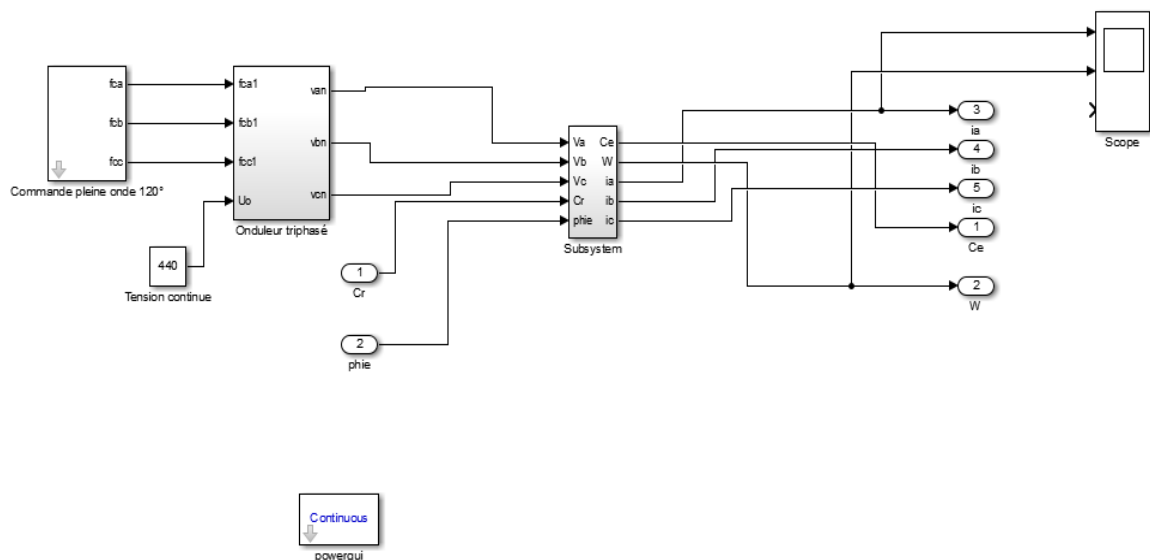
Ces transformations fort commodes pour l'étude des régimes transitoires des machines électriques triphasées alimentées de façon conventionnelle posent quelques problèmes pour la simulation numérique lorsque ces machines sont associées à des convertisseurs statiques. En effet suivant la nature du convertisseur et le type de sa commande, une ou plusieurs phases de la machine peuvent être en circuit ouvert (annulation du courant lors du fonctionnement avec un temps mort de sécurité dans le cas des onduleurs commandés à 180°, commande à 120° des onduleurs etc). Les équations précédentes

restent valables mais leur résolution est difficile car les tensions ne seront connues qu'après résolution des équations relatives au courant.

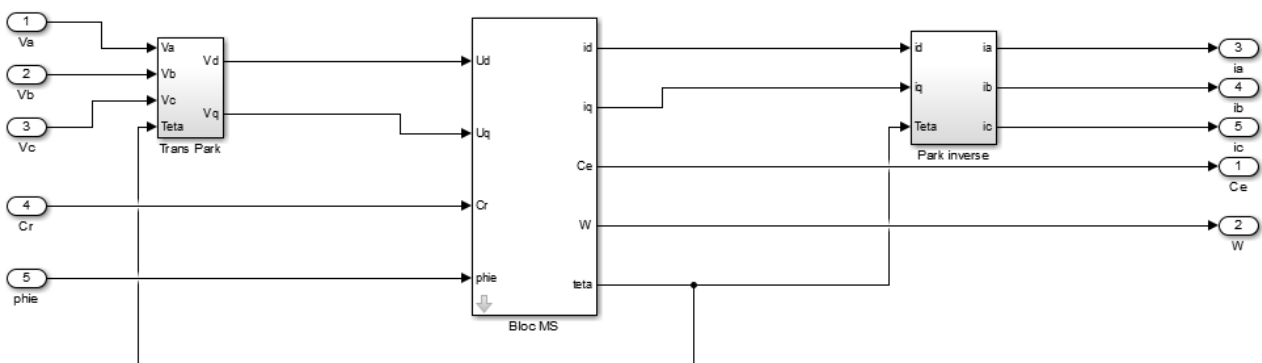
Pour résoudre ce problème, R. Le Doeuff a proposé d'utiliser des transformations qui, suivant le mode d'alimentation et le couplage des machines (étoile, triangle), permettent le passage à des équations plus simples où l'inversion de la matrice $[.L]$ se fait analytiquement. Cette méthode a été généralisée au cas des machines synchrones autopilotées alimentées en tension.

V. Simulation sur Matlab :

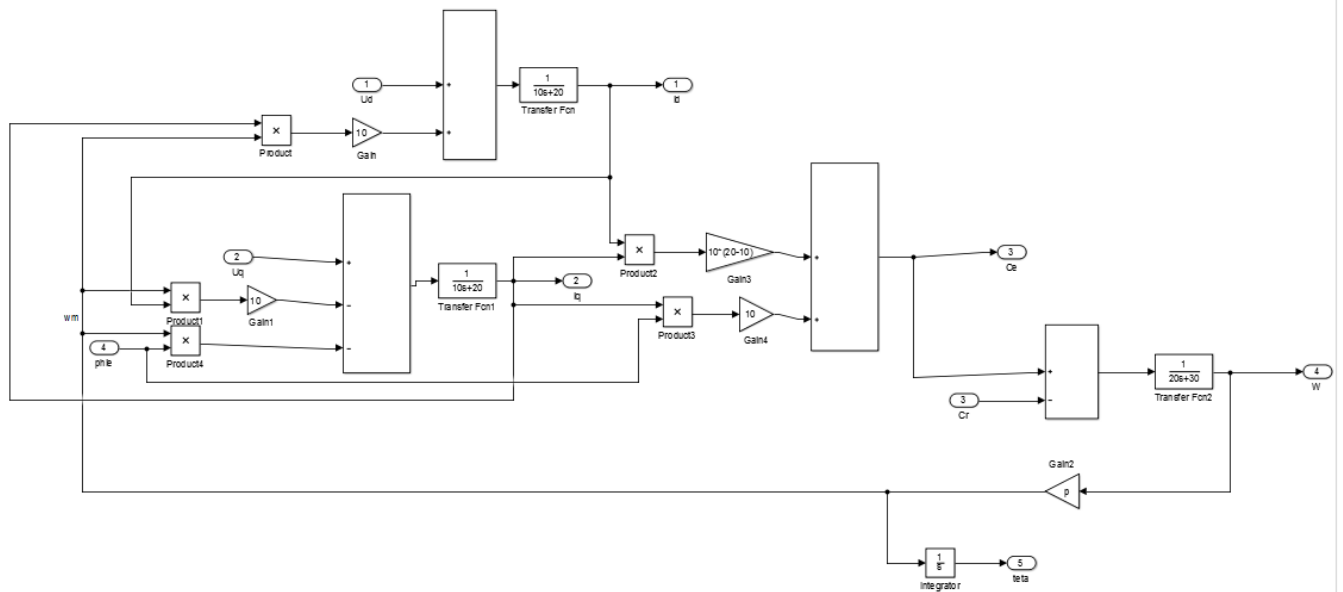
V.1. Le modèle :



Le sous-système se représente comme celui-ci :



Le Bloc MS :



V.2. La simulation :

