

Conception des structures rotoriques à aimants permanents enterrés à double polarité

“Je suis de ceux qui pensent que la science a une grande beauté. [...] Sans la curiosité de l’esprit, que serions nous ?Telle est bien la beauté et la noblesse de la science : désir sans fin de repousser les frontières du savoir, de traquer les secrets de la matière et de la vie sans idée préconçue des conséquences éventuelles”

Marie Curie

Sommaire

3.1	Introduction Générale	119
3.2	Adaptation de la géométrie rotorique pour assurer la fonctionnalité de double polarité	121
3.2.1	Modification de la géométrie de la structure classique du rotor pour obtenir une machine à double polarité	121
3.2.2	Caractérisation de la nouvelle machine 20/8/5 à aimants enterrés	125
3.2.3	Calcul du couple électromagnétique et couplage entre les machines fictives	134
3.3	Modélisation des pertes dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.1	Pertes dans les aimants dans la nouvelle structure à aimants enterrés	139
3.3.2	Modèle des pertes fer dans la machine	143
3.4	Comportement de la machine en régime saturé	157
3.4.1	Effet de point de fonctionnement sur la matrice d’inductance	157
3.4.2	Effet de la saturation magnétique sur le couple électromagnétique délivré par la machine	159
3.5	Comparaison avec la machine 12/8/3 à aimants enterrés radialement	166
3.5.1	Caractérisation de la machine 12/8	166

3.5.2	Variation des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse de deux machines 12/8 et 20/8.	167
3.5.3	Application pour trois densités de courant: Comparaison avec le calcul en utilisant l'approche d'interpolation	168
3.6	Nouvelle stratégie de commande : Le Maximum Torque Per Losses MTPL	170
3.6.1	Répartition des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement selon la stratégie MTPA.	171
3.6.2	Stratégie Maximum Torque Per losses	171
3.6.3	Optimisation en utilisant l'algorithme EGO	173
3.6.4	Conclusion	177
3.7	Dimensionnement d'un prototype	177
3.7.1	Structures statoriques et rotoriques	178
3.7.2	Nombre des conducteurs dans la machine et distribution des conducteurs dans la machine	182
3.8	Conclusion	187

3.1 Introduction Générale

La conception d'une machine à double polarité avec le bobinage 20/8 passe forcément par l'adaptation de la structure rotorique de la machine avec ce bobinage choisi. Dans le chapitre précédent, on a pu concevoir une structure rotorique à aimants déposés en surface satisfaisant le cahier des charges de la fonctionnalité double polarité.

Or, l'analyse effectuée dans le chapitre précédent montre des inconvénients concernant la topologie des aimants à aimants déposés. La première, c'est la plage de vitesse limitée de cette machine et la faible capacité de défluxage suite à une réaction d'induit relativement faible. Même si la machine est capable de fonctionner à des vitesses élevées, la problématique des pertes dans les aimants reste un obstacle majeur, surtout que dans cette machine on injecte également de l'harmonique du rang 3. Par conséquent, il semble intéressant de concevoir une machine à double polarité avec les autres topologies rotoriques à aimants permanents: aimants enterrés tangentiellement, aimants enterrés en V et aimants enterrés radialement.

En général, les machines à aimants enterrés présentent un effet de concentration de flux, et en plus un couple réductant qui provient de la différence entre les inductances L_d et L_q . Ces aspects justifient d'ailleurs une compacité de ces machines par rapport aux machines à aimants déposés.

L'introduction de couple réductant dans la machine présente un impact positif sur la plage de fonctionnement de la machine. En effet, l'enterrement des aimants permet d'augmenter l'effet réductant selon l'axe d notamment, ce qui permet d'assurer un défluxage plus efficace de la machine. En d'autres termes, le courant nécessaire pour défluxer les aimants à haute vitesse est moins important, ce qui réduit les contraintes thermiques sur la machine.

En plus, L'enterrement des aimants permet de protéger les aimants d'être exposés directement au flux statorique, ce qui permet d'assurer une protection supplémentaire de ces aimants par rapport à la machine à aimants déposés en surface. Ces derniers souffrent également du problème de tenue mécanique à haute vitesse.

Même dans la famille des aimants enterrés, il existe une différence importante au niveau des performances selon le mode d'enterrement des aimants dans le rotor. La figure 3.1 présente les trois topologies des machines à aimants enterrés définies : aimants enterrés tangentiels, aimants enterrés radialement et aimants enterrés en V. Le tableau 3.1 présente une brève comparaison entre les trois

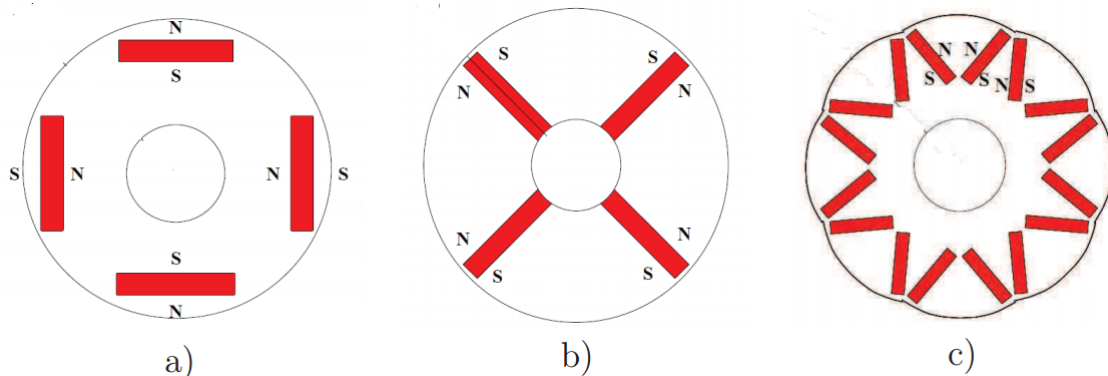


Figure 3.1 – Localisation des aimants permanents.(a) Aimants enterrés tangentiellement. (b) Aimants enterrés radialement.(c) Aimants enterrés en V.[12]

topologies rotoriques avec des aimants enterrés.

	Concentration de flux	Couple réluctant	Plage de fonctionnement	Protection des aimants
Aimants enterrés tangetiellement	☹	☺	☺	☹
Aimants enterrés en V	☺	☺☺	☺☺	☺
Aimants enterrés radialement	☺☺	☹	☺	☺☺

Table 3.1 – Comparaison entre les différentes topologies rotoriques à aimants enterrés.

La machine avec des aimants enterrés radialement présente parmi les topologies proposées, l'effet de concentration de flux le plus élevé. Cet effet de concentration de flux permet d'accroître le flux capté par les bobines. Par conséquent, le courant injecté dans la machine est moins important pour un couple donné que les autres topologies. Cependant, la machine à aimants enterrés radialement possède une faible valeur de L_d , et par suite une plage de fonctionnement relativement limitée par rapport aux autres topologies. Notons que cette conclusion est déduite en supposant que les trois topologies ont la même structure de bobinage. Il est toujours possible d'améliorer la valeur de L_d et ceci en choisissant un bobinage adéquat. L'étude effectuée dans la partie 2.2.4.2 concernant le bobinage 20/8 montre sa capacité à fonctionner pour une large plage de vitesse, en assurant une réaction d'induit élevée pour les deux machines fictives.

Concernant les pertes dans les aimants, c'est avec les aimants enterrés radialement qu'on assure la protection la plus importante, puisque les aimants sont profondément enterrés dans le rotor. Une grosse partie de ces aimants est loin du trajet de l'induction magnétique de l'entrefer dont les harmoniques asynchrones avec le rotor, causent la majorité des pertes.

Enfin, le profil à double polarité, qui consiste à produire le couple tant avec la machine principale qu'avec la machine secondaire, nous incite à privilégier la topologie avec des aimants enterrés radialement, afin de garantir le maximum de protection des aimants et donc assurer une large plage de fonctionnement malgré l'existence significative de l'harmonique du rang 3 dans la commande.

Ce chapitre commence par la modification de la structure rotorique avec des aimants enterrés radialement dans le but d'obtenir le profil double polarité. La force électromotrice et la matrice d'inductance sont évaluées. Ensuite, on va déterminer le modèle du couple électromagnétique et les pertes fer pour cette machine. Une analyse des pertes rotoriques dans la machine est également fournie.

Cette machine est comparée avec son homologue triphasée 12/8 au niveau des caractéristiques couple/vitesse. La stratégie de commande MTPA est appliquée sur cette machine, en tenant en compte de limite de tension disponible. Enfin, une nouvelle stratégie visant la minimisation des pertes totales dans la machine pour les différents points de fonctionnement est également présentée. La dernière partie décrit aussi le dimensionnement d'un prototype de la machine.

3.2 Adaptation de la géométrie rotorique pour assurer la fonctionnalité de double polarité

Par analogie avec la structure rotorique d'une machine à double polarité à aimants déposés, la structure rotorique de la machine à aimants enterrés doit assurer une fonction d'aimantation semblable à celle de la machine à double polarité à aimants déposés à aimantation radiale présentée dans le chapitre II. La solution pour la machine à aimants déposés consiste à introduire des lacunes inter-polaires et séparer chaque pôle en deux aimants distincts. Cette démarche permet la modification de la distribution harmonique du flux rotorique croisant l'entrefer et capté par les bobines d'une phase. La conséquence de cette redistribution est une satisfaction de la fonctionnalité de double polarité en obtenant les deux harmoniques de la force électromotrice du rang 1 et 3 de même amplitude. Le même principe sera donc appliqué pour la machine à aimants enterrés.

Bien que l'enterrement des aimants présente de nombreux avantages, le rotor classique à aimants enterrés radialement ne permet pas d'obtenir une machine à double polarité. La figure 3.3 montre la force électromotrice d'une machine avec le bobinage 20/8 comportant la structure rotorique classique, calculée par éléments finis. La capacité à produire du couple de la machine secondaire est bien inférieure à celle de la machine principale. C'est la distribution de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 qui ne permet pas d'assurer le maximum de compacité avec le bobinage 20/8. En effet, le bobinage 20/8 possède relativement un faible facteur de bobinage de l'harmonique 1 (0.588) contre (0.951) pour l'harmonique 3, il faut donc, afin d'améliorer la capacité à modifier la distribution de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 d'une façon équivalente à celle des facteurs de bobinage. Dans ce sens, la nouvelle structure permet d'avoir, en plus de la double polarité, un maximum de compacité.

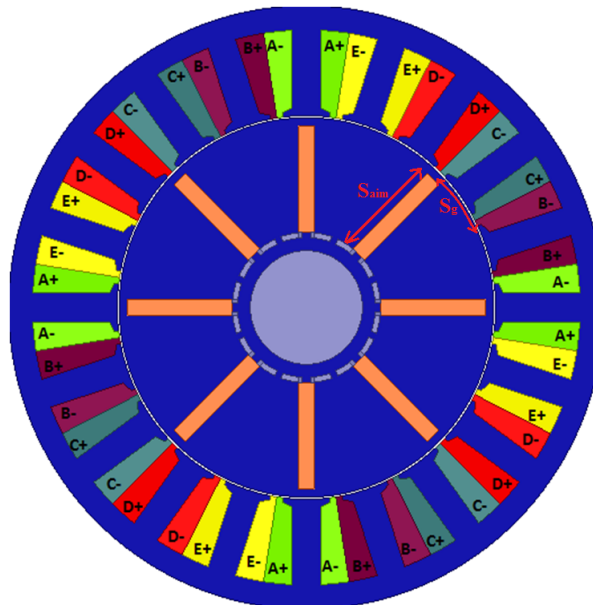


Figure 3.2 – Structure de la machine 20/8 avec des aimants enterrés avec un rotor classique

3.2.1 Modification de la géométrie de la structure classique du rotor pour obtenir une machine à double polarité

Cette partie présente la modification apportée à la géométrie rotorique de la machine présentée à rotor classique dans la figure 3.2. Cette modification permet d'obtenir une machine à double polarité avec

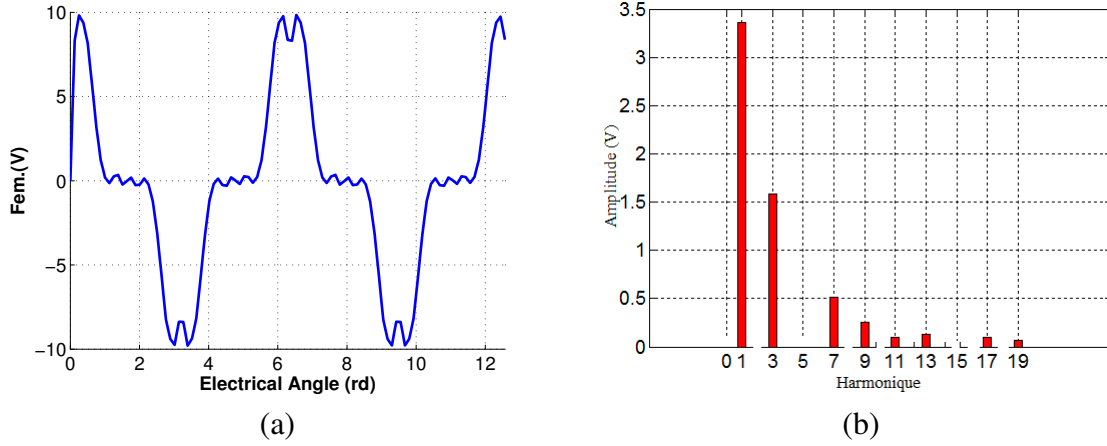


Figure 3.3 – (a) Force électromotrice de la machine 20/8 à la vitesse de 2000 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice

une redistribution adéquate de flux rotorique entre les deux harmoniques 1 et 3, garantissant ainsi un maximum du couple fourni par la machine.

3.2.1.1 Modification de la force magnétomotrice rotorique

Comme dans le cas des machines à aimants déposés, l'introduction des trous inter-polaires dans la fonction d'aimantation permet en effet de modifier la distribution de flux rotorique entre les deux harmoniques 1 et 3. A chaque trou inter-polaire différent, on associe une distribution différente de flux rotorique entre les harmoniques 1 et 3 et par suite, une modification au niveau de la force électromotrice. La largeur optimale du trou dans la fonction d'aimantation est sélectionnée selon un critère défini par le concepteur. Pour la machine 20/8 à aimants déposés étudiée dans le chapitre II, ce critère se définit par l'aptitude de la machine à fournir une force électromotrice ayant la même amplitude des harmoniques 1 et 3, et donc la même capacité à produire le couple à partir de la même densité de courant injecté dans la machine.

Pour démarrer la procédure de recherche de la largeur du trou optimale à introduire dans la fonction d'aimantation classique, on considère la fonction d'aimantation d'un rotor classique à aimants enterrés comme montré dans la figure 3.4. La modification consiste à insérer dans cette fonction d'aimantation, des trous inter-polaires de largeur η comme montré dans la figure 3.5. Cette modification de la fonction d'aimantation entraîne également la variation du champ rotorique dans l'entrefer. La valeur de ce champ dans la nouvelle structure rotorique est égale à $B_{e,tr}$ (figure 3.5), tandis que cette induction est égale à B_e dans le rotor classique (figure 3.4).

La nouvelle fonction d'aimantation envisagée pour la nouvelle structure rotorique de la machine 20/8 présentée dans la figure 3.5 est périodique, par suite, il est possible de la décomposer en série de Fourier selon l'équation suivante :

$$(B_{in})_{2k+1}(\eta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4B_{e,tr}(\eta)}{(2k+1)\pi} \left[1 + (-1)^{k+1} \sin\left((2k+1)\eta\frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3.1)$$

A partir de cette équation, il est possible maintenant d'évaluer l'amplitude des harmoniques 1 et 3 de flux d'une phase dans la machine. La valeur de $B_{e,tr}$ nécessaire pour évaluer le flux, est donnée en fonction de l'aimantation rémanente des aimants par :

$$B_{e,tr}(\eta) = B_r \frac{\frac{S_{aim}}{S_g(1-\eta)}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g(1-\eta)}} \quad (3.2)$$

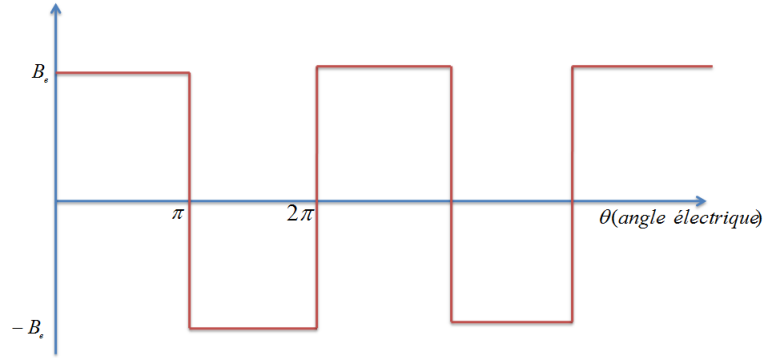


Figure 3.4 – Champ rotorique dans l’entrefer pour une machine 20/8 avec un rotor classique à aimants enterrés

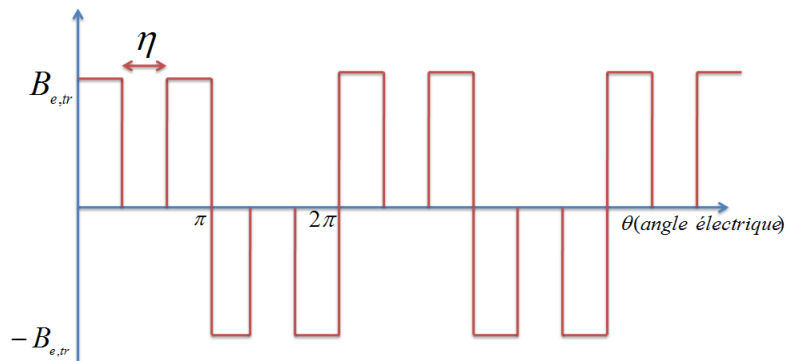


Figure 3.5 – Champ rotorique dans l’entrefer pour une machine 20/8 avec des trous-interpolaires de largeur η .

Avec S_{aim} est la surface de l’aimant, $S_g(1 - \eta)$ est la surface de l’entrefer captant le flux des aimants, cette surface est la modification de la surface S_g dans le rotor classique présenté dans la figure 3.4 . Le flux de l’harmonique 1 (respectivement 3), est égal au produit de l’amplitude de l’harmonique 1 de l’induction (respectivement 3) et du facteur de bobinage de l’harmonique 1 ξ_{ω_1} (respectivement 3 ξ_{ω_3}). Ce fait est illustré par l’équation 3.3

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_1 = \frac{G_d(B_{in})_1 \xi_{\omega_1}}{p} = \frac{4G_d \xi_{\omega_1} B_r}{\pi p} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} [1 - \sin(\eta \frac{\pi}{2})] \\ \phi_3 = \frac{G_d(B_{in})_3 \xi_{\omega_3}}{3p} = \frac{4G_d \xi_{\omega_3} B_r}{9\pi p} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} [1 + \sin(3\eta \frac{\pi}{2})] \end{array} \right. \quad (3.3)$$

où G_d est une constante qui dépend de la géométrie de la machine et le nombre des spires dans une phase.

Afin de chercher l’ouverture optimale du trou, on considère la stratégie d’alimentation où la machine est capable de fournir le plus de couple pour une densité de courant donnée, ce qui est la stratégie bi-harmonique d’alimentation. De ce fait, on rappelle l’équation 2.26 dans le chapitre II qui donne l’expression du couple maximal développé par la machine pour une alimentation bi-harmonique par un courant de valeur efficace $I_{h1,3}$. La répartition de la densité du courant entre les deux harmoniques

1 et 3 du courant se fait selon le rapport k donné par l'équation 2.25. Il vient:

$$\begin{cases} I_{h1} = k \cdot I_{h1,3} = I_{h1,3} \frac{\frac{\phi_1}{3\phi_3}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\phi_1}{3\phi_3}\right)^2}} \\ I_{h3} = \sqrt{1 - k^2} \cdot I_{h1,3} = I_{h1,3} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\phi_1}{3\phi_3}\right)^2}} \end{cases} \quad (3.4)$$

En remplaçant les équations 3.4 et 3.3 dans l'équation 2.26, le couple maximal délivré par la nouvelle machine 20/8 s'exprime en fonction de l'ouverture du trou η comme suit[14]:

$$C_{em}(\eta) = \frac{5}{\sqrt{2}} \frac{4I_{h1,3}G_dB_r}{\pi} \frac{\frac{S_{aim}}{S_g}}{1 + \frac{2g}{h_m} \frac{S_{aim}}{S_g} - \eta} \sqrt{(\xi_{\omega_1} [1 - \sin(\eta\frac{\pi}{2})])^2 + \frac{1}{9}(\xi_{\omega_3} [1 + \sin(3\eta\frac{\pi}{2})])^2} \quad (3.5)$$

On cherche à trouver l'ouverture du trou qui permet de maximiser le couple électromagnétique et donc avoir une distribution optimale de flux entre les deux harmoniques 1 et 3 permettant un maximum de compacité. Le maximum du couple est déterminé par la valeur $\frac{dC_{em}}{d\eta} = 0$, ce qui correspond à $\eta_{opt} = 0.36$ [14; 36]. Par conséquent, il faut modifier le rotor classique dans la figure 3.2 afin d'assurer d'avoir la fonction d'aimantation optimale d'une façon à avoir un trou inter-polaire de 36% du pas polaire.

3.2.1.2 Nouvelle géométrie rotorique de la machine

Au contraire de la machine à aimants déposés, où l'introduction du trou interpolaire dans la fonction d'aimantation, se fait en retirant 33% de volume total des aimants et en séparant chaque pôle en deux aimants, pour la machine à aimants enterrés, la même démarche est effectuée en enlevant un certain volume du fer rotorique. On introduit donc des trous circulaires en surface du rotor, entre deux aimants consécutifs, avec une largeur de η_{opt} égale 36% du pas polaire. Cette procédure permet de modifier le schéma de flux des aimants, et de renforcer l'effet de concentration de flux, ainsi que booster le flux lié à l'harmonique 3. La figure 3.6 donne la nouvelle structure de la machine à aimants enterrés radialement[14; 36].

Notons que cette ouverture de trou permet d'éviter la saturation magnétique dans le trajet de flux rotorique, une ouverture inférieure à 54% est suffisante pour éviter cet effet[14]. En remplaçant la valeur optimale dans les équations 3.3, on calcule le rapport $\frac{E_1}{E_3}$, il vient :

$$\frac{E_1}{E_3} = \frac{\phi_1}{3\phi_3} = \frac{3\xi_{\omega_1} [1 - \sin(\eta\frac{\pi}{2})]}{\xi_{\omega_3} [1 + \sin(3\eta\frac{\pi}{2})]} = 0.43 \quad (3.6)$$

La valeur obtenue avec le calcul analytique dans 3.6 donne une première idée sur le rapport entre les deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Le rapport 0.43 est dû au fait que le couple donné est proportionnel à la fois au courant et au facteur de bobinage, c'est l'harmonique ayant le facteur de bobinage le plus important (l'harmonique 3) qui doit être le plus sollicité pour produire le couple, afin de minimiser les pertes cuivre. En examinant le rapport entre les facteurs de bobinage de deux harmoniques 1 et 3 $\frac{\xi_{\omega_1}}{\xi_{\omega_3}} = 0.61$, on peut prédire que la solution optimale consiste à booster d'une façon significative l'amplitude de l'harmonique 3.

La machine avec le nouveau rotor avec les trous interpolaires, permet d'assurer un certain gain de couple par rapport à la machine à rotor classique pour la même densité des courants. En calculant le rapport entre le couple fourni avec la machine avec des trous $C_{em}(\eta_{opt})$ et celui avec la machine de rotor classique $C_{em}(0)$ d'après l'équation 3.5, un gain du couple de l'ordre de 24% est obtenu.

$$\frac{C_{em}(\eta_{opt})}{C_{em}(0)} = 1.24 \quad (3.7)$$

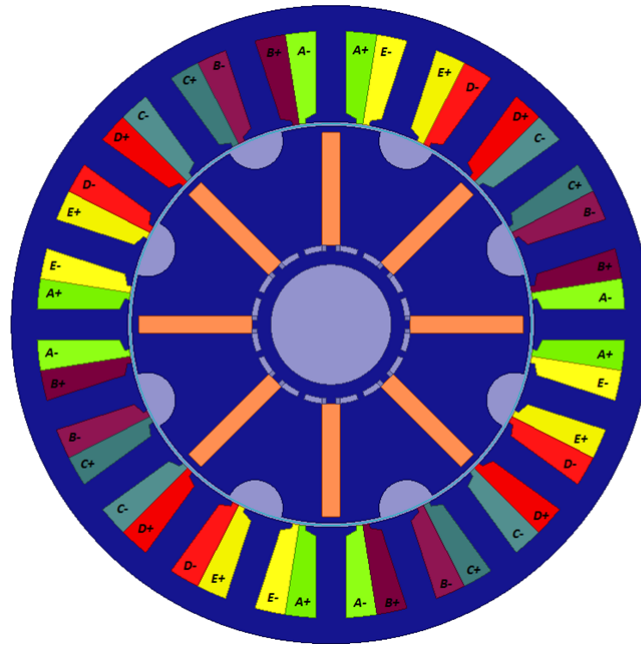


Figure 3.6 – Machine double polarité avec des aimants enterrés.

Les résultats présentés reposent principalement sur des modèles analytiques du calcul de la force électromotrice (équation 3.3) et du couple (équation 3.5), avec des hypothèses simplificatrices qui s'éloignent du vrai comportement de la machine. Les équations utilisées présentent plusieurs défauts:

1. Les trous interpolaire introduisent un effet de saillance dans la machine. Cet effet de saillance engendre un couple de saillance qui n'est pas pris en compte dans l'équation 3.5 qui permet la recherche de l'ouverture optimale du trou. L'effet de saillance est également variable en fonction cette ouverture.
2. Les trous interpolaire influent également la fonction de perméance de la machine. Cependant, durant la démarche de la recherche du trou optimal, cette fonction a été pris en compte par un modèle 1-D¹ comme observé dans la figure 3.5, en considérant qu'en face d'un trou, l'induction magnétique dans l'entrefer s'annule. Or, pour une modélisation plus exacte, il faut adopter un modèle (2-D) de cette fonction de perméance.

D'après de ce qui précède, on peut s'attendre qu'en éléments finis, le calcul de la force électromotrice soit différent de celui calculé analytiquement, de même pour le résultat du couple obtenu en passant d'un rotor classique au rotor bi-harmonique.

Le tableau 3.2 présente les paramètres géométriques principaux de la machine 20/8 à aimants enterrés étudiée dans ce chapitre.

3.2.2 Caractérisation de la nouvelle machine 20/8/5 à aimants enterrés

3.2.2.1 Calcul de la force électromotrice de la machine en éléments finis

A l'aide de logiciel Maxwell 2D, la machine est modélisé en éléments finis, et la force électromotrice est calculée. La figure 3.7 montre la forme d'onde de la force électromotrice et son spectre. Contrairement au calcul analytique dans l'équation 3.6, le rapport entre les deux harmoniques 1 et 3 est égale à 0.64 en examinant la force électromotrice issue du calcul numérique.

¹Modèle 1-D de la fonction de perméance ne dépend que la position θ , mais indépendant du rayon.

Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
Nombre des encoches	20	Nombre des pôles	8
Diamètre d'alésage du stator	130mm	Entrefer	1 mm
Largeur des aimants	25.56mm	Hauteur des aimants	4mm
Profondeur des encoches	20.52 mm	Épaisseur du culasse	5.8mm
Largeur du trou	12.7mm	Profondeur maximale des trous	6.34mm
Hauteur du pont des aimants	1.45mm	Longueur efficace	92.6 mm

Table 3.2 – Paramètres géométriques de la machine 20/8 à aimants enterrés .

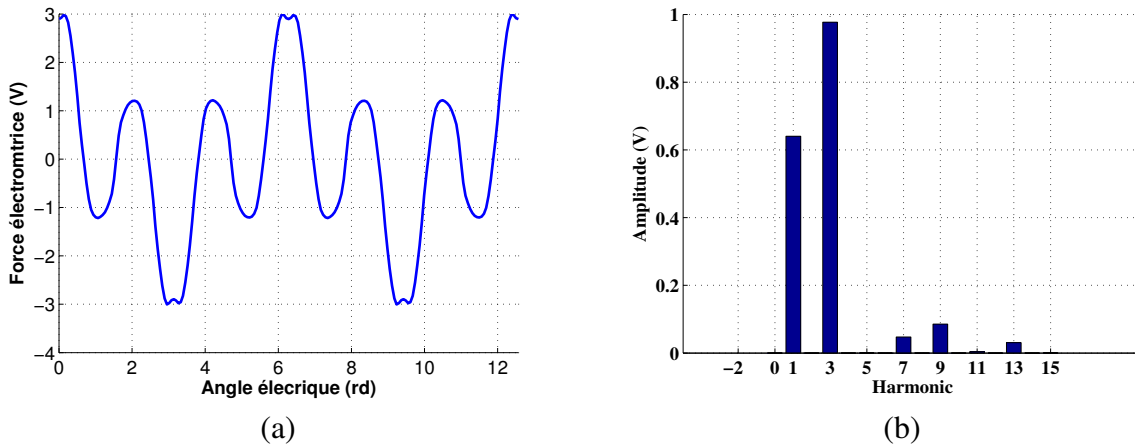


Figure 3.7 – (a) Force électromotrice de la machine 20/8 avec le rotor bi-harmonique à la vitesse de 500 tr/min. (b) Spectre de la force électromotrice

3.2.2.2 Calcul du couple de détente de la machine

La figure 3.8 présente le calcul du couple de détente de la machine étudiée. En observant le spectre du couple de détente, on voit bien que l'harmonique du rang 5 de l'induction magnétique contribue majoritairement dans la production de ce couple. En comparant le couple de détente de cette machine avec celui de la machine à aimants déposés présenté dans la figure 2.21, on observe que les deux machines possèdent quasiment la même valeur crête, mais avec une fréquence deux fois plus grande dans la machine à aimants déposés. La raison c'est bien la décomposition du pôle d'un aimant en deux aimants séparés par une lacune dans le cas d'une machine à aimants déposés, au contraire de la machine à aimants enterrés, où on agit plutôt sur le fer rotorique.

Notons, que l'introduction de ce trou, va engendrer un couple de détente plus important que celui d'une machine à rotor classique. La figure 3.8 montre l'impact de ce trou sur le couple de détente, la machine avec trous dans le rotor possède un couple de détente plus important. Pour comprendre l'origine de cette différence entre les deux structures, il suffit d'examiner l'impact du trou inter-polaire sur l'harmonique 5 de l'induction magnétique rotorique contribuant le plus au couple de détente dans les deux cas avec et sans trous. En utilisant l'équation 3.1, on a :

$$\frac{(B_{in})_5(\eta_{opt})}{(B_{in})_5(0)} = 1.32 \quad (3.8)$$

Ce résultat montre l'impact négatif sur le couple de détente en introduisant les trous interpolaire. Cette modification de la structure rotorique augmente l'harmonique 5 de l'induction magnétique rotorique et par conséquent, un couple de détente plus important est obtenu.

Cependant, dans la réalisation pratique de la machine, il faut réduire le couple de détente de la machine. Pour cela, plusieurs techniques existent pour réduire ce couple. Citons donc [104] :

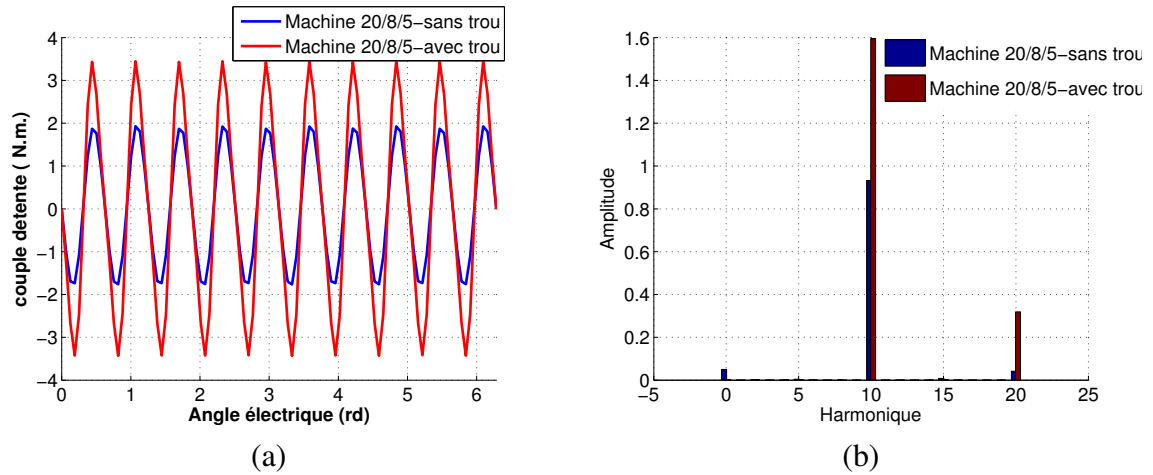


Figure 3.8 – Impact du trou inter-polaire sur le couple de détente.(a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple de détente

1. Une inclinaison des tôles statoriques tout ou long de l'axe de la machine. Pour avoir un maximum de réduction de ce couple, la valeur de l'inclinaison doit être égale :

$$\alpha_{skw} = \frac{1}{T_{sp,cog}} \cdot \frac{2\pi}{N_s} \quad (3.9)$$

Avec $T_{sp,cog}$ est un entier qui désigne la période du couple de détente sur un pas d'encoche. Cette méthode garantit le maximum de réduction du couple de détente parmi les méthodes présentées dans cette partie.

2. La deuxième méthode consiste à incliner les aimants dans le rotor au lieu des tôles statoriques. Cette méthode engendre des difficultés de fabrication importante, ce qui implique un coût de production élevé et une difficulté de magnétisation des aimants. Notons que la réduction du couple de détente dans ce cas reste inférieure à celle obtenue à partir de la méthode 1.
3. Un arrangement assymétrique des aimants dans le rotor. Il existe un certain arrangement qui permet de réduire au mieux le couple de détente. Cependant, la minimisation du couple de détente avec cette méthode entraîne en général une augmentation importante de la force radiale. La minimisation du couple reste toujours moins significative qu'avec les deux méthodes 1 et 2. Notons que la disposition assymétrique des aimants devient plus difficile dans le cas de la machine à aimants enterrés.

Un désavantage commun existe entre les méthodes citées, c'est la réduction de flux capté par les bobines et par suite de la force électromotrice. Le couple moyen fourni par la machine est alors diminué. Pour la simplicité de fabrication c'est la méthode 1 qui va être adoptée dans cette machine. La figure 3.8 présente le calcul de couple détente sur un quart de la machine (5 encoches), ce qui signifie que le couple de détente effectue deux périodes chaque pas d'encoche. De ce fait, $T_{sp,cog}$ est égal à 2 et L'inclinaison des tôles statoriques le long de la machine doit être effectuée de $\frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{20}$. Les conséquences de cette inclinaison sur la force électromotrice sont observées dans la figure 3.9 respectivement: L'inclinaison des tôles statoriques affecte tout particulièrement l'harmonique du rang 3 de la force électromotrice. La réduction de l'harmonique 1 de la force électromotrice étant de 1.6%, celle de l'harmonique 3 est de 14.21%.

3.2.2.3 Calcul de la matrice d'inductance de la machine

Habituellement, l'enterrement des aimants dans le rotor provoque un effet de saillance dans la machine. Le trou inter-polaire introduit dans la nouvelle structure de la machine ajoute encore un effet

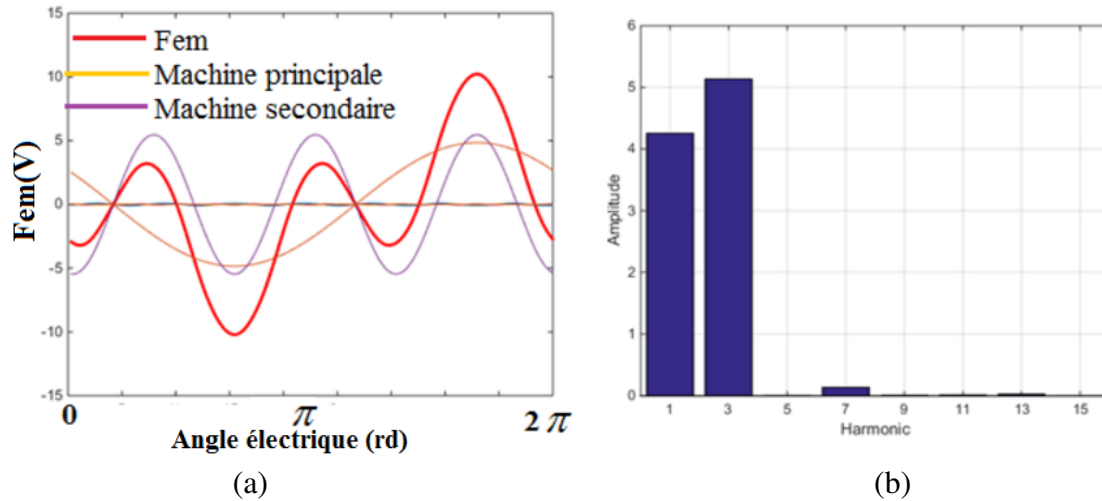


Figure 3.9 – (a) Force électromotrice calculée pour une inclinaison d’un demi-pas d’encoche. (b) Spectre de la force électromotrice

de saillance supplémentaire dans la machine en modifiant le trajet de flux selon l’axe d_1 , étant donné que le centre du trou passe par l’axe d_1 selon la figure 3.10

Cet effet de saillance dans la machine 20/8 à aimants enterrés se traduit par une matrice d’inductance

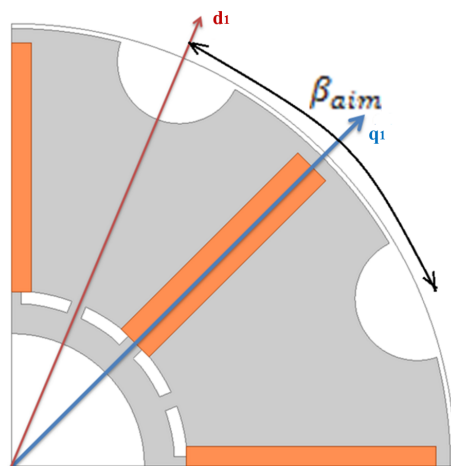


Figure 3.10 – Image du rotor montrant l’axe d_1, q_1 et la grandeur β_{aim}

variable en fonction de la position rotorique. Par conséquent, cette matrice toujours symétrique, n’est plus circulaire et donc, n’est pas diagonalisable par la transformation de Concordia.

Bien entendu, on peut toujours appliquer cette transformation sur la matrice d’inductance. Cependant, l’aspect découplage entre les machines fictives est affecté. Des termes non diagonaux apparaissent dans la matrice d’inductance et un couplage magnétique au niveau de flux existe entre les deux machines fictives.

La base de Concordia reste une base propre pour les vecteurs réguliers comme le flux, force électromotrice et courant, qui restent régulières même si la machine est saillante. Il est donc intéressant de l’utiliser au sens où on peut déterminer le couple lié au fondamental de la force électromotrice et celui lié à l’harmonique 3.

La partie suivante concerne le calcul de la matrice d’inductance de la machine double polarité 20/8. Dans un premier temps, on calcule la matrice d’inductance exprimée dans le repère statorique. Ensuite, cette matrice sera exprimée dans les deux repères de Concordia et de Park. Ce calcul permet de

distinguer les termes provoquant le couplage entre les machines fictives de la matrice d'inductance et la quantification de ce couplage.

3.2.2.3.1 Calcul en éléments finis de la matrice d'inductance de la machine dans le repère statorique

En utilisant le logiciel Maxwell 2D, la matrice d'inductance est calculée par éléments finis et exprimée dans le repère statorique. Cette matrice d'inductance est calculée quasiment à vide (en injectant un courant très faible dans la machine). Cette matrice s'écrit comme exprimée dans 2.40, mais chaque terme de cette matrice dépend de la position rotorique. La figure 3.11 montre les différents éléments de la cette matrice, exprimée dans le repère statorique .

3.2.2.3.2 Matrice d'inductance dans le repère de Concordia

Le but d'appliquer la transformation de Concordia sur la matrice d'inductance c'est, de chercher dans quelle mesure la base de Concordia se comporte comme une base de découplage pour cette machine. En d'autres termes, on examine si les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) se comportent comme des plans indépendants magnétiquement, et donc la possibilité d'associer à chaque plan une machine fictive.

L'analyse de la matrice d'inductance est nécessaire afin de quantifier le découplage magnétique entre les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) . L'application de Concordia sur la matrice d'inductance dans le repère statorique, montre que cette matrice est la somme d'une matrice diagonale avec une autre symétrique, dépendant de l'angle θ .

$$M_{ss}(\theta)^C = L_{ss,0}^C + L_{ss}^C(\theta) \quad (3.10)$$

Ce résultat montre que la saillance de la machine, empêche d'avoir deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) totalement découplées dans le repère de Concordia, et donc on ne peut associer idéalement à chaque plan une machine fictive indépendante magnétiquement des autres.

La figure 3.12 présente les éléments de la matrice exprimée dans le repère de Concordia, avec leur spectre correspondant.

La figure 3.12(a.1&2) montre que l'inductance homopolaire L_0 est faible: Le terme inductance est 52 fois plus petite que l'inductance propre de l'axe α_1 et 70 fois inférieure à celle de l'axe α_3 ou β_3 . Par ailleurs, les termes $L_{0\alpha_1}, L_{0\beta_1}, L_{0\alpha_3}, L_{0\beta_3}$ sont très faibles, ce qui montre que le couplage entre le plan homopolaire et les autres plans diphasés est négligeable. Le plan homopolaire présente effectivement les propriétés d'une machine fictive, mais cette machine ne sera pas alimentée à cause du couplage étoile entre les phases.

Les figures 3.12(b.1&2) et 3.12(c.1&2) montrent les inductances relatives au plan (α_1, β_1) . La mutuelle entre les deux axes α_1 et β_1 possède une amplitude 17% par rapport à l'inductance propre de chaque axe avec une valeur moyenne quasiment nulle. Ce rapport vaut 3% entre les deux axes α_3 et β_3 , ce qui montre un effet de saillance plus important dans le plan (α_1, β_1) .

Les figures 3.12(d.1&2) montrent les termes de couplage entre les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) . Ces résultats confirment le fait que les deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) ne peuvent pas être considérés parfaitement découplés magnétiquement comme dans le cas d'une machines à pôles lisses. Ce phénomène a un impact important sur la distribution de la famille des harmoniques sur les plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) : Ces plans peuvent contenir tous les harmoniques, contrairement au cas de la machine à pôles lisses, où chaque plan, associé à une machine fictive, peut contenir uniquement une famille des harmoniques bien déterminée selon la décomposition multi-machine. Cette décomposition harmonique reste néanmoins

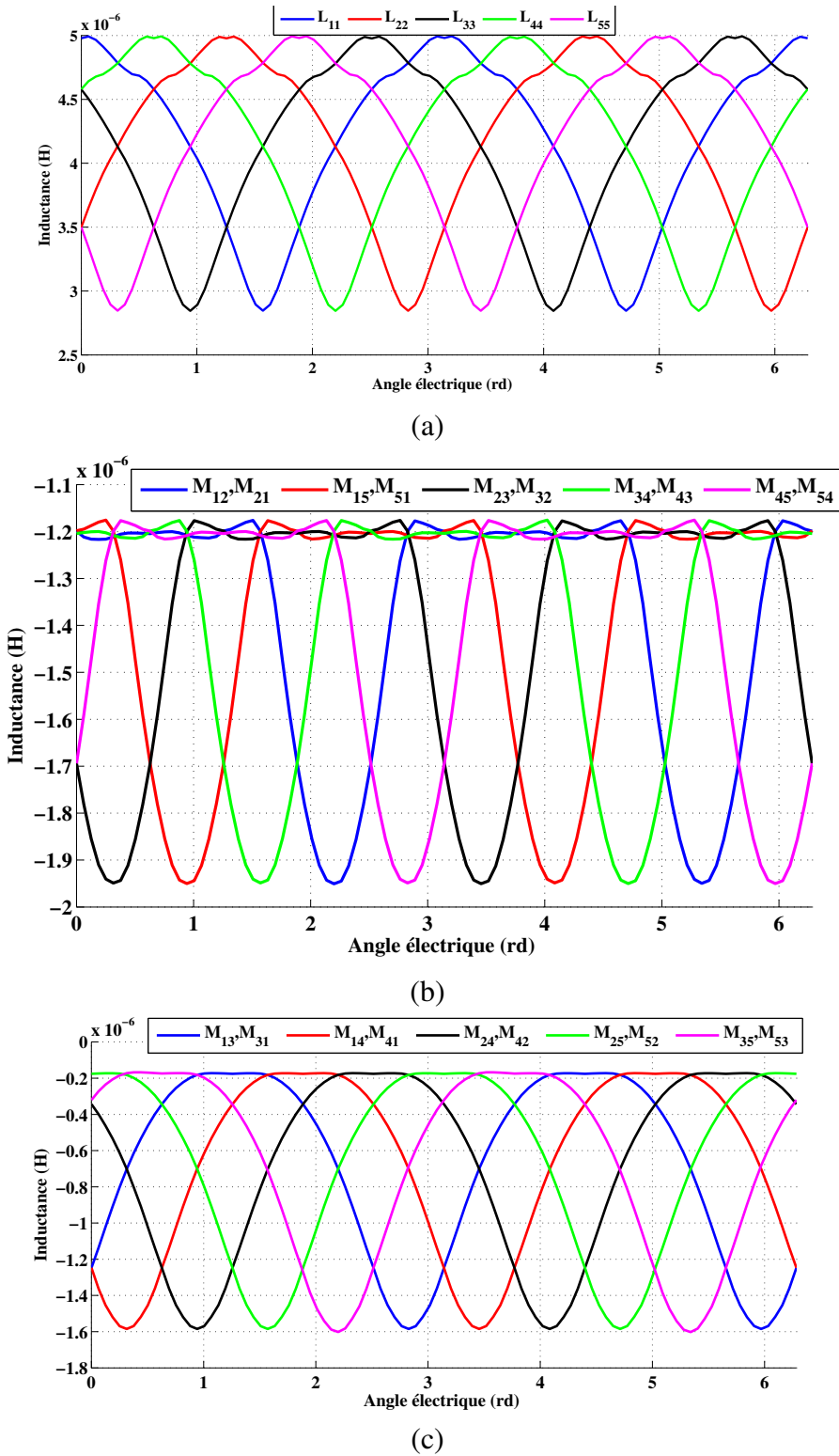


Figure 3.11 – Calcul numérique de la matrice d’inductance de la machine 20/8(a) Forme d’onde de l’inductance propre de chaque phase. (b) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 1$. (c) Inductance mutuelle entre la phase n et la phase $n \pm 2$

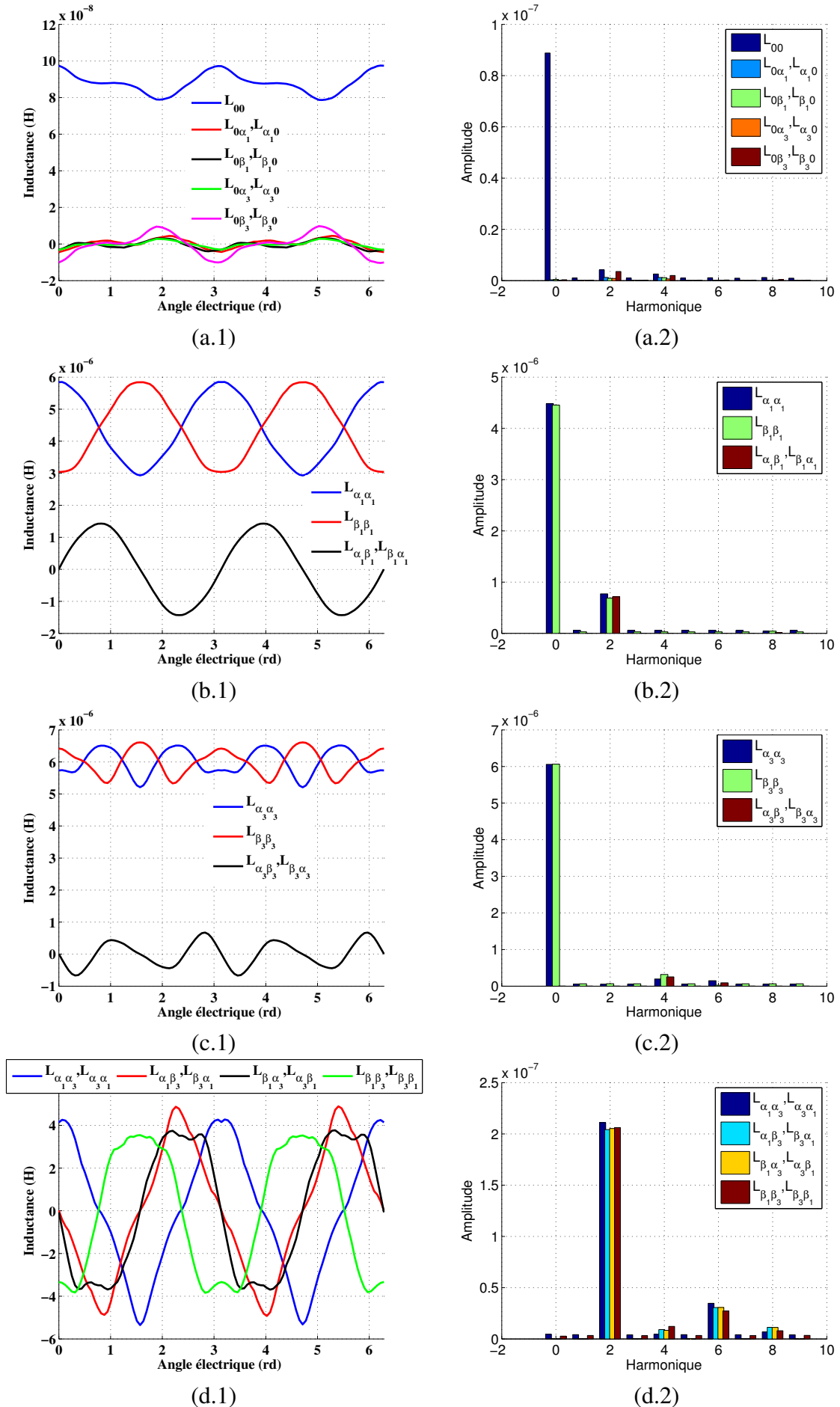


Figure 3.12 – Matrice d’inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a) Inductance associée à la machine homopolaire (b) Matrice d’inductance associée au plan (α_1, β_1) . (c) Matrice d’inductance associée (α_3, β_3) (d) Matrice d’inductance représentant le couplage entre les deux plans (α_1, β_1) et (α_3, β_3) .

conservée pour les vecteurs réguliers de type force électromotrice, flux, courant et tension, puisque l'effet de saillance n'affecte pas la régularité. Cependant, le couple total développé par la machine ne peut pas être calculé par une somme des couples développés par chaque plan. Par conséquent, ces plans ne peuvent pas être associés à des machines fictives.

Désormais dans ce chapitre, si on utilise le terme "machine primaire", c'est pour désigner le plan (α_1, β_1) et le terme "machine secondaire" est utilisé pour désigner le plan (α_3, β_3) . Les nouvelles machines fictives ne sont pas découplées magnétiquement, et la distribution des harmoniques correspondante n'est pas conforme à la décomposition multi-machine.

3.2.2.3.3 Matrice d'inductance exprimée dans le repère de Park

La transformation de Park pourra être appliquée sur la matrice d'inductance calculée dans le repère de Concordia. La figure 3.13 montre la forme d'onde de chaque élément de la matrice dans le repère de Park avec leur spectre.

Le tableau 3.3 montre la valeur moyenne de chaque terme de la matrice d'inductance exprimée dans le repère de Park. Les valeurs sont normalisées par rapport à L_{d1} . On encadre les termes non négligeables ($> 1.10^{-3}$) de cette matrice. Cette étape permet d'estimer pour une densité de courant donnée, le couple de couplage et le couple de saillance dans la machine. En plus, on va pouvoir négliger certains termes dans cette matrice, et donc faciliter la synthèse de la commande.

Le deuxième tableau 3.4 ne présente que les termes significatifs de la matrice d'inductance. Les

	0	d_1	q_1	d_3	q_3
0	0.0294	$8.2.10^{-6}$	$-2.3.10^{-5}$	$4.2.10^{-5}$	$-1.8.10^{-6}$
d_1	$8.2.10^{-6}$	1	$7.36.10^{-4}$	-0.14	$4.5.10^{-4}$
q_1	$-2.3.10^{-5}$	$7.36.10^{-4}$	1.95	$3.38.10^{-4}$	0.13
d_3	$4.2.10^{-5}$	-0.14	$4.5.10^{-4}$	1.94	$-2.24.10^{-5}$
q_3	$-1.8.10^{-6}$	$3.38.10^{-4}$	0.13	$-2.24.10^{-5}$	2.0646

Table 3.3 – Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} .

autres termes négligeables sont remis à zéro.

	0	d_1	q_1	d_3	q_3
0	0.0294	0	0	0	0
d_1	0	1	0	-0.14	0
q_1	0	0	1.95	0	0.13
d_3	0	-0.14	0	1.94	0
q_3	0	0	0.13	0	2.0646

Table 3.4 – Valeur moyenne de la matrice d'inductance normalisée par rapport à L_{d1} . Les termes négligeables sont remis à zéro.

La différence $L_{d1} - L_{q1}$ prouve l'existence d'un effet réductant important dans la machine principale, la différence $L_{d3} - L_{q3}$ montre que cet effet est négligeable pour la machine secondaire. Cet effet provient du fait que le trou introduit entre les pôles modifie le schéma de flux selon l'axe d_1 . C'est pourquoi l'axe d_1 a une valeur d'inductance bien inférieure aux autres inductances propres des axes q_1 , d_3 et q_3 . Les faibles valeurs de $M_{d1,q1}$ et $M_{d3,q3}$ indiquent que les deux phases constituant chaque machine fictive sont quasiment découplées. Cependant, les valeurs non négligeables de $L_{d3,d1}$ et $L_{q1,q3}$

CHAPITRE 3. CONCEPTION DES STRUCTURES ROTORIQUES À AIMANTS PERMANENTS ENTERRÉS À DOUBLE POLARITÉ

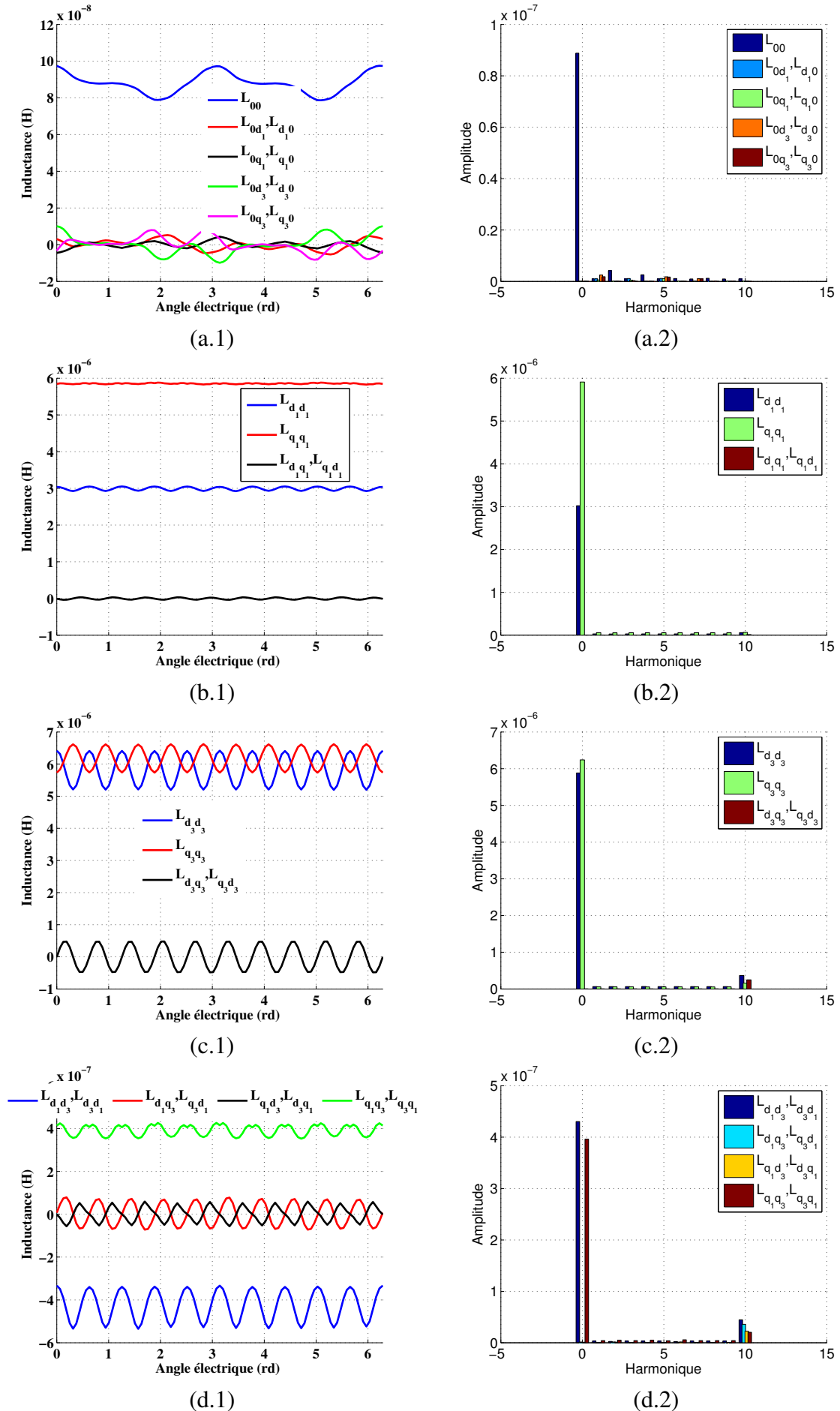


Figure 3.13 – Matrice d’inductance de la machine 20/8 exprimée dans le repère de Concordia (a) Inductance associée à la machine homopolaire (b) Matrice d’inductance de la machine primaire (α_1, β_1). (c) Matrice d’inductance de la machine secondaire (α_3, β_3). (d) Matrice d’inductance représentant le couplage entre les machines fictives.

montrent que les deux plans associés aux machines fictives ne sont pas magnétiquement découplés. La figure 3.14² illustre donc les bobines découplées et celles qui sont couplées magnétiquement :

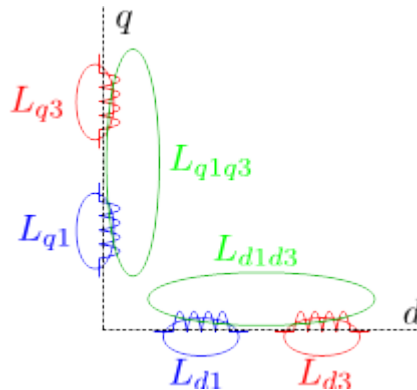


Figure 3.14 – Représentation des bobines des machines fictives. Axes découplés (d_1 et q_1), (d_3 et q_3). Axes couplés (d_1 et d_3), (q_1 et q_3).

3.2.3 Calcul du couple électromagnétique et couplage entre les machines fictives

La machine 20/8 à aimants déposés, étant une machine à pôles lisses, le calcul du couple électromagnétique de la machine montre que seulement les harmoniques du rang multiple de $10p$ contribuent à la production de l'ondulation du couple comme illustré dans la section 2.3.2.4.2.

Le calcul de la matrice d'inductance présentée dans la section précédente pour la machine 20/8 à aimants enterrés, montre que la saillance ne permet pas de considérer que les deux machines fictives comme découplées, et en plus la famille des harmoniques associée à chaque machine fictive n'est plus la même que pour la machine à pôles lisses.

Un calcul du couple électromagnétique est effectué pour chaque stratégie d'alimentation de la machine: mono-harmonique (premier ou troisième harmonique du courant), et bi-harmonique . La densité du courant est fixée à 5A/mm^2 pour chaque stratégie. Pour la stratégie d'alimentation bi-harmonique, l'amplitude de chaque harmonique du courant est calculée selon la stratégie MTPA, la répartition se faisant selon le rapport k (équation 2.25). Le déphasage entre le courant et la force électromotrice est nul.

La figure 3.15 montre les résultats du calcul de couple électromagnétique par éléments finis de la machine selon les trois stratégies de contrôle. En observant le spectre du couple électromagnétique, ce sont principalement les harmoniques 10 et 20 qui contribuent à l'ondulation de couple, comme le cas des machines à aimants déposés. Il n'existe pas une interaction entre l'harmonique 1 du courant avec l'harmonique 3 de la force électromotrice (ou courant de l'harmonique 3 avec le f.é.m du rang 1), du fait que le couple est le résultat de l'interaction du vecteur flux avec le vecteur courant, qui sont tous les deux réguliers. Cette régularité permet d'affirmer que Concordia est une base propre pour ces grandeurs. De ce fait, il existe une orthogonalité entre les deux harmoniques 1 et 3. Enfin, comme la machine à aimants déposés, l'alimentation bi-harmonique de la machine permet d'avoir un couple plus important que le cas de l'alimentation mono-harmonique[34].

²Les bobines (d_1 et d_3) et (q_1 et q_3) ne sont pas dans le même plan, cette représentation est illustrative

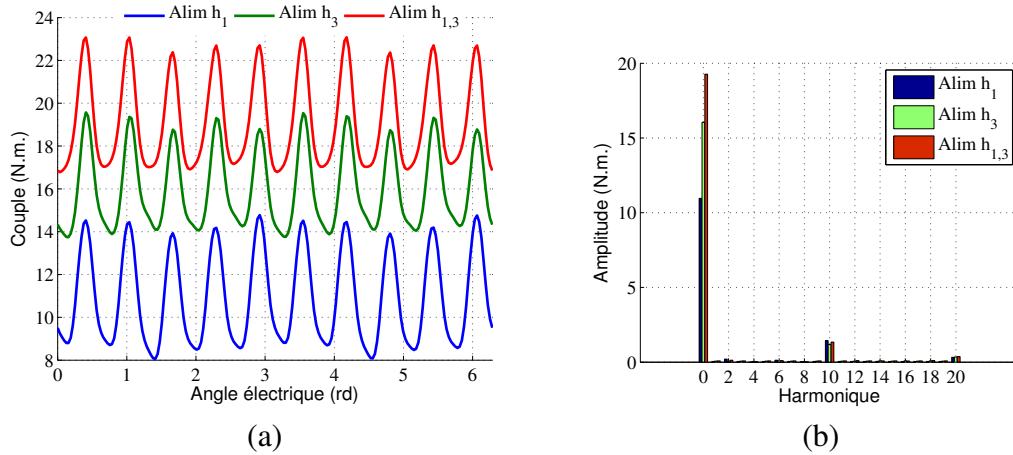


Figure 3.15 – Couple électromagnétique par éléments finis calculé pour chaque stratégie d'alimentation. (a) Forme d'onde. (b) Spectre du couple

3.2.3.1 Modèle du couple électromagnétique dans la machine

Dans cette partie, on cherche à modéliser analytiquement la valeur moyenne du couple électromagnétique délivré par la machine. Bien que ce couple soit calculé par un simple produit scalaire entre le vecteur flux des aimants et le vecteur courant pour une machines à pôles lisses, ce n'est pas forcément le cas dans cette machine, où on peut observer un effet de saillance avec un couplage entre les plans fictifs. Une fois ce couple est modélisé, on cherche donc à estimer ses différents composantes .

3.2.3.1.1 Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique moyen fourni, pour n'importe quelle machine pentaphasée dont le bobinage est couplé en étoile est donnée par 3.11. Cette expression est obtenue en généralisant l'expression du couple obtenue pur une machine triphasée [105] qui est associée à une seule machine fictive de polarité p . On ajoute un terme désignant le couple produit par la machine secondaire en remplaçant p par 3.

$$(C_{em})_{avr,5} = \underbrace{p(\Phi_{d1}i_{q1} - \Phi_{q1}i_{d1})}_{\text{Machine principale}} + \underbrace{3p(\Phi_{d3}i_{q3} - \Phi_{q3}i_{d3})}_{\text{Machine secondaire}} \quad (3.11)$$

Bien que la projection des harmoniques dans les espaces fictifs ne puisse pas être considérée comme celle décrite dans la décomposition multi-machine, on suppose que le terme multiplié par p représente le couple moyen fourni par la machine principale, ou plus précisément pour cette machine à pôles saillants, l'alimentation avec le premier harmonique du courant. Le terme multiplié par $3p$ est le couple fourni par la machine secondaire, ou avec l'alimentation avec le troisième harmonique du courant, vu que dans cette machine, la notion de la machine principale et secondaire n'existe plus formellement.

L'expression 3.11 n'est pas suffisante pour estimer les ondulations du couple électromagnétique. C'est la dérivée de co-énergie magnétique dans l'entrefer qui est nécessaire pour estimer ces ondulations. Comme le but de cette partie est de modéliser la valeur moyenne du couple afin de trouver les vecteurs courants optimaux maximisant le couple, une fois que ces courants déterminées, les ondulations seront calculées par éléments finis.

Exprimons le couple électromagnétique en fonction des termes de la matrice d'inductance. On ne considère que la valeur moyenne de ces termes, et ceci afin de faciliter la quantification des différents termes de couple électromagnétique. En négligeant l'effet de saturation, la matrice d'inductance reste indépendante du vecteur courant injecté dans la machine. Sous ces hypothèses de linéarité, l'équation de flux dans le repère $(0, d_1, q_1, d_3, q_3)$.

$$\begin{pmatrix} \Phi_{d_1} \\ \Phi_{q_1} \\ \Phi_{d_3} \\ \Phi_{q_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{d_1}(\theta) & L_{d_1,q_1}(\theta) & L_{d_1,d_3}(\theta) & L_{d_1,q_3}(\theta) \\ L_{q_1,d_1}(\theta) & L_{q_1}(\theta) & L_{q_1,d_3}(\theta) & L_{q_1,q_3}(\theta) \\ L_{d_3,d_1}(\theta) & L_{d_3,q_1}(\theta) & L_{d_3}(\theta) & L_{d_3,q_3}(\theta) \\ L_{q_3,d_1}(\theta) & L_{q_3,q_1}(\theta) & L_{q_3,d_3}(\theta) & L_{q_3}(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d_1} \\ i_{q_1} \\ i_{d_3} \\ i_{q_3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Phi_{aim,d_1}(\theta) \\ \Phi_{aim,q_1}(\theta) \\ \Phi_{aim,d_3}(\theta) \\ \Phi_{aim,q_3}(\theta) \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

En remplaçant l'équation de flux 3.12 dans l'équation 3.13, on obtient les termes de la matrice et de flux des aimants sont en fonction de θ :

$$\begin{aligned} (C_{em})_5 &= \underbrace{p\Phi_{aim,d_1}i_{q_1} - 3p\Phi_{aim,d_3}i_{q_3}}_{\text{Couple interaction aimant/courant}} \\ &\quad - \underbrace{p\Phi_{aim,q_1}i_{d_1} + 3p\Phi_{aim,q_3}i_{d_3}}_{\text{Couple pulsatoire de valeur moyenne nulle}} \\ &\quad + \underbrace{p(L_{d_1} - L_{q_1})i_{d_1}i_{q_1} - 3p(L_{q_3} - L_{d_3})i_{d_3}i_{q_3}}_{\text{Couple de saillance}} \\ &\quad + \underbrace{p(i_{q_1}^2 - i_{d_1}^2)L_{d_1q_1} - 3p(i_{q_3}^2 - i_{d_3}^2)L_{d_3q_3}}_{\text{Couple du couplage entre les axes de chaque machine fictive}} \\ &\quad + \underbrace{p(-L_{q_1d_3} + 3L_{d_1q_3})i_{d_1}i_{d_3} + p(-L_{q_1q_3} + 3L_{d_1d_3})i_{d_1}i_{q_3}}_{\text{Couple de couplage Primaire/Secondaire}} \\ &\quad + \underbrace{p(L_{d_1q_3} + 3L_{q_1q_3})i_{q_1}i_{d_3} + p(L_{d_1q_3} - 3L_{q_1d_3})i_{q_1}i_{q_3}}_{\text{Couple de Couplage Secondaire/Primaire}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Avec $(\Phi_{aim,d_1}, \Phi_{aim,q_1}, \Phi_{aim,d_3}, \Phi_{aim,q_3})$ est le vecteur flux des aimants.

3.2.3.1.2 Estimation de la valeur moyenne de chaque terme du couple électromagnétique

En se Basant sur l'expression 3.11, on peut estimer les différents termes du couple électromagnétique dans la machine, en fonction de la densité de courant injectée. Afin de déterminer la contribution de chaque terme, on cherche pour chaque densité de courant, le vecteur courant optimal visant la maximisation du couple moyen. Le problème d'optimisation pour cette machine s'écrit donc de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \min_{[I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3]} & \quad (-C_{em})_5 \\ \text{subject to} & \quad \sqrt{J_{s,h1}^2 + J_{s,h3}^2} \leq J_{max} \\ & \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ & \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{aligned} \quad (3.14)$$

Ce problème est résolu à basse vitesse, par conséquent, il n'est pas nécessaire d'introduire une contrainte au niveau de la tension. La valeur de J_{max} varie entre une densité de $1A/mm^2$ allant jusqu'à $20A/mm^2$.

La figure 3.16 présente la répartition du courant entre le premier harmonique et le troisième harmonique . Cette répartition est comparée avec la répartition obtenue en ne considérant que la force électromotrice dans le calcul du couple , c.-à-d. en supposant que le couple fourni par la machine est uniquement résultant de l'interaction entre le courant et le flux des aimants, cette répartition pourra

être calculée en se basant sur le rapport k dans l'équation 2.25.

On remarque aussi, que lorsque la densité de courant augmente, la contribution de la machine princi-

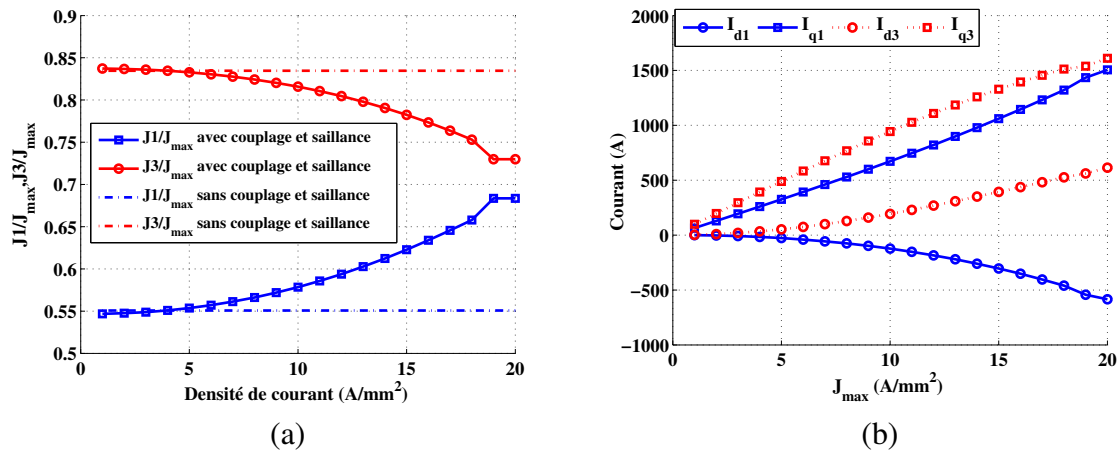


Figure 3.16 – (a) Variation de la répartition du courant maximisant le couple en fonction de la densité de courant. (b) Vecteurs courants optimaux

pale augmente. Ce fait est dû, d'une façon principale, à l'effet de saillance important dans la machine principale, qui a tendance à augmenter significativement en fonction de la densité de courant comme illustré dans la figure 3.17(b).

A partir de vecteur courant évalué pour chaque densité de courant, on peut tracer la variation de chaque composante du couple à basse vitesse, développé dans l'équation 3.13. La figure 3.17 montre les résultats de ce calcul.

A partir de ce calcul, on peut déterminer dans l'intervalle de la densité de courant défini, une estimation moyenne de chaque terme. Le tableau 3.5 présente les résultats pour le calcul linéaire effectué (matrice d'inductance indépendante du courant) :

Sous les hypothèses de linéarité (ou calcul linéaire), les résultats montrent l'existence d'un faible cou-

Nature du couple	Intéraction courant/aimant	Saillance de la machine primaire	Saillance de la machine secondaire	Saillance totale	Couplage
Pourcentage de contribution	$\geq 86\%$	$\leq 12\%$	$\leq 4\%$	$\leq 16\%$	$\simeq -2\%$

Table 3.5 – Contribution de chaque terme du couple dans la production du couple total de la machine pour un calcul linéaire.

ple de couplage entre les deux machines. Notons que ce couplage n'intervient pas uniquement dans la détermination de la valeur moyenne du couple, mais aussi dans la détermination de l'ondulation du couple. Ce couple est négatif, donc il a une tendance à freiner la machine, mais son effet reste trop limité du fait de sa faible contribution. Ainsi, ces résultats confirment le fait que la saillance se projette uniquement sur la machine principale, du fait que le couple de saillance dans la machine secondaire est très petit ($<4\%$), la majorité du couple de saillance étant produit par la machine principale.

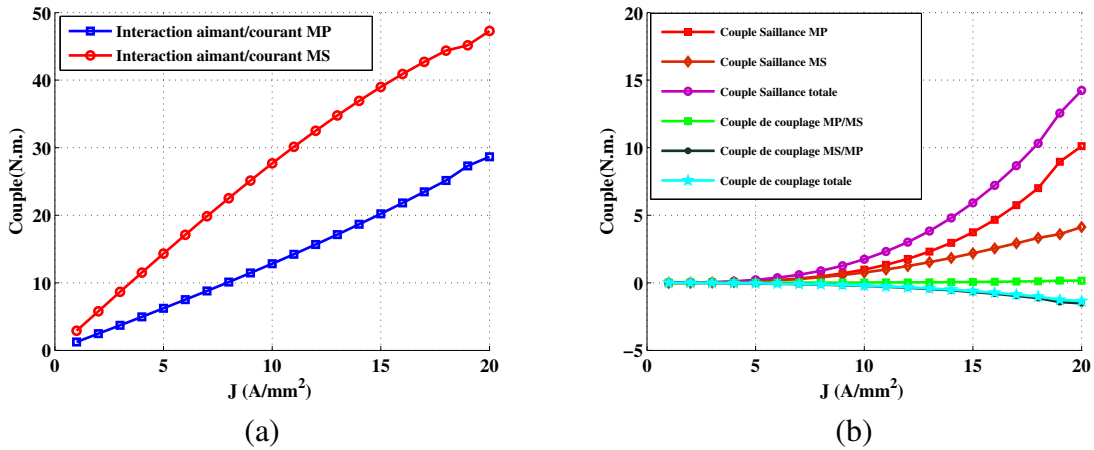


Figure 3.17 – (a) Couple dû à l’interaction entre le flux des aimants et le courant. (b) Termes relatifs au saillance et au couplage entre les machines fictives

3.2.3.2 Validation par éléments finis du modèle du calcul de la valeur moyenne du couple électromagnétique

Dans cette partie, le but est de valider par éléments finis, le modèle analytique du couple électromagnétique donné par l’équation 3.11. Pour cela, on considère plusieurs densités de courants pour les trois stratégies de commande ($h_1, h_3, h_{1,3}$). L’hypothèse considérée dans cette partie, c’est que le déphasage entre le courant et la force électromotrice est nul quelque soit la stratégie d’alimentation, et pour la stratégie bi-harmonique d’alimentation, la répartition du courant selon le rapport k calculé analytiquement dans l’équation 2.25.

On commence par injecter les courants dans la machine modélisée en éléments finis. Pour chaque courant, on récupère le vecteur flux dans la base statorique et la valeur moyenne du couple. Ensuite, le vecteur flux dans le repère de Park ($\Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}$) nécessaire pour évaluer le couple, est calculé à partir du vecteur flux des phases dans la base statorique, et ensuite il sera introduit dans l’équation 3.11. Les résultats seront comparés avec le couple moyen issu directement du calcul en éléments finis. La comparaison montre que ce modèle est très bon pour estimer la valeur moyenne du couple électromagnétique.

Enfin, cette machine offre une flexibilité de commande plus importante que la machine double polarité à aimants déposés, du fait que le couple de saillance supplémentaire existant dans la machine primaire, permet de répartir de nombreuses façons, le couple entre les deux machines fictives selon les contraintes définies. Cette possibilité est explorée dans la section 3.5 de ce chapitre.

Notons que dans cette partie, on a cherché à valider le modèle du couple électromagnétique pour les trois stratégies de contrôle et pour plusieurs courants. Bien que le couple calculé dans cette partie est obtenu avec l’hypothèse de déphasage nul entre la force électromotrice et le courant, il ne correspond pas forcément au couple maximal que la machine est capable de fournir à chaque densité des courants, du fait l’effet de saillance, surtout pour la machine primaire, ce qui peut modifier le déphasage pour lequel le maximum du couple est atteint. Cet aspect est détaillé dans la partie 3.4.2.

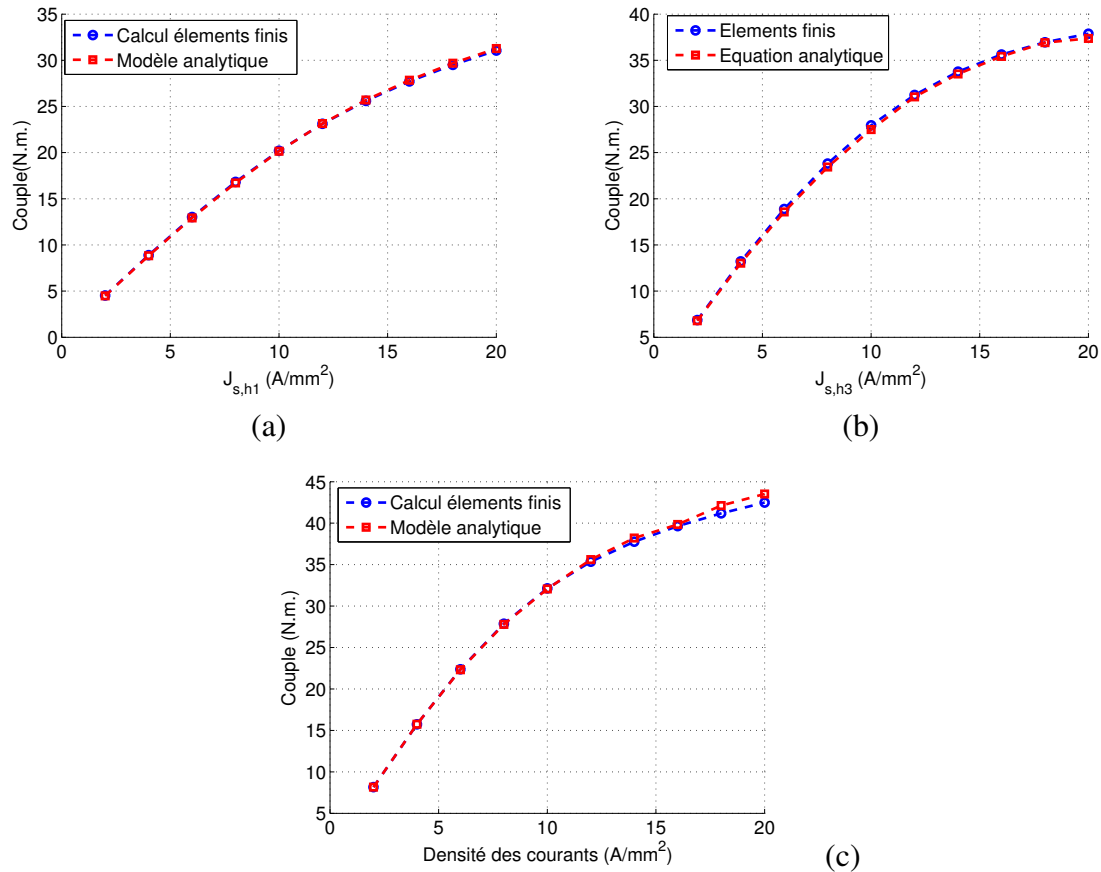


Figure 3.18 – Validation par éléments finis du modèle du couple électromagnétique. (a) Alimentation par premier harmonique. (b) Alimentation par le troisième harmonique. (c) Alimentation bi-harmonique de la machine.

3.3 Modélisation des pertes dans la nouvelle structure à aimants enterrés

Outre la compacité et l'effet de la concentration de flux dans la machine, l'enterrement possède d'autres avantages au niveau de la protection des aimants de l'effet nocif de la variation du champ magnétique résultant principalement de l'effet des encoches et des harmoniques de la force magnétomotrice dont le mouvement est asynchrone avec celui du rotor. L'étude menée dans la partie 2.1 de ce rapport concernant l'étude des pertes dans les aimants pour la machine à aimants déposés est reprise pour évaluer les pertes dans les aimants pour cette machine à aimants enterrés. L'évaluation de ces pertes se fait principalement par éléments finis.

De l'autre côté, les parties ferromagnétiques fer dans de la machine sont soumises à la variation temporelle du champ magnétique provoquant donc les pertes fer. L'objectif de cette partie est de modéliser les différentes pertes dans cette machine.

3.3.1 Pertes dans les aimants dans la nouvelle structure à aimants enterrés

Dans cette partie, on va évaluer les pertes dans les aimants pour la nouvelle machine à double polarité. On rappelle dans cette partie les principales sources des pertes dans les aimants considérées: les pertes par effet des encoches, et les pertes dues aux harmoniques asynchrones (avec le rotor) de la force

magnétomotrice.

3.3.1.1 Pertes à vide dans la machine à aimants enterrés

Comme pour la machine à aimants déposés, les pertes dans les aimants sont évaluées par éléments finis en utilisant le logiciel Maxwell 2D. La figure 3.19 montre la variation des pertes dans les aimants à vide en fonction de la vitesse de rotation.

Les résultats montrent l'effet positif de l'enterrement des aimants sur les pertes à vide dans les aimants

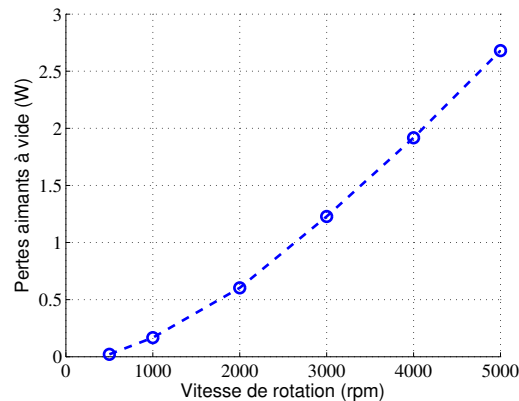


Figure 3.19 – Variation des pertes dans les aimants à vide en fonction de la vitesse de rotation

par courant induit: Pour la même géométrie du stator et des encoches, la machine à aimants enterrés présente 75 fois moins des pertes que la machine à aimants déposés(voir figure 2.33).

3.3.1.2 pertes dues aux harmoniques de la force magnétomotrice

Comme on a déjà montré dans le chapitre II, la détermination de la force magnétomotrice est un facteur important pour évaluer les pertes dans les aimants. Or, ces pertes ne dépendent pas uniquement des harmoniques de la force magnétomotrice mais aussi de la structure rotorique de la machine. Dans le cas de la machine à aimants déposés, les aimants sont exposés directement au flux des harmoniques de la force magnétomotrice, provoquant par conséquent des pertes importantes dans les aimants.

Dans le cas de machine à aimants enterrés, il y a une possibilité que le flux des harmoniques de la force magnétomotrice traverse les chemin à faible réluctance magnétique au lieu de traverser les aimants comme montre la figure 3.20. De ce fait, les machines à aimants enterrés présentent de faibles valeurs de pertes dans les aimants et une protection supplémentaire de la démagnétisation par rapport à la machine à aimants déposés, ce qui montre leur capacité à fonctionner à des fréquences plus élevées, et par suite elles sont moins exposées à des contraintes thermiques.

3.3.1.2.1 Pertes dans les aimants pour une machine à aimants enterrés radialement

Pour évaluer les pertes dans les aimants pour cette topologie rotorique[106; 107; 108], il faudra rappeler le contenu harmonique de la force magnétomotrice de la machine 20/8 suite à une alimentation bi-harmonique de la machine. Comme on a déjà évoqué dans la partie 2.4.3.1, ce bobinage ne génère pas d'harmoniques de rang fractionnaire, qui constituent une source principale des pertes dans les aimants, étant donné que l'enterrement des aimants dans le rotor n'est pas suffisant pour pouvoir éviter totalement les pertes dans les aimants.

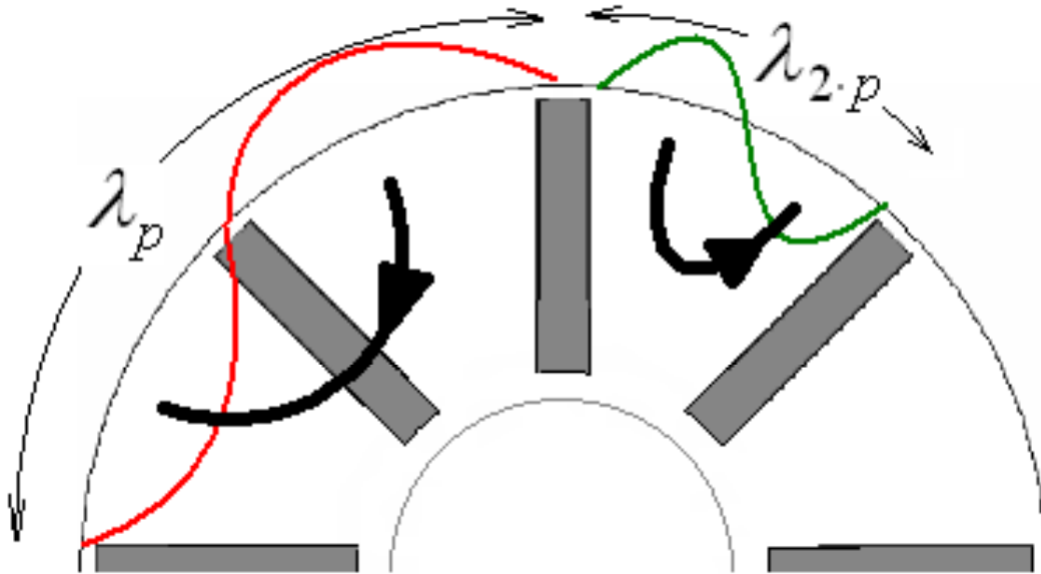


Figure 3.20 – Schéma des harmoniques de la force magnétomotrice pour une machine à aimants enterrés

Dans le but d'évaluer les pertes dans les aimants, dues aux harmoniques de la force magnétomotrice, il faut examiner la variation de cette dernière entre deux pôles consécutifs, séparés par un angle mécanique $\theta_1 = \pi\beta_{aim}$, où β_{aim} est le rapport entre la largeur d'arc, joignant les extrémités proches de l'entrefer de deux aimants consécutifs, et le pas polaire, comme montré dans la figure 3.10. En considérant un harmonique v de la force magnétomotrice, si cet harmonique effectue n tours électriques complets entre deux pôles, la différence de la force magnétomotrice est nulle, ce qui implique des valeurs nulles des pertes par courant induit pour cet harmonique. Ceci revient à dire que l'harmonique v a croisé le fer entre les aimants sans passer par les aimants. De ce fait, une condition nécessaire et suffisante à satisfaire par chaque harmonique v de la force magnétomotrice pour minimiser les pertes dans les aimants, s'écrit par :

$$\frac{\beta_{aim}v}{2p} \in \mathbb{N} \quad (3.15)$$

L'équation 3.15 permet de définir pour chaque harmonique une largeur des pôles garantissant la minimisation des pertes dues à cet harmonique. Dans la machine étudiée dans ce chapitre la valeur de β_{aim} est égale à 1.

D'après l'équation 3.15, on distingue deux cas[106]:

1. Le rapport $\frac{v}{p}$ est pair, alors le rapport $\frac{\beta_{aim}v}{2p}$ est toujours entier, de ce fait, les aimants ne subissent pas des courants induits à cause de l'harmonique v . Les harmoniques 16 et 8- qui constituent la source principale des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés- qui existent dans le cas d'une alimentation au premier et troisième harmonique du courant respectivement, ne provoquent pas des pertes dans les aimants dans le cas de la machine à aimants enterrés radialement. D'où de pertes très réduites par rapport à la machine à aimants déposés vont être observées dans ce cas.
2. Le rapport $\frac{v}{2p}$ est impair, dans ce cas le rapport $\frac{\beta_{aim}v}{2p}$ n'est pas entier. De ce fait, ces harmoniques contribuent à la production des pertes dans les aimants. Les principaux harmoniques

contribuant aux pertes dans ce cas sont le 36 dans le cas de l'alimentation de la machine primaire et le 28 dans le cas de la machine secondaire. En examinant les figures 2.35 relatives au calcul de la force magnétomotrice, ces harmoniques étant de faible amplitude, les pertes prévues sont faibles, en comparaison avec la machine à aimants déposés.

Par conséquent, les aimants sont à l'abri des harmoniques de FMM ayant $\frac{\beta_{aim} \nu}{2p}$ entier de la force magnétomotrice, contribuant en général à la majorité des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés. Pour ce qui est des pertes dues aux harmoniques dont le $\frac{\beta_{aim} \nu}{2p}$ est non entier, ils sont d'ordre élevé et avec des faibles amplitudes, les pertes dues à ces harmoniques sont faibles.

3.3.1.2.2 Validité de la superposition des pertes dans le cas de la machine à aimants déposés

Comme dans le cas de la machine à aimants déposés, le découplage des machines fictives, se reflète par un découplage des pertes produites par chaque harmonique du courant alimentant chaque machine fictive. Les pertes totales par courant induit sont la somme des pertes par chaque harmonique du courant en plus des pertes à vide dues aux effets des encoches.

Dans le cas de cette machine avec aimants enterrés, le découplage entre les machines fictives n'existe plus, de ce fait, le résultat prévoit que la somme des pertes produites par courant induit suite à une alimentation bi-harmonique n'est pas égale a priori à la somme des pertes produites par chaque harmonique du courant. La figure 3.21 présente les pertes produites par un courant de densité $J_{s,h1}=5$ et $20A/mm^2$ puis $J_{s,h3}=5$ et $20A/mm^2$ à la vitesse 2000 tr/min, et enfin en injectant les deux courants ensemble dans la machine. Ces densités de courant induisent un niveau élevé des pertes dans les aimants, ce qui rend la comparaison plus significative. Les résultats montrent qu'effectivement la superposition des pertes n'est plus valable pour ce type des machines suite au couplage existant entre les deux machines fictives.

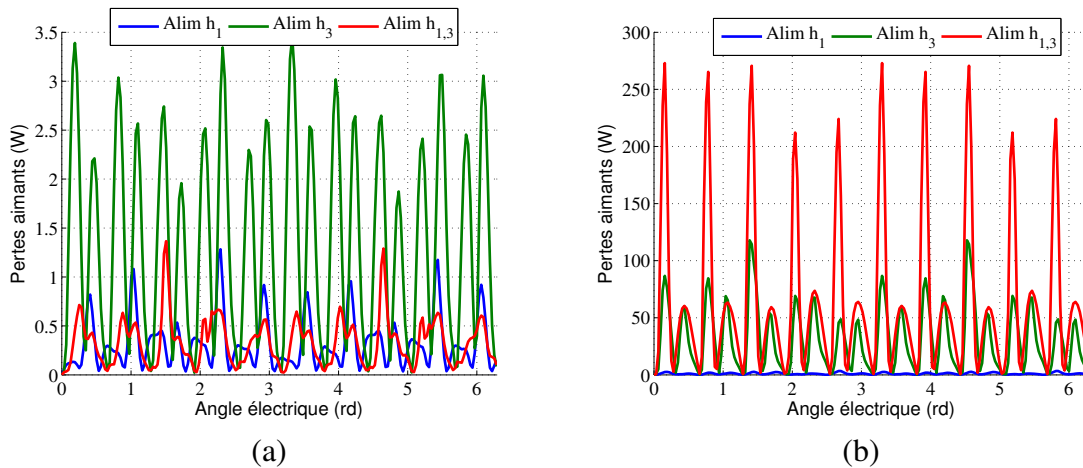


Figure 3.21 – Variation des pertes dans les aimants calculées par éléments finis pour les trois stratégies d'alimentation.(a) Densité de courant $5A/mm^2$. (b) Densité de courant $20A/mm^2$.

A $5A/mm^2$, la valeur moyenne des pertes dues au premier harmonique est égale à 0.32 W, celles avec le troisième harmonique est de 1.34 W et pour l'alimentation bi-harmonique, cette valeur est égale 0.33 W. La valeur de $P_{h1} + P_{h3} - P_0 = 1.06W \neq P_{h1,3} = 0.33W$ à la vitesse 2000 tr/min. Du même pour la densité $20A/mm^2$ où $P_{h1} + P_{h3} - P_0 = 31.92W \neq P_{h1,3} = 65.42W$. De ce fait, l'effet de couplage entre les machines fictives, se traduit par un couplage également au niveau des pertes dans les aimants, contrairement au cas de la machine à aimants déposés. Dans ce cas, on ne peut pas dire que les pertes

dans les aimants suite à une alimentation bi-harmonique sont égales à la somme des pertes provoquées par chaque harmonique du courant.

Par conclusion, le couplage existant entre les machines fictives et la distribution des familles des harmoniques, rend la superposition des pertes de chaque alimentation de courant insuffisant pour estimer les pertes dans le cas d'une alimentation bi-harmonique. On a bien montré également, que les pertes dans les aimants sont faibles dans le cas de cette machine. Pour réduire significativement le problème des pertes, on procédera à une segmentation des aimants. Désormais, ces pertes ne seront pas prises en compte lors de l'élaboration de la commande dans la machine.

3.3.2 Modèle des pertes fer dans la machine

Lors de la conception de la machine, il est intéressant de pouvoir évaluer le rendement de cette machine en tenant compte de sa structure au stator et au rotor et en plus de sa stratégie d'alimentation. Or, la détermination de ce rendement, nécessite évidemment la connaissance des différentes sources des pertes dans la machine, en plus de la puissance au sortie. Jusqu'à maintenant, on a défini les pertes cuivre de la machine ainsi que les pertes dans les aimants d'une part, et le modèle du couple électromagnétique qui définit la puissance de sortie d'autre part.

L'évaluation complète des pertes dans la machine, suite à une certaine stratégie d'alimentation, requiert la détermination des pertes fer, qui constituent une des sources significatives des pertes dans la machine. Ces pertes ont lieu en général dans les tôles ferromagnétiques statoriques et rotoriques, et elles surviennent lors de l'exposition de ces tôles à un champ magnétique variable en fonction du temps.

La prise en compte de ces pertes est importante dans la phase de conception dans la mesure où si les tôles surchauffent suite à une alimentation de la machine, la perméabilité magnétique des tôles est affectée, ce qui peut conduire à une dégradation de performance et la réduction de la compacité. En plus, l'erreur de modélisation augmente, vu que la plupart des modèles utilisent une hypothèse de perméabilité infinie des tôles.

Par conséquent, dans cette section on cherche à modéliser les pertes fer dans la machine, résultantes de n'importe quelle stratégie d'alimentation de la machine. La complexité de détermination des pertes fer dans la machine toute entière provient de plusieurs facteurs:

1. Le premier c'est que, quelque soit la stratégie d'alimentation, l'induction magnétique dans les différentes parties de la machine n'est pas sinusoïdale à cause de l'existence des harmoniques de la force magnétomotrice provenant du bobinage utilisé et de la couche d'aimants. Ce fait nous empêche d'utiliser les modèles simples et classiques des pertes fer utilisées dans le cas d'une induction sinusoïdale, comme le modèle de Steinmetz; l'introduction de tels modèles va conduire certainement à des erreurs d'estimation des pertes très importantes, notamment le cas de l'alimentation bi-harmonique de la machine, où les deux harmoniques 1 et 3 existent principalement dans l'induction magnétique.
2. L'induction magnétique diffère selon l'endroit dans la machine. Dans le cas de la machine à aimants enterrés, l'induction magnétique sous les trous est presque nulle, étant donné que les lignes de champ ne passent pas par cet endroit. Par contre le bas des encoches est en général saturé. Ce dernier présente aussi une différence avec les autres parties de dent.
3. Le troisième facteur c'est l'effet de la rotation qui peut exister dans la machine. Même si certains points admettent des inductions magnétiques avec des amplitudes constantes, il se peut que les

deux composantes B_x et B_y de l'induction sur ce point décrivent un cercle de rayon constant, ce qui engendre des pertes supplémentaires difficiles à détecter.

Le but dans cette partie, est de rechercher un modèle adéquat pour estimer les pertes fer dans la machine. Ce modèle sera utilisé ultérieurement pour estimer les pertes fer dans la machine quelque soit la stratégie d'alimentation de la machine. En premier lieu, on va présenter les différents types de pertes contribuant aux pertes fer dans la machine. Ensuite, on va présenter les hypothèses simplificatrices relatives à l'utilisation de ce modèle. Enfin, ce modèle sera validé par calcul en éléments finis, pour juger de sa précision.

3.3.2.1 Principales contributions aux pertes fer

Un matériau ferromagnétique, soumis un champ magnétique variable dans le temps, est le siège des certaines pertes qui sont appelées pertes fer. Bertotti, décompose les pertes en trois composantes principales [109; 110] :

1. Les pertes par courant induits P_{cf} : le flux magnétique généré par les bobines de la machine est canalisé par les tôles. Sa circulation et sa variation en fonction du temps induisent une tension locale. Comme la conductivité des tôles est non nulle, des courants, circulant autour des lignes de champ sont induits. Ainsi, pour réduire ces pertes et empêcher le courant de circuler dans le circuit magnétique entier, on procède au feuilletage de circuit magnétique. Il existe des tôles avec d'épaisseur de 0.35 mm, ce qui permet de réduire significativement ces pertes.
2. Les pertes par Hystérésis P_h [111]: ces pertes proviennent essentiellement de mouvement des parois de Bloch, qui séparent les domaines magnétiques voisins au sein du matériau qui possèdent des moments magnétiques avec des orientations différentes. Ce phénomène se reflète par une courbe cycle hystérésis comme montre la figure 3.22, propre à chaque matériau magnétique. Ce cycle montre également que le matériau emmagasine une certaine énergie lors de la phase de magnétisation, mais ne restitue pas la même énergie lors de la phase de la démagnétisation. La différence entre l'énergie emmagasinée et restituée présente donc les pertes par Hystérésis. Il faut noter que le phénomène des pertes par hystérésis est fortement non-linéaire. Le cycle présenté dans la figure précédente peut avoir encore des cycles mineurs.
3. Les pertes excédentaires P_{exc} : en régime dynamique, les parois de Bloch peuvent changer de longueur. Le mouvement de ces parois et la variation de longueur provoquent des courants induits au voisinage de ces parois.

Le modèle de Bertotti considère que la densité volumique des pertes fer totales est égale à la somme de ces composantes

$$P_{fer} = P_h + P_{cf} + P_{exc} \quad (3.16)$$

Pour chaque composante des pertes, on va présenter le loi de comportement permettant d'estimer au mieux les pertes fer totales dans la machine.

3.3.2.1.1 Pertes par courant induit dans les tôles

Comme on a déjà évoqué, l'alimentation de la machine se fait par deux harmoniques du courant. De ce fait, l'approche qui détermine les pertes fer en se basant uniquement sur la valeur crête du champ n'est plus valable, parce que cette approche suppose que l'induction magnétique est sinusoïdale. On définit donc un modèle qui permet d'introduire la dynamique de l'induction magnétique, et en plus d'estimer les pertes instantanées. Il vient [112; 113]:

$$P_{cf} = \frac{1}{2\pi} K_{cf} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (3.17)$$

Avec $B(t)$ est l'induction temporelle considérée pour un point donné. L'importance de ce modèle tient dans l'introduction de la dérivée de l'induction, ce qui permet de voir l'effet de l'injection de l'harmonique du rang 3 sur les pertes fer.

3.3.2.1.2 Pertes excédentaire induit dans les tôles

D'une façon similaire aux pertes par courants induits, on définit également les pertes excédentaires par [112; 113] :

$$P_{cf} = \frac{1}{8.763} K_{exc} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} \quad (3.18)$$

3.3.2.1.3 Pertes par hystérésis

Pour déterminer ces pertes, il faut tout d'abord préciser la méthode de détermination de cycle d'hystérésis. Quelque soit le matériau soumis à une excitation par une induction magnétique B , le champ magnétique H se divise en deux composantes: une réversible, ne contribuant pas aux pertes hystérésis, et l'autre irréversible, et qui contribue principalement à ces pertes. Il vient :

$$H = H_{rev} + H_{irrev} \quad (3.19)$$

Les pertes par hystérésis sont égales à la surface limitée par le contour fermé (B,H) représentant le cycle hystérésis du matériau . On a [112; 113] :

$$\begin{aligned} P_h &= H(t) \frac{dB}{dt} dt \\ &= H_{irr}(t) \frac{dB}{dt} dt \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ainsi, la figure 3.22 représente le cycle d'hystérésis. Ce cycle peut être décomposé en somme de deux fonctions, l'une représentant la composante réversible, l'autre, celle qui est une ellipse dans le plan (B,H) , et qui a pour surface égale à la surface initiale du cycle. L'ellipse, qui représente donc

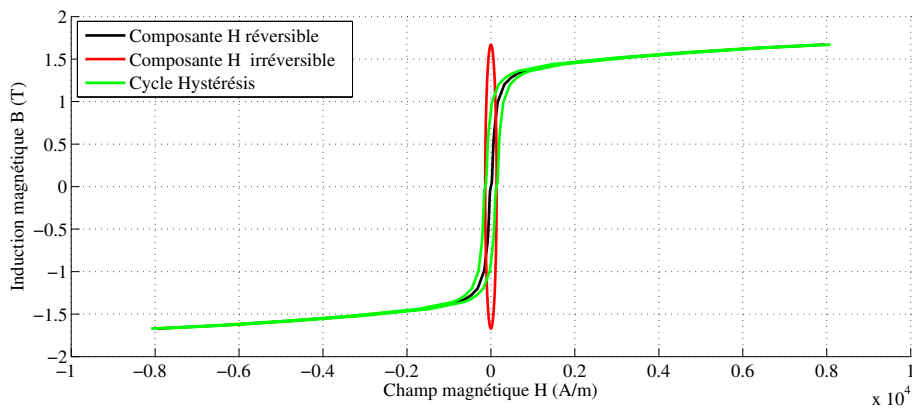


Figure 3.22 – Décomposition du cycle hystérésis du matériau

la composante irréversible du champ magnétique H , peut être exprimée en équation paramétrique en fonction de l'angle électrique θ comme suit :

$$\begin{cases} B = B_{st} \sin(\theta) \\ H_{irr} = H_{st} \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.21)$$

Avec B_{st} est l'amplitude maximale de l'induction magnétique. Cette valeur est directement obtenue de l'historique de l'induction magnétique à laquelle le matériau a été soumise. Enfin , pour déterminer

la surface de l'ellipse, il reste à déterminer H_{st} .

La surface de l'ellipse représente les pertes par hystérésis, il vient donc :

$$P_h = H_{st} B_{st} \pi f \quad (3.22)$$

où f est la fréquence de l'induction magnétique. La détermination de H_{st} exige que les pertes hystérésis données par l'équation 3.22 soient égales aux pertes dans le domaine fréquentiel calculée pour une induction sinusoïdale d'amplitude B_{st} , données par la formule de Steinmetz .Par conséquent, il vient :

$$P_h = K_h f B_{st}^2 \quad (3.23)$$

$$H_{st} = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \quad (3.24)$$

et donc :

$$H_{irr} = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \cos(\theta) \quad (3.25)$$

En remplaçant l'équation 3.25 dans l'équation 3.20, on obtient la variation instantanée des pertes par hystérésis dans le fer :

$$P_h = \frac{1}{\pi} K_h B_{st} \cos(\theta) \left| \frac{dB}{dt} \right| \quad (3.26)$$

Par conséquent, la valeur ponctuelle instantanée des pertes fer, dépendant à la fois de l'induction magnétique et de sa dynamique est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{fer} = f(B, \frac{dB}{dt}) &= \frac{1}{\pi} K_h |B_{st} \cos(\theta) \frac{dB}{dt}| \\ &+ \frac{1}{2\pi^2} K_{cf} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \\ &+ \frac{1}{8.763} K_{exc} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} \end{aligned} \quad (3.27)$$

3.3.2.2 Validation par éléments finis du modèle

Le modèle des pertes fer précédemment établi permet d'estimer les pertes fer instantanées en chaque point de la machine. Dans cette partie, le but est de valider le modèle donné par éléments finis. On commence par valider le modèle ponctuellement, c.-à-d. sur un point donné dans la machine. Ensuite, on va utiliser ce modèle pour estimer les pertes fer dans la machine entière. Tout d'abord, il faut caractériser les tôles ferromagnétiques de la machine, afin de trouver les coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} nécessaires pour l'estimation de ces pertes.

3.3.2.2.1 Caractérisation du matériau ferromagnétique utilisé dans la machine: Calcul de K_h, K_{cf} et K_{exc}

La détermination des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} nécessitent des données expérimentales donnant la valeur de la densité des pertes fer dans le matériau, suite à sa soumission à une excitation magnétique sinusoïdale de fréquence f et d'amplitude B_{max} . On note donc cette densité $P_{i,j}$ qui correspond à une excitation par un champ magnétique sinusoïdale d'amplitude $B_{mi,j}$ et de fréquence f_i . A partir de ces essais on construit donc une famille des courbes donnant la variation de la densité des pertes en fonction de l'amplitude $B_{mi,j}$. La figure 3.23 donne cette ensemble des courbes. Les essais sont effectués pour des fréquences : 50, 100, 200, 400, 1000, 2500 Hz. Notons que les tôles utilisées sont du type M270-50A.

Ensuite, on vise la détermination des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} pour les courbes données dans la figure 3.23. On procède donc à la méthode de moindre carrée afin de déterminer ces coefficients comme

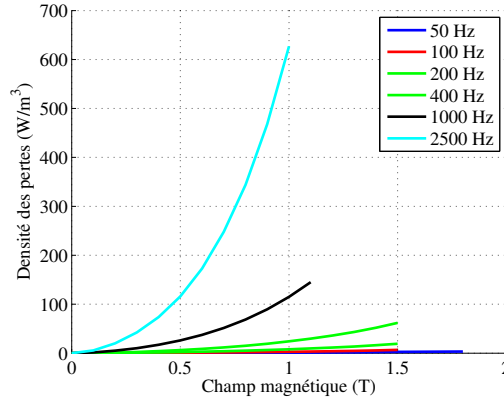


Figure 3.23 – Variation de la densité des pertes en fonction de la fréquence et de l’amplitude de l’induction magnétique. Les données suivantes sont fournies par le constructeur [13].

montré dans l’équation 3.28, en minimisant la différence entre la densité des pertes expérimentales et le modèle de Steinmetz classique utilisée dans le cas d’une excitation sinusoïdale :

$$\min [Err(K_h, K_{cf}, K_{exc})] = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{n_i} \left[P_{i,j} - \left(K_h f_i B_{m_{i,j}}^2 + K_{cf} f_i^2 B_{m_{i,j}}^2 + K_{exc} f_i^{1.5} B_{m_{i,j}}^{1.5} \right) \right]^2. \quad (3.28)$$

Avec m est le nombre des fréquences, n_i est le nombre des points d’essais effectués pour la fréquence f_i .

L’inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait que les valeurs des coefficients dépendent certainement du nombre des fréquences et des champs magnétiques qui seront prises en compte lors de l’application de l’équation 3.28. Le tableau 3.6 montre comment ces coefficients varient en fonction des fréquences prises en compte pour le calcul de ces coefficients.

Fréquences (Hz)	K_h (W/m ³)	K_{cf} (W/m ³)	K_{exc} (W/m ³)
50,100,200,400,1000,2500	255.3	0.62	0
100,200,400,1000	221.66	0.67	0
100,200,400	135.14	0.93	0
200,400	137.4	0.93	0
400,1000	252.5	0.64	0

Table 3.6 – Variation des coefficients K_h, K_{cf} et K_{exc} en fonction des fréquences d’essais.

Si on ne considère que les basses fréquences lors de l’estimation, les résultats donnant les pertes fer seront plus précis pour les points de fonctionnement de la machine à basse vitesse et vice versa. Pour cela, le calcul basé sur les basses et les hautes fréquences comme la première ligne du tableau 3.6, constitue un compromis pour évaluer les pertes fer sur toute la plage de fonctionnement de la machine. Par conséquent, pour la suite, on suppose $K_h = 255.3 \text{ W/m}^3$, $K_{cf} = 0.62 \text{ W/m}^3$ et $K_{exc} = 0 \text{ W/m}^3$.

3.3.2.2.2 Validation ponctuelle de modèle des pertes fer

Dans cette partie 3.3.2.2, on vise la validation du modèle analytique par la méthode éléments finis sur un point donné de la machine. On considère un point au centre d’une dent du stator. La machine sera alimentée par le premier, troisième harmonique ou les deux ensembles. Ces courants seront injectés dans la machine modélisée en éléments finis. A la sortie, on récupère, pour ce point, la forme d’onde

de la dérivée de l'induction magnétique et la densité des pertes fer. Ensuite, la dérivée de l'induction extraite du calcul éléments finis sera introduite dans l'équation 3.27, et le résultat est comparé avec la densité des pertes extraites directement du calcul éléments finis. La densité de courant dans chaque

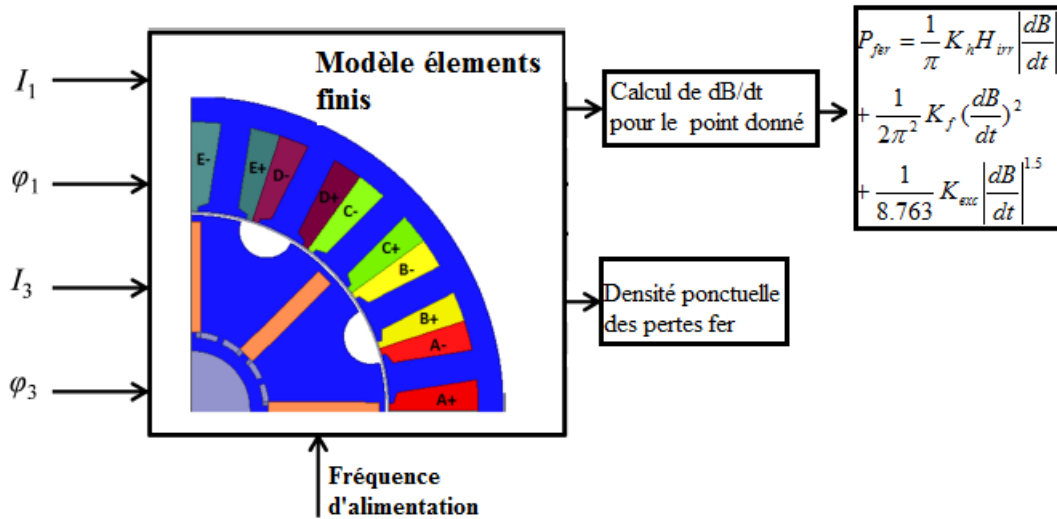


Figure 3.24 – Procédure de comparaison entre le modèle analytique donné dans l'équation 3.27 et le modèle en éléments finis.

cas est de $10A/mm^2$ et la répartition des courants dans le cas de l'alimentation se fait toujours selon le rapport k donné par l'équation 2.25, la vitesse de rotation est de 1000 tr/min, ce qui est équivalent à une fréquence d'alimentation de 133.3Hz pour le premier harmonique du courant.

La figure 3.25 montre la comparaison entre le modèle et le calcul éléments finis pour chaque stratégie d'alimentation. Ces résultats prouvent que ce modèle permet d'estimer la densité des pertes fer ponctuelles.

Ce modèle est testé également pour une autre densité de courant, égale à $20A/mm^2$. Les résultats sont présentés également dans la figure 3.26. Étant donné que la fréquence d'alimentation est la même, on conserve les mêmes valeurs K_h , K_{cf} et K_{exc}

Dans les deux cas présentés dans les figures 3.25 et 3.26, la simulation s'est faite sur une période électrique.

3.3.2.2.3 Procédure de calcul des pertes fer totales dans la machine

Dans la partie précédente, on a validé le modèle de la densité des pertes fer au niveau ponctuel. Dans cette partie, on vise le calcul de la valeur absolue des pertes fer dans la machine en se basant sur le modèle déjà élaboré. Le principe dans ce cas est de calculer, en chaque point ou en chaque petite zone de la machine l'induction magnétique. Ensuite, on applique le modèle donné par l'équation 3.28 pour déterminer la densité locale des pertes fer. Les pertes fer globales seront déterminées par une intégration sur le volume de la machine. Cette démarche de calcul n'est pas facile à faire analytiquement puisqu'on sait que l'induction magnétique diffère d'un point à l'autre dans la machine. De ce fait, la détermination analytique des valeurs des pertes semble très difficile, ce qui nous incite à trouver des hypothèses permettant de simplifier la complexité de problème.

3.3.2.2.3.1 Calcul des pertes avec les hypothèses simplificatrices

Le principe est de diviser la machine en trois régions: Le rotor, les dents et la culasse.

$$P_{t_{fer}} = P_{t_{dent}} + P_{t_{culasse}} + P_{t_{rotor}} \quad (3.29)$$

Les pertes fer totales sont les sommes des pertes dans chaque région. Exploitant le fait que les bobines sont enroulées autour des dents, donc le flux dans les dents est égal à celui de flux dans les bobines. Pour calculer l'induction dans une dent, il suffit juste de diviser le flux capté par la bobine entourant ce dent par la surface de dent.

$$B_{dent}(t) = \frac{\Phi_{dent}(t)}{S_{dent}} \quad (3.30)$$

On suppose en plus que l'induction magnétique est uniforme dans chaque dent. Ensuite, les pertes dans les dents sont déterminées par :

$$P_{t_{dent}}(t) = \sum_{n_t=1}^{N_t} (P_{fer})_{n_t} V_{n_t} \quad (3.31)$$

Avec N_t le nombre total des dents dans la machine, et $(P_{fer})_{n_t}$ est la densité des pertes fer dans le dent numéro n_t et V_{n_t} est le volume de dent numéro n_t .

La culasse quant à elle est divisée aussi en N_y parties, avec $N_y = N_t$. Dans chaque partie numéro i de la culasse, notée C_i on suppose que l'induction magnétique est uniforme. Cette induction magnétique

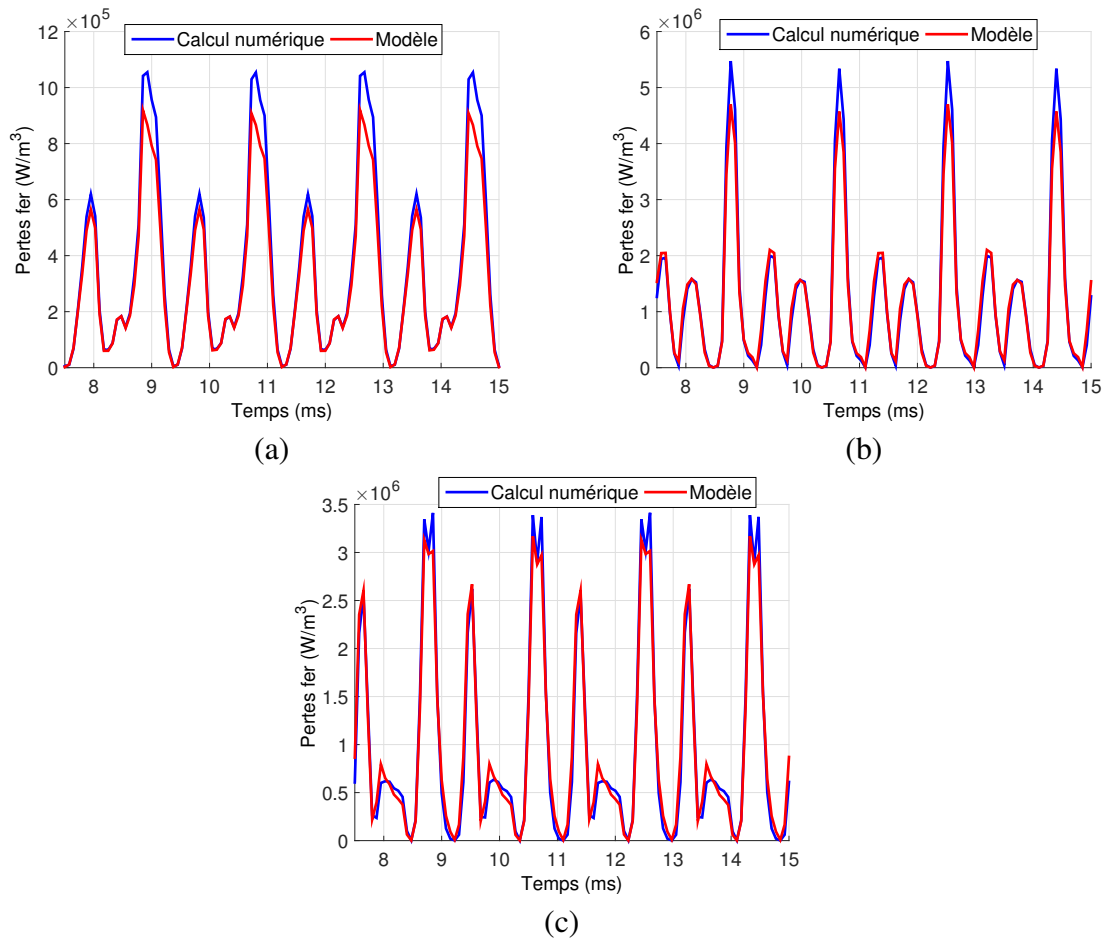


Figure 3.25 – Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 10A/mm^2$, $N=1000$ tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

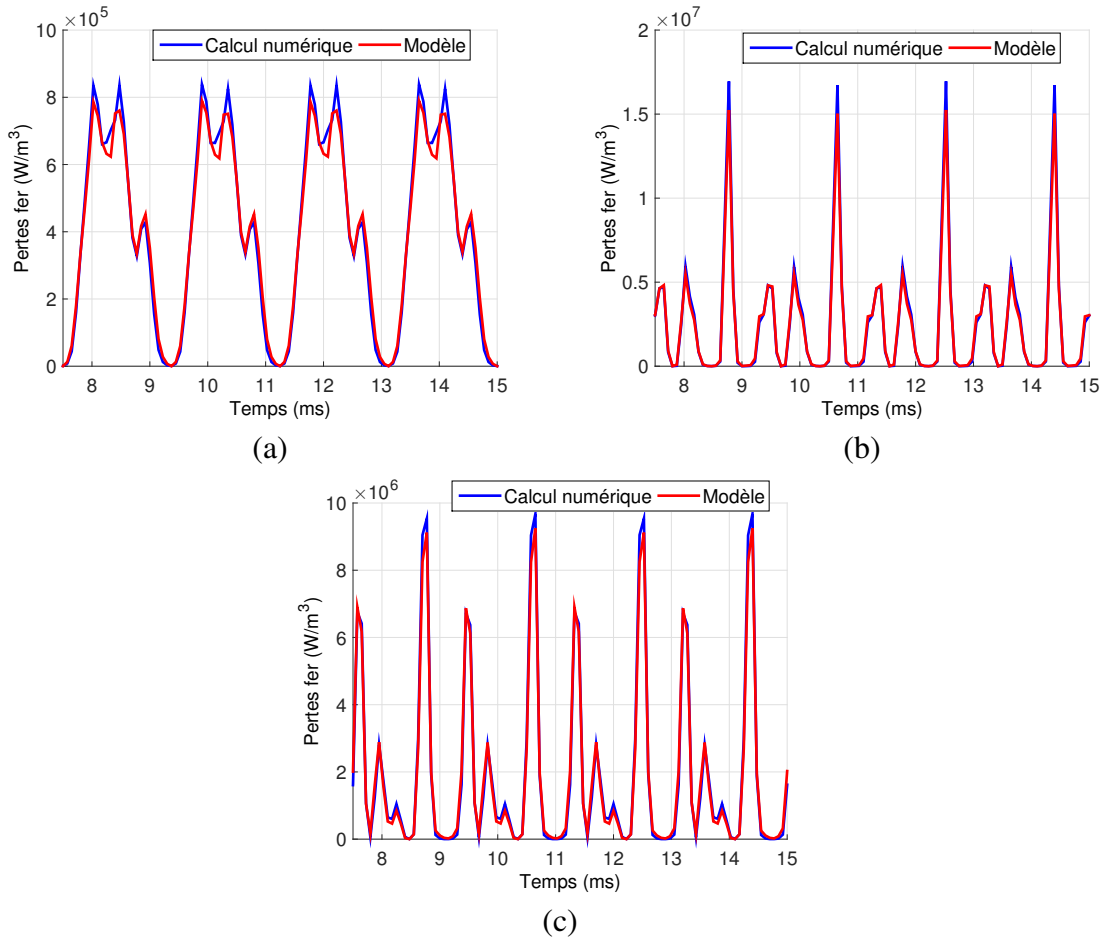


Figure 3.26 – Comparaison entre la densité des pertes fer dans l'équation 3.27 (modèle analytique) et le calcul éléments finis de cette densité ($J = 20A/mm^2$, $N=1000$ tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

est égale à la valeur du potentiel vecteur A_i multipliée par la longueur de la machine. Ce potentiel A_i de la culasse C_i est calculé sur un point au milieu du haut de l'encoche comme montré dans la figure 3.27.

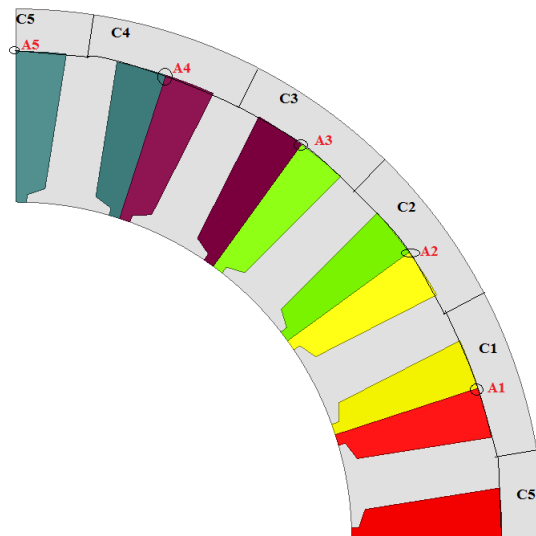


Figure 3.27 – Division de la culasse en plusieurs parties chacune avec une induction magnétique.

$$B_{culasse,i} = \frac{A_i \cdot L_m}{S_{cls}} \quad (3.32)$$

Avec L_m est la longueur de la machine et S_{cls} est la surface de culasse donnée par $e_{cls} \cdot L_m$ où e_{cls} est l'épaisseur de culasse. Le même principe est donc appliqué pour calculer les pertes fer dans la culasse.

$$P_{t_{culasse}}(t) = \sum_{n_y=1}^{N_y} (P_{fer})_{n_y} V_{n_y} \quad (3.33)$$

Contrairement aux machines avec un bobinage réparti diamétral, où le flux dans la culasse est approximativement égal en régime établi à la moitié de flux sortant de la dent, ce n'est pas le cas pour le bobinage à pas fractionnaire concentré autour des dents. De ce fait, le calcul de potentiel vecteur A_i semble très difficile. Sa détermination exige soit une simulation par éléments finis, soit de modéliser la machine par un réseau de perméance. Alors, les pertes fer sont déterminées ensuite par :

$$(P_{fer})_{totale} = P_{t_{culasse}} + P_{t_{dent}} \quad (3.34)$$

Concernant le rotor, les pertes fer rotoriques sont évaluées par éléments finis. Ces pertes sont calculées pour plusieurs points de fonctionnement de la machine. Une propriété importante est déduite, c'est que la contribution de ces pertes dans les pertes fer globales de la machine est négligeable. La raison de ces faibles pertes est qu'une grosse partie du rotor est soumise à un champ magnétique constant imposé par les aimants. Les pertes fer existantes dans le rotor se concentrent uniquement sur la couche proche de l'entrefer, où la variation du champ magnétique est plus importante, en plus de l'existence de la partie rotorique sous le trou, où le champ magnétique est presque nul, à cause de l'effet réductant imposé par les trous.

La figure 3.28 montre donc le carte représentant le champ magnétique suite à une alimentation bi-harmonique dans le rotor et la répartition des pertes fer, chaque harmonique possède une densité de $20A/mm^2$ (densité totale de $20\sqrt{2}A/mm^2$). La figure 3.29 montre le pourcentage de contribution des pertes rotoriques pour un ensemble des vecteurs courants à la vitesse 2000tr/min. Par conséquent, la majorité des pertes fer se concentrent dans le stator, le calcul de ces dernières est suffisant pour avoir une idée globale des pertes fer dans la machine. Par conséquent, Le modèle des pertes fer sera utilisé pour estimer les pertes fer dans le stator.

Par conclusion, il suffit pour cette machine d'estimer les pertes fer statoriques afin d'avoir une idée sur les pertes fer totales dans la machine. Il reste donc à savoir dans quelle mesure, le calcul des pertes statoriques, en utilisant les hypothèses simplificatrices selon l'équation 3.34, est adéquat.

3.3.2.2.3.2 Validation par éléments finis des pertes statoriques

Afin de valider par éléments finis les pertes fer statoriques calculées en utilisant les hypothèses simplificatrices, on compare ces pertes fer statoriques calculées par l'équation 3.34 et conformément à la procédure décrite dans la section précédente, avec les résultats des pertes fer statoriques issues directement du calcul éléments finis. Les deux calculs, se font pour les trois stratégies d'alimentation et pour plusieurs densités de courant de $2A/mm^2$ allant jusqu'à $20A/mm^2$ pour la vitesse 2000 tr/min. La figure 3.30 montre donc les résultats de cette comparaison. On arrive donc avec ce modèle analytique à estimer correctement les pertes statoriques. Le même calcul est effectué pour une vitesse de 4000 tr/min. Il apparaît que le modèle analytique reste valable encore à cette vitesse.

Comme étant un modèle paramétré, un test de sensibilité du modèle des pertes fer est effectué aux paramètres $K_h, K_{cf} \text{ et } K_{exc}$. La même démarche est effectuée pour comparer entre le modèle des pertes fer statoriques et le modèle, cette fois-ci en utilisant un différent jeu des paramètres K_h, K_{cf} et K_{exc} , obtenu en supprimant la courbe représentant la densité des pertes pour la fréquence 1000Hz de la procédure de calcul des paramètres détaillée dans la partie 3.3.2.2.1. Les résultats sont montrés

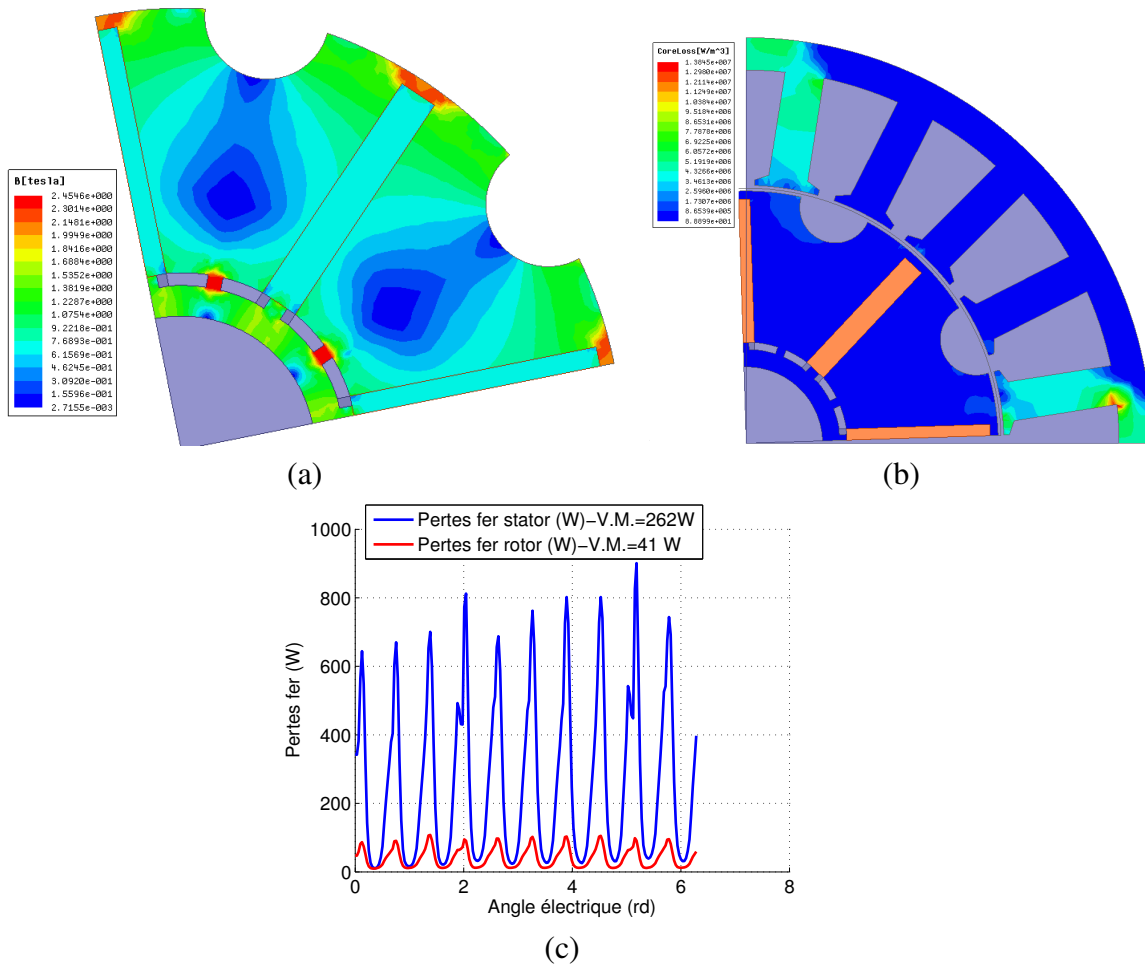


Figure 3.28 – (a) Champ magnétique dans le rotor suite à une alimentation bi-harmonique . (b) Répartition de la densité des pertes fer rotoriques. (c) Calcul en éléments finis de la forme d’onde des pertes statoriques et rotoriques calculée en éléments finis.(V.M. désigne la valeur moyenne)

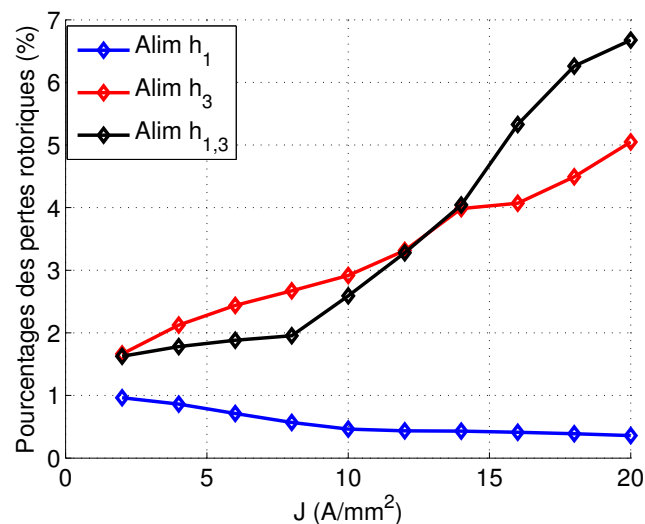


Figure 3.29 – Calcul en éléments finis du pourcentage de contribution des pertes fer rotoriques dans les pertes fer totales.

dans la figure 3.32, la vitesse de rotation est de 2000 tr/min. Les résultats montrent que ce modèle reste applicable pour estimer les pertes.

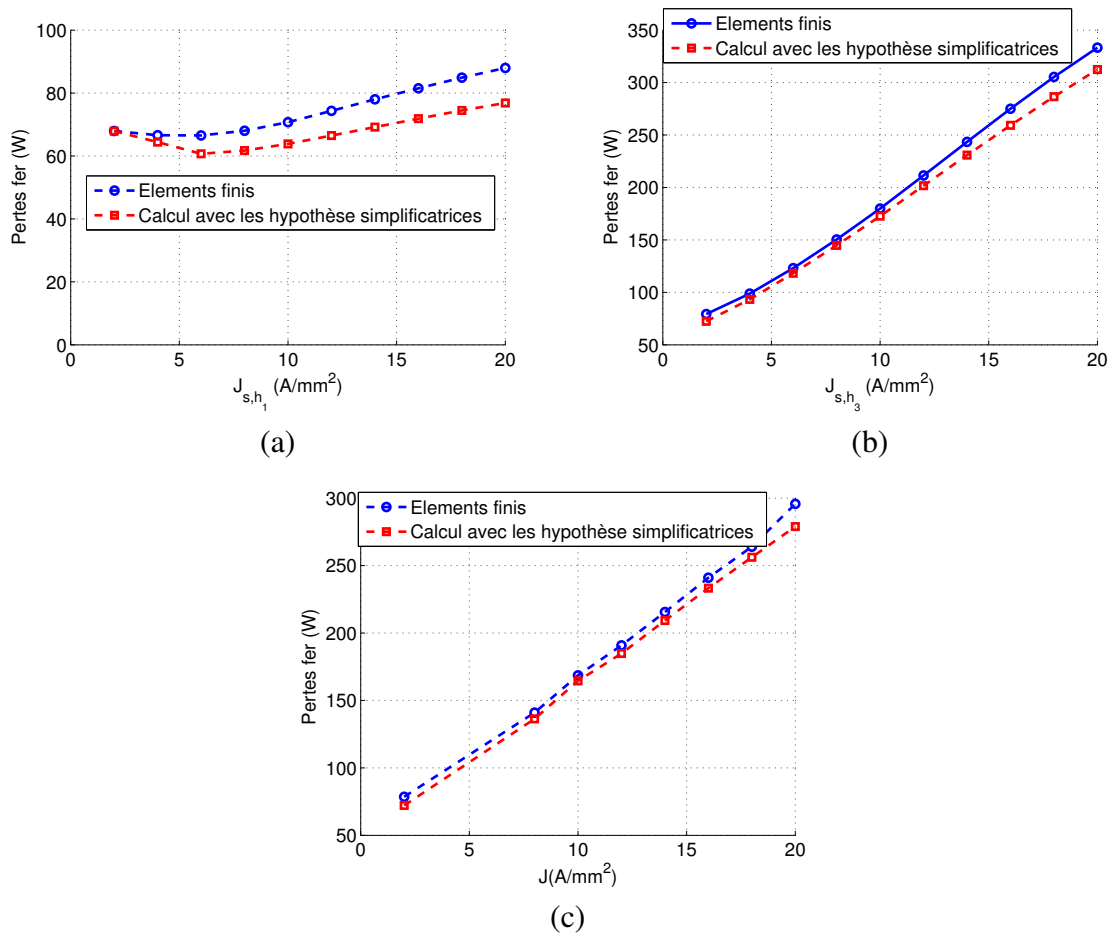


Figure 3.30 – Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 2000tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$

Une conclusion globale qu'on peut déduire de l'analyse des pertes dans cette partie est de confirmer que, même avec une alimentation bi-harmonique, la majorité des pertes proviennent du stator, avec essentiellement des pertes fer statoriques et les pertes cuivre. Cela révèle à la fois l'avantage de bobinage et de la structure rotorique utilisée et leur rôle dans la protection des parties conductrices du rotor, à savoir les aimants et le fer.

3.3.2.2.4 Bilan des pertes dans la machine

En prenant tous les calculs faits dans la section précédente pour les pertes fer et les pertes dans les aimants, on peut déduire un bilan des pertes dans la machine constitué de la somme des trois pertes : fer, cuivre et les pertes dans les aimants. Dans cette partie on va présenter la part des pertes rotoriques dans les pertes totales de la machine pour chaque stratégie d'alimentation.

Pour établir le bilan des pertes, il faut introduire en plus les pertes cuivre pour chaque stratégie d'alimentation. La figure 3.33 montre donc la contribution de chaque type des pertes, calculée en éléments finis.

On remarque qu'on arrive à estimer les pertes totales au stator qui constituent plus de 90% des pertes totales dans la machine. Leur détermination permet donc d'estimer avec une bonne précision, le rendement de la machine quelque soit le point de fonctionnement. Par conséquent, et comme on ne s'intéresse pas au calcul de la température du rotor, on ne considère, par la suite, que les pertes au stator.

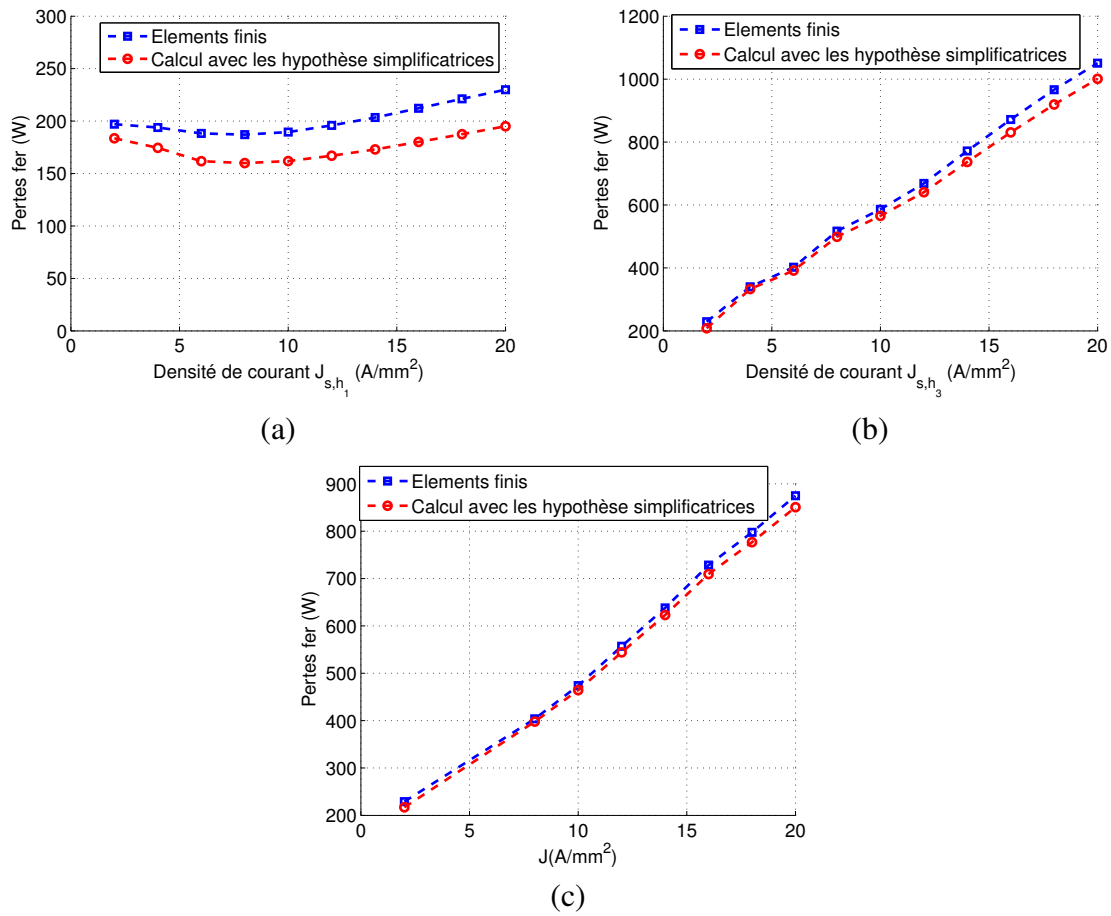


Figure 3.31 – Comparaison entre le calcul avec les hypothèses simplificatrices et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer statoriques (vitesse 4000tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$

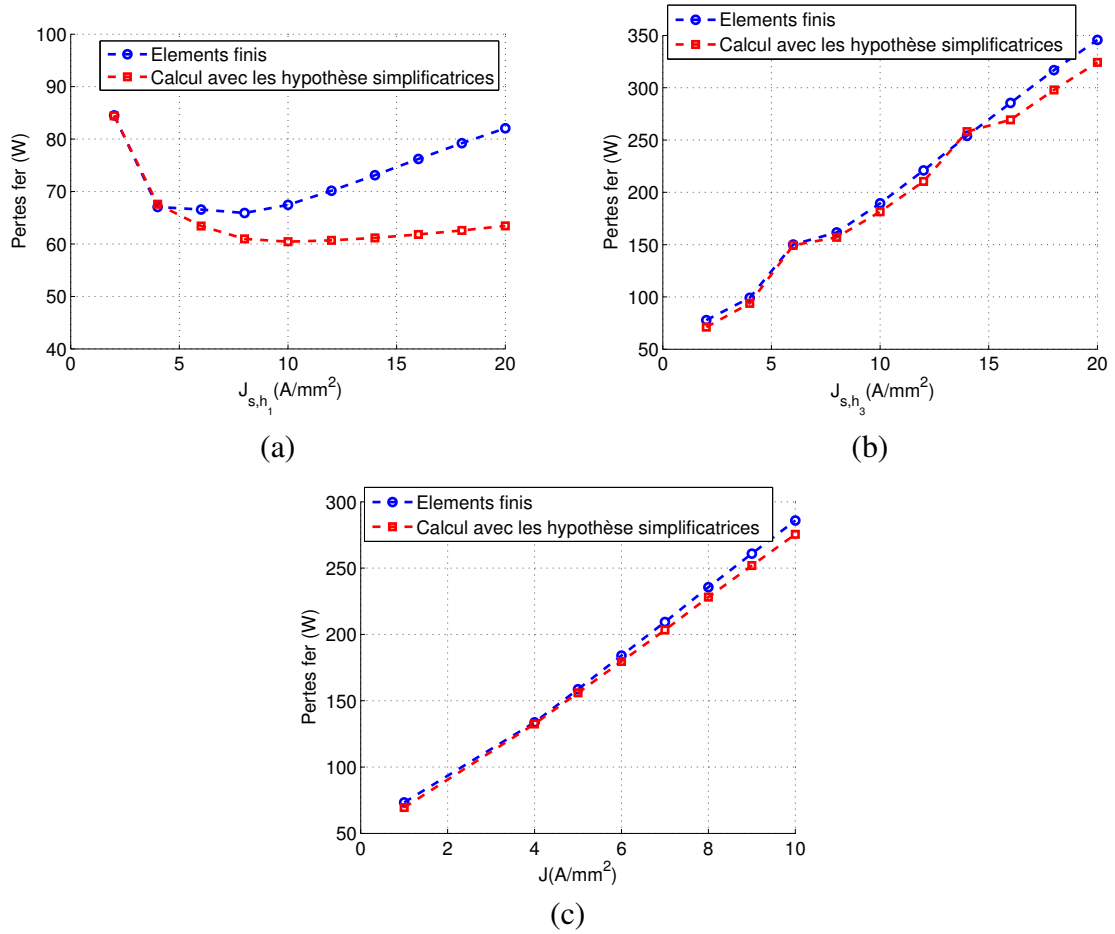


Figure 3.32 – Comparaison entre le modèle et le calcul éléments finis pour le calcul des pertes fer pour un autre jeu des paramètres (vitesse de 2000 tr/min). (a) Alimentation h_1 . (b) Alimentation h_3 . (c) Alimentation bi-harmonique

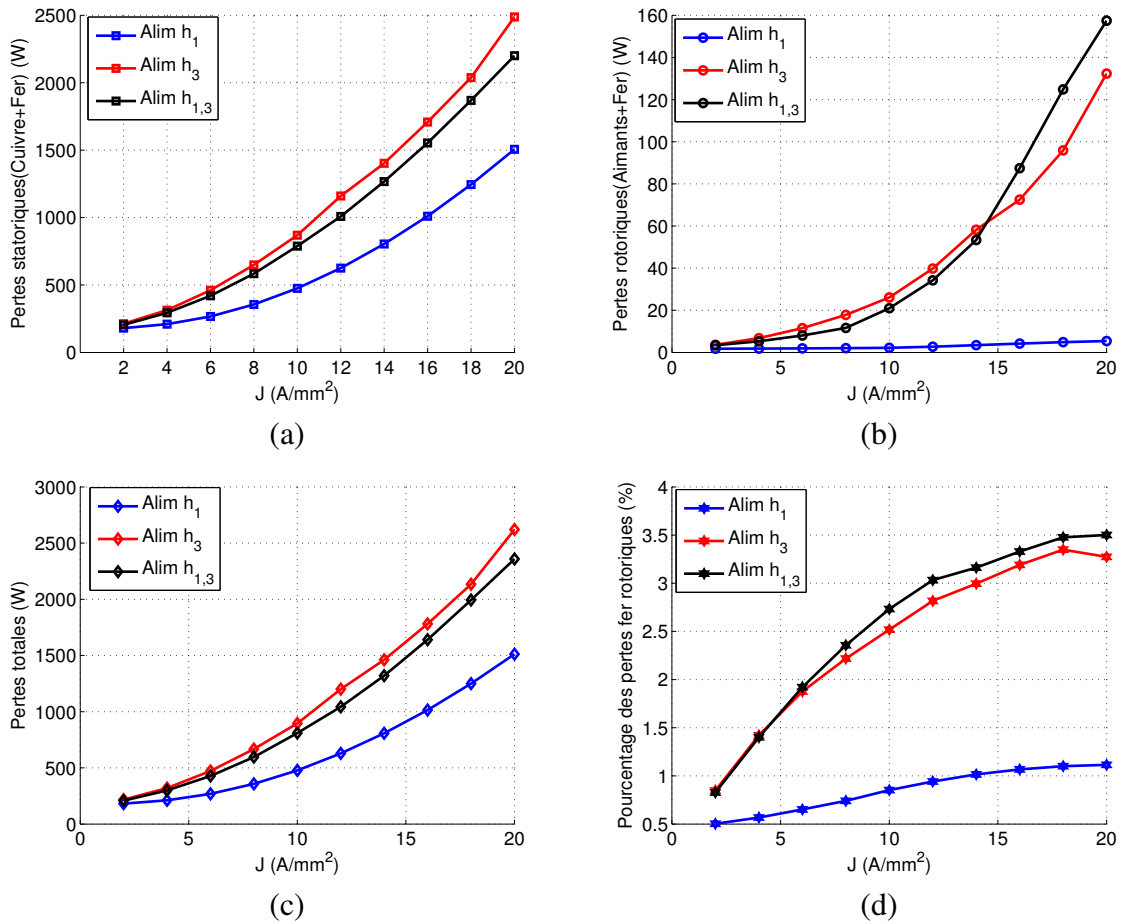


Figure 3.33 – Bilan des pertes calculé en éléments finis pour chaque stratégie de contrôle (a) Pertes statoriques (W). (b) Pertes rotoriques. (c) Pertes totales dans la machine.(d) Pourcentage des pertes rotoriques dans les pertes totales.

3.4 Comportement de la machine en régime saturé

En régime linéaire de fonctionnement de la machine, la matrice d'inductance de la machine est indépendante du vecteur courant injecté dans la machine. Cette hypothèse suppose que la perméabilité magnétique est constante quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Or, cette hypothèse est valable uniquement pour certaines densités de courant selon la caractéristique (B,H) du matériau. A partir d'une certaine densité de courant, le matériau magnétique commence à saturer. La saturation entraîne une modification au niveau des grandeurs électriques caractérisant la machine, notamment la matrice d'inductance, et la force électromotrice. Ces grandeurs ne sont plus constantes, et dépendent donc du vecteur courant injecté dans la machine[114; 115; 116; 117; 118].

La variation de ces grandeurs affectent principalement le couple électromagnétique, et par suite la puissance de sortie de la machine. En effet, dans ce régime de fonctionnement, même si la densité de courant augmente, le flux des bobines n'augmente pas de la même façon. Quand la densité de courant augmente beaucoup, le flux a tendance à rester constant et par suite le couple électromagnétique tend vers une limite constante.

Le but dans cette section est d'étudier l'impact de la saturation magnétique sur les grandeurs déjà mentionnées. L'étude concerne la détermination de la variation de la matrice d'inductance en fonction du vecteur courant. Ensuite, on va examiner cet effet sur le couple électromagnétique.

3.4.1 Effet de point de fonctionnement sur la matrice d'inductance

Quand l'effet de la saturation magnétique intervient dans la machine, le premier paramètre à être affecté est la matrice d'inductance de la machine. En effet, la saturation affecte certains endroits dans la machine, et donc le schéma des lignes de champ est modifié. La modification de schéma des lignes de champ se traduit donc par une modification de la fonction de perméance dans la machine dont dépend la matrice d'inductance.

La machine secondaire possède une polarité trois fois plus grande que la machine primaire, ce fait permet de prédire que la machine secondaire est plus sensible à l'effet de la saturation. De ce fait, un autre point de complexité s'ajoute à la machine c'est de savoir comment varient les termes de la matrice d'inductance selon le point de fonctionnement de la machine et notamment en régime saturé. Globalement, la matrice d'inductance dépend donc du vecteur courant injecté dans la machine.

Les termes de la matrice d'inductance ne sont plus les mêmes que celles dans le régime linéaire. Pour estimer la performance réelle de la machine, le calcul linéaire, avec la matrice d'inductance calculée à vide (figure 3.11) semble insuffisante, notamment pour des densités de courant très importantes. Les figures 3.34 et 3.35 présentent les différents termes de la matrice d'inductance calculées en éléments finis, pour différentes densités des courants de $5A/mm^2$, $10A/mm^2$ et $20A/mm^2$ et pour chaque stratégie d'alimentation, mono/bi-harmonique. On peut observer une différence au niveau de la matrice d'inductance entre les figures 3.34 et 3.35 d'une part et 3.11 d'autre part. La déformation des différents termes de la matrice d'inductance devient de plus en plus importante lorsque la densité de courant injecté devient plus importante.

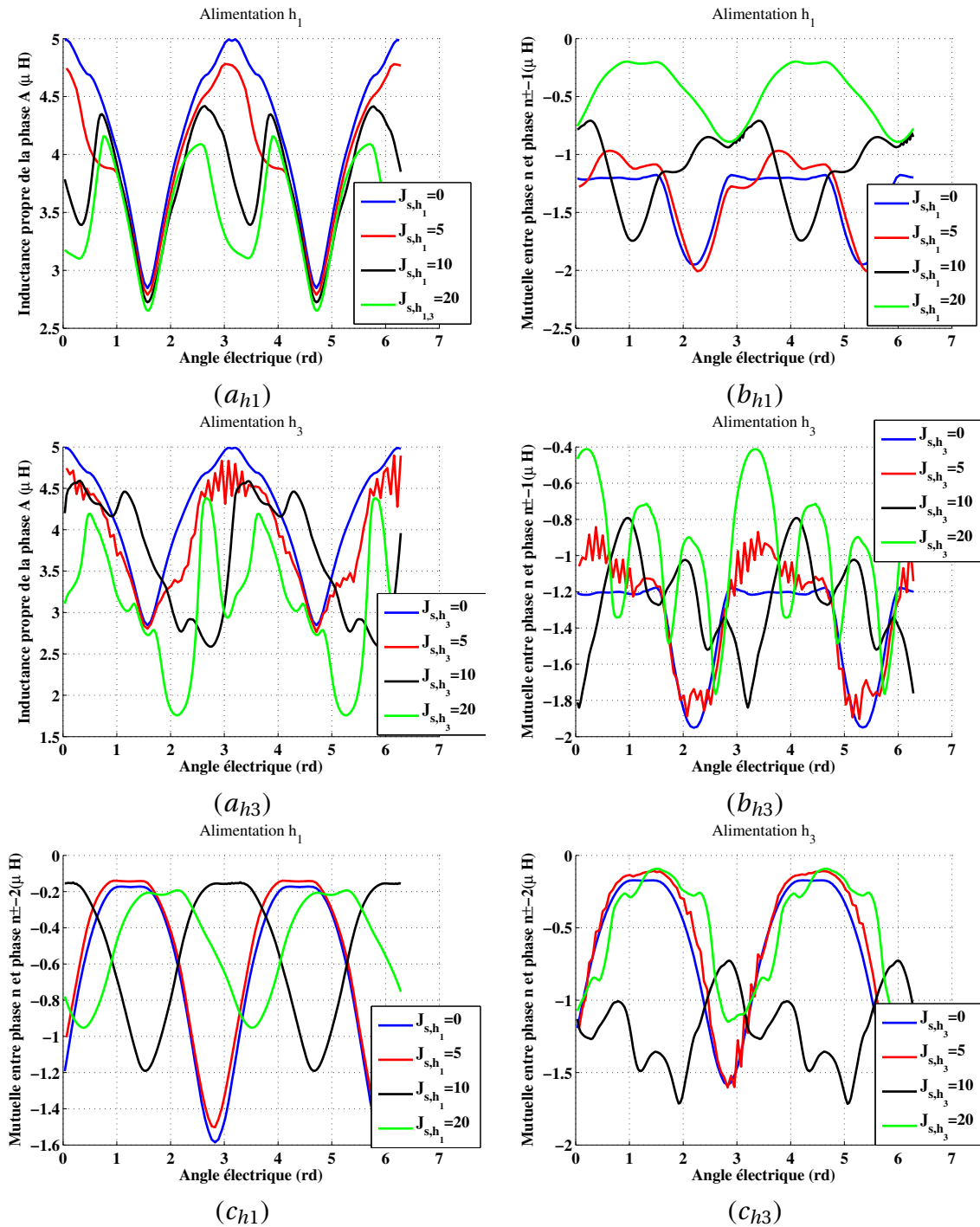


Figure 3.34 – Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour les stratégies d'alimentation mono-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$.

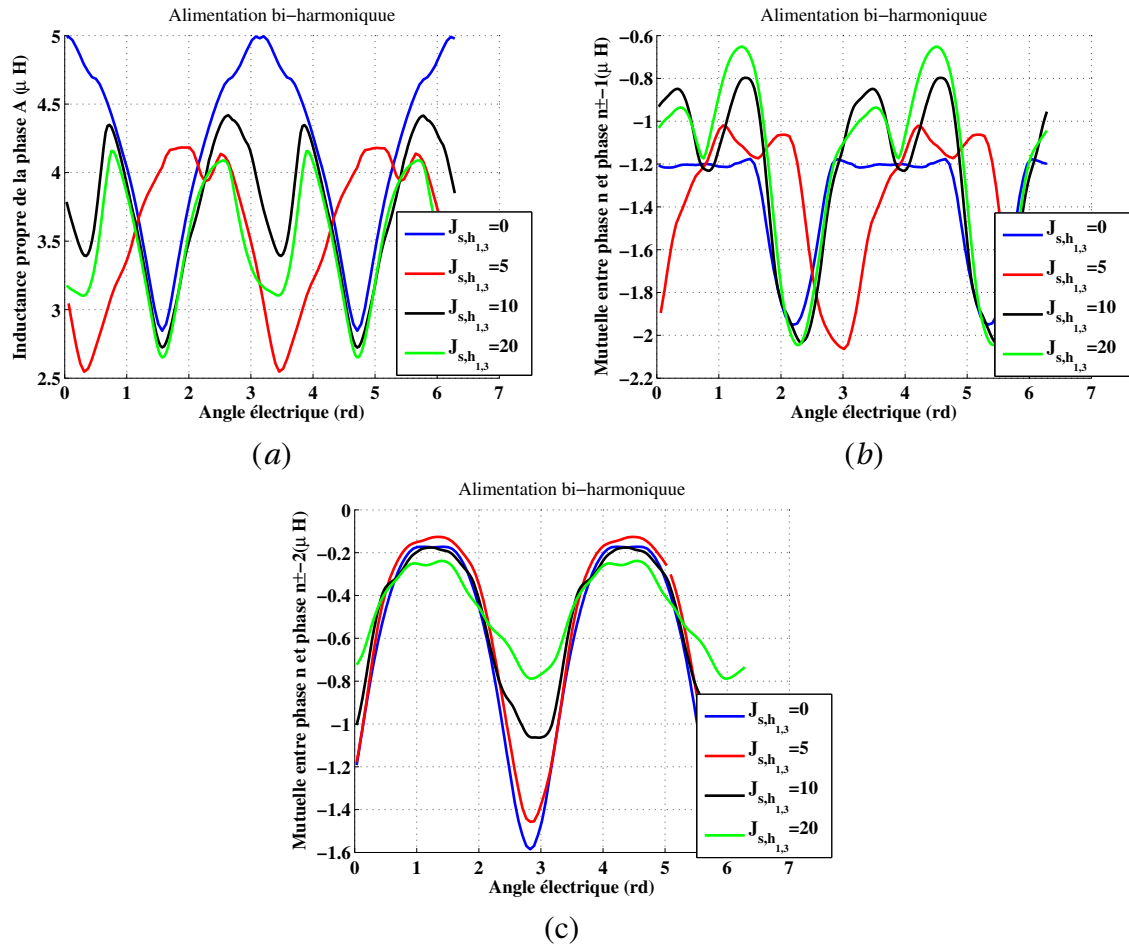


Figure 3.35 – Calcul en éléments finis de la variation des termes de la matrice d'inductance en fonction de la densité de courant pour la stratégie d'alimentation bi-harmonique h_1 et h_3 . (a) Inductance propre. (b) Mutuelle entre les phases n et $n - 1$. (c) Mutuelle entre les phases n et $n - 2$.

3.4.2 Effet de la saturation magnétique sur le couple électromagnétique délivré par la machine

Jusqu'à présent deux approches sont déjà présentées pour calculer le couple électromagnétique de la machine.

1. La première c'est le calcul linéaire, avec la matrice d'inductance calculée à vide et supposée valable quelque soit le vecteur courant. Cette approche est insuffisante, voire aberrante pour des densités de courant assez élevées qui sont capables de saturer fortement la machine. Le calcul du couple relatif à cette approche est donnée dans la figure 3.17 montrant que le couple augmente linéairement en fonction du courant. Ce calcul linéaire est rapide mais il n'est pas précis.
2. La deuxième c'est le calcul en éléments finis. Les résultats de calcul de couple (sous l'hypothèse de f.é.m. et courant en phase) sont montrés dans la figure 3.18. On remarque que, qu'à partir d'une certaine densité de courant, l'augmentation du couple électromagnétique n'est plus linéaire. Ce qui montre que la machine commence à saturer à partir d'une certaine densité de courant. L'avantage de cette approche est qu'elle est précise mais très lente avec un temps de calcul important.

Dans notre cas, la performance dépend du vecteur courant de 4 variables dans le cas d'une alimentation bi-harmonique, ce qui nécessite une approche précise et rapide à la fois, pour pouvoir rechercher

la commande optimale. La détermination d'un modèle des pertes fer (équation 3.27) et les hypothèses simplificatrices relatives à leur calcul (partie 3.3.2.3.1), et d'un modèle du couple électromagnétique (3.12), s'inscrit dans le contexte de réduire le recours aux éléments finis, et réduire le temps de calcul nécessaire pour estimer ces grandeurs.

Dans cette partie, on va présenter une nouvelle approche précise et rapide, permettant de réduire le temps de recherche de commandes optimales. Cette approche permet de réduire le temps de calcul en comparaison avec des approches utilisant le couplage entre un algorithme d'optimisation et les éléments finis, qui est en général très coûteux au niveau de temps de calcul.

3.4.2.1 Construction de la cartographique de flux

La détermination de couple, tension et pertes fer dans la machine reposent sur l'estimation de flux dans les bobines (ou dents) et dans la culasse.

Le point difficile dans cette procédure, est que la matrice d'inductance dépend bien du vecteur courant injecté dans la machine. De ce fait, la détermination analytique de ce dernier en fonction du vecteur courant semble très difficile, puisque la variation des termes de la matrice est fortement non-linéaire.

Pour ces raisons, on va recourir à une autre démarche permettant d'économiser le temps de calcul tout en conservant la précision achevée par le calcul en éléments finis.

Pour cela, on choisit d'effectuer la simulation sur un ensemble des vecteurs courants $[o, i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}]$. En injectant ce vecteur dans la machine à la sortie, on récupère donc le vecteur flux dans les bobines $[\Phi_0 \ \Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}]$ (qui est également le flux dans les dents) et le vecteur flux dans la culasse $[(\Phi_0)_c \ (\Phi_{d1})_c \ (\Phi_{q1})_c \ (\Phi_{d3})_c \ (\Phi_{q3})_c]$ dans chaque partie de culasse, qui est déterminée par le potentiel vecteur A comme présenté dans la figure 3.27. La récupération des résultats de ces derniers est indispensable afin de pouvoir déterminer les pertes fer selon l'approche présentée dans la section 3.3.2.

Dans le cas d'une alimentation mono-harmonique, l'ensemble des vecteurs courants sont choisis tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq J_{s,h1} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ 0 \leq J_{s,h3} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Dans le cas de l'alimentation bi-harmonique, l'ensemble des points est choisi tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq J_{s,h_{1,3}} \leq 20A/mm^2 \\ \quad -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ \quad -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{array} \right. \quad (3.36)$$

D'après les équations 3.35 et 3.36, on peut définir un intervalle de variation pour chaque composante du vecteur courant $[o \ i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3}]$. Divisons ce vecteur par la surface de conducteur pour obtenir un vecteur des densités des courants dans le repère de Park, notée par $[o \ J_{d1} \ J_{q1} \ J_{d3} \ J_{q3}]$.

Il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} -20 \leq J_{d1} \leq 20 \\ \quad 0 \leq J_{q1} \leq 20 \\ -20 \leq J_{d3} \leq 20 \\ \quad 0 \leq J_{q3} \leq 20 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

On choisit donc 11 variations de J_{d1} et de J_{d3} et 6 pour J_{d3} et J_{q3} , ce qui implique un ensemble de $11 \times 11 \times 6 \times 6 = 4356$ points de simulation. Pour chaque point on récupère donc le vecteur flux dans le repère de Park $[\Phi_0 \ \Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d3} \ \Phi_{q3}]$ et le potentiel vecteur A pour chaque culasse qui permet de calculer le vecteur flux dans la culasse exprimée dans le repère de Park $[(\Phi_0)_c \ (\Phi_{d1})_c \ (\Phi_{q1})_c \ (\Phi_{d3})_c \ (\Phi_{q3})_c]$.

Chaque terme du vecteur flux bobines (ou dent) et culasse s'exprime comme une somme de série de Fourier dans le repère de Park. Les composantes de vecteur flux des bobines sont exprimées dans l'équation 3.38. La composante homopolaire de flux dans les bobines est nulle suite au connexion étoile de bobinage.

$$\begin{aligned}
 \Phi_{d1}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{d1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{d1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{q1}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{q1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{q1}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{d3}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{d3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{d3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 \Phi_{q3}(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[\kappa_{q3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + \zeta_{q3}^v(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right]
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Concernant le flux dans la culasse, il s'exprime par l'équation 3.39. Au contraire des flux dans les dents, l'ensemble des points simulés montrent que les flux correspondants dans les culasses ne sont pas réguliers. De ce fait, une composante homopolaire doit être pris en compte pour un calcul plus précis.

$$\begin{aligned}
 (\Phi_0)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_0^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(5vp\theta_m) + (\zeta_0^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(5vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{d1})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{d1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{d1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{q1})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{q1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{q1}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{d3})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{d3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{d3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right] \\
 (\Phi_{q3})_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}, \theta_m) &= \sum_{v=0}^{\infty} \left[(\kappa_{q3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \cos(10vp\theta_m) + (\zeta_{q3}^v)_c(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}) \sin(10vp\theta_m) \right]
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

A partir des points simulés, on peut estimer pour chaque harmonique $10v$, l'ensemble de fonctions κ^v et ζ^v pour le flux dans les bobines et l'ensemble des fonctions $(\kappa^v)_c$ et $(\zeta^v)_c$ pour le flux dans la culasse, en fonction du vecteur courant injecté dans la machine. On choisit également de se limiter pour chaque composante à l'ordre 2 ($v = 0, 1, 2$), sauf pour la composante $(\Phi_0)_c$ où on doit prendre en compte l'ordre 3 pour plus de précision. Par conséquent, on construit au total 56 fonctions dans \mathbb{R}^4 qui varient en fonction du vecteur courant $(i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3})$. L'ensemble de ces fonctions fournit une idée complète sur la variation de flux en fonction du vecteur courant.

Par conséquent, pour chercher les flux dans les bobines (ou dents) et dans la culasse pour n'importe quel vecteur courant $(i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3})$ dans le repère de Park, il suffit juste de faire une interpolation sur l'ensemble des fonctions κ^v et ζ^v présentées dans les équations 3.38 et 3.39. Cette démarche d'interpolation sera introduite donc dans l'algorithme de l'optimisation qui vise la recherche des courants optimaux pour une fonction objectif définissant la stratégie d'alimentation de la machine, au lieu de coupler directement l'algorithme au modèle éléments finis.

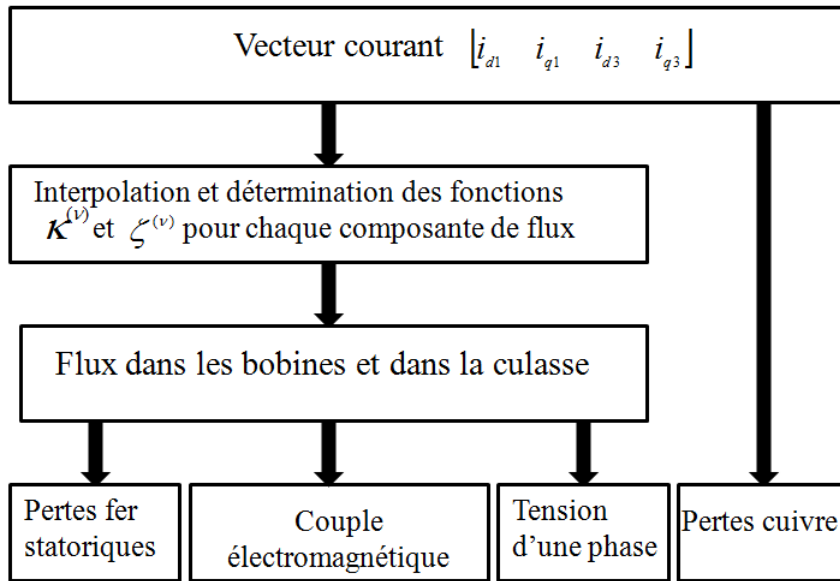


Figure 3.36 – Démarche d'estimation des différentes grandeurs pour un vecteur du courant

On dispose alors, en plus du calcul linéaire (approche analytique) et calcul éléments finis, d'un troisième moyen pour estimer les grandeurs de la machine, qui combine la rapidité de la méthode linéaire et la précision du modèle éléments finis. Cette approche se base sur l'interpolation des fonctions κ et ζ . Ces fonctions constituent des données éléments finis facilement exploitables afin déterminer les commandes optimales relatives à un problème d'optimisation.

En général, et pour un point de fonctionnement donné, le temps nécessaire pour déterminer l'état magnétique de la machine par éléments finis sur une période électrique est de 25 à 30 minutes. Avec la nouvelle approche proposée (interpolation des fonctions κ et ζ), le temps de calcul pour déterminer une approximation de l'état magnétique de la machine, est estimé de 2 à 3 minutes.

3.4.2.2 Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine primaire

Pour déterminer l'effet de la saturation sur le couple délivré par la machine primaire, on peut utiliser l'approche de calcul en éléments finis, ou celle avec l'interpolation sur l'ensemble des fonctions κ et ζ . Ces deux approches sont comparées ensuite avec l'approche utilisant le calcul linéaire. Notons que dans ce cas la machine secondaire n'est pas alimentée ($J_{s,h3} = 0$)

1. Concernant l'approche en éléments finis, on peut déterminer le couple maximal en effectuant en ensemble des simulations, où dans chaque simulation, on fixe la densité de courant $J_{s,h1}$ à une certaine valeur et on fait varier φ_1 entre $-\pi$ et π . Pour chaque densité de courant, on détecte le couple maximal et la valeur de déphasage φ_1 correspondant.
2. Concernant l'approche par interpolation, pour chaque point $(J_{s,h1}, \varphi_1)$, il suffit d'utiliser l'ensemble des fonctions κ et ζ pour déterminer le flux dans le repère de Park, ensuite le flux et le courant seront introduits dans l'équation 3.11 afin de déterminer le couple.
3. Enfin, concernant l'approche linéaire, il suffit, pour chaque point $(J_{s,h1}, \varphi_1)$ de calculer le flux à partir de l'équation 3.12 ensuite, le couple sera calculé à partir de l'équation 3.11.

La figure 3.37 présente la variation du couple maximal pour chaque approche de calcul en fonction de la densité de courant. Le déphasage φ_1 est aussi comparé pour les trois approches de calcul.

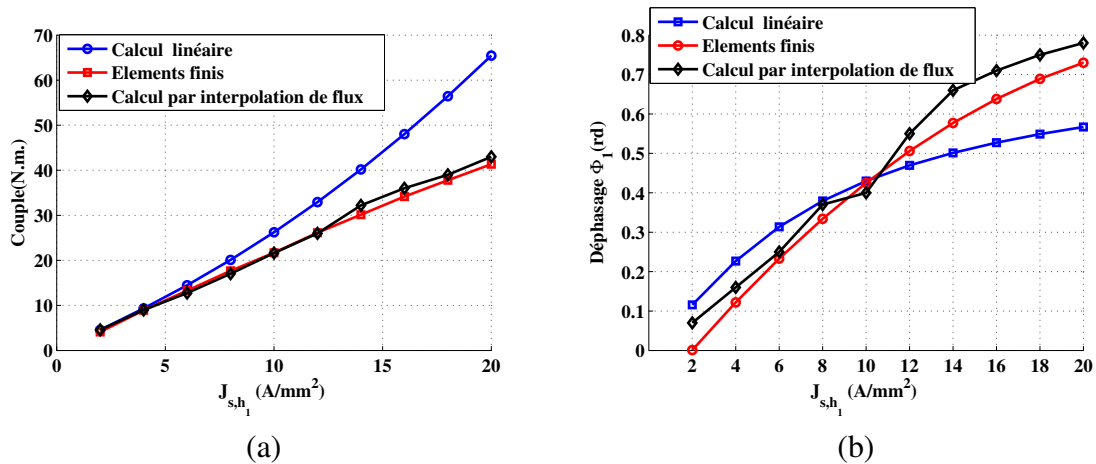


Figure 3.37 – Comparaison entre le calcul linéaire, par interpolation et éléments finis du couple fourni par la machine (a) Effet de la saturation dans le cas d’une alimentation de la machine avec le premier harmonique du courant. (b) Comparaison des courants optimaux entre le modèle d’inductance fixe et le modèle numérique

3.4.2.3 Effet de la saturation sur le couple délivré par la machine secondaire

La même démarche effectuée pour la machine primaire est aussi effectuée pour la machine secondaire, en fixant $J_s, h_1 = 0$ et en variant l’ensemble (J_s, h_3, φ_3) . Les résultats de calcul sont présentés dans les figures 3.38.

Malgré la force électromotrice de l’harmonique du rang 3 plus importante que celle de l’harmonique 1, la saturation change le comportement de la machine secondaire à haute densité de courant. En effet, le couple délivré par cette machine devient moins important que celui délivré par la machine primaire. L’autre raison de cet aspect c’est l’existence de l’effet de saillance plus important lors de l’alimentation avec le premier harmonique du courant. Ce couple a une tendance à s’améliorer quand la densité de courant augmente, tandis que la machine secondaire continue à produire du couple uniquement à partir de flux dans les aimants.

Ce fait peut être justifié en examinant deux densités de courant : une à 5 A/mm² et l’autre à 18 A/mm². Pour le premier cas le rapport entre le couple produit par la machine primaire et la ma-

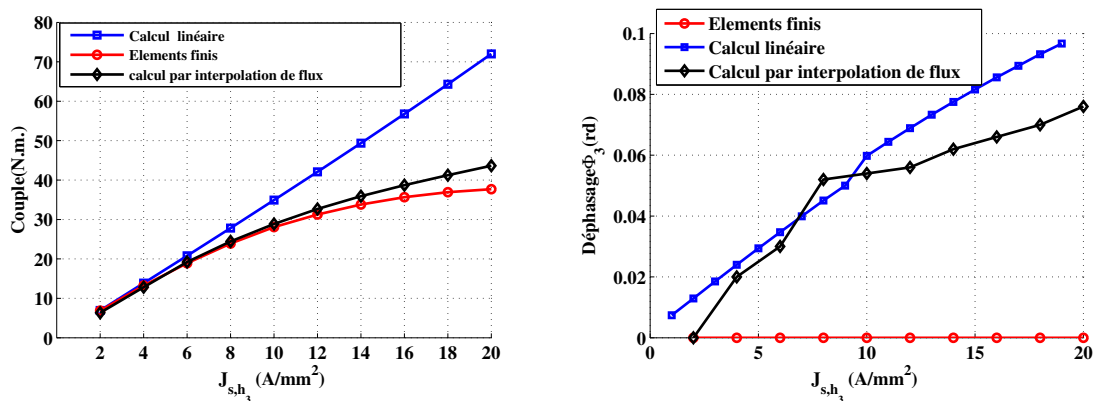


Figure 3.38 – Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis : (a) Effet de point de fonctionnement dans le cas d’une alimentation de la machine avec le troisième harmonique du courant. (b) Effet de point de fonctionnement sur le déphasage.

chine secondaire est égale à 0.67 , qui est très proche du valeur 0.64 qui présente le rapport entre le harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice. Cependant, pour une densité de courant 18A/mm^2 , les couples produits par chaque machine sont identiques. Cela prouve que la machine primaire est renforcée par le couple réluctant , tandis que la machine secondaire est affecté par un effet de saturation important.

3.4.2.4 Effet de la saturation sur le couple délivré dans le cas d'une alimentation bi-harmonique

Dans le cas de l'alimentation bi-harmonique de la machine, la variation du couple dépend des quatre variables ($i_{d1}, i_{q1}, i_{d3}, i_{q3}$) qui représentent les composantes du vecteur courant et aussi de la variation des termes de la matrice d'inductance qui dépendent du point de fonctionnement de la machine. Pour cela, il n'est plus possible de calculer en éléments finis, le vecteur courant permettant de maximiser le couple. A ce stade, on peut savoir l'importance de modèle d'interpolation.

Les courants optimaux permettant de maximiser le couple de la machine pour l'alimentation bi-harmonique, sont injectés dans le modèle éléments finis de la machine. La recherche du vecteur optimal du courant se fait par la résolution du problème d'optimisation définie dans 3.14.

Concernant l'approche linéaire, la variation du couple en fonction de densité de courant est déjà calculé dans la figure 3.17(section 3.2.3.1.2). Il suffit de la confronter aux résultats de calcul par interpolation et calcul par éléments finis, comme présenté dans la figure 3.39.

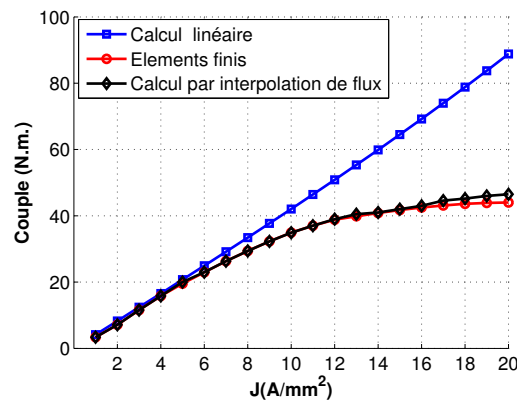


Figure 3.39 – Effet de la saturation dans le cas d'une alimentation bi-harmonique: Calcul par les trois approches : linéaire, interpolation de flux et éléments finis

Si on adopte le calcul linéaire pour calculer le couple électromagnétique maximal pour chaque densité de courant, la solution est unique. La figure 3.16 montre que la répartition du courant entre les deux harmoniques 1 et 3 permettant de maximiser le couple est unique pour chaque densité de courant. En plus, le couple atteint le 90 N.m. avec ce calcul à 20A/mm^2 . En réalité, ce couple n'est jamais atteint avec cette machine, à cause de l'effet de saturation, qu'on commence à voir à partir de 10 A/mm^2 d'après la figure 3.39

. En adoptant le calcul non-linéaire- c.-à-d. en utilisant l'approche de recherche de flux par interpolation ou le calcul en éléments finis-, la matrice d'inductance n'est plus constante et elle dépend fortement du vecteur courant injecté comme montré dans la figure 3.34. De ce fait, pour chaque densité de courant, il existe plusieurs solutions permettant de maximiser le couple électromagnétique. Par conséquent , la solution de MTPA n'est pas unique, même pour les densités de courant assez bas, comme le 5A/mm^2 . Dans le régime saturé, le problème devient plus complexe: pour le couple 44 N.m. à 20A/mm^2 , il existe des nombreuses répartition entre les deux harmoniques 1 et 3 aboutissant à la même valeur du couple électromagnétique; la sensibilité devient plus élevée.

Le tableau 3.7 présente les résultats des vecteurs courants qui donnent tous un couple électromagnétique de 19.1 N.m, avec une densité de courant de 5A/m^2 . Ce couple est le maximum absolu que la

J_{s,h_1}	φ_1	J_{s,h_3}	φ_3	Courant Crête (A)	Ondulation de couple
2.51	0.0446	4.33	-0.0192	510.25	6.28
2.55	0.0575	4.31	-0.015	511.38	6.28
2.64	0.088	4.25	-0.005	513.66	6.26
2.72	0.116	4.2	0.0072	515.33	6.24
2.8	0.142	4.14	0.0183	516.56	6.22
2.88	0.165	4.09	0.03	517.93	6.19
2.95	0.185	4.04	0.043	518.97	6.17
3.02	0.20	3.99	0.0564	519.78	6.14
3.08	0.2162	3.94	0.0708	520.37	6.12
3.15	0.227	3.89	0.085	520.81	6.09

Table 3.7 – Les différents courants aboutissant au même couple électromagnétique de 19.1 N.m. dans la machine.

J_{s,h_1}	φ_1	J_{s,h_3}	φ_3	Courant Crête (A)	Ondulation de couple
4.51	0.34	8.94	0.21	1000	5.58
4.79	0.33	8.79	0.21	1009	5.61
5.04	0.31	8.65	0.21	1017	5.7
5.29	0.29	8.5	0.2	1027	5.83
5.54	0.28	8.34	0.19	1034	5.94
5.77	0.27	8.18	0.18	1051	6.04

Table 3.8 – Les différents courants aboutissant au couple électromagnétique de 32.9 N.m. dans la machine pour une densité de courant de 10 A/mm².

machine peut atteindre à 5A/mm². Cependant, il faut fixer un critère de choix entre les points maximisant le couple électromagnétique. Les paramètres permettant de distinguer le meilleur point sont donc les ondulations du couple, la valeur crête de courant. Cependant, on a intérêt à choisir les points où la moindre contribution de l'harmonique 3, puisque ce dernier engendre des pertes importantes dans la machine.

Le même fait est observé pour une densité de courant de 10A/mm². Le tableau 3.8 présente donc l'ensemble des points aboutissant à un couple électromagnétique de 32.9 N.m. On remarque également l'augmentation du déphasage de l'harmonique 1 quand la contribution de l'harmonique 3 diminue, Ce qui permet de redistribuer la contribution de deux harmoniques 1 et 3. Quand la contribution de l'harmonique 3 se réduit, l'harmonique 1 tend à augmenter le couple saillance par l'augmentation de déphasage afin de compenser la réduction du couple fourni par l'harmonique 3.

On observe clairement que si on choisit le vecteur courant minimisant la valeur crête du courant, on maximise l'ondulation de couple et vice versa. Le choix du vecteur courant devra être un compromis entre les différents combinaisons possibles. Notons que le choix de vecteur courant optimal parmi les points figurant dans le tableau 3.7 possède un impact sur la vitesse de base de la machine. En général, plus la contribution de l'harmonique 3 est plus grande, plus la vitesse de base de la machine est petite et plus les pertes sont importantes.

Par conséquent, La multitude des degrés de liberté dans la machine et en plus de la structure rotorique ouvre la possibilité de commander la machine sous différentes contraintes. Cette machine offre plus de possibilité de redistribution de la densité de courant entre les composantes de vecteur

courant $[i_{d1} \ i_{q1} \ i_{d3} \ i_{q3}]$ dans le but d'avoir un certain couple électromagnétique. Cependant, le vecteur courant qui présente l'optimal de l'ensemble doit être choisi selon d'autres contraintes de commande.

3.5 Comparaison avec la machine 12/8/3 à aimants enterrés radialement

Dans le cas de la machine à aimants déposés, la comparaison entre la machine double-polarité et une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ montre l'avantage de la machine double polarité au niveau des pertes dans les aimants. Cet avantage est bien lié au choix de la bonne stratégie d'alimentation de la machine. Ce sont notamment les alimentations avec le premier harmonique ou l'alimentation bi-harmonique qui sont intéressantes pour la machine à aimants déposés.

Dans cette partie, on vise la comparaison de cette machine avec une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ avec des aimants enterrés radialement. La comparaison se fait au niveau de la caractéristique couple/vitesse, pour déterminer, pour la même géométrie statorique et rotorique, quelle machine possède plus d'aptitude à produire du couple à basse vitesse et quelle machine possède une plage de vitesse plus étendue.

3.5.1 Caractérisation de la machine 12/8

La machine 12/8 étudiée dans cette partie, possède les mêmes dimensions statoriques et rotoriques que la machine 20/8, sauf pour la largeur d'encoche, puisque le circonférence statorique est divisé entre 12 dents et 12 encoches pour la machine 12/8. Le rotor est identique entre les deux machines (rotor sans trous pour la machine 12/8/3). La comparaison se fait également pour deux machines avec le même volume de cuivre. On considère que la machine 20/8 possède 0.5 comme coefficient de remplissage noté $(K_r)_{20/8}$. Le volume de cuivre identique entre les deux machines permet d'écrire:

$$\begin{aligned} 12(S_{cu})_{12/8} &= 20(S_{cu})_{20/8} \\ 12(K_r)_{12/8}(S_{enc})_{12/8} &= 20(K_r)_{20/8}(S_{enc})_{20/8} \\ (K_r)_{12/8} &= \frac{20}{12} \frac{(S_{enc})_{20/8}}{(S_{enc})_{12/8}} (K_r)_{20/8} \end{aligned} \quad (3.40)$$

En considérant que $S_{enc} = W_{enc} x e_{enc}$ avec W_{enc} est largeur d'encoche et e_{enc} est la profondeur d'encoche, et étant donné que les deux machines possèdent la même profondeur d'encoche, l'équation 3.40 s'écrit donc:

$$(K_r)_{12/8} = (K_r)_{20/8} \quad (3.41)$$

Les deux machines possèdent donc le même coefficient de remplissage. Puisque les deux machines possèdent le même volume de cuivre, leur alimentation avec la même densité de courant aboutit à des valeurs des pertes cuivre identiques. La structure de la machine 12/8/3, sa matrice d'inductance, son couple de détente et sa force électromotrice sont données dans l'annexe A.7.1.

L'effet de saturation est survenu également dans la machine. De ce fait, une construction d'une cartographie analogue à celle construite dans la machine 20/8/5 est nécessaire afin d'évaluer la variation les caractéristiques couple/vitesse pour des densités de courants élevées. Cette cartographie est bien détaillée dans l'annexe A.7.1.3. A la différence de la machine 20/8/5, la variation des fonctions κ et ζ sont plus simples à estimer du fait qu'ils dépendent uniquement de deux variables (i_{d1}, i_{q1}).

3.5.2 Variation des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse de deux machines 12/8 et 20/8.

Pour pouvoir effectuer une comparaison entre les deux machines 12/8 et 20/8, il faut tout d'abord établir les caractéristiques couple/vitesse des deux machines. Ces caractéristiques sont déterminées par les trois points particuliers définis dans la partie 2.2.3.2.2 : le point de base, le point de la puissance maximale et sa vitesse, et la vitesse maximale où le couple devient nul pour les deux machines.

Dans cette partie, le but est de comparer ces deux machines, en fonction de la densité de courant et d'examiner comment évoluent les points caractéristiques. La densité maximale du courant, J_{max} varie entre 1 et 20 A/mm². Les deux machines sont alimentées par le même onduleur avec une tension de bus de 48 V (24 V est la limite de la valeur crête de la tension d'une phase).

La procédure de recherche de chaque point particulier pour chaque machine est détaillée dans l'annexe A.7.3. Cette procédure se base sur le calcul linéaire, qui suppose que la matrice d'inductance ne dépend pas du courant et elle est égale à la matrice calculée à vide. Le calcul linéaire aboutit donc aux résultats suivants:

1. **La vitesse de base:** la figure 3.40 présente les résultats concernant la comparaison entre les points de base de deux machines 20/8/5 et 12/8/3 en fonction de la densité de courant. La machine 20/8 fournit moins du couple à basse vitesse, avec une vitesse de base quasiment de même ordre pour les deux machines.

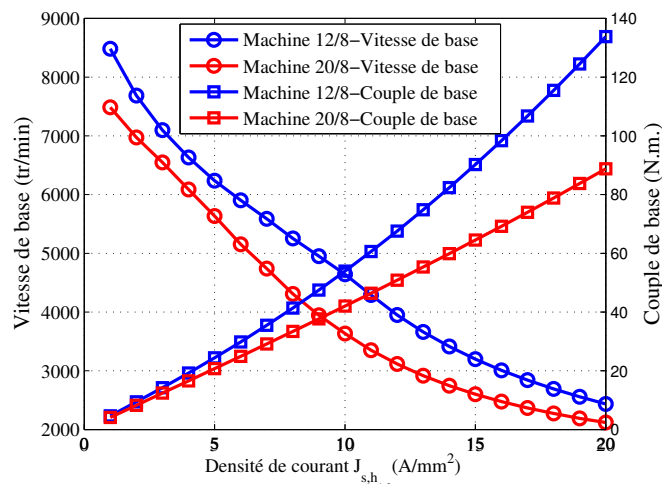


Figure 3.40 – Comparaison entre les points de base de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants

2. **La puissance maximale et sa vitesse correspondante:** La figure 3.41 montre que la puissance maximale développée par la machine 20/8 est plus importante que celle dans la machine 12/8 à partir de la densité de 5 A/mm².
3. **La vitesse maximale:** La vitesse maximale qui décide de l'étendue de la plage de vitesse de chaque machine tend à être infinie pour la machine 20/8, surtout en dépassant une densité de 5 A/mm². Cependant, la machine 12/8 présente une limitation, la vitesse maximale ne peut pas excéder le 22000 tr/min selon la figure 3.42 quelque soit la densité de courant injectée dans la machine.

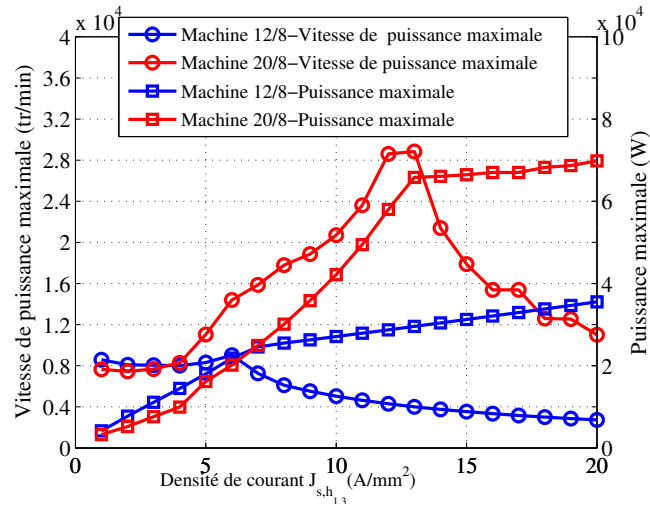


Figure 3.41 – Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants.(Vitesse de puissance maximale: C’est la vitesse à laquelle on atteint la puissance maximale de la machine.)

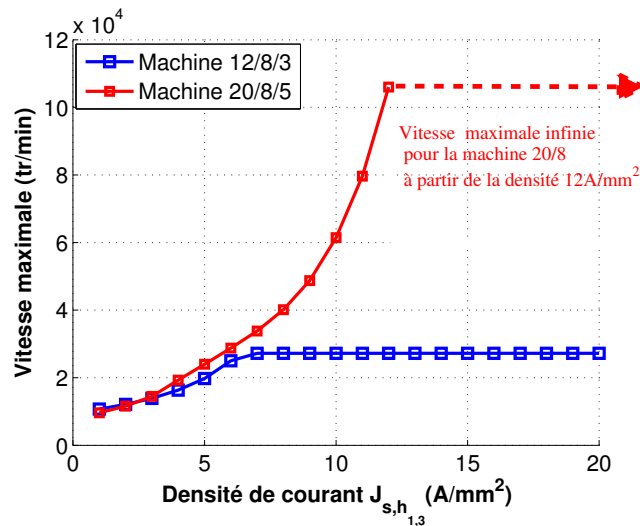


Figure 3.42 – Comparaison entre la vitesse maximale de la machine 12/8 et la machine 20/8 en fonction de la densité de courants

3.5.3 Application pour trois densités de courant: Comparaison avec le calcul en utilisant l’approche d’interpolation

En se basant sur la procédure d’interpolation détaillée dans le paragraphe 3.4.2.1, on va déterminer les caractéristiques couple/vitesse de deux machines 20/8/5 et 12/8/3 pour les densités de courant $5 A/mm^2$, $10 A/mm^2$ et $20 A/mm^2$. Le but dans cette partie est de valider, à partir du modèle d’interpolation, les tendances des courbes obtenues dans la section précédente et de déduire des conclusions générales concernant la performance de deux machines 20/8/5 et 12/8/3. Sur le problème d’optimisation qui vise la maximisation de couple, on ajoute une contrainte au niveau de la tension d’une phase ($V_a \leq 24 V$). Les résultats détaillés de calcul sont présentés dans l’annexe A.7.

3.5.3.1 Conclusions relatives à la comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5

La comparaison entre les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 par le calcul linéaire et le calcul par interpolation aboutit aux conclusions suivantes:

1. **Conclusion relative au couple à basse vitesse.:** Dans tous les cas étudiés dans cette partie, que cela soit calcul linéaire ou calcul de flux par interpolation des fonctions κ et ζ , la machine 12/8/3 présente un couple plus important à basse vitesse. Si on suppose que le couple produit uniquement par la machine est le couple dû à l'interaction aimant/courant, on a :

$$\frac{(C_{em})_5}{C_{em3}} = \frac{5}{3} \frac{\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}}{(E_1)_{12/8}} \quad (3.42)$$

Le rapport cité dans l'équation 3.42 pourra être calculé en se référant aux figures A.20 et 3.7 donnant la force électromotrice de chacune de deux machines. Ce rapport est égal à 0.67, correspondant au cas où on suppose que le couple est uniquement produit par l'interaction courant /aimant. En examinant les cas étudiés, le tableau 3.9 présente dans chaque cas le rapport entre le couple délivré par la machine 20/8 et la machine 12/8.

La différence de couple provient principalement aussi de la différence de la géométrie rotorique entre les deux machines. Dans la machine 20/8 et afin de maximiser le couple fourni par la machine à basse vitesse, le flux rotorique est redistribué entre les deux harmoniques 1 et 3, et la partie de ce flux associé à l'harmonique 1 est multiplié par un facteur de bobinage de 0.588, ce qui engendre une faible force électromotrice associée à cet harmonique, ce qui réduit la contribution de ce dernier dans la production de couple totale de la machine. De l'autre côté, dans la machine 12/8/3, il n'y a pas de redistribution de flux, et donc la partie de flux rotorique contribuant à la production de couple est multiplié par le facteur de bobinage de l'harmonique 1 qui est de 0.866.

Calcul	Densité de courant		
	5	10	20
Calcul linéaire	0.84	0.77	0.62
Approche par interpolation	0.89	0.8	0.83

Table 3.9 – Rapport entre le couple fourni par la machine 20/8 et la machine 12/8 à basse vitesse, d'après les figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42.

2. **Conclusion relative au couple à haute vitesse:**(Figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42) Bien que la comparaison montre que la machine 20/8 présente moins de couple à basse vitesse, ceci n'implique pas une bonne performance à haute vitesse. La machine 20/8 présente une étendue de plage de vitesse plus importante que la machine 12/8.
3. **Conclusion relative à la puissance de sortie:**(Figures A.22, A.26, A.30, A.34,A.38 et A.42) Puisque la machine 20/8 offre la possibilité de fonctionner avec une plage de vitesse plus large, elle donne également la possibilité de fonctionner, avec une puissance constante dans une large plage de vitesse. L'enveloppe de puissance de la machine 20/8 est plus étendue que celui de la machine 12/8 dans tous les cas étudiés. Ce résultat est une déduction évidente du fait que la machine 20/8 possède une plage de vitesse plus importante que la machine 12/8.
4. **Conclusion relative à la distribution du couple entre les deux machines fictives pour la machine 20/8:**(Figures A.25, A.29, A.33 et A.37) Dans tous les cas étudiés, l'effet de commutation

électronique des pôles apparaît pour la machine 20/8: à basse vitesse la machine secondaire fournit la majorité de couple, donc la machine se comporte comme celle avec $3p$ paires des pôles. Or, en dépassant la vitesse de base, on procède au défluxage de la machine secondaire, tandis que le couple fourni par la machine primaire devient majoritaire pour la machine, là où la machine se comporte comme celle avec p paires des pôles. En atteignant une certaine vitesse, la machine secondaire ne fournit plus de couple et elle est totalement défluxée. A ce stade, la force électromotrice et le courant secondaire sont en quadrature de phase et la machine primaire continue à fournir du couple jusqu'à la vitesse maximale dans la limite de la tension de bus disponible. (figures A.25(b), A.29 (b), A.33(b), A.37 (b), A.41(b)). Ce phénomène est bien justifié dans la mesure où l'injection de l'harmonique 3 introduit une chute de tension plus importante que celle de l'harmonique 1. Lorsque la vitesse augmente, on procède à une défluxage de cette machine, afin de respecter la limite de tension disponible.

5. **Conclusion relative à la répartition des courants entre les deux harmoniques 1 et 3 dans la machine 20/8:** (Figures A.25, A.29, A.33 et A.37) A fur et à mesure de l'augmentation de la vitesse, le rapport entre la densité du courant de l'harmonique 1 injecté dans la machine et la densité totale $\frac{J_{s,h_1}}{\sqrt{J_{s,h_1}^2 + J_{s,h_3}^2}}$ augmente, tandis que le rapport $\frac{J_{s,h_3}}{\sqrt{J_{s,h_1}^2 + J_{s,h_3}^2}}$ tend à diminuer en fonction de la vitesse. Ce résultat est une déduction de l'effet de commutation électroniques des pôles dans la machine.

3.6 Nouvelle stratégie de commande : Le Maximum Torque Per Losses MTPL

Comme on l'a déjà évoqué dans ce chapitre, ce sont les pertes fer et les pertes cuivre qui constituent la majorité des pertes dans cette machine. Cela veut dire que les connaissances de ces dernières permettent d'estimer parfaitement le rendement de la machine.

Si la majorité des travaux visant la recherche de la commande optimale de la machine, s'appuie sur la minimisation des pertes cuivre pour rechercher les vecteurs courants optimaux maximisant le couple en même temps, l'inconvénient majeur de cette approche est la non prise en compte des contraintes thermiques dans les autres parties conductrices dans la machine, notamment les parties ferromagnétiques et les aimants. Si un vecteur courant optimal peut maximiser le couple à courant efficace donné fourni par l'onduleur à la machine, il n'y a rien de garanti au niveau de l'échauffement provoqué dans les parties conductrices de la machine.

Les contraintes thermiques deviennent plus importantes dans la machine 20/8/5 à double polarité, notamment lors de l'injection significative de l'harmonique du rang 3, d'une part puisque la fréquence est trois fois plus élevée mais aussi d'autre part car le spectre de la force magnétomotrice induit plus d'harmoniques générant des pertes avec cet harmonique. Considérer ces pertes pour une commande visant l'optimalité énergétique est nécessaire lorsque la vitesse augmente. On cherchera donc à élaborer une commande appelée MTPL pour Maximum Torque Per Losses qui permet à couple donné de minimiser les pertes totales ou inversement.

Le but dans cette partie est de tirer profit des degrés de liberté supplémentaires disponibles dans le cas d'une machine à 5-phases par rapport à la machine triphasée, afin de maximiser le couple avec le minimum des pertes possibles. L'existence de ces degrés de liberté supplémentaire permet de trouver différentes stratégies sous différentes contraintes liées à la limite de tension de bus disponible et les contraintes au niveau des pertes dans le but de limiter l'augmentation de la température dans la machine et d'optimiser le rendement.

Dans la partie précédente qui concerne la comparaison entre les deux machines à $s_{pp} = 0.5$, la stratégie de contrôle MTPA est utilisée pour trouver les caractéristiques couple/vitesse dans la machine, ce qui signifie que ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont considérées lors de l'optimisation du contrôle. Il est donc nécessaire d'évaluer les autres pertes dues aux vecteurs courants optimaux. Une fois que ces pertes sont évaluées, on peut imposer de nouvelles contraintes au niveau des pertes permettant de limiter ces dernières dans les différentes parties conductrices dans la machine.

3.6.1 Répartition des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement selon la stratégie MTPA.

Les vecteurs courants optimaux sont déterminés pour chaque point de fonctionnement dans le plan (couple, vitesse) en utilisant l'approche par interpolation des fonctions κ et ζ . Normalement, pour pouvoir évaluer les pertes dans la machine, il faudra réinjecter ces courants optimaux dans le modèle éléments finis de la machine. Or, la cartographie de flux construite pour la machine et le modèle des pertes fer statoriques avec les hypothèses simplificatrices élaboré précédemment permet d'estimer la majorité des pertes dans la machine. Les figures 3.43 présentent donc les résultats de calcul des pertes (cuivre + fer statorique) pour les différents points de fonctionnement de la machine 20/8. On présente également dans cette figure les pertes totales et le rendement de la machine.

3.6.2 Stratégie Maximum Torque Per losses

Des nombreux travaux récents se concentrent sur la stratégie dite MTPL, notamment pour les machines triphasées, citons notamment [119; 120; 121; 122; 123]. Les auteurs cherchent à optimiser la commande de la machine, en introduisant dans l'algorithme d'optimisation une loi de comportement des pertes fer en fonction des courants i_d et i_q . Le but étant d'améliorer le rendement de la machine, tout en conservant la même puissance d'entrée, et ceci en modifiant la trajectoire du courant dans le repère (d, q) , ce qui permet de modifier les pertes cuivre et les pertes fer de façon à augmenter le rendement de la machine. En effet, si la nouvelle trajectoire du courant entraîne une augmentation des pertes cuivre, la diminution des pertes fer est plus forte, ce qui se traduit par un rendement plus important.

Une autre méthodologie proposée dans [124] consiste à déterminer pour chaque valeur du couple électromagnétique et chaque vitesse de rotation, le vecteur courant qui permet de minimiser les pertes. Les auteurs proposent donc une modification de la trajectoire du courant dans le repère (i_d, i_q) . Cette modification entraîne une diminution jusqu'à 7% des pertes totales dans la machine. Cela se reflète par une amélioration globale du rendement dans la machine. L'approche est semblable à celle dans [122], vu que la trajectoire proposée entraîne, pour chaque vitesse de rotation, une augmentation des pertes cuivre et une diminution plus importante des pertes fer. Le principe se résume par l'injection de davantage de courant démagnétisant i_d , ce qui permet de démagnétiser davantage la machine et donc réduire significativement la contribution des pertes par hystérésis dans la machine, vu que ces dernières dépendent du niveau de l'induction magnétique dans les tôles.

Le problème dans les travaux cités est que la stratégie MTPL proposée n'est applicable qu'au voisinage du point de base dans la machine. En effet, à basse vitesse, les pertes fer dues initialement à la fréquence d'alimentation sont faibles en général en comparaison avec les pertes cuivre. De ce fait, le problème MTPL revient à un problème MTPA à basse vitesse. Par conséquent, l'avantage de cette méthode n'est pas visible à basse vitesse. Par ailleurs, à haute vitesse, et pour un fonctionnement à puissance constante, c'est la contrainte en tension qui intervient également dans le problème

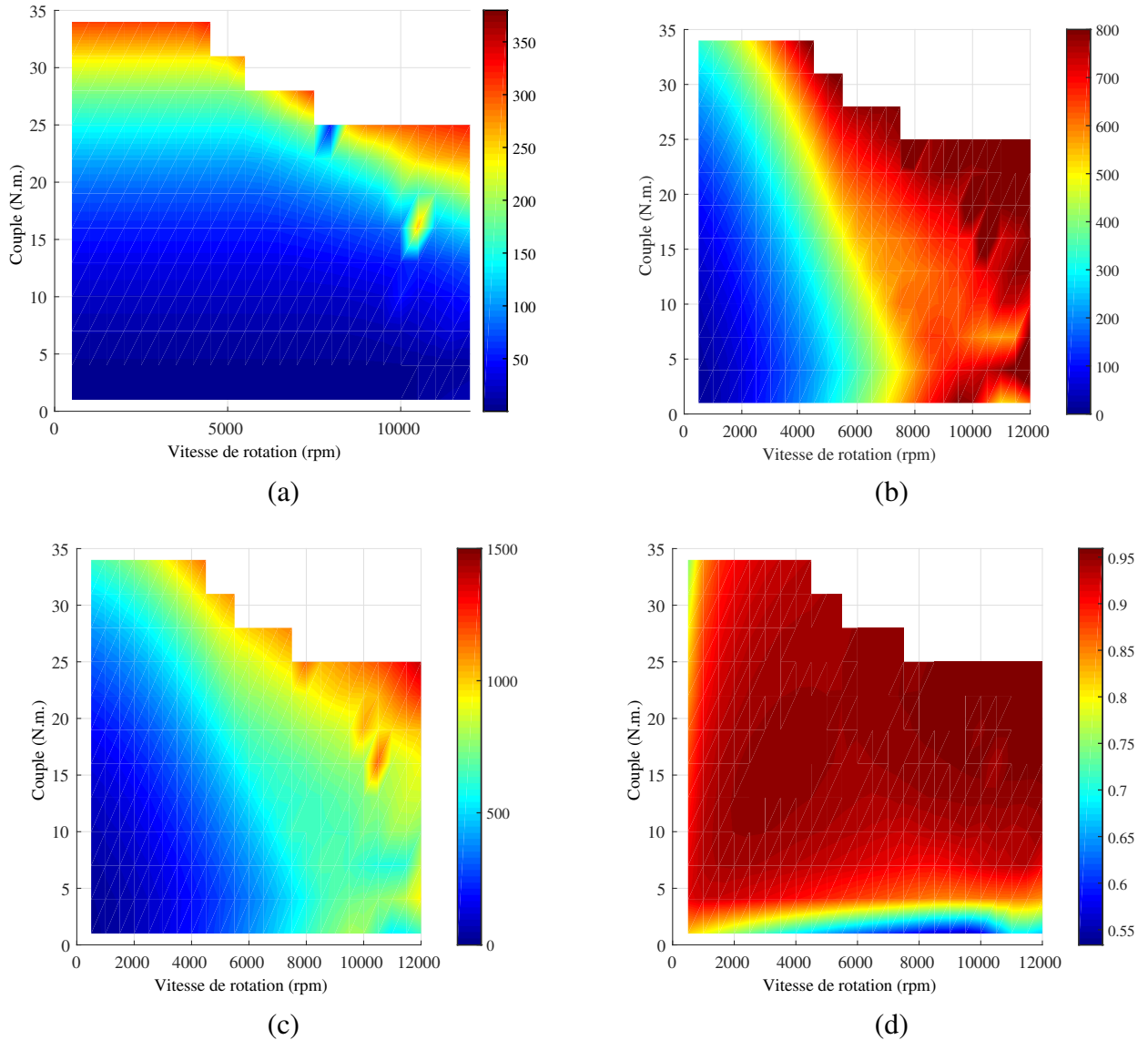


Figure 3.43 – Calcul à l’aide de modèle d’interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPA . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement

d’optimisation. A ce stade d’optimisation, cette contrainte devient prépondérante et décide d’une façon significative de la trajectoire optimale du vecteur courant. Comme à basse vitesse, l’effet de cet algorithme n’est pas visible à haute vitesse.

Un autre facteur qui intervient dans la limitation de validité de l’algorithme MTPL sur la plage de vitesse de la machine, est le nombre de degrés de liberté disponibles pour la synthèse de la commande. La plupart des travaux effectués dans ce domaine vise les machines triphasées couplées en étoile où on ne dispose que de deux variables (i_d, i_q) qui gouvernent la performance globale de la machine. Or, dans le cas de la machine 20/8 à double polarité (aimants déposés ou enterrés) on dispose de 4 variables d’optimisation, avec des contributions équivalentes dans le problème, ce qui offre plus de possibilités pour la commande de la machine, en jouant sur la distribution du courant entre les quatre variables associées aux deux machines fictives. Par conséquent, la flexibilité de contrôle donne la possibilité d’étendre l’application de l’algorithme MTPL sur toute la plage de vitesse, notamment à haute vitesse, où les pertes fer deviennent prépondérantes, et leur prise en compte dans la commande devient indispensable. En d’autres termes, avec la machine 20/8, on espère avoir des réductions des pertes totales dans la machine, non pas uniquement au voisinage de point de base de la machine, mais

sur toute la plage de vitesse de la machine et ceci en appliquant le MTPL.

Dans cette partie, on va donc appliquer la nouvelle stratégie de contrôle, en introduisant les pertes fer dans l'algorithme de recherche de la solution optimale pour maximiser le couple à des pertes niveaux de pertes données. Cette nouvelle stratégie est comparée ensuite avec la stratégie MTPA afin de pouvoir quantifier la réduction des pertes sur les différents points de fonctionnement de la machine.

3.6.2.1 Formulation du problème MTPL

Pour chaque point du plan couple/vitesse notée $((C_{em})_i, \Omega_i)$, le problème à résoudre correspondant à l'algorithme MTPL est donné par:

$$\begin{aligned} \min_{I_1, \varphi_1, I_3, \varphi_3} \quad & (P_{cu} + P_{fer}) \\ \text{sous contraintes} \quad & \max(V_a(\Omega_i)) \leq 24V \\ & (C_{em})_5 = (C_{em})_i \end{aligned} \quad (3.43)$$

Le problème consiste à résoudre le problème et trouver, pour chaque valeur du couple, les vecteurs courants minimisant les pertes totales dans la machine.

Une fois, les courants optimaux déduits, une comparaison sera faite avec le cas où la commande MTPA est effectuée.

3.6.2.2 Application de la stratégie MTPL dans la machine

Les figures 3.44 présentent les résultats de calcul des pertes pour la stratégie MTPL. L'utilisation de l'algorithme MTPL entraîne donc une diminution importante au niveau des pertes, sur certains points, on peut observer des réductions qui dépassent le 30% comme montré dans la figure 3.45: En examinant le carte des pertes cuivre dans les deux figures 3.44 (a) et 3.43 (a), on peut observer que les pertes cuivre augmentent en appliquant la commande MTPL. Cependant, la comparaison au niveau des pertes fer, montre que ce dernier diminue d'une façon significative que l'augmentation des pertes cuivre. La raison est le défluxage de la machine secondaire, à l'origine des pertes fer importantes. Dans le plupart des cas, on injecte davantage de i_{d3} afin de défluxer la machine secondaire. La figure 3.46 présente la variation des différentes composantes du vecteur courant pour les différents points de fonctionnement. Ces variations sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta I_{d1} &= (I_{d1})_{MTPL} - (I_{d1})_{MTPA} \\ \Delta I_{q1} &= (I_{q1})_{MTPL} - (I_{q1})_{MTPA} \\ \Delta I_{d3} &= (I_{d3})_{MTPL} - (I_{d3})_{MTPA} \\ \Delta I_{q3} &= (I_{q3})_{MTPL} - (I_{q3})_{MTPA} \end{aligned} \quad (3.44)$$

On remarque que, dans la zone où la réduction des pertes fer est importante, la valeur de I_{d3} injectée dans la stratégie MTPL est supérieure à celle injectée dans le cas de MTPA. Cette réduction de I_{d3} est accompagné d'une augmentation de courant I_{q1} afin de compenser la diminution de couple résultant de défluxage de la machine secondaire. Par conséquent, la production d'un certain couple sous la stratégie MTPL coûte plus au niveau des pertes cuivre que la stratégie MTPA, mais le MTPL reste plus avantageux au niveau des pertes fer.

3.6.3 Optimisation en utilisant l'algorithme EGO

Après la démonstration de la capacité de la stratégie MTPL à optimiser la commande sur une large plage de vitesse de la machine et en profitant des degrés de liberté supplémentaires dans la machine nous affinons les objectifs sous une autre forme de la stratégie MTPL qui impose certains niveaux de

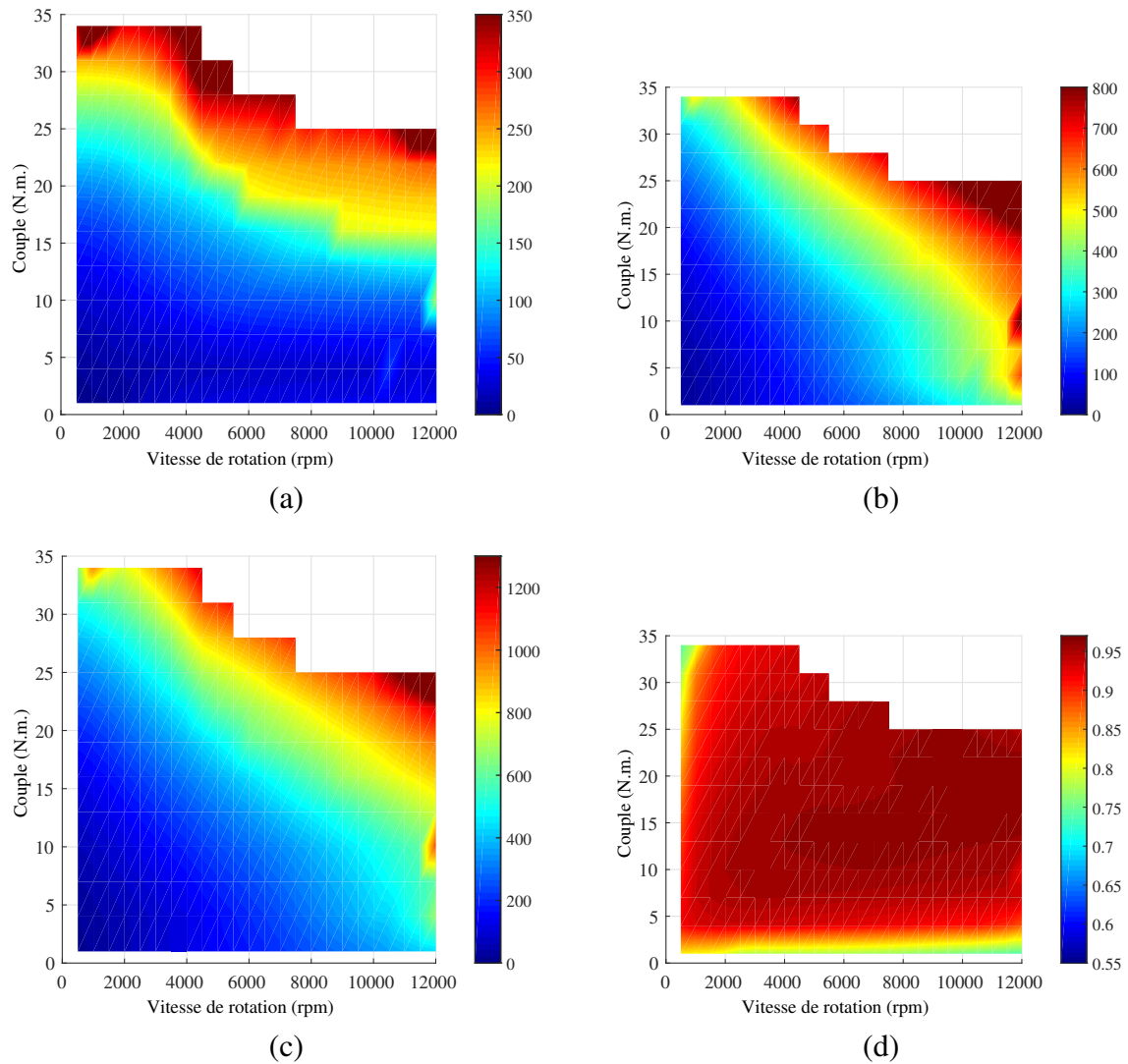


Figure 3.44 – Calcul par l’intermédiaire de modèle d’interpolation les différentes cartes des pertes pour la stratégie MTPL . (a) Pertes cuivre. (b) Pertes fer. (c) Pertes totales dans la machine. (d) Rendement

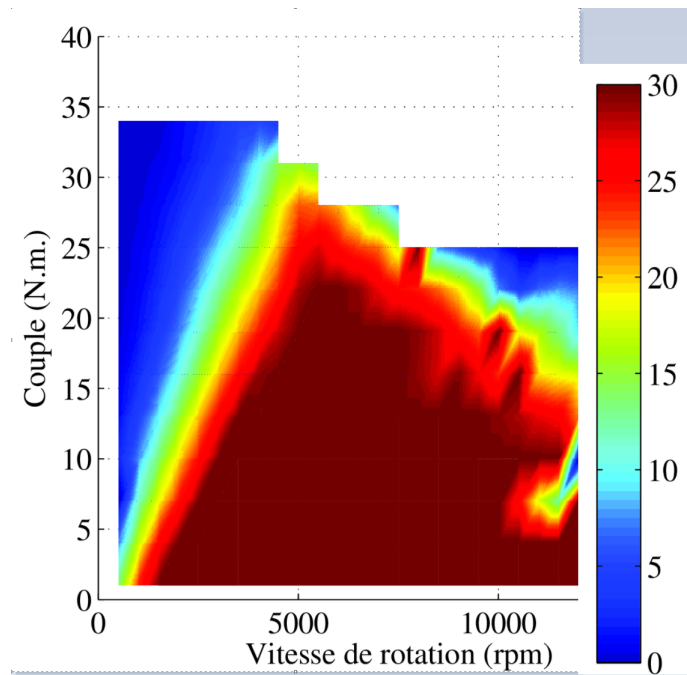


Figure 3.45 – Pourcentage de réduction des pertes suite à l’introduction de l’algorithme MTPL

perdes.

La différence avec l’approche effectuée dans la partie précédente est, qu’au lieu de seulement minimiser les pertes totales sans contraintes de répartition des pertes, on s’impose cette fois-ci des contraintes supplémentaires sur les niveaux de pertes autorisées selon leur localisation. En d’autres termes, pour le stator et le rotor, on va introduire dans le problème d’optimisation des contraintes représentant les pertes admissibles dans ces parties de la machine.

On va introduire un autre algorithme pour la recherche des solutions optimales. En effet, c’est l’algorithme EGO est utilisé, en se basant sur une optimisation sur base de Kriging. Cette méthode déjà utilisée avec succès dans le cadre de [125] pour une machine pentaphasée a été mis en œuvre dans ce travail de thèse dans le cadre d’une collaboration avec Jinlin Gong³. Cette méthode décrite dans [126] est rappelée dans l’annexe A.6 .

Cette méthode permet d’utiliser un modèle d’éléments finis au sein d’un algorithme d’optimisation . L’algorithme EGO recherche les solutions optimales se basant sur un ensemble des points de référence calculés en éléments finis. A partir de ces points de référence, un modèle continu est obtenu par interpolation, modèle qui est utilisé pour la recherche de l’optimum. Un point à noter particulier est que la famille des points de référence, n’est pas définie complètement au début du déroulement de la recherche de l’optimum. Elle s’élabore au fur et à mesure du déroulement de l’algorithme permettant ainsi un raffinement du maillage des points de référence dans la zone où se situe l’optimum.

Deux variantes de stratégies de type MTPL seront présentées dans cette partie :

1. L’une, MTPL(I), focalisée sur un couple minimum à fournir avec des contraintes distinctes maximales de pertes stator et rotor.
2. L’autre, MTPL (II), cherchant à assurer un minimum de puissance de sortie mécanique en minimisant les pertes totales.

³Associate professor, Shandong University, China

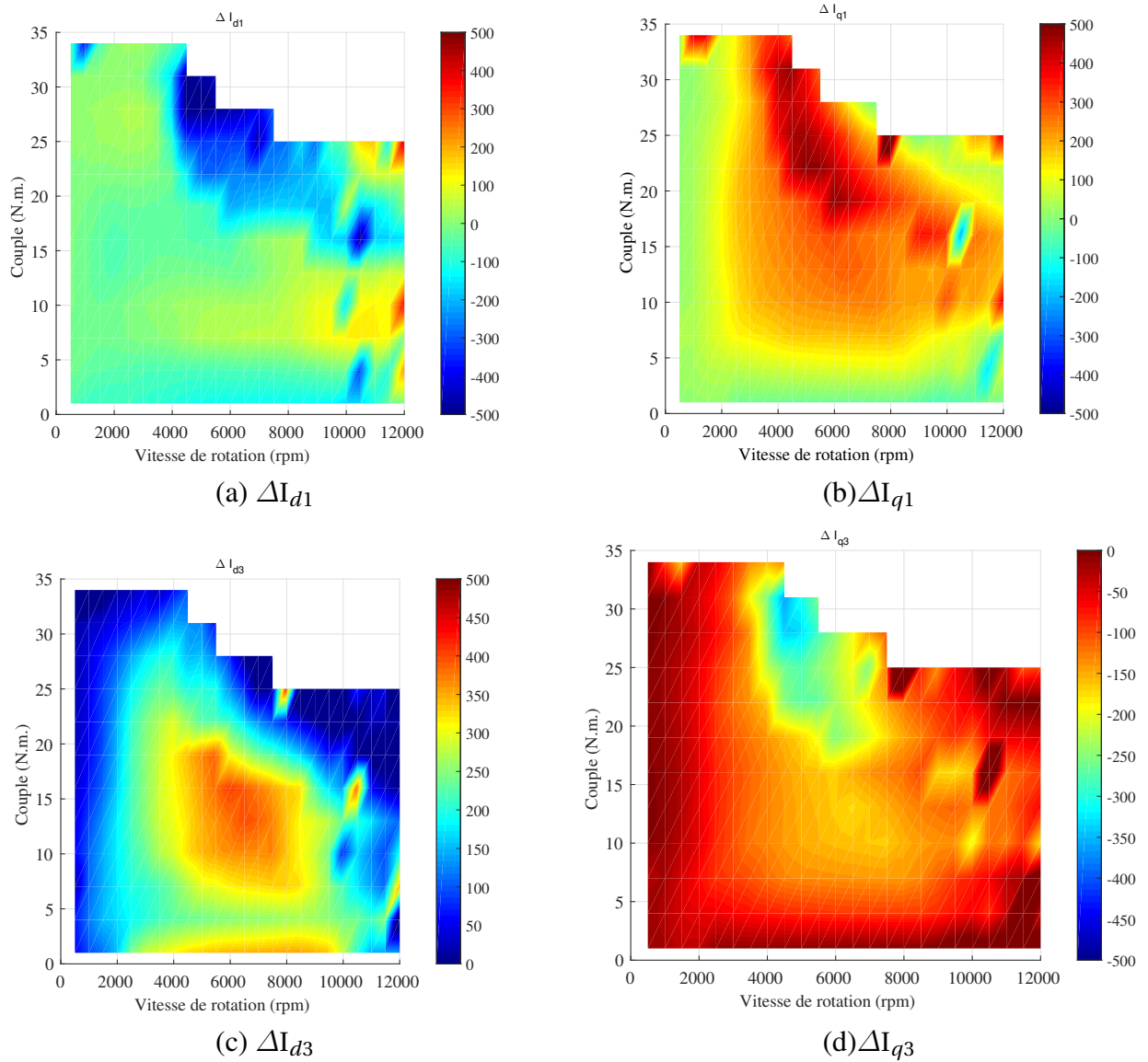


Figure 3.46 – Variation de chaque composante du vecteur courant. (a) ΔI_{d1} . (b) ΔI_{q1} . (c) ΔI_{d3} . (d) ΔI_{q3}

Dans les deux problèmes existent la même contrainte en tension et en densité de courant. La formulation de chaque problème d'optimisation est décrite et détaillée dans l'annexe A.6. La résolution de chaque problème d'optimisation est également détaillée dans A.6.

Le problème avec l'algorithme EGO c'est le temps de calcul important, qui peut s'étendre jusqu'à une semaine pour un point, tout dépendant du point de fonctionnement cherché. La différence avec l'approche par interpolation utilisée, c'est que le temps de calcul important est utilisé pour construire les cartographies des différentes composantes de flux, mais qui est facilement exploitable après pour chercher les points optimaux pour un problème d'optimisation donné. En moyenne, chaque point exige 10 à 20 minutes de calcul pour déterminer le vecteur optimal avec l'approche d'interpolation.

3.6.4 Conclusion

Du fait du nombre élevés de degrés de liberté dans la machine, et des phénomènes magnétiques non linéaires, on a pu utiliser deux techniques d'optimisation de la machine, une basée sur la méthode EGO et l'autre en interpolant sur les fonctions κ et ζ . On a montré donc la potentialité de la machine à être alimentée selon différentes stratégies. Ces degrés de liberté montrent la possibilité d'appliquer des commandes de type MTPPL pas uniquement au voisinage de point de base, mais également sur toute la plage de fonctionnement de la machine.

En utilisant la minimisation globale des pertes sur tous les points de fonctionnement, on a pu améliorer le rendement sur la majorité des points de fonctionnement de la machine. En appliquant également l'algorithme EGO, on a pu également minimiser les pertes pour une puissance de 10 kW.

L'algorithme EGO a été appliqué également dans le but de trouver les vecteurs courants permettant de limiter les pertes dans les parties conductrices. L'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse correspondant à la densité de 10A/mm² a été modifiée afin de garantir une limitation locale des pertes tout en améliorant le rendement dans la machine. Cependant, on peut utiliser toujours la stratégie MTPA dans les phases transitoires de fonctionnement, tant que les limites de température ne sont pas encore atteintes.

Les résultats avec l'algorithme EGO et l'approche par interpolation valident l'intérêt de fabriquer un prototype de la machine, dans le but d'implanter pratiquement la commande optimale de la machine décrite dans cette section. Avec ce prototype il sera possible d'une part de vérifier les performances calculées au cours du processus d'optimisation durant le régime permanent et d'autre part d'implanter les lois de contrôle vectorielles adaptées aux opérations transitoires. En effet, la simulation du fonctionnement de l'entraînement électrique complet, machine-onduleur-lois de commande, n'est pas, avec les moyens de calculs disponibles, possible avec des durées de simulation acceptables.

3.7 Dimensionnement d'un prototype

Après la comparaison entre la structure de la machine à aimants déposés et la machine à aimants enterrés radialement, on a déduit plusieurs avantages de cette dernière, notamment relativement à des pertes dans les aimants moins importantes, ce qui permet de faire fonctionner la machine avec des fréquences plus élevées, la machine à aimants déposés se trouvant destinée pour le fonctionnement relativement basse fréquence. Par ailleurs, très classiquement, la machine 20/8 avec les aimants enterrés radialement présente aussi une compacité plus importante, et plus de degré de liberté pour le contrôle. Grâce à des modèles éléments finis, la procédure de dimensionnement est finalisée par optimisation. Par conséquent une fabrication de prototype a été initiée et un prototype devant être disponible au dernier trimestre 2016.

La fabrication du prototype a dû prendre en compte les contraintes des bancs d'essais disponibles

en laboratoire avec une vitesse maximale de 6000 tr/min alors que celle considérée dans le cadre d'une machine destinée aux applications de traction était de 14000 tr/min. Il était donc nécessaire de réaliser en quelque sorte une homothétie en vitesse mais tout en laissant inchangées les phénomènes électromagnétiques, notamment ceux à l'origine des pertes. Il s'agissait donc de conserver les mêmes plages de fréquences en réduisant la vitesse maximale. Très classiquement cette adaptation a été réalisée en changeant le nombre de paires de pôles du prototype. La combinaison 40/16 est adoptée pour le prototype de la machine.

3.7.1 Structures statoriques et rotoriques

En se basant sur les dimensions de la machine un modèle 2D en éléments finis est construit pour la machine. La figure 3.47 donne la structure du prototype éléments finis pour laquelle certaines modifications sont apportées par rapport au prototype précédemment dans le mémoire :

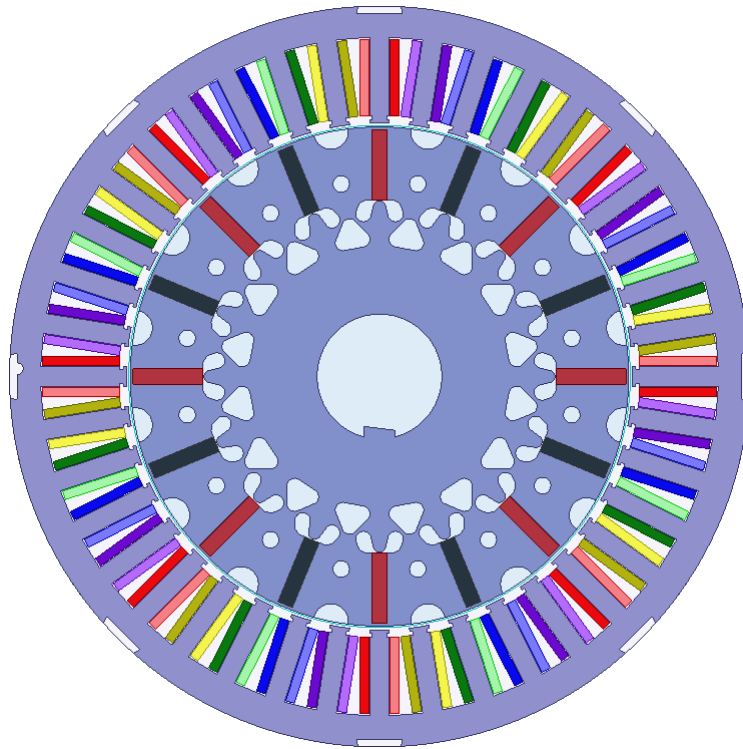


Figure 3.47 – Modélisation en éléments finis de prototype de la machine

1. Les tôles ferromagnétiques sont inclinées par un demi pas d'encoche pour garantir un maximum de réduction de couple de détente comme déjà décrit dans la partie 3.2.2.2, ce qui est équivalent à un angle de $\frac{\pi}{40}$. La figure 3.48 présente donc la construction des tôles statoriques. Comme déjà évoqué, cette procédure présente un impact sur la force électromotrice, surtout l'harmonique du rang 3. Les paramètres principaux pour la fabrication du stator sont donnés par le tableau 3.10. En tenant compte de la valeur du couple moyen de la machine 20/8 pour une densité de $10A/mm^2$ (35 N.m.), la machine 40 encoches/16 encoches doit fournir deux fois plus de couple avec un diamètre d'alésage du stator $\sqrt{2}$ plus grand que celui de la machine 20 encoches/8 pôles. Par contre, entre les deux machines, on conservera la même profondeur des encoches.

Les caractéristiques des tôles ferromagnétiques sont données dans le tableau 3.11 :



(a)



(b)

Figure 3.48 – (a) Structure des toles ferromagnétiques pour le prototype de la machine. (b) Le carter

Paramètres	Valeur
Nombre des encoches	40
Nombre des pôles	16
Diamètre d'alésage du stator	130 mm
Largeur d'une encoche au niveau de l'entrefer	5.11 mm
Largeur d'un dent au niveau de l'entrefer	5.1 mm
profondeur de l'encoche	22 mm
Hauteur retour culasse	7 mm
Profondeur des entailles	2 mm

Table 3.10 – Dimensions des tôles statoriques dans la machine.

Toles	Fe-Si
Type	M270-35A
Epaisseur tôles	0.35 mm
isolation double face	S24
pertes spécifiques	2.7 W/kg (50Hz, 1.5T)
Longueur	115 mm

Table 3.11 – Specification des tôles ferromagnétiques.

2. La deuxième modification apportée se situe au niveau du rotor. Afin de réduire les fuites magnétiques au niveau du pied des aimants tout en restant compatible avec les contraintes de fabrication qui nous étaient imposées : les tôles rotoriques ont été découpées pour faire apparaître des surfaces à très faible perméabilité magnétique de type triangle au niveau des pieds des aimants. La figure 3.49 présente la figure du rotor de la machine. Le rapport $\sqrt{2}$ intervient également pour les dimensions rotoriques. En effet, la machine 40/16 présente un diamètre $\sqrt{2}$ fois plus grand que la machine 20/8, mais la largeur des aimants est divisée par cette même valeur dans la machine 40/16. Les dimensions du rotor sont données par le tableau 3.12.

Paramètres	Valeur
Diamètre alésage rotor	70 mm
Diamètre intérieure du rotor	32 mm
Diamètre des trous d'assemblage (4 trous)	10 mm
Rayon du centre du trou	50.35 mm
Epaisseur aimant	4 mm
Profondeur aimant	23 mm
longueur aimant	17.95 mm
Epaisseur du pont des aimants	0.7 mm
Type des aimants	NdFeB N40UH
Entrefer	1mm

Table 3.12 – Paramètres caractérisant le rotor dans la machine.

Les aimants dans cette machine sont segmentés en trois aimants dans le sens de longueur afin de réduire les pertes par courants induits.



(a)



(b)

Figure 3.49 – (a)Rotor de la machine durant la phase de la fabrication. (b)Rotor avec l'arbre

3.7.2 Nombre des conducteurs dans la machine et distribution des conducteurs dans la machine

Dans le prototype envisagé, il ne reste qu'à choisir le nombre des conducteurs par phase et leur distribution dans les encoches .

3.7.2.1 Choix du nombre des conducteurs basé sur la minimisation de l'effet de peau

La machine 40/16 est à double polarité, possède trois stratégies d'alimentation dont deux exigent l'injection de l'harmonique 3 , qui admet à vitesse donnée une fréquence trois fois supérieure à celle pour une alimentation avec l'harmonique 1 . De ce fait, l'existence de l'harmonique 3 signifie que le courant peut contenir des fréquences élevées, donc le risque de l'apparition de phénomène d'effet de peau devient important. L'effet de peau se traduit par la tendance du courant à circuler uniquement sur la "surface"de conducteur, provoquant ainsi l'augmentation de la résistance des conducteurs et par suite des pertes cuivre supplémentaires. Par conséquent, cet aspect devra être prise en compte lors du choix du nombre des conducteurs de prototype.

On a intérêt à minimiser l'effet de peau dans les conducteurs. Cette contrainte de fabrication nous impose donc une contrainte sur la diamètre des conducteurs à utiliser dans la machine. Grossièrement, pour qu' un conducteur de diamètre D_{cd} soit à l'abri de l'effet de peau, il faut que son diamètre soit au moins deux fois plus faible que la profondeur de peau δ . Ainsi , il vient :

$$D_{cd} \leq 2\delta$$

$$D_{cd} \leq 2 \frac{1}{\sqrt{\pi \sigma \mu_0 f}} \quad (3.45)$$

Le choix du diamètre dépend bien évidemment de la fréquence maximale à laquelle on va alimenter la machine. Si on envisage de faire tourner la machine jusqu'à 10000 tr/min, selon les outils de commande à notre disposition, il suffit que le diamètre utilisée dans la machine soit inférieure à 2.1 mm, en considérant le troisième harmonique dans la commande.

Par ailleurs, une autre contrainte pour la réalisation de la machine se situe au niveau du procédé de bobinage. Lorsque les diamètres de fil impliquent que la maniabilité du fil devient une contrainte il peut être avantageux d'utiliser "deux fils en main"pour chaque conducteur plutôt qu'un seul.

En examinant les standards concernant les dimensions des conducteurs, le choix s'oriente vers une diamètre de 1.157 mm, avec une épaisseur de l'isolant de fil de 0.065mm. En se basant sur cette distribution, la répartition des conducteurs dans les encoches est représentée par la figure 3.50. Par prise en compte des surfaces d'isolant et des contraintes géométriques en utilisant un fil circulaire, on estime à 56% le coefficient de remplissage des encoches. Le nombre des conducteurs par bobine est 16 (32 en comptant deux fil en main) .

Une simulation par éléments finis a été effectuée pour des fréquences allant de 0 à 9 kHz afin d'estimer l'importance de l'effet de peau pour cette distribution des conducteurs. Les résultats montrent que la valeur de la résistance du conducteur augmente légèrement entre les deux fréquences extrêmes. Ces résultats montrent qu'avec cette distribution des conducteurs on arrive à alimenter la machine à haute fréquence sans avoir des phénomènes liés aux effets de peau. Par conclusion, l'augmentation de la résistance ne dépasse pas le 1% à la fréquence de 9kHz.

$$\frac{R_s(f = 9000\text{Hz})}{R_s(f = 0)} = 1.01 \quad (3.46)$$

Une autre contrainte provenant des conducteurs de la machine, est la tension crête disponible. Comme le nombre des conducteurs par phase est 128 (32*4bobines), une connexion en série des bobines pour

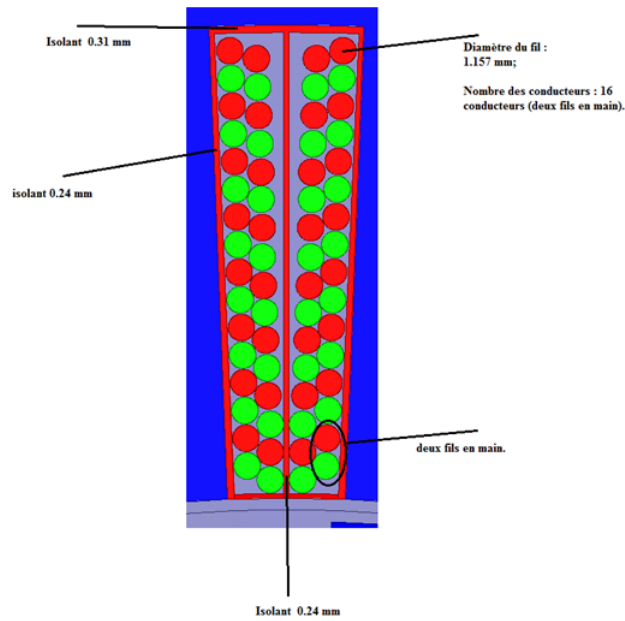


Figure 3.50 – Distribution des conducteurs dans une encoche

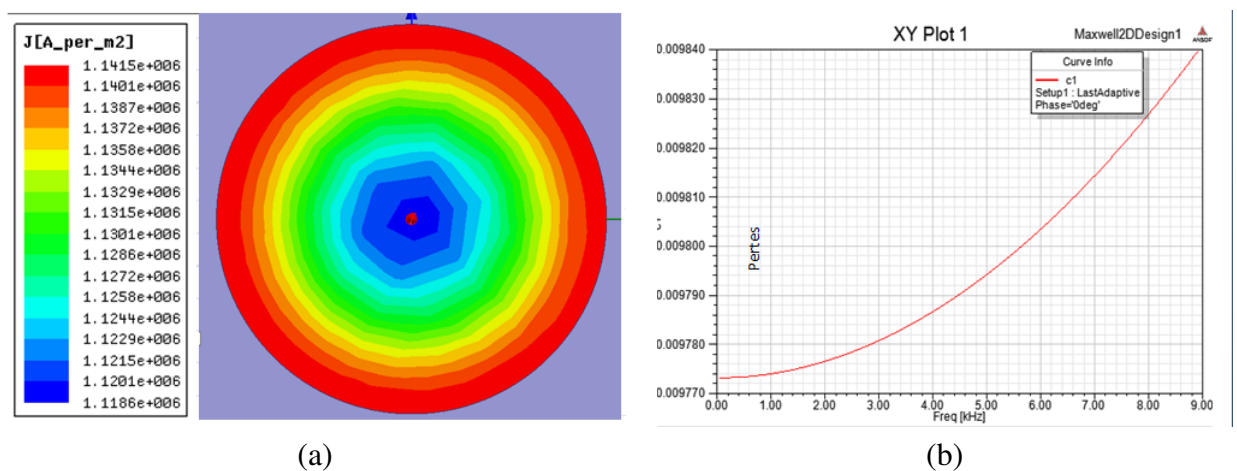


Figure 3.51 – Effet de peau dans le conducteur à 9kHz. (b) Variation de la résistance du conducteur en fonction de la fréquence d'alimentation.

chaque phase engendre une chute de tension importante et en plus la source de tension disponible n'est pas suffisante pour alimenter la machine. De ce fait, on choisit une connexion particulière de bobinage consistant à mettre en parallèle 4 bobines de chaque phase (chaque phase possède 8 bobines). L'ensemble des 4 bobines peut être soit en série ou en parallèle avec l'autre ensemble de 4 bobines. La figure suivante montre donc le schéma de la connexion de bobinage pour chaque phase. La figure 3.52 présente la connexion de bobinage pour chaque demi-machine. Les sorties de la bobine E_i, S_i de la phase i sont connectées soit en série ou en parallèle avec les sorties E'_i, S'_i .

3.7.2.2 Effet de proximité des conducteurs

La disposition des conducteurs l'un à côté de l'autre donne naissance à un autre effet nocif, c'est l'effet de proximité. En effet, lors de l'alimentation de la machine, les conducteurs produisent un champ magnétique; une partie de ce champ magnétique est enlacée par les autres conducteurs des encoches. Cet effet fait que les autres conducteurs sont soumis à un champ magnétique variable, et donc des pertes par courants induits sont observées [127].

Selon la disposition des conducteurs dans l'encoche, l'importance de l'effet de proximité varie entre les conducteurs en haut de l'encoche et ceux en bas de l'encoche, ces derniers sont soumis au champ magnétique provenant des conducteurs en haut, d'où un effet de proximité plus important est observé pour ces conducteurs. La figure 3.53 présente une simulation en éléments finis de l'effet de proximité pour une fréquence allant de 0 jusqu'à 9kHz. On observe encore dans la figure 3.54, l'augmentation de la résistance de la machine en fonction de la fréquence d'alimentation. L'effet de proximité touche particulièrement donc les conducteurs en bas des encoches. D'après la figure 3.54(b), la variation de la résistance moyenne est donnée par :

$$\frac{R_s(f)}{R_s(f=0)} = 1.35 \times 10^{-7} f^2 + 1 \quad (3.47)$$

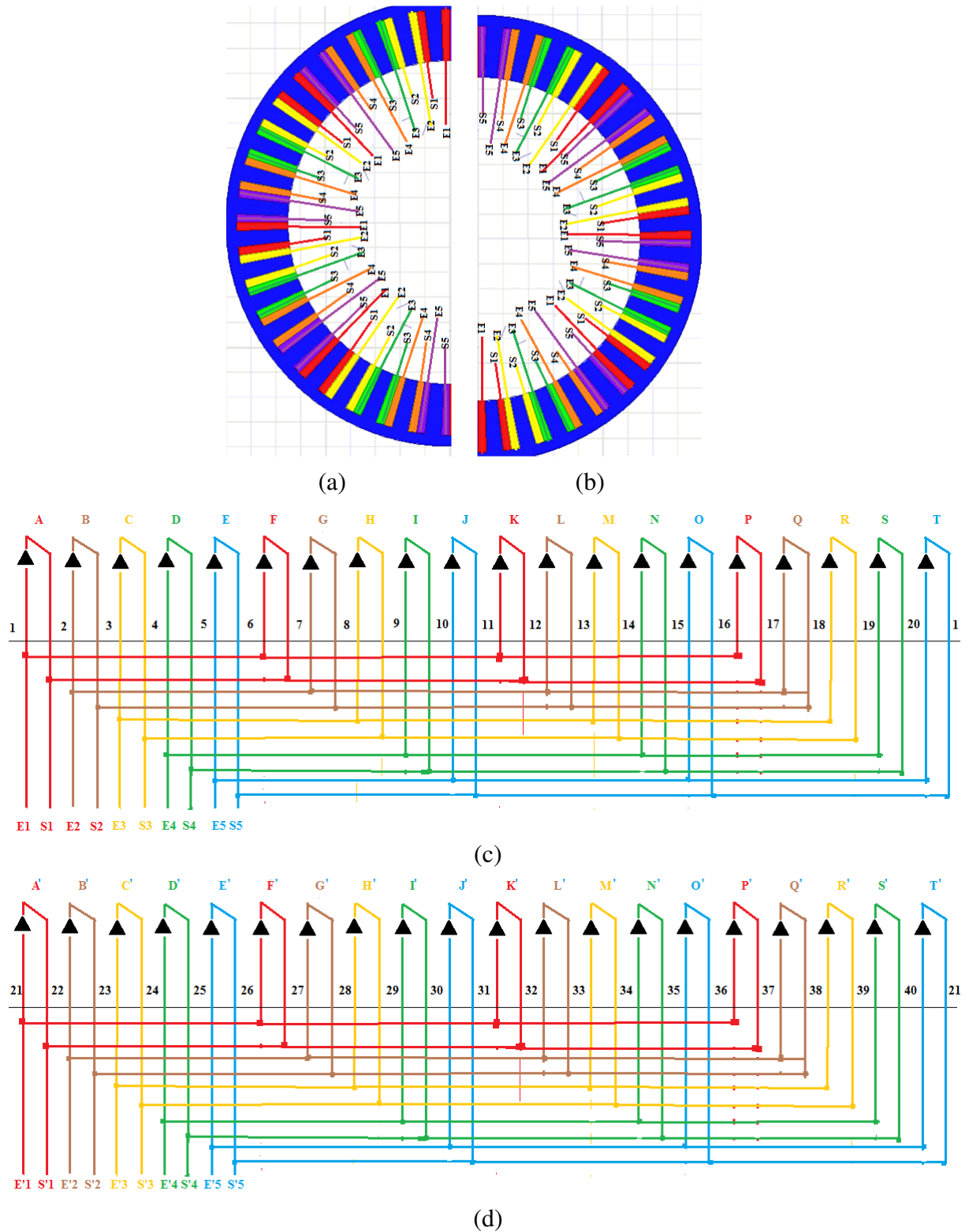


Figure 3.52 – (a) Bobinage partie gauche de la machine. (b) Bobinage partie droite de la machine. (c). Connexion de bobinage-partie gauche. (d) Connexion de bobinage-partie droite

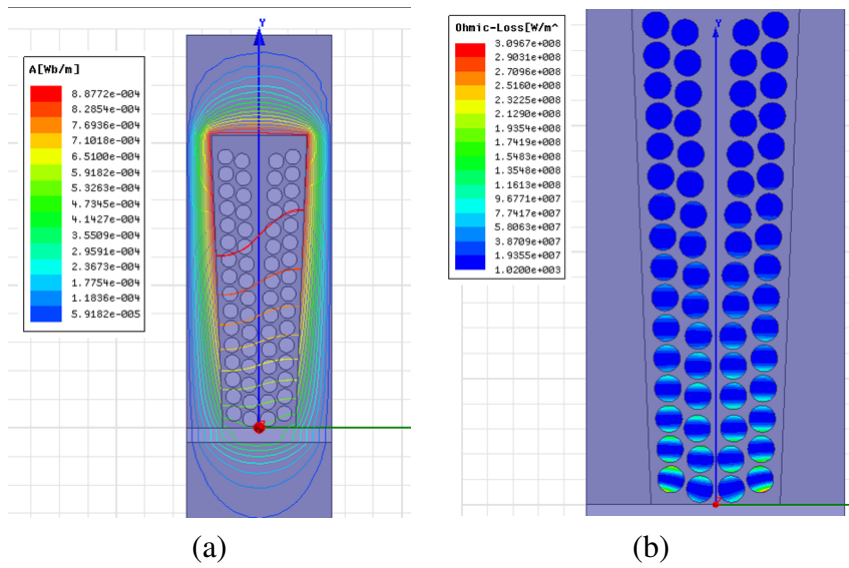


Figure 3.53 – (a) Flux croisant les conducteurs dans une encoche. (b) Répartition de la densité des pertes suite à l'effet de proximité

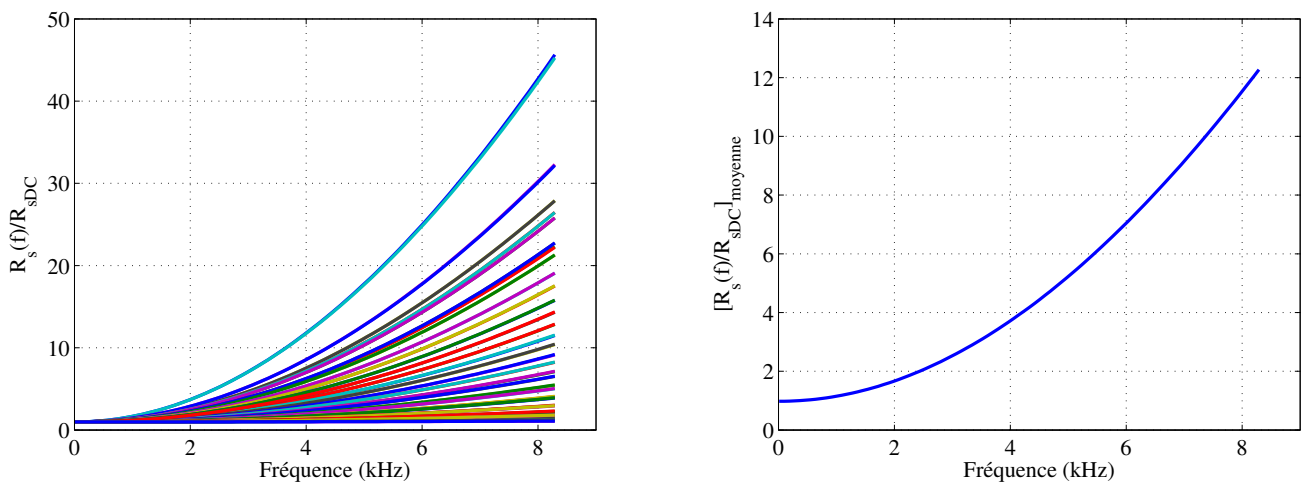


Figure 3.54 – (a) Augmentation de la résistance des conducteurs en fonction de la fréquence. (b) Augmentation moyenne de la résistance

3.8 Conclusion

Dans cette partie, une machine à double polarité à aimants enterrés a été conçue. Le nouveau rotor adapté à aimants enterrés est obtenu en modifiant le rotor classique de la machine: un trou interpolaire de largeur 36% du pas polaire est introduit à la surface du rotor en enlevant du fer rotorique. Cette modification entraîne une modification dans la force électromotrice et par suite la capacité de chaque machine fictive à fournir le couple. En raisonnant uniquement sur la force électromotrice, l'alimentation avec le troisième harmonique permet d'avoir plus de couple que l'alimentation de la machine primaire. Cependant, l'effet réactif important dans la machine primaire permet de renforcer cette machine: à haute densité de courant la machine primaire est capable de fournir un couple aussi important que celui fourni par la machine secondaire. Lorsque la saturation aura lieu dans la machine, la machine primaire dépasse la machine secondaire.

La nouvelle machine à double polarité à aimants enterrés radialement assure une protection de l'échauffement des aimants. On a montré que ce sont les harmoniques de rangs élevés qui contribuent à la production des courants induits dans les aimants. Ces harmoniques présentent en général de faibles amplitudes, d'où un bas niveau des pertes prévu dans cette machine. Pratiquement, le problème des pertes dans les aimants peut être résolu définitivement en segmentant les aimants.

Concernant les pertes fer, un modèle dynamique a été présenté dans le but d'estimer la densité volumique des pertes. Ce modèle ne dépend pas uniquement de l'amplitude de l'induction magnétique mais également de la dynamique de l'induction. Avec ce modèle, on arrive à estimer les pertes fer statoriques. Ces pertes constituent, avec les pertes cuivre la majorité des pertes dans la machine. Par conséquent, le rendement peut être estimé.

Ensuite, c'est le comportement de la machine en régime saturé qui a été étudié. En général, dans les machines à aimants enterrés avec un matériau non-linéaire (caractéristique (B,H) est non-linéaire), la matrice d'inductance dépend du vecteur courant. Pour des hautes densités de courant, la modification des termes de la matrice d'inductance est significative en fonction du courant injecté. Ces résultats aboutissent à une complexité de commande : un certain couple électromagnétique peut être obtenu par plusieurs vecteurs courants correspondant à la même densité de courant. Il faut donc, afin de choisir le vecteur du courant optimal, faire intervenir d'autres critères dans l'optimisation, notamment: les pertes, l'ondulation du couple et la valeur de courant crête.

La machine 20/8/5 à double polarité a été comparée avec la machine 12/8/3 possédant les mêmes dimensions statoriques et rotoriques. Cette comparaison concerne les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse de chaque machine. Pour la même valeur des pertes cuivre, la machine 20/8/5 est capable à partir d'une certaine densité de courant de fournir une puissance bien supérieure à celle fournie par la machine 12/8/3. La machine 20/8/5 présente donc la capacité de fonctionner avec une puissance constante sur une large plage de vitesse. La machine 20/8/5 possède une plage de vitesse infinie, tandis que la 12/8/3 possède une plage de vitesse finie.

La stratégie de contrôle, Maximum Torque Per Ampere, permet de trouver le vecteur courant qui permet de maximiser le couple de la machine en minimisant les pertes cuivre. Cependant, cette stratégie semble insuffisante dans le cas de la machine 20/8/5, puisque les autres pertes dans la machine ne sont pas prises en compte. Étant donné la possibilité d'injection de l'harmonique 3 dans la machine, il est donc indispensable de prendre en compte les pertes lors de la synthèse de la commande. Profitant des nombreux degrés de liberté dans cette machine qui donne la possibilité de contrôler la machine sous différentes contraintes, il est possible de définir une nouvelle famille de stratégies appelée Max-

imum Torque Per Losses. Une amélioration du rendement est observée entre les deux algorithmes MTPA et MTPL. La multitude des degrés de liberté a permis de modifier la trajectoire du courant, tout en respectant les contraintes des tension et du couple, et trouver le nouveau vecteur qui permet de minimiser les pertes. L'algorithme EGO a été également appliqué dans le but de trouver les courants optimaux limitant les pertes dans le stator et le rotor. La stratégie MTPL a permis d'améliorer le rendement dans la machine.