

# Outils de modélisation des entraînements polyphasés

*“ Certes, la connaissance guide, dirige et sauve; l’ignorance égare, trompe et ruine ”*

Ali ibn Abi Talib

## Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction et positionnement du travail</b>	<b>8</b>
1.1.1	Choix du nombre de phases de la machine	8
1.1.2	Particularité de la nouvelle machine par rapport aux solutions polyphasées existantes	10
1.1.3	Impact de la nouvelle particularité sur les pertes dans la machine	11
<b>1.2</b>	<b>Décomposition multi-machine d’une machine à pôles lisses</b>	<b>11</b>
1.2.1	Machines concernées par la décomposition multi-machine: hypothèses	12
1.2.2	Équations magnétiques et électriques des machines polyphasées.	12
1.2.3	Matrice d’inductance exprimée dans la base statorique	13
1.2.4	Matrice d’inductance exprimée dans la base de découplage	14
1.2.5	Sous-espaces orthonormés dans la base de découplage	14
1.2.6	Machines fictives et répartition des harmoniques sur les espaces fictifs	15
<b>1.3</b>	<b>Adaptation de la structure de l’entraînement électrique avec les avantages attendus</b>	<b>20</b>
1.3.1	Définition des paramètres relatifs à la structure statorique	21
1.3.2	Topologie rotorique de la machine	31
<b>1.4</b>	<b>Effet de commutation des pôles et extension de la plage de la vitesse: État de l’art</b>	<b>31</b>
1.4.1	Changement de connexion de bobinage	33
1.4.2	Changement de polarité de la machine	34
<b>1.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>41</b>

---

## 1.1 Introduction et positionnement du travail

L'idée proposée dans ce travail est l'étude d'un propulseur "Low cost" tout électrique travaillant à des niveaux de puissance autorisant l'usage d'une tension continue de 48 V sur le bus DC sans courant continu excessif. La notion de "Low cost" proviendrait:

1. D'une réduction des marges de sécurité au niveau de dimensionnement, notamment l'onduleur. En effet le fait d'avoir un drive tolérant aux défauts de l'onduleur permet, à niveau de fiabilité fonctionnelle<sup>1</sup> identique, de réduire les marges de sécurité concernant le dimensionnement des composants de puissance de l'onduleur. Pour obtenir cette fiabilité fonctionnelle en utilisant un seul moteur, il est nécessaire d'augmenter le nombre de bras d'onduleur. Dans la mesure où le nombre de bras est alors supérieur à 3 le nombre de phases peut être aussi supérieur à trois sans surcôt au niveau de l'alimentation de puissance en considérant uniquement la surface silicium.
2. Une réduction des mesures de sécurité qu'induit l'utilisation d'une tension de bus continue sécuritaire de 48V ayant par contre la conséquence d'augmenter le courant de batterie ;
3. L'utilisation d'un système de management batterie (BMS) est plus simple car le nombre de modules nécessaires pour obtenir 48V est plus faible. La détection des variations de tension est potentiellement plus simple pour chaque module de 48V.

On se place dans ce cadre pour considérer l'utilisation des machines polyphasées (nombre des phases >3). Les avantages attendus lors de la conception de cette machine seraient:

1. **La tolérance aux pannes du système de propulsion:** La tolérance aux pannes doit permettre, si un fonctionnement en mode dégradé est accepté, de satisfaire naturellement les contraintes de sécurité en termes de dimensionnement et donc de coût et volume/masse.
2. **Compacité :** En raison de la contrainte volumique et massique du système de propulsion, un très haut niveau de compacité est exigé. Cela se traduit par une minimisation de volume des trois éléments principaux du système : la batterie, l'électronique de puissance et le moteur. La compacité est assurée donc par le choix de la topologie adéquate de la machine électrique parmi les topologies existantes. Cela encore se fait par l'optimisation au niveau de la conception de la machine.
3. **Aptitude à fonctionner sur une large plage de vitesse avec puissance et tension constante:** Lorsque le cahier des charges le permet (c'est le cas en traction électrique) le fonctionnement à puissance constante avec un moteur et un onduleur adapté permet de réduire le dimensionnement en puissance de la machine et de l'onduleur : un ensemble moteur-onduleur dimensionné par uniquement la notion de régime nominal (une puissance nominale et une vitesse nominale) conduit à un surdimensionnement dans le cas d'un système de type traction.

### 1.1.1 Choix du nombre de phases de la machine

L'augmentation du nombre de phases peut avoir des impacts positifs et négatifs tant sur la performance que sur la commande. Outre la tolérance aux pannes, de nombreux avantages sont obtenus suite à l'utilisation des machines polyphasées:

1. La distribution de puissance sur un nombre plus grand de phases, notamment les applications à basse tension, où les courants des phases sont souvent élevés. En effet, si la machine triphasée a

---

<sup>1</sup>par exemple, deux systèmes propulsifs ont une fiabilité fonctionnelle identique si leur probabilités de pouvoir aller au-delà d'une certaine vitesse sont identiques

la même puissance que la machine polyphasée, elle possède des courants de phase plus importants. Ce fait permet d'alléger, dans les machines polyphasées, les contraintes de conception tant sur la machine que sur les convertisseurs de puissance[30; 31]notamment en évitant la mise en parallèle de composants appariés et supposés le rester dans le temps.

2. La possibilité d'obtenir réduction des effets parasites dans la machine notamment les ondulations du couple avec des courants non sinusoïdaux[32], les vibrations et le bruit acoustique et magnétique.
3. L'introduction de degrés de liberté supplémentaires dans la commande. Il est possible d'injecter dans les machines polyphasées, des harmoniques de courant de rang supérieur ( $>1$ ) et contribuant à la production du couple avec des courants non sinusoïdaux tout en conservant un contrôle vectoriel très proche et robuste comme celui des machines triphasées[14; 33; 34; 35; 36; 37; 38; 39; 40; 41].

Cependant, l'introduction des machines polyphasées engendrent des inconvénients, qui proviennent bien entendu du nombre de connexions de puissance ainsi que, pour l'élaboration du contrôle, de la nécessité de gérer ces degrés de liberté supplémentaires de la machine:

1. L'ajout des degrés de liberté dans la commande, va complexifier la recherche de commande optimale de la machine par la nécessité d'une part d'ajouter des contraintes supplémentaires et d'autre part de travailler avec des vecteurs de dimension supérieure ou égale à 3 . En théorie, toutes les grandeurs électriques (vecteur flux, tension, couple,...) vont dépendre d'un vecteur courant de dimension supérieure à 3. L'espace de recherche des solutions pour le problème visant l'obtention de commandes optimales sous différentes contraintes augmente de taille. Ce fait impose la nécessité d'un algorithme d'optimisation robuste permettant de chercher les solutions optimales.
2. Complexité supplémentaire au niveau de l'électronique de pilotage (drivers) des composantes de puissance de la machine: plus de phases à alimenter donc plus de bras d'onduleur.<sup>2</sup> Par contre, le circuit de puissance ne devient pas plus coûteux en supposant une répartition de la surface de Silicium entre plusieurs bras.
3. Dégradation de la fiabilité structurelle de la machine (probabilité de ne pas être à l'état intègre), suite à l'augmentation des nombres des bras de l'onduleur et des phases. L'augmentation du nombre des composants dans la machine ou dans l'alimentation de puissance, augmente la probabilité d'une panne d'un composant de l'ensemble convertisseur-machine. (Cependant, cette dégradation peut être compensée par une possible amélioration de la fiabilité fonctionnelle comme évoqué précédemment).

Les machines polyphasées deviennent donc un choix prioritaire pour certains concepteurs. Citons des exemples de quelques domaines[42; 43]:

- Machine double triphasée alimentée par onduleur de tension/propulsion électrique des navires (MS 12 MW Alstom)
- Machines de sous-marins Siemens Permasyn à 12 phases alimentées par onduleur de tension.
- Machines 15 phases /Alstom (3 x 5-phases couplés en étoile) alimentées par onduleur de tension/moteur de propulsion électrique en marine (19 MW 150 tr/min).

---

<sup>2</sup>Cette analyse est à moduler car si en triphasé il est nécessaire de mettre plusieurs composants de puissance en parallèle le nombre de drivers n'est pas forcément réduit.

- Éoliennes de faible puissance de Krestel avec des générateurs à flux axial à double rotor 12 phases (400 à 2500 W) à 1100 tr/min, pour une tension <48 V.
- La machine à flux axial muti-disque à 6phases de Turbogenset, pour alimentation de secours (1.2MW/20000tr/min).
- Machines à flux axial de Kaman comportant 6 phases (450kW/5000tr/min).
- L'éolienne E40 (600 kW) à 84 pôles d'Enercon comportant 6 phases.
- L'alternateur heptaphasé pour application automobile Micro-hybride utilisé par Valeo dans l'alternateur intégré de sa gamme i-Stars 9-phases hyundia.

Dans ce travail, nous allons explorer, sur des configurations de machines synchrones à 5 phases, l'impact sur les lois de commande optimales possibles, ce qui permet d'explorer ce qu'offre un entraînement polyphasé sans pour autant trop complexifier la commande en limitant des degrés de liberté. Ce choix ne garantit pas que cinq soit le nombre suffisant pour garantir une flexibilité suffisante dans la commande ainsi qu'une configuration satisfaisante au final. Par contre on cherche à examiner si l'utilisation des degrés de liberté mènent à des différences significatives ou non.

### 1.1.2 Particularité de la nouvelle machine par rapport aux solutions polyphasées existantes

L'utilisation d'une machine à cinq phases pose la question de la façon d'utiliser les degrés de liberté alors disponibles au niveau de la commande des 5 ou 10 bras d'onduleur. Les stratégies de commande et les résultats dépendent étroitement des caractéristiques de la machine (nombre des phases, bobinage, topologie du rotor). Cependant, jusqu'à présent la plupart des machines polyphasées considérées n'ont pas été conçues pour explorer toutes les potentialités offertes par les degrés de liberté.

Les degrés de liberté supplémentaires offrent une flexibilité de commande, permettant d'alimenter la machine sous différentes stratégies de contrôle et sous différentes contraintes, aboutissant à différentes performances de la machine, où chaque stratégie de commande possède des avantages et des inconvénients selon l'objectif assigné à la machine. Ce fait montre la capacité des machines polyphasées, et si la structure stator/rotor est adéquate, à exploiter pleinement et d'une manière efficace et optimale les harmoniques du rang supérieur, ce qui se reflète a priori par une amélioration de rendement et de la compacité de la machine.

C'est en ce sens qu'une particularité de la nouvelle machine a été conçue: plusieurs degrés de liberté permettant de gérer le couple fourni par la machine et établir des nouvelles lois de contrôle, notamment lors de la saturation en tension en haute vitesse.

Historiquement, on peut retrouver des machines polyphasées avec des grandeurs électriques sinusoïdales et une alimentation sinusoïdale générant un couple de bonne qualité avec un contrôle vectoriel. Ces machines utilisent un seul harmonique du courant et donc ne permettent pas d'explorer les potentialités des machines polyphasées et l'impact des degrés de liberté supplémentaire.

On peut trouver également des machines polyphasées alimentées avec plusieurs harmoniques du courant, on peut retrouver les machines avec des grandeurs électriques trapézoïdales avec une alimentation avec un courant trapézoïdal, souffrant d'un couple pulsatoire important à basse vitesse. Citons par exemple les machines 5-phases à force électromotrice trapézoïdale dans [33; 44; 45] et celle à 7-phases à force électromotrice trapézoïdale[46]. Dans ces machines, il est possible d'injecter

l'harmonique du courant du rang 3, mais la contribution de cet harmonique dans la production du couple ne dépassant pas le 33%.

Afin d'explorer les potentialités des machines cinq phases, le but dans ce travail est de concevoir une machine cinq-phases, en choisissant une structure statorique/rotorique adéquate[47], permettant d'exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3 pour la production du couple. En d'autres termes, les deux harmoniques 1 et 3 possèdent des aptitudes équivalentes à produire le couple pour la même densité des courants. Cela signifie que la force électromotrice de la nouvelle machine, contient les deux harmoniques 1 et 3 avec des amplitudes de même ordre de grandeur. La nouvelle machine est donc appelée une machine double polarité, avec sa capacité à produire un couple soit avec le premier harmonique du courant associé à la polarité  $p$  soit avec le troisième harmonique associé à la polarité  $3p$ . De ce fait, il est possible de changer la polarité de la machine, en jouant uniquement sur la commande. Par conséquent, cette machine est apte à assurer un fonctionnement avec une commutation électronique des pôles, où chaque polarité est associée à un harmonique d'alimentation. Ce fait permet également d'accroître les stratégies de pilotage de la machine en optimisant différents types de critères (autonomie, puissance en régime transitoire, couple transitoire, efficacité énergétique, plage de vitesse).

La conception de cette machine, nécessite tout d'abord un choix de bobinage capable d'exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3 d'espaces (liées à la fonction de bobinage) et du temps (liés à l'alimentation de la machine). Ce choix de bobinage sera accompli par une structure rotorique, permettant d'avoir une force électromotrice de la machine avec ces deux harmoniques de même ordre de grandeur.

### 1.1.3 Impact de la nouvelle particularité sur les pertes dans la machine

Dans la mesure où la machine est bi-harmonique-c.à.d conçue pour être alimentée par deux harmoniques de courant séparément ou simultanément-, la répartition entre les deux harmoniques doit prendre en compte ce point. Il faut être capable d'évaluer les pertes totales lors de la synthèse de contrôle, notamment l'échauffement au niveau du fer et des parties conductrices de la machine (aimants par exemple). Comme les pertes augmentent avec la fréquence de même que l'amplitude de la tension requise, on peut s'attendre à ce qu'aux basses vitesses on travaille principalement avec l'harmonique du rang 3 qui est le plus élevé pour basculer vers l'harmonique du rang 1 à haute vitesse. Dans la pratique, les harmoniques pourront être utilisés simultanément avec une certaine répartition dépendante des caractéristiques harmoniques de la machine, principalement la force électromotrice et la stratégie de commande. On s'attend à un niveau des pertes maîtrisé et l'aptitude au contrôle de la machine sous différentes contraintes des pertes. En effet, les stratégies classiques de contrôle (Maximum Torque Per Ampere) ne considèrent pas toutes les pertes dans la machine, comme les pertes rotoriques et les pertes fer, alors que dans certaines topologies des machines électriques et pour certains modes de fonctionnement, ces pertes pourront être significatives.

Pour démarrer la procédure de conception, on s'intéresse à la modélisation en vue de la commande de la machine polyphasée. Pour cela, on va présenter la décomposition multi-machine, qui permet d'assimiler la machine polyphasée à des ensembles des machines fictives monophasées ou diphasées.

## 1.2 Décomposition multi-machine d'une machine à pôles lisses

La première problématique liée à la commande d'une machine polyphasée ne réside pas uniquement dans le nombre des variables relativement élevé en comparaison avec les machines triphasées-dont

les outils de commande sont bien connus des nos jours-, mais aussi dans le couplage important entre ces différents variables, ce qui entraîne une difficulté dans la synthèse de la commande. En plus, ce couplage empêche la détermination de l'influence de chaque variable sur la performance globale de l'entraînement polyphasé.

Si on veut utiliser les méthodes classiques de contrôle vectoriel des machines triphasées pour les systèmes polyphasés, il faudra trouver un outil permettant le découplage entre les différents variables de ce système, ce qui est un avantage majeur de la décomposition multi-machine présentée dans cette partie.[45; 48].

### 1.2.1 Machines concernées par la décomposition multi-machine: hypothèses

Dans cette section, on décrit les hypothèses relatives aux machines polyphasées étudiées et concernées par la décomposition multi-machine. Les hypothèses sont explicitées ci-après:

1. Les machines polyphasées étudiées sont des machines à pôles lisses. Les circuits magnétiques statorique et rotorique ne présentent aucun effet de saillance.
2. Le bobinage considéré pour les machines concernées est un bobinage équilibré et régulier. Les phases de la machine sont décalées régulièrement entre elles de  $\frac{2\pi}{N}$ , où N est le nombre des phases. Ainsi, pour cette distribution, le nombre d'axes pour une phase définit le nombre des paires des pôles(hypothèse de régularité spatiale des phases).
3. On néglige les effets de peau, la saturation magnétique et l'effet de réluctance variable. Ainsi, la relation liant le flux et le courant est linéaire.

D'après ces hypothèses, il est possible d'établir les équations magnétiques et électriques qui régissent la variation des différentes variables de système.

### 1.2.2 Équations magnétiques et électriques des machines polyphasées.

Dans cette partie, on va présenter les équations électriques et magnétiques dans le repère statorique .

#### 1.2.2.1 Définition de la base statorique du système

Les grandeurs électriques (courant, tension ou flux), pourront être exprimées sous forme vectorielle dans le repère statorique. Chaque composante de vecteur représente la mesure d'une grandeur X pour une phase. Le vecteur  $X_N$  regroupant les mesures de chaque grandeur de chaque phase est de dimension N dans la base statorique notée  $E_s^N$ . Les composantes de  $X_N^{E_s^N}$  sont antipériodiques à valeurs moyennes nulles.

$$X_N^{E_s^N} = \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

$x_n$  correspond à une mesure d'une grandeur  $x$  pour la phase numéro  $n(0 \leq n \leq N - 1)$ . La base statorique notée  $E_s^N$  est exprimée donc de la forme suivante :

$$E_s^N = (\vec{e}_1, \vec{e}_1, \dots, \vec{e}_n, \dots, \vec{e}_N) \quad (1.2)$$

### 1.2.2.2 Équations magnétiques dans la base statorique

Cette équation présente le flux capté par les différentes phases de la machine. Pour chaque phase, ce flux est déterminé comme la somme de flux créé  $\Psi_{r,N}^{E_s^N}$  par le rotor et le flux créé par le stator sous l'effet de l'inductance propre de la phase et l'effet mutuel avec les autres phases  $\Psi_{s,N}^{E_s^N}$ .

$$\Psi_N^{E_s^N} = \Psi_{s,N}^{E_s^N} + \Psi_{r,N}^{E_s^N}$$

$$\begin{pmatrix} \Psi_0 \\ \Psi_1 \\ \vdots \\ \Psi_n \\ \vdots \\ \Psi_{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_{s,0} \\ \Psi_{s,1} \\ \vdots \\ \Psi_{s,n} \\ \vdots \\ \Psi_{s,N-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{r,0} \\ \Psi_{r,1} \\ \vdots \\ \Psi_{r,n} \\ \vdots \\ \Psi_{r,N-1} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

### 1.2.2.3 Équations magnétiques dans la base statorique

On peut déterminer le vecteur tension dans le repère statorique, en fonction des vecteur flux et courant exprimés dans la base statorique.

$$\begin{cases} V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_N^{E_s^N}}{dt} \\ V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_{s,N}^{E_s^N}}{dt} + \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{dt} \\ V_N^{E_s^N} = R_s \cdot i_N^{E_s^N} + \frac{d\Psi_{s,N}^{E_s^N}}{dt} + \Omega_r \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{d\theta} \end{cases} \quad (1.4)$$

Avec  $e_N^{E_s^N} = \Omega_r \frac{d\Psi_{r,N}^{E_s^N}}{d\theta}$  est le vecteur force électromotrice de la machine exprimée dans la base statorique.

### 1.2.3 Matrice d'inductance exprimée dans la base statorique

La matrice d'inductance décrit le couplage magnétique entre les phases de la machine. Exprimée dans la base statorique, cette matrice se compose des termes liés à la capacité propre de la phase à produire un flux, et des termes mutuels liés à la capacité des autres phases à induire du flux dans cette phase.

$$\Psi_{s,N}^{E_s^N} = M_{s,N}^{E_s^N} i_N^{E_s^N} \quad (1.5)$$

où  $M_{s,s,N}^{E_s^N}$  est la matrice d'inductance exprimée dans la base statorique dans l'équation 1.6. Les propriétés de construction symétrique et régulière selon les hypothèses établies, permettent de prédire que les inductances propres des phases sont identiques, les effets mutuels entre deux phases sont identiques. En plus, l'absence de l'effet de saillance permet d'affirmer que la matrice d'inductance est indépendante de la position rotorique.

$$M_{s,s,N}^{E_s^N} = \begin{bmatrix} m_0 & m_1 & \dots & m_{N-1} \\ m_{N-1} & m_0 & \dots & m_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_1 & m_2 & \dots & m_0 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice d'inductance obtenue est diagonale et circulaire . on a :

$$m_n = m_{N-n} \quad \forall n \in [0 \dots N-1] \quad (1.7)$$

### 1.2.4 Matrice d'inductance exprimée dans la base de découplage

Les propriétés de symétrie et de circularité de la matrice d'inductance permettent d'affirmer que la matrice d'inductance est diagonalisable. Exploitant ces faits, on peut définir une transformation de Concordia, permettant de passer de la base statorique vers une base de découplage notée  $E_{C_N}^N$ , nommée base de Concordia, en diagonalisant la matrice d'inductance. La matrice de Concordia définissant cette transformation, notée  $C_N$  est donnée par [45; 48]:

Si  $N$  est impair

$$C_N^t = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{N}} & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

Si  $N$  est pair:

$$C_N^t = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{N}} & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{N}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sqrt{\frac{1}{N}} & -\sqrt{\frac{1}{N}} & \cdots & \sqrt{\frac{1}{N}} (-1)^m & \cdots & \sqrt{\frac{1}{N}} (-1)^{N-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N}) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2\pi}{N} mn) & \cdots & \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(\frac{2(N-1)\pi}{N}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

La matrice d'inductance est exprimée dans la nouvelle base  $E_{C_N}^N = (\vec{c}_0, \vec{c}_1, \dots, \vec{c}_n, \dots, \vec{c}_{N-1})$  en effectuant la transformation suivante:

$$M_{ss,N}^{E_{C_N}^N} = C_N^t M_{ss,N}^{E_s} C_N = \begin{pmatrix} M_0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & M_{N-1} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Il est possible d'exprimer chaque terme de la matrice d'inductance dans la base de Concordia, en fonction des termes de la matrice d'inductance dans le repère statorique:

$$\forall n \in [0 \dots N-1] \quad M_n = \sum_{k=0}^{N-1} m_k e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (1.11)$$

D'après l'équation 1.11, on a :

$$\forall n \in [0 \dots N-1] \quad M_n = M_{N-n} \quad (1.12)$$

Par conséquent, la propriété présentée dans 1.12 montre que la matrice des inductances cycliques dans la base de Concordia possède  $N_{dis} = \frac{N+2-\text{mod}(N,2)}{2}$  valeurs distinctes au lieu de  $N$  [48].

### 1.2.5 Sous-espaces orthonormés dans la base de découplage

Puisque le nombre des éléments distincts de la matrice d'inductance est égal à  $N_{dis} = \frac{N+2-\text{mod}(N,2)}{2}$ , il existe donc un nombre égal des sous-espaces propres, de dimensions 1 ou 2. Le terme  $M_0$  est l'inductance cyclique de sous-espace homopolaire de dimension 1 engendrée par le vecteur  $\vec{c}_0$ . Le

terme  $M_n$  représente l'inductance cyclique d'un sous-espace propre de dimension 2, engendré par les vecteurs propres  $\vec{c}_n$  et  $\vec{c}_{n-N}$ . Enfin, un axe homopolaire supplémentaire peut exister si le nombre de phases est pair, celui-ci est engendré par le vecteur  $\vec{c}_{N/2}$  auquel est associé l'inductance cyclique  $M_{N/2}$ . On définit les sous-espaces propres comme suit:

$$\begin{cases} E_{C_0} = \text{vect} < \vec{c}_0 > \\ E_{C_n} = \text{vect} < \vec{c}_n, \vec{c}_{n-N} > \text{ pour } \forall n \in \left[ 1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ E_{C_{N/2}} = \text{vect} < \vec{c}_{N/2} > \text{ si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.13)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \vec{c}_0 &= \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \quad \dots \quad \frac{1}{\sqrt{N}} \right)^t \\ \vec{c}_n &= \left( \sqrt{\frac{1}{N}} \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2\pi}{N} mn\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \cos\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) \right)^t \\ \vec{c}_{n-N} &= \left( 0 \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2\pi}{N} mn\right) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{2}{N}} \sin\left(\frac{2(N-1)\pi}{N}\right) \right)^t \\ \vec{c}_{N/2} &= \left( \sqrt{\frac{1}{N}} \quad -\sqrt{\frac{1}{N}} \quad \dots \quad \sqrt{\frac{1}{N}}(-1)^m \quad \dots \quad \sqrt{\frac{1}{N}}(-1)^{N-1} \right)^t \end{aligned} \quad (1.14)$$

Les équations magnétiques et électriques peuvent s'exprimer dans chaque sous espaces propres de dimension 2 engendré par la base  $E_{C_n}$ , d'inductance cyclique  $M_n$ . La même démarche pour les sous espaces de dimension 1, engendrés par les bases  $E_{C_0}$  et  $E_{C_{N/2}}$  (si  $N$  est paire).

$$\begin{cases} \Psi_0 = M_0 i_0 + \Psi_{r,0}^{E_{C_0}} \\ \begin{pmatrix} \Psi_{n,\alpha} \\ \Psi_{n,\beta} \end{pmatrix} = M_n \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Psi_{r,n,\alpha}^{E_{C_n}} \\ \Psi_{r,n,\beta}^{E_{C_n}} \end{pmatrix} & \text{si } n \in \left[ 1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ \Psi_{N/2} = M_{N/2} i_{N/2} + \Psi_{r,N/2}^{E_{C_{N/2}}} & \text{si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.15)$$

A partir des équations de flux, on peut définir de la même façon les équations de tension dans le repère de découplage.

$$\begin{cases} V_0 = R_s i_0 + M_0 \frac{d}{dt} i_0 + e_0 \\ \begin{pmatrix} V_{n,\alpha} \\ V_{n,\beta} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} + M_n \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{n,\alpha} \\ i_{n,\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{n,\alpha} \\ e_{n,\beta} \end{pmatrix} & \text{si } n \in \left[ 1 \dots \frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2} \right] \\ V_{N/2} = R_s i_{N/2} + M_0 \frac{d}{dt} i_{N/2} + e_{N/2} & \text{si } \text{mod}(N,2)=0 \end{cases} \quad (1.16)$$

Les équations de flux et de tension montrent que la machine polyphasée se comporte comme un ensemble de machines diphasées et homopolaires, découplées magnétiquement, tournant à la même vitesse de rotation. La figure 1.1 présente une machine fictive diphasée.

## 1.2.6 Machines fictives et répartition des harmoniques sur les espaces fictifs

Pour un nombre de phases pair, on a deux machines homopolaire, et une pour un nombre de phases impair. Par conséquent, le nombre des machines homopolaires obtenu lors de la décomposition multi-machine est  $2 - \text{mod}(N, 2)$ , ce qui signifie qu'il y a  $\frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2}$  machines fictives diphasées. La figure 1.2 donne une présentation de cette décomposition.

### 1.2.6.1 Répartition du couple entre les espaces fictifs

Pour une machine à pôles lisses, le couple électromagnétique est le produit scalaire de la force électromotrice et du courant divisé par la vitesse de rotation. En fonction de ces grandeurs électriques dans la base statorique, il vient:

$$C_{em} = \frac{(e_N^{E_s})^t \cdot (i_N^{E_s})}{\Omega_r} \quad (1.17)$$

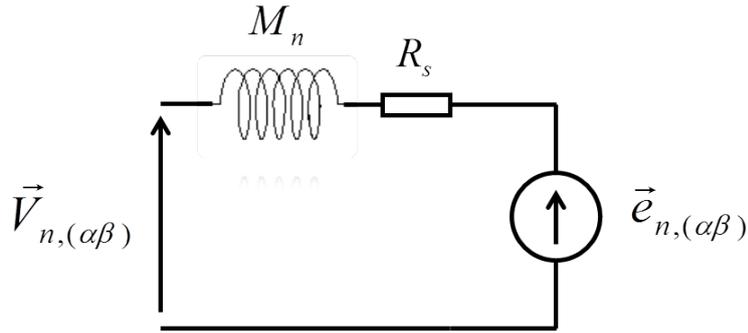


Figure 1.1 – Représentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée

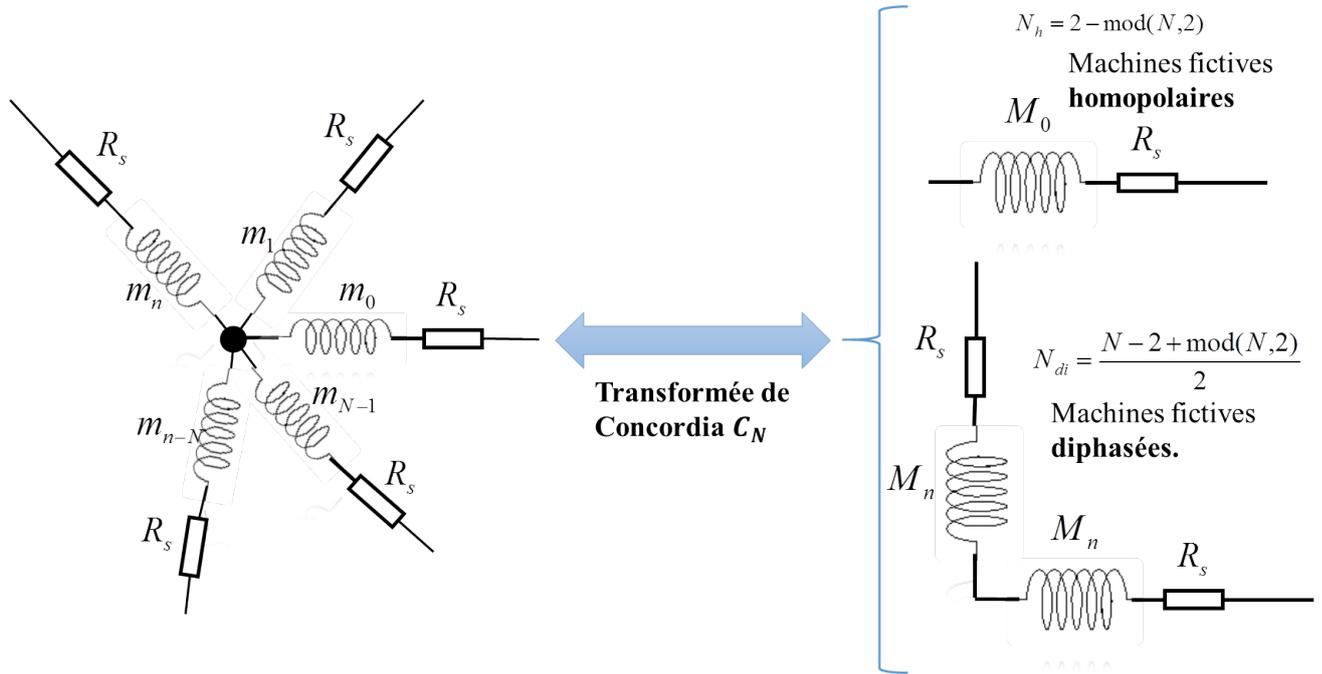


Figure 1.2 – Représentation électrique des machines fictives résultantes de la transformation de Concordia appliquée à la machine polyphasée

Exprimons les deux grandeurs  $e_N^{E_N}$  et  $i_N^{E_N}$  en fonction de  $e_N^{E_{Cn}}$  et  $i_N^{E_{Cn}}$  en introduisant la matrice de Concordia.

$$(C_{em})_N = \frac{(e_N^{E_{Cn}})^t C_N^t \cdot C_N \cdot (i_N^{E_N})}{\Omega_r} \quad (1.18)$$

$$(C_{em})_N = \frac{(e_N^{E_{Cn}})^t (i_N^{E_N})}{\Omega_r}$$

L'équation 1.18 montre la conservation de couple lors de la transformation de Concordia. En étendant l'équation 1.18, il vient :

$$(C_{em})_N = \frac{e_0 \cdot i_0 + \sum_{n=1}^{\frac{N-2+\text{mod}(N,2)}{2}} [e_{n,\alpha} i_{n,\alpha} + e_{n,\beta} i_{n,\beta}]}{\Omega_r} + \underbrace{\frac{e_{N/2} \cdot i_{N/2}}{\Omega_r}}_{\text{seulement si mod}(N,2)=0} \quad (1.19)$$

Cette équation montre que le couple total produit par la machine est la somme des couples produits par chaque machine fictive. Cette approche montre l'importance de la machine polyphasée vis-à-vis de degré de liberté dans la commande. Le couple électromagnétique dans la machine peut être géré en contrôlant le couple de chaque machine fictive, de façon indépendante.

### 1.2.6.2 Famille des harmoniques de la force électromotrice associée à chaque machine fictive

Dans les machines polyphasées, chaque composante  $x_n$  du vecteur correspondant à une grandeur électrique est périodique. Cette propriété permet de décomposer cette grandeur en série de Fourier. Il vient :

$$x_n(\theta) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (x_n)_v e^{(jh\theta - \varphi_v)} \quad (1.20)$$

Le vecteur  $X_N^{E_s^N}$  est régulier, c.-à.-d. toutes les composantes sont décalées régulièrement entre elles de  $\frac{2\pi}{N}$ . Le vecteur  $X_N^{E_s^N}$  défini dans l'équation 1.1 s'écrit de la forme suivante :

$$X_N^{E_s^N} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} \quad (1.21)$$

Cherchons la projection de 1.21 dans la base de Concordia. Le principe c'est d'exprimer le vecteur  $X_N^{E_s^N}$  comme une combinaison linéaire des vecteurs propres de la base de Concordia. On distingue donc trois cas :

1. **Si  $v = cN$ , avec  $c \in \mathbb{Z}$** : il vient :

$$X_N^{E_s^N} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN} e^{jcN\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} = \sqrt{N} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN} e^{jcN\theta} \vec{c}_0 \quad (1.22)$$

Le vecteur  $\vec{c}_0$  représente le vecteur propre du plan homopolaire associé à la machine fictive homopolaire. Par conséquent, les harmoniques du rang  $cN$  se projette sur la machine fictive homopolaire.

2. Si  $v = cN \pm n$ , avec  $c \in \mathbb{Z}$  il vient :

$$\left\{ \begin{aligned}
 X_N^{E_s} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} &= \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{j(cN \pm n) \cdot m \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{j(cN \pm n) \cdot (N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \\
 \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ \cos(\frac{2\pi mn}{N}) \\ \vdots \\ \cos(\frac{2\pi(N-1)n}{N}) \end{pmatrix} &+ \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} e^{j\frac{\pm\pi}{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \sin(\frac{2\pi mn}{N}) \\ \vdots \\ \sin(\frac{2\pi(N-1)n}{N}) \end{pmatrix} = \\
 \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} \overrightarrow{c_n} &+ \sqrt{\frac{N}{2}} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{cN \pm n} e^{j(cN \pm n)\theta} e^{j\frac{\pm\pi}{2}} \overrightarrow{c_{n-N}}
 \end{aligned} \right. \quad (1.23)$$

Par conséquent, les harmoniques du rang  $v = cN \pm n$  s'écrivent comme des combinaisons linéaires des vecteurs propres  $\overrightarrow{c_n}$  et  $\overrightarrow{c_{n-N}}$ , qui engendrent le plan fictif associé à la machine fictive diphasée numéro  $n$ .

3. Si  $N$  et pair et  $v = cN/2$ , avec  $c \in \mathbb{Z}$ , il vient:

$$X_N^{E_s} = \sum_{v=-\infty}^{v=\infty} (X_0)_v e^{jv\theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-jv n \frac{2\pi}{N}} \\ \vdots \\ e^{-jv(N-1) \frac{2\pi}{N}} \end{pmatrix} = \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{c \frac{N}{2}} e^{j c \frac{N}{2} \theta} \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ (-1)^m \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix} = \sqrt{N} \sum_{c=-\infty}^{c=\infty} (X_0)_{c \frac{N}{2}} e^{j c \frac{N}{2} \theta} \overrightarrow{c_{N/2}} \quad (1.24)$$

Les harmoniques du rang  $c \frac{N}{2}$  s'écrivent comme combinaison linéaire du vecteur propre  $\overrightarrow{c_{N/2}}$ . De ce fait, les harmoniques du rang  $cN/2$  se projettent sur le deuxième axe homopolaire engendré par le vecteur propre  $\overrightarrow{c_{N/2}}$ .

En conclusion, la décomposition multi-machine montre que sur chaque machine fictive se projette une famille d'harmoniques. La machine fictive numéro  $n$  comporte donc les harmoniques de la force électromotrice du rang  $|Nc \pm n|$ . De ce fait, l'importance de la décomposition multi-machine c'est pas uniquement de découpler le système, mais aussi de distribuer les harmoniques entre ces espaces découplés. Cela veut dire que les contraintes et les objectifs de conception et de la commande de la machine polyphasée, peuvent être transformés en plusieurs sous-objectifs associés à chaque machine fictive.

### 1.2.6.3 Harmoniques du rang minimal de chaque machine fictive

Dans une machine synchrone triphasée sinusoïdale, la production de couple se fait en injectant un courant dans la machine synchrone avec le premier harmonique de la force électromotrice. Ce premier harmonique représente l'harmonique du rang minimal de la machine. Or, la décomposition multi-machine permettant d'assimiler la machine à plusieurs machines fictives capable de produire un couple électromagnétique. Par conséquent, il faut déterminer pour chaque machine fictive, l'harmonique du courant nécessaire à injecter pour que cette machine fournisse un couple. En général, l'harmonique de la force électromotrice capable de produire le couple le plus significatif, c'est le plus petit harmonique

de rang impair, puisque l'amplitude des harmoniques tend à diminuer lorsque le rang augmente. On définit donc pour chaque machine numéro  $n$  l'harmonique du rang minimal noté  $(h_n)_{min}$  [48].

$$(h_n)_{min} = \min_{Nc \pm n \in \mathbb{Z}} |Nc \pm n| \quad (1.25)$$

Le tableau 1.1 présente des exemples concernant les machines 3, 5, 6 et 7 phases. Pour chaque machine fictive, on définit, les machines fictives, les harmoniques associés à chaque machine et l'harmonique du rang minimal de la machine.

Nombre des phases N	Machines fictives	Harmoniques associés	$(h_n)_{min}$
3	Homopolaire	3,6,9,12,...3c	3
	Diphasée 1	1,2,4,5...3c ± 1	1
5	Homopolaire	5,10,15,...5c	5
	Diphasée 1	1,4,6,9,...5c ± 1	1
	Diphasée 2	2,3,7,8,...5c ± 2	3
6	Homopolaire 1	6,12,18,...6c	–
	Diphasée 1	1,5,7,11,..., 6c ± 1	1
	Diphasée 2	2,4,8,10,...,6c ± 2	–
	Homopolaire 2	3,9,12,15,...,6c ± 3	3
7	Homopolaire	7,14,21,28,...,7c	7
	Diphasée 1	1,6,8,13,...,7c ± 1	1
	Diphasée 2	2,5,9,12,...,7c ± 2	5
	Diphasée 3	3,4,10,11,...,7c ± 3	3

Table 1.1 – Décomposition multi-machine des machines à 3,5,6, et 7phases: Machines fictives, distribution des harmoniques sur les machines fictives et harmonique du rang minimal.

D'après le tableau 1.1, la moitié des machines fictives associées à des machines à nombre de phases pair ne peuvent pas être sollicitées pour fournir un couple. Ceci est dû à l'hypothèse de l'antipériodicité des grandeurs électriques (flux, courant, force électromotrice, etc..). Étant donné qu'on s'intéresse à une machine 5-phases, on observe que cette machine est équivalente à deux machines fictives diphasées et une machine homopolaire, magnétiquement découplées et magnétiquement couplées et tournant à la même vitesse. Cette partie, justifie donc pourquoi la machine 5-phases est capable en général de produire le couple à partir des deux harmoniques 1 et 3, étant donné que ces deux harmoniques représentent l'harmonique fondamental de chaque machine fictive. Concernant la machine homopolaire, elle, ne sera pas alimentée puisque les bobines sont couplées en étoile.

#### 1.2.6.4 Transformation de Park de la machine polyphasée

Dans les machines triphasées, les grandeurs électriques sont exprimées dans un repère tournant lié au rotor, quand il s'agit d'élaborer le contrôle de cette machine. Cette transformation assurée par la matrice de rotation appliquée sur les grandeurs électriques exprimées dans le repère de Concordia. Cette transformation, appelée transformation de Park, permet d'avoir des grandeurs électriques continues (si cette grandeur est parfaitement sinusoïdale), plus facile à être contrôlées. Dans le contexte du contrôle des machines polyphasées, il est intéressant conserver pour chaque machine fictive, les méthodes classiques de contrôle vectoriel appliquées sur les machines triphasées. Dans cette partie, on va définir la matrice de transformation de Park, nécessaire pour la transformation dans le cas des machines polyphasées.

Pour une machine polyphasée admettant un nombre de phases impair, cette matrice est donnée par :

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \cos((h_1)_{min}\theta) & \pm \sin((h_1)_{min}\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mp \sin((h_1)_{min}\theta) & \cos((h_1)_{min}\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos((h_2)_{min}\theta) & \pm \sin((h_2)_{min}\theta) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mp \sin((h_2)_{min}\theta) & \cos((h_2)_{min}\theta) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos((h_n)_{min}\theta) & \pm \sin((h_n)_{min}\theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mp \sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

Avec  $(R(\theta))_{(h_n)_{min}}$  est la matrice de rotation associée à la machine fictive dont l'harmonique du rang minimal est  $(h_n)_{min}$ . Notons que  $n \in \frac{N-2+mod(N,2)}{2}$ , puisque cette matrice de rotation est utilisée uniquement pour les machines diphasées. Cette transformation conserve la composante homopolaire. Le choix des signes des termes  $\sin((h_n)_{min}\theta)$  dépendent du sens de rotation de l'harmonique du rang  $(h_n)_{min}$ . Il vient:

$$\begin{cases} R(\theta)_{(h_n)_{min}} = \begin{bmatrix} \cos((h_n)_{min}\theta) & -\sin((h_n)_{min}\theta) \\ +\sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{bmatrix} & \text{Si l'harmonique } (h_n)_{min} \text{ tourne dans le même sens que le rotor.} \\ R(\theta)_{(h_n)_{min}} = \begin{bmatrix} \cos((h_n)_{min}\theta) & +\sin((h_n)_{min}\theta) \\ -\sin((h_n)_{min}\theta) & \cos((h_n)_{min}\theta) \end{bmatrix} & \text{Si l'harmonique } (h_n)_{min} \text{ tourne dans sens opposé que le rotor.} \end{cases} \quad (1.27)$$

L'espace de Park se distingue de celui de Concordia, par le fait qu'il est lié au rotor, et donc si toutes les machines fictives possède une répartition sinusoïdale, les composantes des vecteurs seront donc des valeurs continues dans le repère de Park  $(0, d_1, q_1, \dots, \dots, d_{(h_n)_{min}}, q_{(h_n)_{min}})$ . Les propriétés de découplage magnétique, la répartition du couple entre les machines fictives sont conservées. La grandeur exprimée dans le repère statorique, peut être exprimée dans le repère de Park par la transformation suivante:

$$X_n^{E_{PN}} = [P(\theta)]^{-1} [C_N]^{-1} X_n^{E_s^N} \quad (1.28)$$

### 1.3 Adaptation de la structure de l'entraînement électrique avec les avantages attendus

La conception de la machine à double polarité exige une structure stator/rotor apte à satisfaire le cahier des charges imposé pour cette machine. Pour chaque partie de la machine, on définit les paramètres principaux de conception.

#### 1. Au niveau stator:

- Le type de bobinage.
- La combinaison encoches/pôles utilisée et la distribution de bobinage correspondante.

#### 2. Au niveau rotor:

- Le type d'excitation rotorique ou la nature de rotor utilisée.
- La géométrie et la disposition des éléments de l'excitation rotorique.

Dans cette partie, le but est de définir les paramètres et les éléments relatifs à la conception du stator et du rotor, permettant la satisfaction de cahier des charges de la machine double polarité. Cette démarche aboutit à un ensemble des structures privilégiées. Des critères supplémentaires à définir ultérieurement, permettent de sélectionner la structure la plus adéquate au cahier des charges.

### 1.3.1 Définition des paramètres relatifs à la structure statorique

La première étape de l'étude consiste à sélectionner le stator optimal, parmi les possibilités proposées dans la littérature. Cette partie constitue un état de l'art, concernant les structures statoriques. A l'issue de cette partie, il est possible de choisir parmi les solutions proposées, une solution qui correspond à la machine à double polarité, en se basant sur plusieurs critères.

#### 1.3.1.1 Type de bobinage de la machine

Après le nombre des phases, le deuxième élément décisif de la structure statorique, est le type de bobinage utilisé et la distribution de bobinage associée. Dans la littérature, on trouve plusieurs types de bobinage. Se basant sur les caractéristiques de chaque topologie de bobinage, une comparaison globale est déduite afin de choisir le bobinage le plus convenable pour les moteurs destinés à la propulsion électrique. Dans cette partie, on va distinguer les bobinages selon leur nombre d'encoche par pôle et par phase  $S_{pp}$  donné par :

$$S_{pp} = \frac{N_s}{2pN} \quad (1.29)$$

Avec  $N_s$  est le nombre des encoches,  $p$  est le nombre des pôles et  $N$  est le nombre des phases. Selon la grandeur  $S_{pp}$ , les configurations de bobinage sont classées suivant celles qui possèdent  $S_{pp}$  entier (bobinage à pas entier) et celles qui possèdent un  $S_{pp}$  fractionnaire (bobinage à pas fractionnaire).

##### 1.3.1.1.1 Bobinage à pas entier

Les configurations de bobinage appartenant à cette catégorie possède  $S_{pp} \in \mathbb{N}$ . A cette famille de bobinage appartiennent les bobinages croisés, qu'ils soient concentrés ( $S_{pp} = 1$ ) ou répartis ( $S_{pp} > 1$  entier). La figure 1.3 présente la structure de bobinage pour chacun de ces deux types de bobinage à pas entier: Ce type de bobinage présente un effet de croisement entre les bobines, puisque chaque bobine

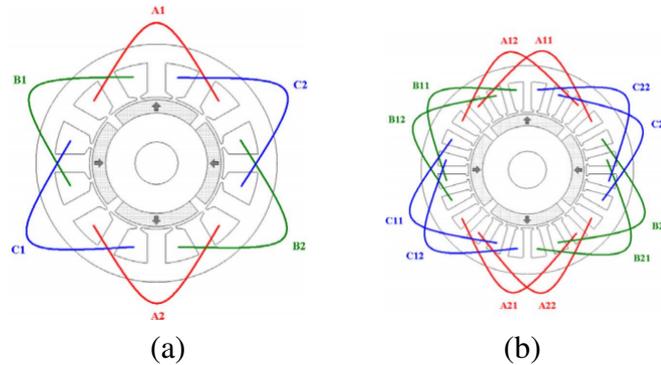


Figure 1.3 – (a).bobinage à pas entier concentré. (b) Bobinage à pas entier réparti[1]

est allongée d'une façon à être égale à un pas polaire. Dans le cas de bobinage réparti à pas entier, les effets parasites sont plus faibles que dans le cas concentré. Cependant, la structure de bobinage à pas entier concentré est plus avantageuse au niveau du facteur de bobinage, et donc son utilisation peut aboutir à une machine plus compacte.

##### 1.3.1.1.2 Bobinage possédant un $S_{pp}$ fractionnaire

Dans cette famille, on retrouve les configurations de bobinage dont le  $S_{pp} \notin \mathbb{N}$ . Ce sont les bobinages concentrés autour des dents qui appartiennent à cette famille. Selon la figure 1.4, le bobinage concentré autour des dents montre que chaque bobine est installée dans deux encoches adjacentes. Dans le cas de bobinage à simple couche, chaque conducteur de la bobine d'une phase occupe l'encoche tout

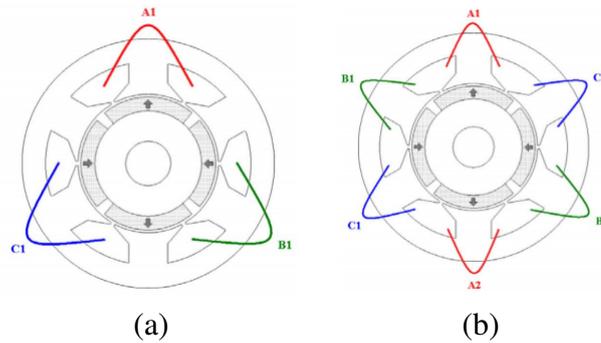


Figure 1.4 – Bobinage concentré autour des dents(a).simple couche (b) double couche.[1]

entière, par contre le bobinage double couche chaque encoche contient deux conducteurs appartenant à deux phases différentes.

Un avantage supplémentaire de bobinage double couche est qu'il comporte moins d'effets parasites associés en général à l'utilisation de bobinage concentré autour des dents.

Avec ce type de bobinage, chaque pôle est associé à avec un motif de bobinage différent, contrairement au cas de la topologie à pas entier où les pôles sont réalisés avec des motifs de bobinage identiques.

### 1.3.1.1.3 Comparaison entre les familles de bobinage et choix de type de bobinage

Dans la littérature, on trouve de nombreux travaux relatifs à la comparaison entre les deux types de bobinage mentionnés ci-dessus. Plusieurs conclusions principales peuvent être déduites[1; 9; 49; 50]:

1. **Le bobinage concentré autour des dents est plus facile à installer, à réparer, entretenir et recycler.** En effet, l'effet de croisement, présenté généralement dans le bobinage à pas entier complexifie ces procédures. Cet effet de croisement est absent dans le bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents.
2. **Le bobinage concentré autour des dents possède un couple volumique plus important:** la structure de bobinage concentré autour des dents, présente des têtes de bobines courtes, contrairement au cas de bobinage à pas entier. De ce fait, moins de volume de cuivre est exigé dans le premier cas, aboutissant à une compacité plus importante et un coût de fabrication aussi moins élevé. En plus, avec ce type de bobinage, le facteur de remplissage des encoches de 80% peut être atteint (contre 40 à 60% pour le bobinage à pas entier généralement).
3. **Les pertes cuivre sont moins élevées pour le bobinage à pas fractionnaire:** puisque ces dernières présentent des têtes de bobines plus courtes.
4. **La réduction du couple de détente dans le cas de bobinage fractionnaire:** en général, l'amplitude du couple de détente est inversement proportionnelle au plus grand commun multiple des nombres d'encoches et de pôles. Le bobinage fractionnaire donne la possibilité d'avoir des valeurs plus importantes de ce ppcm. L'étude de ce phénomène est détaillée dans la partie [2.3.2.3.2](#).
5. **Une tolérance aux pannes plus importantes car les phases sont magnétiquement peu couplées:** La disposition des bobines dans le cas du bobinage fractionnaire engendre une faible valeur de mutuelle entre les phases, puisque le croisement est faible.

**6. Une capacité de défluxage plus importante dans le cas des machines à pas fractionnaire:**

Les configurations de bobinage relatives à cette famille de bobinage engendrent une machine avec une réaction d'induit plus élevée permettant un défluxage plus efficace en évitant d'injecter un courant important dans la zone de tension constante. Dans la partie 2.2 de ce mémoire une étude détaillée est effectuée dans le but de comparer la capacité de défluxage de plusieurs topologies de bobinage.

Les avantages de bobinage à pas fractionnaire par rapport à ceux à pas entier qui sont bien appréciés par les concepteurs des systèmes de propulsion tout électrique ou hybride, montrent l'intérêt d'utiliser ce type de bobinage. Par suite, ce bobinage est sélectionné pour la suite de travail.

Néanmoins, ce type de bobinage présente des effets parasites plus importants. C'est notamment le contenu supplémentaire des harmoniques, qui peut aboutir à des autres phénomènes tels que le bruit, la vibration, ondulations du couple et notamment les pertes par courants induits [1; 51; 52; 53]. Dans la famille de bobinage concentré autour des dents, l'importance de ces phénomènes se diffère selon la distribution de bobinage ou bien la combinaison nombre des pôles/nombre des encoches utilisée ( $N_s/2p$ ). Par conséquent, il est important d'étudier pour chaque combinaison encoches/pôles, si les effets nocifs cités sont significatifs afin de sélectionner celui qui minimise ces effets.

### 1.3.1.2 Combinaison encoches/pôles utilisée

Afin de quantifier certains effets nocifs dans la machine, il est indispensable de trouver un moyen permettant de quantifier ces effets pour chaque combinaison encoche/pôle. Outre les effets du second ordre à considérer, il existe également un autre facteur à examiner pour chaque type de bobinage, c'est la capacité de chaque bobinage à exploiter les harmoniques du rang supérieur pour produire le couple. En effet, la distribution de bobinage affecte également les facteurs de bobinage de chaque harmonique, qui affecte à son tour, et d'une façon significative, la capacité de l'harmonique à participer dans la production de couple. De ce fait, pour garantir la fonctionnalité double polarité, la combinaison encoche/pôle candidate pour cette machine est celle garantissant un facteur de bobinage important tant pour l'harmonique 1 que pour l'harmonique 3.

En conclusion, la sélection de la combinaison encoche/pôles repose sur les critères suivants: maximiser les facteurs de bobinage des harmoniques 1 et 3, et réduire les effets nocifs dus à l'utilisation de bobinage concentré autour des dents. Avant de classer le bobinage selon les critères déjà cités, il est indispensable de présenter quelques outils analytiques relatifs à la modélisation de bobinage. On trouve notamment la matrice de distribution de bobinage et la matrice de fonction de bobinage. Ces deux outils sont introduits par [48; 54] et permettent notamment de caractériser, intrinsèquement, une certaine topologie et distribution de bobinage.

### 1.3.1.3 Matrice de fonction de bobinage

La fonction de bobinage est un outil de modélisation de bobinage, représentant la force magnétomotrice d'une phase, lorsque cette dernière est parcourue par un courant de 1A. Cette fonction désigne la contribution instantanée de chaque phase dans la totalité du champ statorique. La somme des phases reflète la contribution du champ statorique, dans le champ tournant total. Le contenu harmonique de la fonction de bobinage, permet de donner une première idée de la performance de la machine vis-à-vis de critères de sélection définis. Les figures 1.5(a,b et c) montre donc la fonction de bobinage d'une phase pour un bobinage à pas entier  $S_{pp} = 2$ , (machine 20 encoches/2 pôles), une machine avec  $S_{pp} = \frac{2}{7}$

(machine 20 encoches/14 pôles) et une machine avec  $S_{pp} = 0.25$  (machine 20/16).

Les figures 1.5 montrent qu'on peut avoir une idée sur la performance de chaque bobinage et sa compatibilité avec le cahier de charge défini et ceci en examinant uniquement le contenu spectral de la fonction de bobinage. Par exemple, parmi ces trois bobinages examinés, celui avec  $S_{pp} = 0.25$  permet d'exploiter, d'une façon équivalente les deux harmoniques 1 et 3 (les harmoniques 4 et 12 dans la figure 1.5(c<sub>2</sub>)), du fait de leurs amplitudes équivalentes dans le spectre de la fonction de bobinage correspondante. De l'autre côté, la machine 20/14 ne permet pas d'assurer cette fonctionnalité. Si on considère les ondulations du couple, c'est la machine 20/14 qui est la plus avantageuse à ce niveau parmi les trois combinaisons données. Enfin, si on considère les pertes par courant induit, c'est la machine avec  $S_{pp} = 2$  du fait de son faible contenu harmonique. Par conséquent, le but est de trouver la combinaison présentant le meilleur compromis par rapport à ces critères.

La  $n^{\text{ème}}$  colonne de la matrice de fonction de bobinage correspond à l'échantillonnage spatial à une période égale au pas d'encoche de la fonction de bobinage de la phase  $n - 1$ . La nature discrète des encoches justifie cette représentation discrète.

La matrice de la fonction de bobinage possède une dimension de  $N_s \times N$ . Notons que la valeur moyenne des échantillons est nulle et cette matrice est circulaire sur les colonnes. En prenant les trois configurations de bobinage ci-dessus, les matrices de fonction de bobinage  $W$  s'écrivent:

$$W_{20/2/5}^t = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$W_{20/14/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$W_{20/16/5}^t = \frac{1}{10}$$

$$\begin{pmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \end{pmatrix}$$

### 1.3.1.4 Matrice de la distribution de bobinage

La fonction de bobinage représente l'impact d'une certaine distribution de bobinage sur le champ tournant de l'entrefer, elle permet également d'avoir une idée sur la distribution des conducteurs des phases dans les encoches. Un élément  $D_{i,j}$  représente l'orientation de conducteur de la phase  $i$  dans l'encoche numéro  $j$ . De ce fait il vient:

$$D_{i,j} = \begin{cases} +1, & \text{si le conducteur est un allé} \\ -1, & \text{si le conducteur est un retour} \\ 0, & \text{si l'encoche } i \text{ ne comporte aucun conducteur associé à la phase } j, \end{cases} \quad (1.30)$$

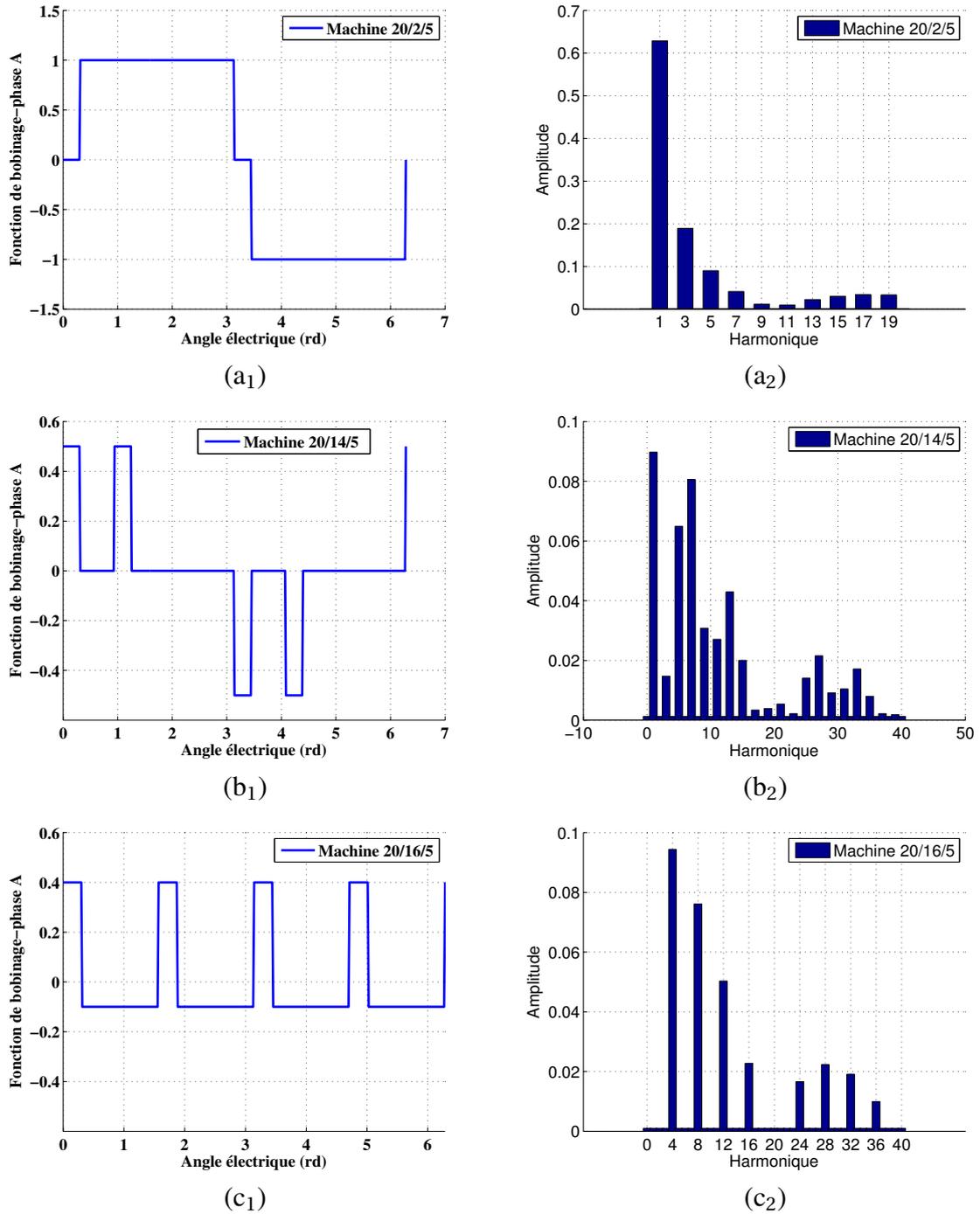


Figure 1.5 – Comparaison entre les fonctions de bobinage de la phase A pour trois combinaisons encoches/pôles différentes: 20/2, 20/14 et 20/16 pour des machines à 5-phases (a) Forme d'ondes de la fonction de bobinage (b) Spectre de la fonction de bobinage.

Il est donc possible de trouver la matrice de distribution de bobinage pour chacune des configurations 20/4, 20/16 et 20/14.

$$D_{20/2/5}^t = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_{20/14/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_{20/16/5}^t = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

En effet, il existe une relation entre la matrice de fonction de bobinage et la matrice de distribution de bobinage par une intégration discrète avec annulation de la valeur moyenne. Un élément de la matrice de fonction de bobinage  $w_{i,j}$  est obtenue, en fonction des éléments de la matrice de distribution  $d_{i,j}$ .

$$\forall i \in [0 \dots N_s] \quad w_{i,j} = \sum_{k=0}^i d_{k,j} - \frac{1}{N_s} \sum_{l=0}^{N_s-1} \sum_{h=0}^l d_{h,j} \quad (1.31)$$

### 1.3.1.5 Lien entre la matrice de distribution de bobinage et le facteur de bobinage

A partir de la distribution de bobinage, [54] définit un outil permettant d'évaluer le facteur de bobinage de chaque harmonique se basant sur la distribution de bobinage. Le facteur de bobinage d'un harmonique  $v$  est défini comme suit :

$$(\xi(\omega))_v = \frac{N}{N_s} \left| \sum_{m=0}^{N_s} d_{m,1} e^{-j \frac{2\pi}{N_s} m p v} \right| \quad (1.32)$$

L'équation 1.32 permet de trouver les différents bobinages aptes à exploiter les harmoniques fondamentaux pour produire le couple. Dans le cas de la machine cinq phases, il faut donc privilégier les combinaisons encoches/pôles, ayant des facteur de bobinage assez élevés pour les harmoniques 1 et 3.

### 1.3.1.6 Classification des combinaisons encoches/pôles selon le facteur de bobinage

En se basant sur l'équation 1.32, une classification de bobinage est établie pour le bobinage cinq phases. Cette classification ne concerne que le bobinage concentré à pas fractionnaire double couche. Notons que pour chaque combinaison encoche/pôle, c'est uniquement la distribution permettant de maximiser l'harmonique 1 qui est choisi.

La capacité de chaque machine fictive à produire le couple dépend de la structure de bobinage choisie et de la topologie rotorique. Le bobinage agit comme un filtre sur l'excitation rotorique pour produire la force électromotrice. De ce fait, si on cherche une machine double polarité compacte avec des capacités équivalentes de deux machines fictives à produire le couple, il va falloir privilégier les combinaisons de bobinage ayant un facteur de bobinage important pour ces deux harmoniques.

Le tableau 1.2 présente la classification de bobinage selon le facteur de bobinage des harmoniques 1 (valeurs noires) et 3 (valeurs vertes) pour les combinaisons ayant un  $S_{pp}$  fractionnaire. Les cellules rouges du tableau présente donc les combinaisons intéressantes vis-à-vis de l'exploitation de deux harmoniques 1 et 3 simultanément.  $N_p$  est le nombre des pôles de la machine égale à  $2p$ .

$\begin{matrix} N_p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.588	0.951	0.951	0.588	/	0.588	0.951	0.951	0.588	/	0.951	0.588
	0.951	0.588	0.588	0.951	/	0.951	0.588	0.588	0.951	/	0.588	0.951
10	/	0.588	0.809	0.951	/	0.951	0.809	0.588	0.309	/	0.309	0.588
	/	0.951	0.309	0.588	/	0.588	0.309	0.951	0.81	/	0.81	0.951
15	0.937	0.937	0.588	0.937	/	0.951	0.93	0.98	0.951	/	0.588	0.588
	0.513	0.513	0.951	0.513	/	0.588	0.513	0.83	0.588	/	0.951	0.951
20	/	/	0.975	0.588	/	0.809	0.88	0.951	0.97	/	0.975	0.951
	/	/	0.8	0.951	/	0.309	0.13	0.588	0.79	/	0.794	0.588
25	0.93	0.93	0.93	0.93	0.588	0.93	0.93	0.93	0.93	0.951	0.966	0.982
	0.507	0.507	0.507	0.507	0.951	0.507	0.507	0.507	0.507	0.588	0.73	0.848

Table 1.2 – Facteur de bobinage pour l’harmonique 1 et 3 pour les différentes combinaisons nombre des encoches/nombre des pôles ayant un nombre d’encoches par pôle et par phase fractionnaire.  $(\xi\omega)_1$ : Couleur noire,  $(\xi\omega)_3$ : Couleur bleue.

Se basant sur le tableau 1.2, on peut déduire un ensemble des combinaisons intéressantes, permettant d’exploiter d’une façon importante les deux harmoniques 1 et 3. En effet, toutes les combinaisons encoches/pôles correspondantes aux bobinages à pas fractionnaire ayant à la fois un facteur de bobinage des harmoniques 1 et 3 à la fois supérieur à 0.58 sont sélectionnées.

Cependant, le facteur de bobinage n’est pas le seul facteur à être pris en compte pour choisir la combinaison encoche/pôle intéressante. Dans la section suivante, on va définir d’autres critères permettant d’exclure certaines combinaisons et garder, celles qui constituent un compromis au niveau de cahier des charges fixé.

### 1.3.1.7 Classification des combinaisons encoches/pôles selon l’ondulation et la qualité de couple

Du fait de l’existence des harmoniques autre que les fondamentaux des machines fictives, l’alimentation de la machine engendre des ondulations du couple, qui dépendent principalement du contenu harmonique engendré par chaque combinaison encoche/pôle. Le but dans cette partie est de présenter une classification établie dans [14] permettant de calculer le taux de distorsion du couple dû à une alimentation avec l’harmonique 1 ou 3 du courant.

Le champ rotorique est supposé de distribution rectangulaire (dû aux aimants déposées en surface) avec une amplitude  $B_e$ . Par suite, ce champ peut être exprimé pour chaque harmonique  $v$  comme suit:

$$(B_r)_v = \frac{4 B_e}{\pi v} \quad (1.33)$$

De ce fait, la force électromotrice de la machine d’une phase  $n$  s’écrit de la forme suivante :

$$E_n(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} G(B_r)_v (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn\frac{2\pi}{N})}$$

$$E_n(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} G \frac{B_1}{v} (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn\frac{2\pi}{N})} \quad (1.34)$$

où  $B_1$  est l'harmonique 1 du champ rotorique.  $G$  et  $G'$  sont deux constantes qui dépendent de la géométrie de la machine. Le courant d'alimentation de la machine donné par :

$$i_n(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h e^{j h (\theta - n \frac{2\pi}{N})} \quad (1.35)$$

Le couple électromagnétique est donné par le produit scalaire entre la force électromotrice et le conjugué du vecteur courant :

$$\begin{aligned} (Cem)_n &= \sum_{n=0}^{N-1} E_n(\theta) i_n^*(\theta) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} E_n \left( \sum_{v=1}^{\infty} G(B_r)_v (\xi\omega)_v e^{j(v\theta - vn \frac{2\pi}{N})} \right) \left( \sum_{h=1}^{\infty} i_h^* e^{-jh\theta} e^{jn \frac{2\pi}{N}} \right) \\ &= \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} G' \frac{B_1}{v} (\xi\omega)_v i_h^* e^{j(v-h)\theta} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} (h-v)n} \end{aligned} \quad (1.36)$$

L'équation 1.36 est différente de zéro si :

$$v - h = 2cN \quad (1.37)$$

De ce fait, l'équation 1.36 s'écrit de la forme suivante :

$$Cem = NB_1 G' \sum_{c=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{2cN+h} i_h^* e^{j2cN\theta} \quad (1.38)$$

Le taux de distorsion du couple suite à une alimentation de la machine par un harmonique  $h$  de courant:

$$\tau_h = \frac{\sqrt{\sum_{c=1, c \neq h}^{\infty} (Cem)_c^2}}{(Cem)_h} \quad (1.39)$$

Avec

$$(Cem)_h = NG' B_1 \sum_{h=1}^{\infty} i_h^* \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{2cN+h} \quad (1.40)$$

Par conséquent, le taux de distorsion du couple survenu lors de l'alimentation d'une machine  $N$  phases avec un harmonique  $h$  du courant est donné par :

$$\tau_h = \sqrt{\sum_{c=0}^{\infty} \left( \frac{h}{2cN+h} \frac{(\xi\omega)_{2cN+h}}{(\xi\omega)_h} \right)^2} - 1 \quad (1.41)$$

Il est possible maintenant d'évaluer le taux de distorsion du couple lié à l'alimentation par chaque harmonique du courant. Pour la machine 5-phases, ce sont les deux harmoniques 1 et 3. Les tableaux 1.3 et 1.4 présentent donc la valeur de  $\tau_1$  et  $\tau_3$  respectivement pour chaque combinaison encoche/pôle.

$\begin{matrix} P \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.14	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14
10	/	0.14	0.14	0.14	/	0.14	0.14	0.14	/	/	/	0.14
15			0.14	0.018	/	0.14	$9.10^{-3}$	$9.10^{-3}$	0.14	0.018	0.14	0.14
20	/	/		0.14	/	0.14	0.016	0.14	$3.6.10^{-3}$	/	$3.6.10^{-3}$	$0.14$
25					0.14	0.015	0.071	0.012	$9.10^{-3}$	0.14		$9.10^{-3}$

Table 1.3 – Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le premier harmonique du courant.[14]

Après avoir examiné pour chaque combinaison, le facteur de bobinage et le taux de distorsion harmonique, il reste à examiner le dernier phénomène engendré par l'existence des harmoniques: ce sont les courants induits.

$\begin{matrix} p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	0.51	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51
10	/	0.51	0.51	0.51	/	0.51	0.51	0.51		/		0.51
15			0.51	0.2	/	0.51	0.15	0.15	0.51	/	0.2	0.51
20	/	/		0.51	/	0.51	1.58	0.51	0.21	/	0.21	0.51
25					0.51	0.21	0.13	1.1	0.78	0.51		

Table 1.4 – Taux de distorsion harmonique du couple suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant.[14]

### 1.3.1.8 Classification des combinaisons encoches/pôles selon la tendance à générer des courants induits

Suite à une alimentation par un courant, chaque bobinage génère une famille des harmoniques spatiaux qui contribuent à produire des pertes par courants induits dans les parties conductrices de la machine. Le but dans cette partie est de classer les combinaisons encoches/pôles selon le taux des courants induits créé par chaque structure de bobinage. Dans[14; 36] cette classification se fait pour les machines cinq phases en alimentant uniquement la machine par le premier harmonique du courant. le rotor utilisé est celui de la partie précédente (rotor à aimants déposés en surface).

Cette classification est décisive, puisque, même si certaines combinaisons permettent de maximiser le facteur de bobinage des deux harmoniques 1 et 3 et d’assurer une bonne qualité de couple, elles seront exclues si elles impliquent des pertes significatives par courants induits. Ces pertes dépendent principalement de la fréquence d’alimentation et des amplitudes de chaque harmonique du champ créé par le bobinage.

$$P_{pm} \propto (B_r)_v^2 f^2 \quad (1.42)$$

Le modèle analytique développé dans [15] permet d’établir une classification des combinaisons encoches/pôles selon la densité volumique des pertes par courants induits. Les valeurs sont normalisées par rapport à la valeur des pertes la plus petite parmi les combinaisons étudiées. Les cellules vertes

$\begin{matrix} p \\ N_s \end{matrix}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
5	27.2	165	267	263	/	215	185	225	144	/		
10	/	6.23	18.3	41.5	/	66.2	71.2	65.5		/		53.75
15			2.77		/	18.5	23.3	25.4	29.3	/		
20	/	/		1.56	/	4.59	7.27	9.92	12.8	/		16.55
25					1			3.61	5.02	6.6	8.56	24.22

Table 1.5 – Classification des combinaisons encoches/pôles selon la densité volumique des pertes par courants induits en alimentant la machine par le premier harmonique de courant .[14; 15]

présentent les combinaisons intéressantes au niveau de la génération des pertes par courant induit. Ces résultats orientent le choix des combinaisons encoches/pôles. On privilégie les combinaisons avec de faibles niveaux de pertes avec l’harmonique 1, puisque dans la machine envisagée, cette stratégie d’alimentation sera utilisée à haute vitesse (donc en fréquences élevées). Notons qu’il n’y a pas de classification concernant les pertes par courants induits résultantes de l’harmonique 3 seul, puisque cet harmonique ne devra être le seul à produire le couple total de la machine à cause des pertes importantes engendrées par cet harmonique. Ce fait est analysé en détail dans la partie 2.4.

Il existe également d'autres combinaisons intéressantes comme 20/12, 20/14, 25/16, 25/18. Toutes ces combinaisons présentent un faible facteur de bobinage pour l'harmonique du rang 3 d'après le tableau 1.4, ce qui justifie leurs exclusions pour concevoir la machine double polarité.

Le bobinage de la machine double polarité est l'une des combinaisons où  $S_{pp}$  est égale à 0.5. Les tableaux 1.3 et 1.4 montrent que cette famille de bobinage assure une qualité de couple moyenne. Bien que le bobinage à pas fractionnaire présente des effets parasites plus importants que leurs homologues à pas entier, le bobinage avec un  $S_{pp} = 0.5$  apparaît comme un cas particulier permettant de combiner les avantages de bobinage à pas fractionnaire liés à la compacité et la facilité de fabrication avec ceux liés à la réduction des effets parasites dans le bobinage à pas entier. Les combinaisons avec  $S_{pp} = 0.5$  et avec un nombre de pôles supérieure à 3, admettent des forces radiales plus équilibrées que d'autres combinaisons donc de bruit magnétique plus faible [12; 55; 56]. Cette combinaison est utilisée pour les machines Toyota Prius[2] et par d'autres constructeurs également. La figure 1.6 montre des machines triphasées avec des combinaisons  $S_{pp} = 0.5$ .



Figure 1.6 – Différentes machines triphasées de traction avec une combinaison  $S_{pp} = 0.5$ [2; 3].(a) IMG de Bosch. (b) DynaStart de ZF-Sachs (c) IMA de Honda. (d) Générateur à aimants de Toyota Prius.[4]

Le choix s'oriente donc vers la machine 20encoches/8pôles. Le nombre des encoches est choisi d'une façon à réduire les pertes dues aux harmoniques spatiaux de bobinage sans complexifier la procédure de bobinage. En même temps, le nombre des pôles doit être également assez bas pour éviter des pertes supplémentaires dues à la haute fréquence d'alimentation notamment les effets de peau et la

commutation des composants de convertisseur de puissance. Pour toutes ces raisons, c'est la machine 20/8 qui sera retenue comme combinaison encoches/pôles pour la machine double polarité envisagée.

### 1.3.2 Topologie rotorique de la machine

Le rotor doit être conçu d'une façon à satisfaire le cahier des charges de double polarité. Si la structure rotorique n'est pas adaptée, le flux rotorique d'ordre 3 résultant peut être insuffisant pour bien renforcer la machine secondaire. Par ailleurs, les machines peuvent être décomposées selon la nature d'excitation rotorique en trois catégories :

1. Machines avec des rotors actifs: Dans cette catégorie, on retrouve les machines à courant continu et les machines synchrones à rotor bobiné et à aimants permanents.
2. Machines avec des rotors passifs : cette catégorie contient les machines à réluctance variable et les machines asynchrones (rotor à cage).

Pour des raisons liées à la compacité et l'exigence de fonctionner à large plage de vitesse notamment dans les applications automobiles, ce sont les structures rotoriques avec des aimants permanents qui sont sélectionnées. On va agir sur la disposition et la géométrie des aimants ou du rotor afin d'obtenir des harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice de même ordre de grandeur. Le nouveau rotor, aboutissant à une machine double polarité est nommé donc rotor bi-harmonique. Les solutions classiques du rotor avec des aimants ne sont pas adaptées avec le bobinage 20/8. Les chapitres II et III détaillent la procédure de conception des rotors bi-harmonique, à aimants déposés et à aimants enterrés radialement en comparant avec ces solutions classiques. Toutefois, il est toujours possible d'obtenir un fonctionnement à double polarité par un rotor à cage d'une machine asynchrone. Ce point reste une perspective de ce travail.

Bien entendu, la décomposition multi-machine d'une machine polyphasée, et notamment la distribution des harmoniques entre les différents espaces fictifs, ne reste valable que si la topologie choisie de la machine respecte les hypothèses relatives à cette décomposition, à savoir l'absence de la saillance principalement. Cela signifie que cette approche pourra être appliquée pour a priori les machines à aimants déposés en surface. Par contre, cette répartition des harmoniques n'est plus valable rigoureusement pour les machines à aimants enterrés, car les harmoniques peuvent alors se projeter sur les différentes machines fictives. Néanmoins, la distribution régulière des phases et la topologie de bobinage, mènent à des grandeurs électriques régulières (c'est-à-dire régulièrement déphasées d'une phase à l'autre) et antipériodiques. La transformation de Concordia sur les vecteurs (flux, courant, force électromotrice, etc,...) peut donc encore être appliquée avec intérêt. Cependant, en raison de la saillance rotorique qui rend les termes de la matrice d'inductance dépendant de la position rotorique, la transformation de Concordia ne diagonalise pas la matrice d'inductance, puisque après l'application de la transformation de Concordia sur la matrice d'inductance, l'effet de couplage persiste. Cet aspect est détaillé dans le chapitre III.

## 1.4 Effet de commutation des pôles et extension de la plage de la vitesse: État de l'art

L'augmentation de la vitesse en conservant le couple constant s'obtient en augmentant la tension. Lorsqu'on arrive à la vitesse, dite de base, qui correspond à la tension maximale que peut délivrer l'onduleur de tension à couple maximum, il est alors nécessaire de diminuer le couple pour continuer

l'augmentation de la vitesse. Si le cahier des charges exige le fonctionnement avec un couple maximal sur une large plage de vitesse, alors il est nécessaire de surdimensionner l'onduleur et la machine pour aller loin en tension et donc en vitesse. Par contre, si le cahier des charges de l'application accepte ce type de fonctionnement avec un couple qui décroît alors cela permet de réduire le dimensionnement de l'onduleur et de la machine. C'est le cas de nombreuses applications dans les transports où il est possible de travailler avec une zone où la puissance est à peu constante.

Différentes solutions sont possibles pour agir sur la plage de vitesse de la machine. Commençons par introduire l'équation de tension d'une machine synchrone machine triphasée dans le plan diphasé (négligeant la chute de tension résistive):

$$\begin{aligned}\underline{V} &= \underline{E} + j\omega L \underline{I} \\ &= jK\Omega + jp\Omega L \underline{I}\end{aligned}\tag{1.43}$$

$$\underline{V} = p\Omega(G\Psi_f + jL\underline{I})$$

Avec  $K = pG\Psi_f$ , où  $G$  est une constante qui dépend de la géométrie de la machine et  $\Psi_f$  est le flux créé par l'excitation rotorique. Il est clair d'après cette équation, que pour avoir une possibilité de travailler avec une large plage de vitesse à tension constante, il faudra agir sur les facteurs suivants:

1. **La valeur de l'inductance directe  $L_d$ :** En augmentant la valeur de  $L$ , le défluxage devient plus efficace, et moins de courant est nécessaire pour défluxer la machine, et par suite une plage de vitesse plus importante est obtenue. Il est possible de modifier la valeur de  $L$ , en agissant à la fois sur la structure rotorique et statorique. Dans cette approche on agit donc sur la conception de la machine plutôt que la commande.
2. **L'excitation rotorique  $\Psi_f$ :** En diminuant, cette excitation, il est possible de travailler avec une large plage de vitesse avec la même tension. La réduction de cette excitation rotorique est possible pour les machines où l'excitation est réglable (comme, par exemple, les machines synchrones à rotor bobiné et les machines asynchrones à double alimentation).
3. **Changement de nombre des paires des pôles  $p$ :** Pour étendre la plage de vitesse il faut réduire le nombre des paires des pôles quand on monte en vitesse. Différentes techniques permettent le changement de polarité, comme le changement de connexion de bobinage utilisé pour des machines asynchrones. Pour ces machines, la connexion de bobinage impose la polarité. Un changement judicieux de connexion entraîne une modification des nombres de paires de pôles (comme le circuit de Dahlander). Dans les machines synchrones, la polarité est imposée par le stator et le rotor à la fois, ce qui complexifie la démarche de changement de polarité.
4. **Changement de la tension  $V$  elle-même:** Ceci en modifiant la connexion de bobinage dans la machine, ce qui permet d'augmenter la tension de la machine. Cette technique est bien utilisée dans les machines synchrones, et permet d'étendre la plage de vitesse, lorsque la tension disponible de l'onduleur, alimentant la connexion principale de la machine, est atteinte.

En général, les méthodes qui influent la plage de vitesse de la machine peuvent être classées dans deux catégories: la première comprend les techniques liées à la conception et au contrôle optimal de la machine, qui est la technique de défluxage classique (points 1 et 2) et la seconde regroupe les techniques liées à la configuration de la machine (points 3 et 4). Dans cette partie, on va présenter plusieurs techniques permettant d'agir sur la tension de la machine, et donc sa plage de vitesse. Ensuite, on va déterminer la nouveauté apportée par la machine à double polarité par rapport aux solutions existantes.

Dans cette partie, on va présenter les méthodes permettant d'élargir la plage de vitesse de la machine en agissant sur la connexion de bobinage de la machine. Ce changement de connexion influence principalement la polarité de la machine, ce qui permet de modifier la performance de la machine au fur et à mesure que la vitesse augmente.

### 1.4.1 Changement de connexion de bobinage

Cette méthode est présentée principalement dans [5; 57]. Elle consiste à changer la connexion des bobines composant le bobinage de phase sur la plage de fonctionnement de la machine afin d'étendre la plage de vitesse. Puisque dans les machines synchrones, la polarité est imposée par le stator et le rotor à la fois, on peut agir sur la plage de vitesse uniquement en changeant la connexion de bobinage. Concernant la machine 5-phases, elle possède trois types de connexion : étoile, pentagone et pentacle. Les trois connexions sont présentées dans la figure 1.7 :

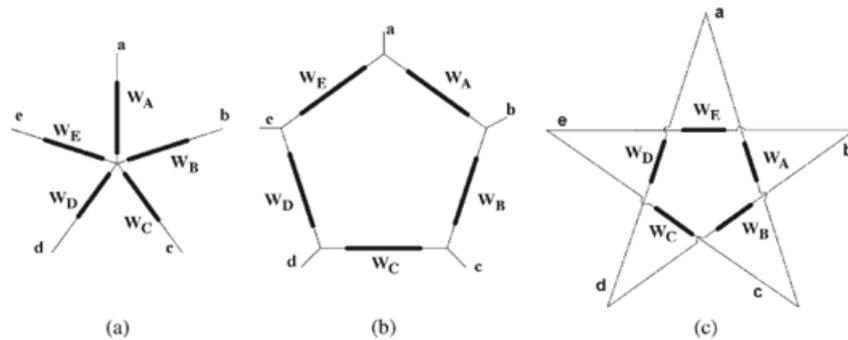


Figure 1.7 – Différents types de connexion de bobinage de la machine 5-phase. (a) étoile. (b) Pentagone. (c) Pentacle [5]

Cependant, une telle procédure nécessite des interrupteurs supplémentaires dans la commande afin de basculer d'une connexion à une autre. Cette démarche est possible avec aussi un nombre de phases supérieur à 5. Plus de connexion des bobines sont possibles, plus le circuit de changement sera plus volumineux et comportant plus d'interrupteurs. La figure 1.8 montre la configuration des interrupteurs nécessaires afin de changer la connexion pour les machines à 5-phases.

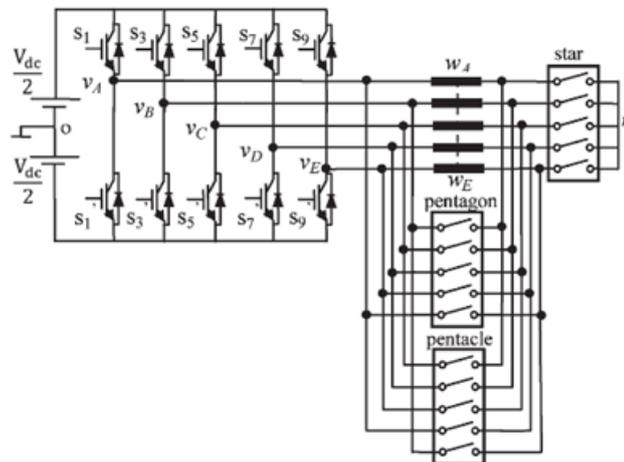


Figure 1.8 – Machine 5-phases avec des interrupteurs étoile, pentagone et pentacle avec un onduleur de tension. [5]

Pour chaque connexion la valeur de tension maximale de phase change (augmente), tandis que, pour conserver la même puissance pour toutes les connexions, la valeur de courant est réduit inversement proportionnellement à l’augmentation de tension. Ceci provoque alors une diminution du couple maximal atteignable, de maximal en connexion étoile vers minimal en connexion pentacle comme donnée dans le tableau 1.6. A la sortie, de la machine, le changement de connexion d’étoile vers la pentacle permet d’augmenter presque deux fois la tension à la sortie de l’onduleur.

Grandeur \ Connexion	Étoile	Pentagone	Pentacle
Tension de phase	$V_m$	$\sqrt{1.382}V_m$	$\sqrt{3.618}V_m$
Courant dans l’enroulement	$I_m$	$\frac{I_m}{\sqrt{1.382}}$	$\frac{I_m}{\sqrt{3.618}}$
Couple électromagnétique	$T_1$	$\frac{T_1}{\sqrt{1.382}}$	$\frac{T_1}{\sqrt{3.618}}$
Vitesse de base	$\Omega_b$	$\approx \sqrt{1.382}\Omega_m$	$\approx \sqrt{3.618}\Omega_m$

Table 1.6 – Variation des grandeurs électriques et mécanique en fonction de la connexion de bobinage.[5]

La caractéristique couples /vitesse de la machine, suite à la succession de ces connexions, est meilleure que celle obtenue en n’adoptant qu’une seule connexion (étoile, pentacle ou pentagone). La figure 1.9 montre ce fait.

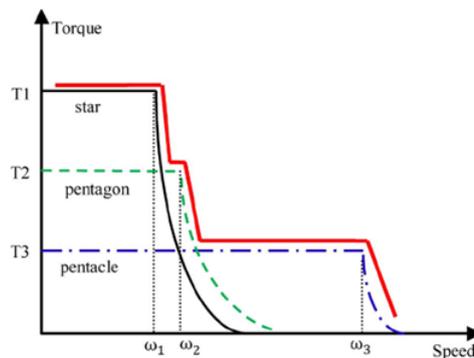


Figure 1.9 – Caractéristique couple/vitesse pour les différentes connexions de bobinage.[5]

Bien que cette technique est importante et efficace, les contraintes au niveau de volume alloué au système de propulsion, permet d’exclure ce choix pour étendre la plage de vitesse de la machine, puisque cette méthode exige un circuit de commande supplémentaire et des nombreux interrupteurs en plus, ce qui se traduit par un système coûteux et volumineux à la fois.

## 1.4.2 Changement de polarité de la machine

La polarité de la machine est un facteur important qui influe la plage de fonctionnement de la machine. Il existe des méthodes qui consistent à changer le nombre des paires de pôles de la machine par des méthodes connues sous le nom “Phase pôle modulation”et “pôle amplitude modulation”.

### 1.4.2.0.1 Changement de polarité de la machine

Cette technique a été présentée dans [6; 58] et utilisée d’une façon principale pour les machines asynchrones puisque, pour ces machines, la polarité est imposée uniquement par le stator. Cette méthode est une généralisation du circuit Dahlander permettant de passer de deux paires à un paire des pôles

en changeant la connexion. Dans cette méthode, il est possible de passer d'un nombre  $p$  de paires de pôles à  $(p-1)$  paires à partir d'une certaine vitesse, ce qui réduit effectivement le couple maximal que la machine peut développer mais permet d'étendre la plage de vitesse de la machine.

La démarche présentée par les auteurs permet de passer d'une machine 4 pôles-utilisée à basse vitesse puisqu'elle permet d'assurer une compacité plus importante-vers une machine à 2 paires de pôles à haute vitesse, puisque cette polarité assure un meilleur rendement à haute vitesse. Vers une certaine vitesse de rotation, la polarité  $2p$  est sollicitée pour produire le couple, puis à partir d'une autre vitesse, c'est plutôt la polarité  $p$  qui est sollicitée. Cet effet de commutation des pôles permet d'améliorer le rendement de la machine sur toute la plage de vitesse, en adaptant la polarité avec le point de fonctionnement de la machine.

La machine étudiée est une machine asynchrone, formée de 6 bobines séparées, chacune des trois bobines sont alimentées par un onduleur de tension. La figure 1.10 présente la topologie de cette machine. La fonction de bobinage de chaque bobine est donnée par la figure 1.11. Le principe est

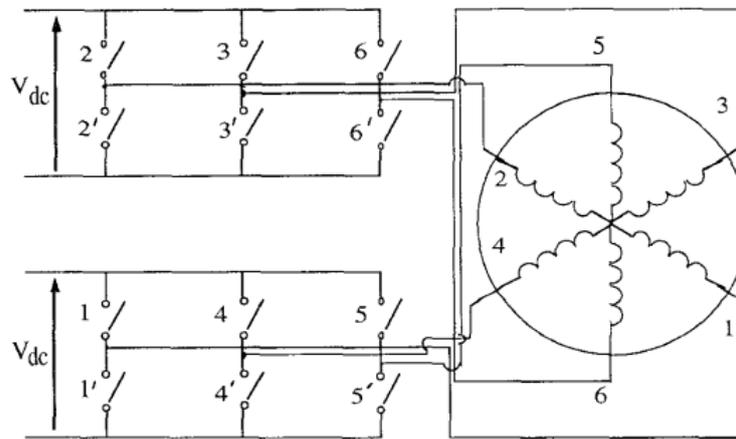


Figure 1.10 – Topologie de la machine étudiée pour la commutation électronique des pôles.[6]

d'agir sur l'alimentation de chaque groupe de bobines afin de générer une force magnétomotrice comprenant la polarité demandée. Ceci se fait en agissant sur l'alimentation de la machine plutôt que sur la connexion de bobinage. C'est pour cela qu'on trouve deux onduleurs de tension. En examinant la fonction de bobinage de chacune des deux bobines diamétralement opposées (1,2), (3,4) ou (5,6) on remarque que la somme de ces fonctions ( $N_1 + N_2$  et  $N_3 + N_4$  et  $N_5 + N_6$ ) permet d'avoir une fonction de bobinage totale avec une polarité  $2p$  de chaque bobine, tandis que la différence entre les deux fonctions ( $N_1 - N_2$  et  $N_3 - N_4$  et  $N_5 - N_6$ ) génère une fonction de bobinage totale avec une polarité  $p$ , comme montré dans la figure 1.12. Notons que  $(N_a)_{2p}$ ,  $(N_b)_{2p}$  et  $(N_c)_{2p}$  désignent les fonctions de bobinage de trois phases résultantes de la superposition de deux fonctions de bobinage diamétralement opposées, générant donc la polarité  $2p$ . Les fonctions  $(N_a)_p$ ,  $(N_b)_p$  et  $(N_c)_p$  représentent les fonctions de bobinage générant la polarité  $p$ , en faisant la différence des fonctions de bobinage pour les bobines diamétralement opposées.

On distingue deux modes d'alimentation selon la polarité imposée. Si la polarité  $2p$  est exigée, les onduleurs sont contrôlés afin de générer deux vecteurs courants identiques dans les deux ensembles de bobines (c'est-à-dire la même modulante pour les deux onduleurs). Si la polarité  $p$  est exigée, un onduleur doit générer un vecteur courant dans un ensemble des bobines de signe opposé à celui généré dans l'autre ensemble comme le montre le tableau 1.7.

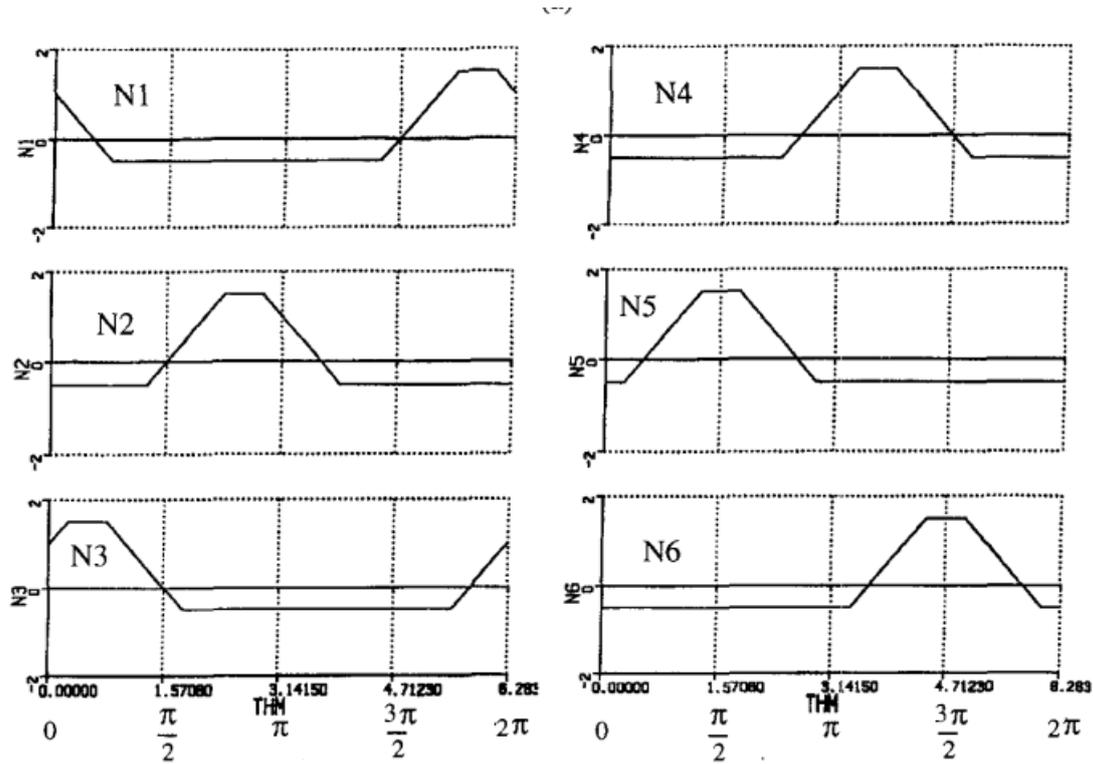


Figure 1.11 – Fonction de bobinage de chaque bobine de la machine.[6]

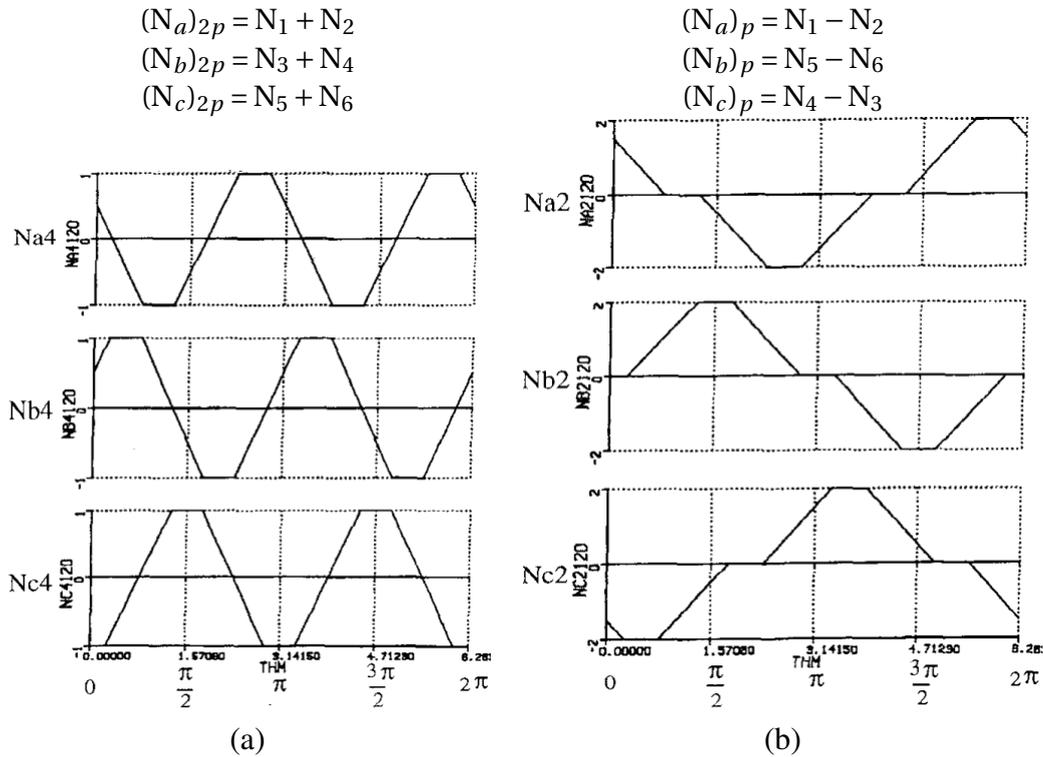


Figure 1.12 – Fonction de bobinage résultantes de chaque mode d'alimentation.[6]

Les résultats présentés par les auteurs montrent des résultats semblables à la caractéristique présentées dans la figure 1.13. Ces résultats montrent bien l'utilisation de la machine avec la polarité la plus élevée à basse vitesse et celle à faible polarité à haute vitesse. Certains avantages sont observés suite à l'utilisation de cette méthode.

Bobines \ polarité	4 pôles	2 pôles
	Onduleur 1	$i_a$ $i_b$ $i_c$
Onduleur 2	$i_a$ $i_b$ $i_c$	$-i_a$ $-i_c$ $-i_b$

Table 1.7 – Courants de référence dans chaque bobine pour chaque polarité.

1. Une large de vitesse à puissance constante.
2. Large plage de fonctionnement avec un couple maximal.
3. Le moteur fonctionne avec un rendement élevé sur une large plage de vitesse du fait de changement de polarité.

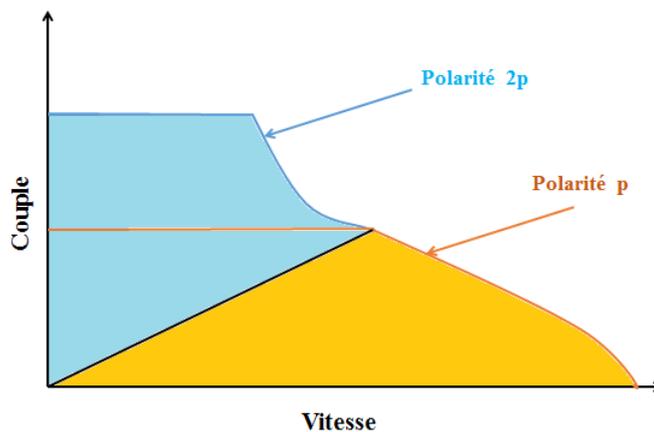


Figure 1.13 – Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles.

En conclusion, l'avantage de cette méthode est que la machine n'est pas surdimensionnée et qu'il n'y a pas de bobinage supplémentaire ajouté. L'inconvénient majeur de cette approche c'est l'utilisation de deux onduleurs de la machine, ce qui engendre également un système volumineux qui ne convient pas avec les contraintes imposées dans ce travail. La double polarité dans cette machine n'est pas une caractéristique intrinsèque de la machine. Même si le changement des pôles s'opère en utilisant uniquement la commande, il faut prévoir un deuxième onduleur capable d'assurer ce fonctionnement. Dans le cahier de charge fixé pour la machine à double polarité, il est indispensable d'assurer le changement uniquement par la commande, et en utilisant uniquement l'onduleur de tension disponible.

#### 1.4.2.0.2 Changement de la combinaison phases/pôles en utilisant un stator intelligent à cage

Le changement de polarité est introduite également dans [7; 26; 59]. Une machine à 60 encoches utilisée, où chaque conducteur dans une encoche représente lui-même une phase. Chaque phase (conducteur) est alimentée par un onduleur comportant, pour chaque encoche (phase) un bras d'onduleur. La figure 1.14 présente cette structure. Cela donne la possibilité de modifier l'alimentation dans chaque

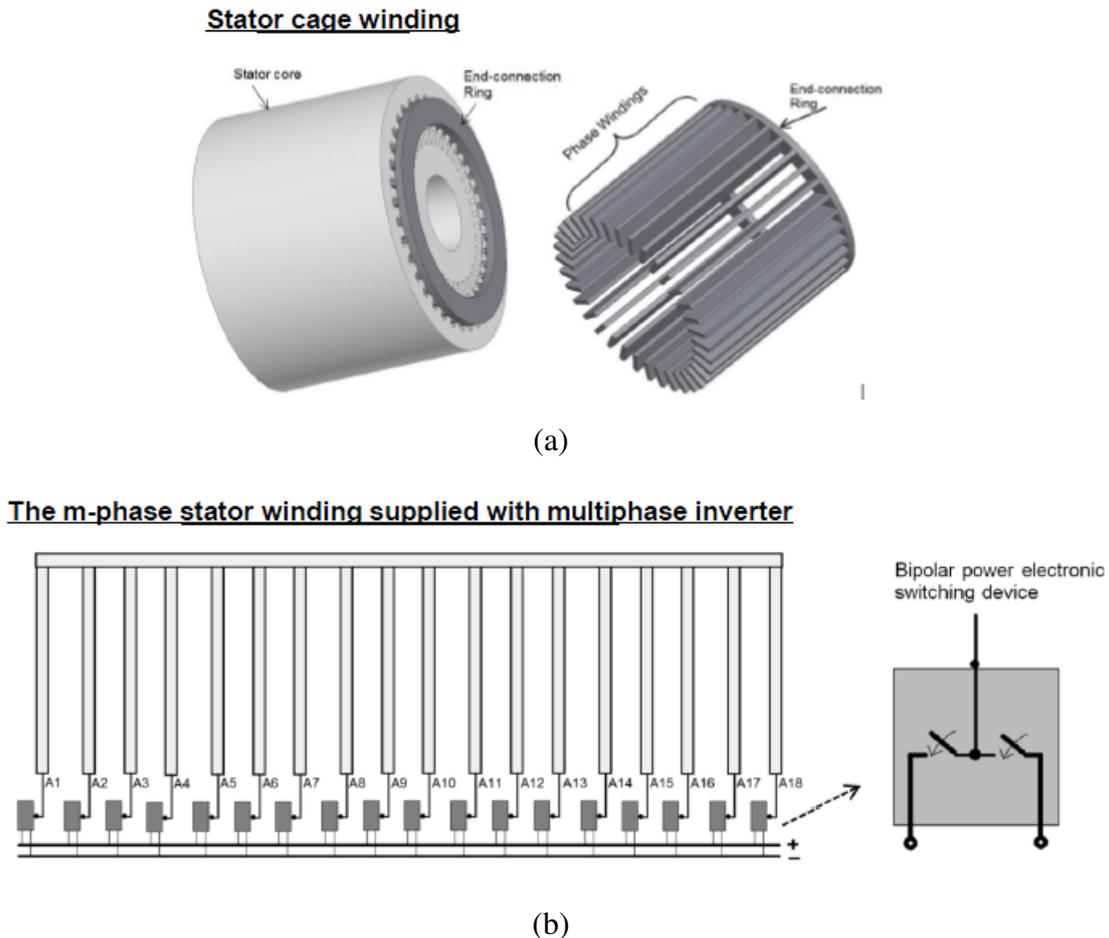


Figure 1.14 – (a) Structure du stator à cage. (b) Connexion de l'onduleur à chaque encoche (phase de la machine).[7]

encoche, permettant d'avoir différentes formes de la force magnétomotrice FMM dans la même machine. Il n'y a pas donc une spécification concernant la combinaison encoches/pôles utilisé: ce dernier dépend bien de la commande. Par conséquent, le nombre des pôles de la machine peut être changé durant le fonctionnement en ligne, ce qui permet d'améliorer le rendement sur toute la plage de vitesse.

L'indépendance entre les conducteurs (ou phases), améliore également la tolérance aux pannes de la machine. En plus, la procédure de bobinage n'exige pas l'existence d'ouvertures des encoches, puisqu'il suffit d'insérer dans chaque encoche, les conducteurs qui constituent une phase.

Cette topologie présente également d'autres avantages, liés notamment au grand nombre de modes de fonctionnement possible :

1. Changement de nombre des pôles durant le fonctionnement de la machine.
2. Génération de plusieurs polarités ensemble.
3. Changer le nombre des phases actives durant le fonctionnement de la machine.
4. Une distribution symétrique ou non-symétrique des phases actives est possible.
5. Changement de mode de fonctionnement afin de maximiser le rendement .

6. Une amélioration de l'amplitude de l'harmonique synchrone de la force magnéto-motrice et réduction de contenu harmonique.

Les auteurs dans [7] évoquent la possibilité de fonctionner avec plusieurs polarités dans la machine et aussi en contrôlant le courant de chaque phase, d'agir sur la quantité de couple produit par chaque polarité. C'est le même principe qu'on applique, mais sur une machine double polarité synchrone à aimants permanents, qui donne la possibilité d'être alimentée simultanément par les deux harmoniques 1 et 3 du courant et possédant deux polarités à la fois  $p$  et  $3p$ .

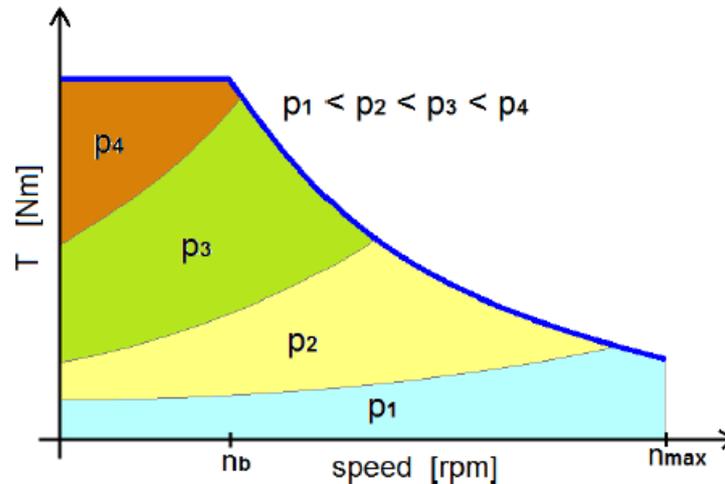


Figure 1.15 – Variation de la polarité de la machine en fonction de zone de fonctionnement: un rendement maximum est assuré avec cette démarche.[7]

#### 1.4.2.0.3 Changement de nombre des pôles/phases de la machine PPM

Dans la section 1.4.2.0.1, on a évoqué la possibilité de changer le nombre des pôles, afin d'assurer le fonctionnement commutation des pôles, en agissant sur la commande de deux ensembles des bobines, mais le nombre des phases reste le même, quelque soit la polarité de la machine. La méthode de modulation pôle/phase présentée dans cette partie, repose sur la variation simultanée de nombre des pôles et de nombres des phases.

L'utilisation de cette technique montre la possibilité d'étendre la plage de vitesse de la machine en effectuant la commutation des pôles. La figure 1.16 montre les caractéristiques couple/vitesse obtenues en basculant d'une connexion 3phases/12 pôles utilisée à basse vitesse, vers une configuration 9 phases/ 4 pôles assurant, par suite une large plage de vitesse, en changeant la configuration de bobinage à la vitesse de 600 rpm.

Les méthodes de changement de polarité ne s'applique que sur les machines asynchrones où la connexion statorique impose cette polarité. Dans le cas des machines synchrones, le simple changement de polarité au stator n'est pas suffisant pour changer la polarité de la machine. Il faut pour ces machines chercher une structure capable de changer la polarité de la machine uniquement par la commande et sans ajouter un onduleur ou des interrupteurs supplémentaires.

La machine 5-phases permet en fait, de basculer entre les deux polarités  $p$  et  $3p$  en utilisant uniquement la commande. C-a-d, à basse vitesse, on sollicite la machine fictive portant la polarité  $3p$  à produire la majorité du couple à basse vitesse, afin de garantir la fonctionnalité "boost". A haute

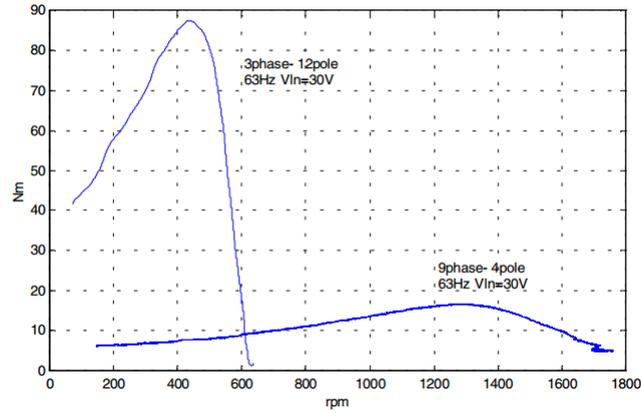


Figure 1.16 – Caractéristique couple/vitesse pour la machine à commutation des pôles par la méthode PPM: deux configurations possibles: 4 pôles et 12 pôles avec 3 et 9 phases respectivement.[8]

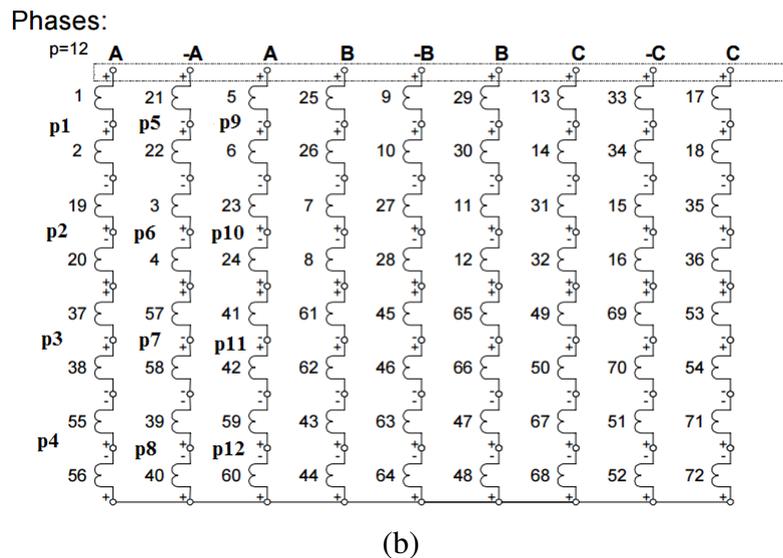
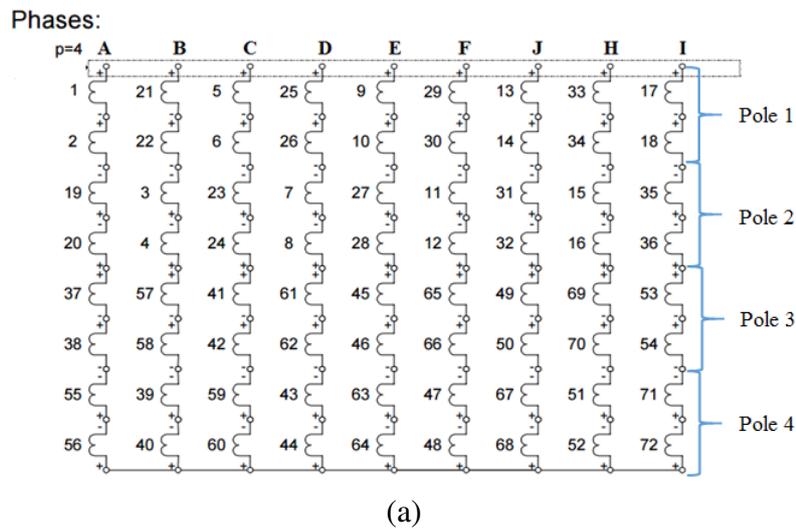


Figure 1.17 – Connexion de bobinage. (a) Connexion 3 phases/12 pôles. (b) Connexion 9 phases/4 pôles.[8]

vitesse, la machine à polarité  $p$  est la plus sollicitée dans la production du couple, puisque à haute vitesse, la fréquence d'alimentation est élevée, et par suite les pertes par courants induits. La double polarité est une propriété intrinsèque de la machine envisagée, puisque, cette machine possède une

capacité équivalente de deux machines fictives, associées aux deux polarités  $p$  et  $3p$  respectivement , à produire un couple.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre , on a présenté quelques outils relatifs à la modélisation des entraînements polyphasés. Le premier, c'est la décomposition multi-machine permettant d'assimiler la machine  $N$ -phases à un ensemble des machines fictives diphasées et homopolaires. Cette décomposition, définit pour chaque espace fictif, un harmonique de rang minimal, qui définit l'harmonique du courant à injecter dans cette machine afin de produire le couple, et définir également la polarité. Ensuite, on a présenté les deux matrices de fonction de bobinage et de distribution de bobinage, permettant d'évaluer la performance de bobinage au niveau du facteur de bobinage, qualité de couple et pertes par courants induits.

A cause des degrés de liberté supplémentaires disponibles dans les machines polyphasées, il est possible d'explorer de nouvelles potentialités des machines polyphasées tant au niveau de la conception qu'au niveau de la commande. Pour explorer ces potentialités, on considère une machine 5-phases, qui possède la capacité de produire un couple à partir des deux harmoniques 1 et 3 de courant. La capacité de chaque harmonique dépend de la structure statorique/rotorique de la machine. Or, les solutions existantes, ne permettent pas de produire un couple significatif à partir de l'harmonique 3, ce qui n'assure pas une flexibilité au niveau de la commande. Par conséquent le choix de bobinage 20/8 avec un facteur de bobinage important de l'harmonique 3 (0.951), vient dans le contexte de concevoir une machine capable de fournir un couple équivalent à partir les deux harmoniques 1 et 3. Ce bobinage, qui est à bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire , avec un  $S_{pp} = 0.5$  permet d'assurer une faible niveau des pertes par courants induits.

Enfin, cette capacité à fournir un couple à partir de deux polarités, donne la possibilité de fonctionner en commutation électronique de pôles. Le changement des pôles se fait uniquement en changeant l'harmonique du courant injecté de la machine. La machine peut posséder  $3p$  paires des pôles-qui interviennent à basse vitesse en général, afin d'assurer le boost de couple- ou  $p$  paires des pôles-généralement à haute vitesse-, ou même les deux polarités ensemble. Cette technique présente une originalité par rapport aux différentes techniques présentées (changement de connexion de bobinage, ou changement de la combinaison Nombre des pôles/Nombre des phases) , c'est qu'elle ne nécessite pas un circuit de puissance volumineux ou des composantes de puissance supplémentaires, le changement des pôles dépend uniquement de la polarité du courant généré par l'onduleur.

# Chapitre 2

## Conception des structures rotoriques à aimants permanents déposés en surface à double polarité

*“ Si vous voulez trouver les secrets de l’univers, pensez en termes d’énergie, de fréquence, d’information et de vibration ”*

Nikola Tesla

### Sommaire

<b>2.1</b>	<b>Introduction Générale</b>	<b>44</b>
<b>2.2</b>	<b>Influence des paramètres de la machine sur la caractéristique couple/vitesse d’une machine à aimants déposés: cas des machines avec faible réaction d’induit</b>	<b>44</b>
2.2.1	Hypothèses et définitions	46
2.2.2	Etude des paramètres influençant la performance d’une machine triphasée	47
2.2.3	Impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse d’une machine pentaphasée	53
2.2.4	Examen de la capacité des différentes combinaisons encoches/pôles à obtenir des constantes du temps équivalentes des machines fictives: Positionnement du bobinage 20/8	59
<b>2.3</b>	<b>Structures rotoriques à aimants déposés en surface à double polarité</b>	<b>61</b>
2.3.1	Adaptation de la couche d’aimants avec le bobinage 20 encoches/8pôles	61
2.3.2	Caractérisation et comparaison avec une machine 20encoches/4pôles/5 phases $S_{pp} = 1$	67
<b>2.4</b>	<b>Évaluation des pertes dans les aimants dans la machine 20/8</b>	<b>80</b>
2.4.1	Importance d’étude des pertes dans les aimants	80
2.4.2	Modèle des pertes dans les aimants résultants des effets des encoches	82
2.4.3	Modélisation des pertes des aimants dues à la force magnétomotrice	88
2.4.4	Loi de comportement des pertes dans les aimants dans la zone de défluxage	98