

# Ensemble de machines électriques élémentaires équivalent à une machine synchrone polyphasée

Eric Semail<sup>1</sup> — Xavier Kestelyn<sup>1</sup> — Jean-Paul Hautier<sup>2</sup>

L2EP, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille  
<http://www.univ-lille1.fr/l2ep/> — [eric.semail@univ-lille1.fr](mailto:eric.semail@univ-lille1.fr)

<sup>1</sup>L2EP, Université de Lille 1, Bât. P2, F-59655 Villeneuve d'Ascq cedex

<sup>2</sup>L2EP, ENSAM Centre de Lille, 8 Bd Louis XIV, F-59046 Lille cedex

**Résumé-** Nous montrons, par une approche vectorielle généralisant celle des phaseurs complexes, comment il est possible de trouver un ensemble de machines monophasées et/ou diphasées équivalent à une machine synchrone polyphasée. Nous utilisons ensuite cette modélisation Multi-Machines d'une machine polyphasée pour mettre en évidence la nécessité d'utiliser des modèles plus complets que ceux au premier harmonique d'espace. On traite le cas d'une machine hexaphasée double étoile.

**Mots clés**—Polyphasé, Multi-Machines, hexaphasée.

## I. INTRODUCTION

Cette communication s'inscrit dans la problématique de la commande et de l'alimentation de machines électriques synchrones polyphasées. Ces machines se sont développées essentiellement dans le domaine des entraînements à vitesse variable de forte puissance [4],[13] car l'augmentation du nombre de phases permet d'une part de réduire le dimensionnement en puissance des composants des modulateurs d'énergie et d'autre part d'améliorer la sûreté de fonctionnement [12]. Des modèles de régime permanent [6] des machines peuvent suffire pour concevoir une commande classique par commutateurs de courant. Pour l'alimentation de ces mêmes machines par des onduleurs de tension commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion, il est nécessaire d'utiliser d'autres modèles, généralisant ceux bien connus de type Park des machines triphasées. En effet, des courants ne participant pas à la création du couple sont alors présents dans la machine. Des modélisations par approche matricielle [3], [11] et/ou phaseurs complexes [7] [19] permettent d'expliquer l'origine de ces courants. Nous proposons, par une approche vectorielle [15] qui généralise celle des phaseurs complexes [10],[18], de fournir une modélisation synthétique d'une machine polyphasée. Cette approche nous conduit à dégager le concept de machine équivalente, très utilisé pour l'étude des machines triphasées. Le problème consistera donc, après modélisation, à étudier l'alimentation d'un ensemble de machines monophasées et diphasées susceptibles de produire chacune un couple.

## II. CARACTÉRISATION DE LA MACHINE POLYPHASÉE

### A. Hypothèses et notations

Dans l'ensemble de cette communication les machines à  $n$  phases étudiées sont supposées régulièrement construites (deux phases successives sont déphasées de  $360/n$  degrés). Sont négligés les effets de réluctance variable, de saturation du circuit magnétique, de la réaction magnétique d'induit et des amortisseurs s'ils existent.

On note respectivement  $v_k, i_k$ , la tension aux bornes de la phase  $n^\circ k$ , le courant dans la phase  $n^\circ k$ .

### B. Modélisation dans une base naturelle

On associe aux  $n$  phases statoriques de la machine un espace vectoriel  $E_n$  euclidien de dimension  $n$ . Il est alors possible de considérer que les  $n$  valeurs d'une grandeur (la tension par exemple) associées aux  $n$  phases sont les coordonnées d'un vecteur dans une base orthonormée. Une telle base est qualifiée de "naturelle" et notée  $B^n = \{\vec{x}_1^n, \vec{x}_2^n, \dots, \vec{x}_n^n\}$ .

Pour les vecteurs tension  $\vec{v}$  et courant  $\vec{i}$  ainsi définis, on a donc :

- $\vec{v} = v_1 \vec{x}_1^n + v_2 \vec{x}_2^n + \dots + v_n \vec{x}_n^n$  ;
- $\vec{i} = i_1 \vec{x}_1^n + i_2 \vec{x}_2^n + \dots + i_n \vec{x}_n^n$ .

En tenant compte d'une résistance statorique de phase  $R_s$ , l'équation en tension de la phase  $n^\circ k$  s'exprime :

$$v_k = R_s i_k + \frac{d\phi_{sk}}{dt} + e_{srk} \quad (1)$$

avec

- $\phi_{sk}$  la partie du flux capté par la phase statorique  $n^\circ k$  due uniquement aux courants statoriques ;
- $e_{srk}$  la force électromotrice induite dans la phase  $n^\circ k$  du stator due uniquement au champ créé par le rotor.

En régime linéaire les  $n$  flux  $\phi_{sk}$  sont liés aux  $n$  courants par une matrice "inductance"  $[L_s^n]$  du type :

$$[\mathbf{L}_s^n] = \begin{pmatrix} L_{s1s1} & M_{s1s2} & \dots & M_{s1s_n} \\ M_{s2s1} & L_{s22} & \dots & M_{s2s_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{s_n s_1} & M_{s_n s_2} & \dots & L_{s_n n} \end{pmatrix}$$

Cette formulation fait apparaître le couplage magnétique entre les différentes phases. Un tel modèle de la machine n'est guère pratique pour réaliser sa commande.

Or, dans la théorie des espaces vectoriels la relation matricielle précédente s'interprète par l'existence d'une application linéaire que l'on note  $\mathcal{L}_s$ . L'image du vecteur courant par cette application est le vecteur flux :  $\vec{\Phi}_s = \mathcal{L}_s(\vec{i})$ .

La matrice  $[\mathbf{L}_s^n]$  caractérise cette application dans la base naturelle. Ce qui est intéressant est que cette application possède des caractéristiques indépendantes de la base d'étude choisie. Ainsi il est souvent possible de trouver une autre base au sein de laquelle la matrice caractéristique de  $\mathcal{L}_s$  est diagonale. En considérant les coordonnées des vecteurs dans cette nouvelle base on obtient un modèle, certes peu physique, mais plus pratique pour réaliser la commande de la machine. Classiquement, lorsque la matrice est carrée, l'obtention des valeurs propres et de vecteurs propres mène à cette base.

### III. DÉFINITION DE L'ENSEMBLE MULTI-MACHINES ÉQUIVALENT

C'est l'étude détaillée de l'application linéaire  $\mathcal{L}_s$  qui va permettre de dégager le concept Multi-Machines équivalent (ensemble de machines équivalent à une machine à  $n$  phases). En effet, l'application  $\mathcal{L}_s$  possède certaines propriétés liées à la symétrie de la matrice carrée  $[\mathbf{L}_s^n]$ . L'étude commence classiquement par l'obtention des valeurs propres. On résoud pour cela l'équation  $P(\lambda) = 0$  avec  $P(\lambda)$  polynôme caractéristique<sup>1</sup> de  $\mathcal{L}_s$ . Ensuite, l'exploitation de la notion d'espace propre<sup>2</sup> induit le concept d'ensemble Multi-Machines équivalent.

#### A. Propriétés de $\mathcal{L}_s$

La symétrie de la matrice  $[\mathbf{L}_s^n]$  confère certaines propriétés [2] à  $\mathcal{L}_s$  :

<P1>  $[\mathbf{L}_s^n]$  est diagonalisable ;

<P2> Il existe une base orthonormée de vecteurs propres notée  $\mathbf{B}^d = \{\vec{x}_1^d, \vec{x}_2^d, \dots, \vec{x}_n^d\}$  ;

<sup>1</sup>  $P(\lambda) = \det([\mathbf{L}_s^n] - \lambda[\mathbf{I}_n])$  avec  $[\mathbf{I}_n]$  matrice identité

<sup>2</sup> A chaque valeur propre  $L_g$  est associé un espace vectoriel  $\mathcal{E}_g$ , dit espace propre, engendré par les vecteurs propres de  $\mathcal{L}_s$  pour  $L_g$ .

<P3> Le polynôme caractéristique  $P(\lambda)$  est scindé et la dimension d'un espace propre  $\mathcal{E}_g$  associé à une valeur propre  $L_g$  est égale à l'ordre de multiplicité  $n_g$  de  $L_g$  au sein de  $P(\lambda)$ . On a donc en considérant qu'il y a  $N$  sous espaces propres :  $P(\lambda) = \prod_{g=1}^{g=N} (\lambda - L_g)^{n_g}$  et  $\dim \mathcal{E}_g = n_g$ .

La propriété <P2> permet d'une part d'affirmer que les espaces propres sont orthogonaux entre eux et d'autre part de décomposer l'espace vectoriel euclidien  $E_n$  en somme des espaces propres  $\mathcal{E}_g$ . Cela se traduit par le fait que tout vecteur se décompose de façon unique en somme de vecteurs orthogonaux, chacun appartenant à un espace propre. Ainsi on a pour le vecteur tension :

$$\vec{v} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{v}_g \quad (2)$$

avec  $\vec{v}_g$  projection orthogonale de  $\vec{v}$  sur l'espace propre  $\mathcal{E}_g$ .

Cette décomposition sur les espaces propres peut bien sûr également s'appliquer sur les autres vecteurs. On obtient donc pour chaque espace propre l'équation en tension suivante :

$$\vec{v}_g = R_s \vec{i}_g + \left[ \frac{d\Phi_{sg}}{dt} \right]_{\mathcal{E}_g} + e_{srg} \quad (3)$$

Par ailleurs, cette décomposition permet de trouver une formulation simple de l'application linéaire  $\mathcal{L}_s$  :

$$\vec{\Phi}_s = \mathcal{L}_s(\vec{i}) = \mathcal{L}_s \left( \sum_{g=1}^{g=N} \vec{i}_g \right) = \sum_{g=1}^{g=N} L_g \vec{i}_g = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{\Phi}_{sg} \quad (4)$$

Les hypothèses adoptées pour la machine impliquent que les valeurs propres  $L_g$  sont constantes. On a donc :

$$\vec{v}_g = R_s \vec{i}_g + L_g \left[ \frac{d\vec{i}_g}{dt} \right]_{\mathcal{E}_g} + e_{srg} \quad (5)$$

#### B. Exploitation de l'orthogonalité des espaces propres

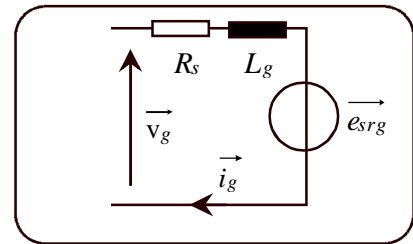


Fig 1: schéma équivalent aux vecteurs d'espace

Après avoir obtenu l'équation en tension relative à chaque espace propre on utilise la propriété d'orthogonalité des espaces pour caractériser le flux d'énergie. En effet, la puissance instantanée qui transite par le stator s'exprime en réalisant le produit scalaire des vecteurs tension et courant :

$$p = \sum_{k=1}^{k=n} v_k \vec{i}_k = \vec{v} \cdot \vec{i} \quad (6)$$

En tenant compte de l'orthogonalité des espaces propres on obtient également :

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{v}_g \cdot \vec{i}_g \quad (7)$$

En faisant intervenir l'équation en tension on déduit :

$$p = \sum_{g=1}^{g=N} \left( R_s \vec{i}_g^{-2} + L_g \left[ \frac{d\vec{i}_g}{dt} \right]_{/ \vec{e}_g} \cdot \vec{i}_g + e_{srg} \cdot \vec{i}_g \right) \quad (8)$$

Il apparaît donc que l'énergie transite par N systèmes fictifs, indépendants électriquement et magnétiquement, associés aux N espaces propres. On peut identifier successivement des pertes Joule statoriques, une puissance magnétique et une puissance électromagnétique  $P_{em}$  transmise au rotor :

$$P_{em} = \sum_{g=1}^{g=N} \vec{e}_{srg} \cdot \vec{i}_g .$$

### C. Définition d'une machine électrique fictive

De l'expression de  $P_{em}$ , on obtient, en considérant le couple électromagnétique C de la machine polyphasée étudiée :

$$C = \sum_{g=1}^{g=N} C_g \text{ avec } C_g \Omega = \vec{e}_{srg} \cdot \vec{i}_g . \quad (9)$$

On peut donc définir N machines électriques fictives produisant chacune un couple électromagnétique  $C_g$ . Ces machines sont couplées mécaniquement : elles tournent toutes à la même vitesse  $\Omega$  et sont accouplées rigidement à un même arbre mécanique.

Pour obtenir le nombre de phases d'une machine fictive il suffit de connaître la dimension de l'espace propre soit encore plus simplement la multiplicité de la valeur propre  $L_g$  au sein du polynôme caractéristique. Ainsi, si la valeur propre est racine simple du polynôme caractéristique l'espace propre est une droite et la machine associée est monophasée. Si la valeur propre est racine double l'espace propre est un plan et la machine associée est diphasée. Si la valeur propre est de multiplicité supérieure à deux, la machine fictive comportera plus de deux phases. Il est néanmoins possible, si on veut utiliser des algorithmes de commande conçus pour des machines diphasées et monophasées, de décomposer cette machine une nouvelle fois en plusieurs machines diphasées et monophasées qui ont alors toutes la même inductance (puisque qu'associées à la même valeur propre).

Pour la machine triphasée, on obtient ainsi une valeur propre simple, appelée classiquement inductance homopolaire  $L_0$ , et une valeur propre double, l'inductance cyclique  $L_c$ . On peut donc associer à la machine triphasée deux machines, l'une monophasée et l'autre diphasée. En fait les couplages de bobinages communément adoptés, triangle ou étoile sans neutre sorti, ont pour effet de ne pas alimenter la machine

monophasée. Cette dernière n'est donc pas en général considérée et la machine diphasée suffit à caractériser la machine triphasée[10] [18][1].

### D. Intérêt du concept Multi-Machines

Définir un ensemble de machines équivalent à une machine polyphasée permet de poser différemment le problème de l'alimentation de ce type de machine. Il s'agit alors de savoir commander un ensemble de machines électriques alimentées par un même modulateur d'énergie, donc couplées électriquement, et dont l'arbre mécanique est le même, donc couplées mécaniquement. C'est un problème de type Multi-Machines [5], [16].

Par ailleurs, cette approche permet également de classer les différents rangs d'harmoniques. La décomposition d'un vecteur sur les espaces propres implique une répartition des harmoniques entre les différents espaces propres. On trouve alors un nombre de familles d'harmoniques égal au nombre d'espaces propres. De telles familles ont déjà été dénombrées [8], [14] lors de l'étude de l'alimentation de machines polyphasées par onduleur de tension de type pleine onde.

Ainsi pour une machine triphasée, les vecteurs liés aux harmoniques de rang 3 ont une seule composante qui appartient à l'espace propre lié à l'inductance homopolaire  $L_0$ . Par conséquent, un harmonique de rang 3 n'aura pas d'incidence sur les phénomènes liés à l'autre espace propre, celui qui définit le plan associé à la machine diphasée équivalente. Par exemple, une composante d'harmonique 3 de force magnétomotrice n'aura pas d'incidence sur le fonctionnement de la machine[17]. Par contre, tous les autres harmoniques se projettent dans le plan, interagissant entre eux.

## IV. CAS D'UNE MACHINE HEXAPHASÉE DOUBLE ÉTOILE

La machine étudiée se rencontre dans de nombreux processus industriels [4], [7]. Elle est représentée symboliquement **Fig 2** et dite hexaphasée double étoile ou encore **double triphasée** [14]. Cette machine rentre dans le cadre de notre étude (machine régulièrement construite) dans la mesure où l'on considère qu'on l'obtient à partir d'une machine dodécaphasée dont certains bobinages ont été couplés [14],[9].

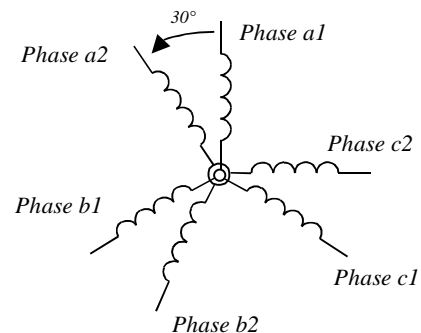


Fig 2 : représentation des enroulements statoriques de la machine synchrone double triphasée

### A. Détermination de l'ensemble Multi-Machines avec l'approximation au premier harmonique d'espace

Avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, on obtient la matrice inductance  $[\mathbf{L}_s^6]$  suivante :

$$[\mathbf{L}_s^6] = L_s \begin{pmatrix} 1 + \frac{L_f}{L_s} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 + \frac{L_f}{L_s} & -\frac{1}{2} & 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 + \frac{L_f}{L_s} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ +\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 + \frac{L_f}{L_s} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 1 + \frac{L_f}{L_s} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 + \frac{L_f}{L_s} \end{pmatrix}$$

$L_s$  et  $L_f$  représentent respectivement l'inductance magnétisante et l'inductance de fuite d'un enroulement statorique.

La recherche des valeurs propres de l'application  $\mathcal{L}_s$  fait apparaître deux valeurs propres distinctes,  $L_c = 3L_s + L_f$  et  $L_0 = L_f$  :

- $L_c$  est de multiplicité 2 et donc l'espace propre associé est un plan. C'est dans ce plan que l'on trouve le premier harmonique des différents vecteurs. C'est donc la machine diphasée associée à ce plan qui développe l'essentiel du couple de la machine. Pour cette raison ce plan est qualifié de **principal** ainsi que la machine associée ;
- $L_0$  de multiplicité 4.

On cherche à caractériser la machine tétraphasée associée à  $L_0$  et plus particulièrement dans quelle mesure il est possible de ne pas alimenter cette machine. A cette fin on examine  $\mathbf{B}^d$  la base orthonormée de vecteurs propres suivante :

- $\vec{x}_1^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \vec{x}_1^n + \vec{x}_2^n + \vec{x}_3^n \right)$  ;
- $\vec{x}_2^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \vec{x}_1^n - \frac{1}{2}\vec{x}_2^n - \frac{1}{2}\vec{x}_3^n + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_4^n - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_5^n + 0\vec{x}_6^n \right)$  ;
- $\vec{x}_3^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( 0\vec{x}_1^n + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_2^n - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_3^n + \frac{1}{2}\vec{x}_4^n + \frac{1}{2}\vec{x}_5^n - \vec{x}_6^n \right)$  ;
- $\vec{x}_4^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \vec{x}_4^n + \vec{x}_5^n + \vec{x}_6^n \right)$  ;
- $\vec{x}_5^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( \vec{x}_1^n - \frac{1}{2}\vec{x}_2^n - \frac{1}{2}\vec{x}_3^n - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_4^n + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_5^n + 0\vec{x}_6^n \right)$  ;
- $\vec{x}_6^d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left( 0\vec{x}_1^n - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_2^n + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x}_3^n + \frac{1}{2}\vec{x}_4^n + \frac{1}{2}\vec{x}_5^n - \vec{x}_6^n \right)$

$\vec{x}_2^d$  et  $\vec{x}_3^d$  sont vecteurs propres associés à  $L_c$ , les 4 autres à

$L_0$ .

Lorsque la machine tétraphasée n'est pas alimentée toutes les composantes de ses vecteurs tension et courant sont nulles. Les vecteurs tensions et courants vérifient alors :

$$\vec{x}_k^d \cdot \vec{v} = 0 \text{ et } \vec{x}_k^d \cdot \vec{i} = 0 \text{ pour } k=1,4,5 \text{ et } 6.$$

L'examen de  $\vec{x}_1^d$  et  $\vec{x}_4^d$  fait apparaître que pour  $k=1$  et 4 ces conditions sont facilement remplies en réalisant deux couplages étoile sans neutre sorti.

Par contre l'annulation des composantes liées à  $\vec{x}_5^d$  et  $\vec{x}_6^d$  n'est pas aussi aisée. Cela n'est pas possible dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension.

Ces remarques font apparaître des distinctions entre les quatre vecteurs propres associés à  $L_0$ . On associe donc à cette machine hexaphasée 5 machines :

- la machine diphasée dite principale associée à l'espace propre  $\mathcal{E}_{\text{prin}}$  de base  $\{\vec{x}_2^d, \vec{x}_3^d\}$ . Sa constante de temps électrique est  $\tau_c = \frac{L_c}{R_s}$  ;
- une machine diphasée dite "**secondaire**" associée à l'espace propre  $\mathcal{E}_{\text{sec}}$  de base  $\{\vec{x}_5^d, \vec{x}_6^d\}$ . Sa constante de temps électrique est  $\tau_0 = \frac{L_0}{R_s}$  ;
- deux machines monophasées associées aux deux espaces propres engendrés par  $\vec{x}_1^d$  et  $\vec{x}_4^d$ . Elles ont la même constante de temps électrique  $\tau_0 = \frac{L_0}{R_s}$  ;

Le couplage double étoile permet de ne pas alimenter à tout instant les deux machines monophasées. Par contre, on ne peut, pour la machine secondaire, qu'obtenir des tensions moyennes nulles par une commande adéquate de l'onduleur de tension. Il est possible également par asservissement d'annuler le vecteur courant moyen. Néanmoins, étant donné que la constante de temps  $\tau_0$  associée à cette machine secondaire est plus faible que  $\tau_c$  associée à la machine principale, il faudra que la bande passante de cet asservissement soit plus grande que celle de l'asservissement de courant de la machine principale. Sans cela, l'amplitude des courants parasites dus à la modulation de largeur d'impulsion risque d'être trop grande. La valeur de  $\tau_0$  a donc une répercussion directe sur le choix de la fréquence de la Modulation de Largeur d'Impulsions.

### B. Caractérisation de la machine avec un modèle tenant compte des harmoniques d'espace

Pour l'étude des machines triphasées couplées en triangle ou en étoile sans neutre sorti l'approximation au premier harmonique d'espace suffit pour obtenir des modèles de commande dont la précision est satisfaisante. En effet, la prise

en compte des harmoniques de force magnétomotrice vient modifier faiblement la valeur de l'inductance cyclique  $L_c$ , essentiellement déterminée par le premier harmonique. La prise en compte des harmoniques induit donc une perturbation du premier ordre pour  $L_c$ . Pour ce qui de la deuxième valeur propre  $L_0$ , l'inductance homopolaire, la sensibilité à la prise en compte des harmoniques est par contre grande. En effet, dans l'approche au premier harmonique ce sont les fuites magnétiques qui définissent la valeur de  $L_0$ . Cette variation de  $L_0$  n'a pourtant pas d'effet car le couplage assure que la machine monophasée associée à cette inductance n'est pas alimentée.

Pour les machines polyphasées étudiées la différence principale vient du fait que certaines machines fictives, dont les paramètres sont essentiellement liés aux harmoniques de force magnétomotrice, seront alimentées. En cela, la machine triphasée tient une place particulière dans la mesure où, par un simple couplage, il est possible de ne pas alimenter rigoureusement la seule machine (monophasée) sensible aux harmoniques.

Pour mettre en évidence cette sensibilité aux harmoniques on considère le cas simple d'une machine double triphasée à bobinage diamétral. En appliquant le formalisme proposé on trouve les expressions des nouvelles valeurs propres tenant compte des harmoniques de force magnétomotrice. Ces derniers se répartissent selon les mêmes familles que les autres vecteurs tension, courant et force électromotrice. Ces familles ont déjà été mises en évidence [14][8]. L'approche proposée permet de les associer à des machines fictives c'est à dire plus mathématiquement aux espaces propres de  $[L_s^n]$ .

On obtient les 3 valeurs propres suivantes ainsi que les trois familles :

- $L_c = 3 \sum_k \frac{L_s}{k} + L_f$  ou  $k=1,11,13,23,\dots,12h\pm 1,\dots$  (avec  $h$  entier) pour la machine principale;
- $L_{\text{Chom}} = 3 \sum_k \frac{L_s}{k} + L_f$  ou  $k=3,9,15,21,\dots,12h\pm 3,\dots$  pour les deux machines monophasées ;
- $L_{\text{csec}} = 3 \sum_k \frac{L_s}{k} + L_f$  ou  $k=5,7,17,19,\dots,12h\pm 5,\dots$  pour la machine secondaire.

L'examen des trois valeurs propres montre que les inductances de la machine secondaire et des machines monophasées sont distinctes alors qu'avec l'approximation au premier harmonique d'espace elles étaient confondues. En fait, on peut montrer [15], lorsque la construction de la machine est régulière, que les espaces propres sont toujours soit des plans soit des droites. Les valeurs propres sont donc toujours soit double soit simple. Une valeur propre de multiplicité 4 comme trouvée au paragraphe IV.A cache en fait au moins deux valeurs propres.

Dans la mesure où l'inductance de fuite  $L_f$  est faible (par

rapport à  $L_s$ ), l'influence des harmoniques d'espace devient prépondérante pour la détermination de  $L_{\text{csec}}$ . La constante de temps associée à cette machine secondaire augmente, ce qui est favorable du point de vue de la commande, sans pour autant interagir avec le fondamental.

## V. CONCLUSION

Le concept proposé Multi-Machines d'une machine polyphasée permet de mettre en évidence que le modèle classique au premier harmonique d'espace peut être insuffisant et conduit à surestimer certains phénomènes perturbateurs. Enfin, il apparaît que pour une machine polyphasée, le bénéfice d'une force magnétomotrice sinusoidale n'est pas aussi manifeste.

## VI. BIBLIOGRAPHIE

- [1] ADKINS B., HARLEY R.G., «The General Theory of Alternating current Machines» Chapman and Hall, 1975
- [2] BASILI B., PESKINE C. "Algèbre" bibliothèque des Sciences Diderot Éditeur Paris, 1995.
- [3] BENKHORIS, M.F., F. TERRIEN, BOUCHER J.E. « Numerical Study of a Double Star Synchronous Motor Drive For Electrical Propulsion » International Conference on Electric Ship, p215-220, Istanbul, Turkey, september 1998 pp70-75
- [4] BHATIA R., KRATTIGER H., BONANINI A., SCHAFER D., INGE J.T., SYDNOR G.H. « Adjustable Speed Drive With A Single 100-Mw Synchronous Motor » ABB Review Issue-No: 6/98 (pp.14-20)
- [5] BOUSCAYROL A., DAVAT B., DE FERNEL B., FRANÇOIS B., HAUTIER J. P., MEIBODY-TABAR F., PIETRZAK-DAVID M., "Multi-machine multi-converter systems: applications to electromechanical drives", *EPJ Applied Physics*, Vol. 10, no. 2, May 2000, pp-131-147 (*common paper of GREEN, L2EP and LEEI, according to the MMS project of GDR-SDSE*).
- [6] GODFROI H., BOSCH P. « Large variable speed drives using synchronous motors and frequency converters » *Alstom Review* n°6 1986
- [7] HADIOUCHE D., RAZIK H., REZZOUG A., "Modelling of a Double Star Induction Motor for Space Vector PWM Control", *ICEM 2000* 28-30 August Espoo Finland p392-396.
- [8] KLINGSHIRN E.A. « Harmonic filters for six-phase and other multiphase motots on voltage source inverters », *IEEE Trans.Ind. Applicat.*, vol IA-21, n°3, pp588-594, 1985.
- [9] KLINGSHIRN E.A. « High phase order induction motors \_ Part I and II » *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, vol PAS -102, pp47-59, 1983.
- [10] LEONHARD W. "Control of electrical drives" Springer-Verlag Berlin ; New York, 1996.
- [11] MOUBAYED N., MEYBODY-TABAR F., DAVAT B. « Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile », *Revue Internationale de Génie Électrique* n°4 1998
- [12] NORTON P.T., THOMPSON " The naval electric ship of today and tomorrow" *AES 2000* 26/27 october 2000 Paris,France.

- [13] OFFRINGA L.J.J., DUARTE J.L. A 1600 kW IGBT Converter with Interphase Transformer for High Speed Gas Turbine Power Plants, IAS september 2000
- [14] PASQUALINI G. «Alimentation par convertisseurs statiques : régimes transitoires» Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie Électrique. D3 562.
- [15] SEMAIL E, Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés. Généralisation de la méthode des vecteurs d'espace, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), juin 2000.
- [16] SEMAIL E., Bouscayrol A., Hautier J.P." Pseudo-multimachines et Commande " Journées GDR SDSE, Lille, 5-6 février 2001
- [17] TOLİYAT H.A., T.A. LIPO, J.COLEMAN WHITE « Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Application Part 2 (Motor design and Performance)» , IEEE Transactions on Energy Conversion, vol 6 n°4, pp684-692, 1991.
- [18] VAS P., «Vector control of AC machines», Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [19] ZHAO Y., LIPO A. « Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Space Vector Decomposition » IEEE Transactions on Industry Applications, vol 31 n°5, ,Sep/oct 1995