2.5 Caractéristiques couple/vitesse de la machine 20/8/5 à aimants déposés 107

2.5.1 Enveloppe des caractéristiques couple/vitesse de la machine 107

2.5.2 Détermination de la caractéristique couple/vitesse pour une puissance constante 110

2.5.3 Nouvelle stratégie de contrôle : Maximum Torque Per Primary Machine 111

2.6 Conclusion 114

2.1 Introduction Générale

Ce chapitre vise à explorer le concept de machine bi-harmonique en considérant une structure de machine à aimants déposés en surface. Il s'agira dans un premier temps de définir des couches d'aimants adaptées au bobinage 20 encoches/8pôles sélectionné dans le chapitre précédent permettant de réaliser une machine bi-harmonique. La conception de cette couche d'aimants se fait sous des contraintes sur les harmoniques de la force électromotrice, idéalement constituée uniquement de deux harmoniques 1 et 3 de la force électromotrice avec le même ordre de grandeur, ainsi que sur d'autres paramètres clés. La machine pentaphasée 20 encoches/8pôles obtenue sera comparée à une machine pentaphasée 20 encoches/4pôles avec un bobinage à $S_{pp} = 1$ et ayant des caractéristiques dimensionnelles proches.

Dans un deuxième temps il s'agira d'évaluer les caractéristiques, notamment couple/vitesse, de telles machines bi-harmoniques en considérant :

1. Des contraintes sur les pertes pour lesquelles des modèles seront étudiés en tenant compte notamment de commandes injectant simultanément plusieurs harmoniques de courant.
2. Des contraintes en tension de son alimentation par un onduleur, dimensionné quant à lui par une approche au premier harmonique[1].
3. Des stratégies de commande fonction de contraintes comme la minimisation de pertes, la maximisation de la plage de vitesse à puissance constante.

Une des originalités forte résidera dans l'exploitation des degrés de liberté offerts par la machine 20/8 pour optimiser les caractéristiques couple/vitesse. On dégagera ainsi des stratégies mettant en oeuvre une commutation électronique des pôles, cela sans ajout de matériel complémentaire.

2.2 Influence des paramètres de la machine sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine à aimants déposés: cas des machines avec faible réaction d'induit

Le dimensionnement de l'onduleur de tension MLI alimentant une machine triphasée, selon l'approche au premier harmonique, se base sur les paramètres électriques de la machine fictive principale, en particulier, la constante du temps électrique dont dépend le choix de la fréquence de commutation des interrupteurs d'une part, et l'inductance cyclique et la force électromotrice desquelles dépendent la tension du bus de l'onduleur d'une autre part. Bien que cette approche soit optimale pour les machines triphasées avec le bobinage couplé en étoile, puisque ces dernières sont équivalentes à une seule machine fictive diphasée dans le repère de découplage, ce n'est pas forcément le cas pour leurs homologues polyphasées, qui admettent en général des degrés de liberté supplémentaires du point de vue commande, du fait de leur équivalence à plusieurs machines fictives dans l'espace de découplage. Le système est alors caractérisé par plusieurs paramètres électriques (réaction d'induit, force électromotrice, constante du temps) associés aux différentes machines fictives.

Vu la multitude des degrés de liberté dans la structure polyphasée, l'approche au premier harmonique pour le dimensionnement est l'une des solutions possibles, mais ce choix peut aboutir à

[1] Dimensionner au premier harmonique en premier lieu signifie que la tension crête qu'il est possible d'imposer en régime sinusoïdal avec l'onduleur est égale à la moitié de la tension continue alimentant l'onduleur. Les grandeurs de base (tension, courant) à la sortie de l'onduleur sont identiques à celles de la machine fictive principale

un sous/surdimensionnement de l'onduleur, notamment dans le cas où la structure de la machine polyphasée - qui se traduit par les paramètres électriques des machines fictives caractérisant la performance globale de la machine - ne permet pas l'exploitation de la totalité de puissance disponible par l'alimentation. Toutefois, c'est cette approche classique qui a été retenue pour ces travaux de thèse . Cependant, un outil d'étude a été développé pour estimer en quoi cette approche de dimensionnement surestime/sousestime le vrai besoin de la machine au niveau de la puissance, et de même, la fréquence de commutation. La figure2.1 illustre ce fait pour trois machines polyphasées I, II et III qui admettent les mêmes grandeurs électriques associées à la machine principale , mais diffèrent au niveau des autres machines fictives. Cette approche de dimensionnement est compatible avec la structure de la machine II. Ce même onduleur est surdimensionné pour la machine I et un sous-dimensionnement est observé pour la machine III.

L'objectif dans cette section est d'aider le concepteur à prévoir l'influence des autres machines fictives sur les performances de la machine lorsque les paramètres du variateur sont évalués compte tenu des paramètres de la machine principale uniquement[60][61]. Ces performances sont évaluées à partir de la caractéristique couple/vitesse, et plus précisément, trois points particuliers de cette caractéristique: le couple maximal fourni à basse vitesse, la vitesse maximale que la machine puisse atteindre (vitesse pour le couple nul) et la puissance maximale.

La première partie dans cette section concerne l'étude des caractéristiques couple/vitesse d'une machine triphasée et les paramètres influençant la performance de cette machine, à savoir la force électromotrice et la matrice d'inductance. Le but est d'en déduire les paramètres principaux nécessaires pour l'étude de la performance globale de la machine. Ensuite, la même étude est effectuée pour une machine 5-phases dans le but de déterminer l'impact des degrés de liberté supplémentaires sur la performance de la machine. Enfin , plusieurs combinaisons encoches/pôles d'une machine 5-phase seront classifiées en fonction d'un critère déduit de l'étude précédente et qui définit le degré de compatibilité de l'onduleur de point de vue puissance pour une machine admettant une certaine combinaison encoches/pôles. Par conséquent, les combinaisons encoches/pôles, pour lesquelles le dimensionnement

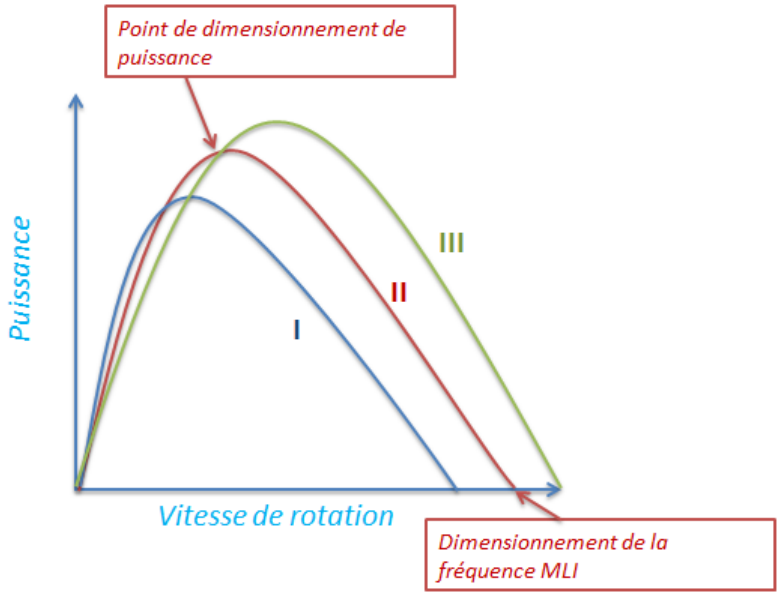


Figure 2.1 – Variation de la caractéristique Puissance/vitesse pour les trois machines polyphasées I,II et III

de l'onduleur au sens du premier harmonique est optimale est déduite.

2.2.1 Hypothèses et définitions

Quelques hypothèses relatives aux études effectuées dans cette partie sont définies.

2.2.1.1 Hypothèses concernant la structure et la commande des machines étudiées

Les hypothèses, pour cette étude, sont en partie celles qui sont établies lors de la décomposition multi-machine.

- **Hypothèses relatives à la linéarité**
  Les effets de peau, de saturation magnétique, de réluctance variable et la démagnétisation des aimants ne sont pas pris en compte. La machine est régulièrement construite au sens où aucune phase ne se distingue l'une de l'autre. Ces hypothèses suffisent pour pouvoir appliquer la décomposition multi-machine aux machines étudiées.

- **Hypothèses relatives à la topologie de la machine**

  1. Les machines étudiées sont des machines à aimants déposés en surface. Les harmoniques spatiaux, sont distribuées entre les différentes machines fictives, comme décrit dans la partie 1.2.6 de chapitre I[2]. Aucune distinction à faire entre les inductances L_d et L_q pour chaque machine fictive. En plus, les machines fictives sont magnétiquement indépendantes.
  2. Les structures concernées par l'étude sont des machines à faible réaction d'induit ($r_{ind} \leq 1$) [62; 63], si les conclusions relatives à l'approche au premier harmonique pour les machines triphasées sont admises pour chaque machine fictive, ceci implique une plage de vitesse finie[63], permettant d'avoir des comparaisons plus significatives entre les topologies étudiées.
  3. le bobinage est connecté en étoile, par suite le courant homopolaire est nul.

- **Hypothèses relatives à la stratégie de commande de la machine**

  1. L'onduleur de tension étudié dans cette partie est dimensionné au premier harmonique, c.-à-d., il possède une tension nominale V_b et un courant nominal I_b, qui représentent également les grandeurs nominales de la machine principale.
  2. Les harmoniques spatiaux du champ magnétique rotorique sont négligés. Par conséquent, chaque machine fictive possède une force électromotrice sinusoïdale et est alimentée en courant sinusoïdal. Les effets de commutation des composantes d'électronique de puissance sont également négligés.

2.2.1.2 Points particuliers de la caractéristique couple/vitesse

L'évaluation de la performance d'une structure polyphasée alimentée par un onduleur de tension dimensionné au sens harmonique nécessite la recherche de la caractéristique couple/vitesse, qui fournit une vue globale sur le comportement de la machine à basse vitesse, où on s'intéresse à une densité du couple élevée pour le fonctionnement de la machine en phase transitoire d'une part, et à haute vitesse,

[2] Les harmoniques du rang $5c \pm 1$ se projettent dans la machine principale, ceux du rang $5c \pm 3$ se projettent dans la machine secondaire où $\in \mathbb{N}$

où la structure doit exploiter toute la puissance disponible par l'onduleur sur une large plage de vitesse d'autre part. De ce fait, on cherche pour chaque structure étudiée trois points particuliers de la caractéristique couple/vitesse, suffisants pour avoir une estimation jugée suffisante des performances de la machine. Ces points, exprimés en p.u. et normalisés par rapport aux grandeurs de base, sont:

- Le point de base (y_t,t_{emb}): c'est le point caractérisé par l'atteinte de la limite de tension disponible, tout en gardant le couple maximal développé à basse vitesse.
- Le point de puissance maximale (y_p,$p_{em,m}$): c'est le point caractérisé par l'atteinte de la puissance maximale. L'onduleur de puissance impose alors simultanément la tension et le courant maximaux qu'il peut délivrer.
- Le point (y_m,0): c'est le point qui représente la vitesse maximale que peut atteindre la machine en fournissant un couple nul. Ce point qualifie, donc l'étendue de la plage de vitesse de la machine.

la vitesse de rotation normalisée par rapport à la vitesse de base est donnée par :

$$y = \frac{\omega}{\omega_b} \tag{2.1}$$

avec ω_b est la pulsation électrique de base. De même, on normalise le couple par rapport au couple de base . Il vient :

$$t_{emb} = \frac{C_{em}}{C_b} \tag{2.2}$$

2.2.2 Etude des paramètres influençant la performance d'une machine triphasée

Dans un premier temps, afin d'assimiler l'impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse de la machine, il nous parait judicieux de démarrer l'étude avec une machine triphasée , qui est équivalente à une seule machine fictive diphasée et une machine homopolaire dans l'espace de découplage. Pour isoler l'effet d'une seule machine fictive sur la caractéristique couple/vitesse, la machine triphasée couplée en étoile est considérée dans la première partie de cette section. En effet, de nombreux travaux traitent de la capacité de défluxage de ces machines à la lumière de la valeur de l'inductance cyclique [64][62][63][65][66]. Cette inductance décide de la valeur de la réaction d'induit, dont dépend l'aptitude de désexcitation de cette machine.

Ensuite, un axe supplémentaire, de dimension 1, associée à la machine homopolaire sera introduit. Cet axe doit être ajouté lorsqu'on supprime le couplage étoile de la machine triphasée, ce qui implique l'intervention des paramètres supplémentaires associé à la machine homopolaire agissant sur les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse. Pour cette machine à phases indépendantes, une brève étude consiste à préciser les paramètres supplémentaires mis en jeu pour la détermination des caractéristiques. La conclusion de cette partie, ouvre la voie pour prédire les paramètres principaux indispensables à l'étude d'une machine pentaphasée de bobinage couplé en étoile, admettant quatre axes dans l'espace de découplage.

2.2.2.1 Influence de la structure de bobinage sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine triphasée couplée en étoile

Dans cette partie, le bobinage de la machine triphasée est couplé en étoile, par suite le courant homopolaire ne peut pas circuler. Par conséquent, la machine homopolaire n'a plus d'impact sur la performance globale de la machine. La machine triphasée est maintenant équivalente à une machine

fictive diphasée associée au plan (α,β) d'après la décomposition multi-machine. La réaction d'induit associée à cette machine fictive est donnée par l'équation (2.3) :

$$r_{ind} = \frac{L_1 I_b}{\Psi_b} \tag{2.3}$$

Avec L_1 est l'inductance cyclique associée à la machine fictive principale, obtenue par la transformation de Concordia appliquée sur la matrice d'inductance, cyclique et symétrique pour cette machine. I_b est le courant de base et Ψ_b est le flux de base dû aux aimants.

En fonction de ces paramètres, on définit les grandeurs de base pour cette machine: le couple de base $(C_b)_3$, la puissance de base $(P_b)_3$ et la vitesse de base $(\Omega_b)_3$. On a:

$$(C_b)_3 = 3pI_b\Psi_b \tag{2.4}$$

Par suite, la puissance de base pour cette machine s'écrit par :

$$(P_b)_3 = 3V_bI_b \tag{2.5}$$

La pulsation de base est donnée par [63] :

$$(\omega_b)_3 = \frac{V_b}{\Psi_b} \tag{2.6}$$

Les hypothèses établies rendent la détermination analytique des courants optimaux et des points particuliers de la caractéristique couple/vitesse possible en fonction des grandeurs de base [62; 64]. En supposant que les grandeurs V_b, I_b et Ω_b sont identiques pour les machines étudiées et en négligeant la résistance statorique, le couple maximal $(t_{emb})_3$, développé par la machine à basse vitesse en fonction de la réaction d'induit r_{ind} est donné par: [63][64]:

$$\frac{(t_{emb})_3(r_{ind})}{(t_{emb})_3(0)} = \frac{1}{\sqrt{1+r_{ind}^2}} \tag{2.7}$$

La valeur de la puissance maximale $p_{em,m}$ est égale à 1. Cette puissance est atteinte à une vitesse donnée par[63][64]:

$$\frac{(y_p)_3(r_{ind})}{(y_p)_3(0)} = \sqrt{\frac{1+r_{ind}^2}{1-r_{ind}^2}} \tag{2.8}$$

Enfin, le troisième point, qui correspond à la vitesse maximale, où la puissance s'annule est donné par [63][64] :

$$\frac{(y_m)_3(r_{ind})}{(y_m)_3(0)} = \frac{\sqrt{1+r_{ind}^2}}{1-r_{ind}} \tag{2.9}$$

La détermination analytique de ces points particuliers permet de tracer la variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de la réaction d'induit r_{ind}. La figure (2.2) représente la variation du couple en fonction de la vitesse de rotation, tous les deux normalisés par rapport au couple de base et la vitesse de base respectivement. En se basant sur cette figure, on peut déterminer la variation de la puissance en fonction de la vitesse de rotation comme donné dans la figure 2.3. Une première analyse pour les figures (2.2) et (2.3) montre l'aspect contradictoire entre une bonne caractéristique à basse vitesse et une large plage de fonctionnement à puissance constante: une augmentation de la réaction d'induit r_{ind} se traduit par une réduction du couple développé à basse vitesse, et une large plage de fonctionnement à tension ou puissance constante, et par suite une meilleure exploitation de l'alimentation de puissance disponible. La raison du point de vue magnétique est que, une grande valeur de la réaction

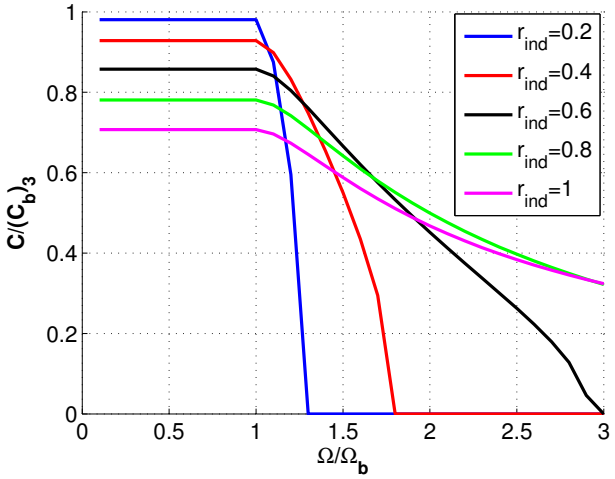


Figure 2.2 – Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de la réaction d'induit

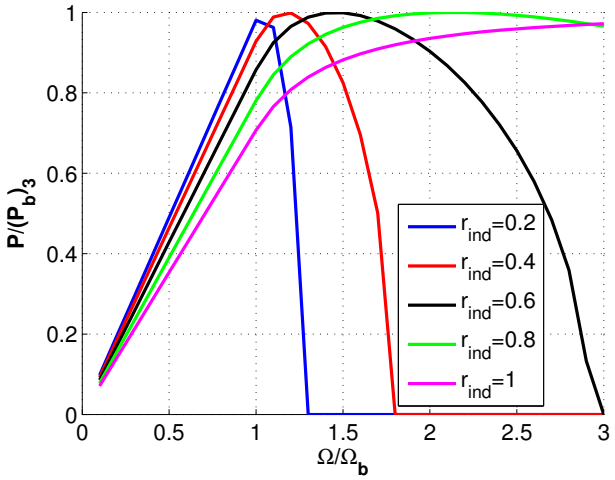


Figure 2.3 – Variation de la caractéristique puissance/vitesse en fonction de la réaction d'induit

d'induit entraîne une compensation plus efficace de flux des aimants à haute vitesse, tout en respectant les contraintes du courant. Par contre, un courant très important- qui engendre des pertes pouvant dépasser les contraintes thermiques de la machine- est nécessaire pour désexciter la machine à haute vitesse dans le cas des machines à faibles réaction d'induit.

Par conséquent, la réaction d'induit est un élément décisif pour la machine, sa valeur reflète la capacité de la machine à fournir un couple important à basse vitesse, et en plus la capacité de défluxage de la machine à haute vitesse. Cette conclusion permet de fixer l'inductance cyclique comme premier paramètre influençant la performance globale de la machine.

2.2.2.2 Application sur des machines avec S_{pp} différents

En fixant les grandeurs de base de l'onduleur V_b et I_b, la réaction d'induit dépend principalement de l'inductance cyclique associée à la machine principale comme le montre l'équation 2.3, inductance qui dépend elle-même de la géométrie de la machine et de la distribution de bobinage. La réaction d'induit est donc, un paramètre qui permet la caractérisation d'une certaine distribution de bobinage et la prédiction de la caractéristique couple/vitesse de la machine résultante de cette distribution. La tension V_b à la sortie de l'onduleur peut être exprimée en fonction de la tension de bus V_{DC} comme

suit[3]:

$$V_b = \frac{V_{DC}}{2\sqrt{2}} \tag{2.10}$$

Pour bien distinguer l'influence de la distribution de bobinage sur la caractéristique couple/vitesse, on reprend l'étude effectuée dans [9]. Trois machines A,B et C-admettant la même géométrie rotorique et le même nombre des pôles- avec $S_{pp} = 1$, $S_{pp} = 0.5$ et $S_{pp} = 0.36$ respectivement sont considérées. La machine A a un bobinage distribué à pas entier, ceux des machines B et C sont concentrés autour des dents avec un pas fractionnaire. La figure (2.4) présente les structures des machines étudiées avec la distribution de bobinage. Les caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse pour chaque ma-

Encoche #:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15 …
Machine A:	-B	+A	-C	+B	-A	+C	-B …								
Machine B:	-A/+B	-B/+C	-C/+A	-A/+B …											
Machine C:	+C/-A	+A/+A	-A/-A	+A/+A	-A/-A	+A/-B	+B/+B	-B/-B	+B/+B	-B/-B	+B/-C	+C/+C	-C/-C	+C/+C	-C/-C

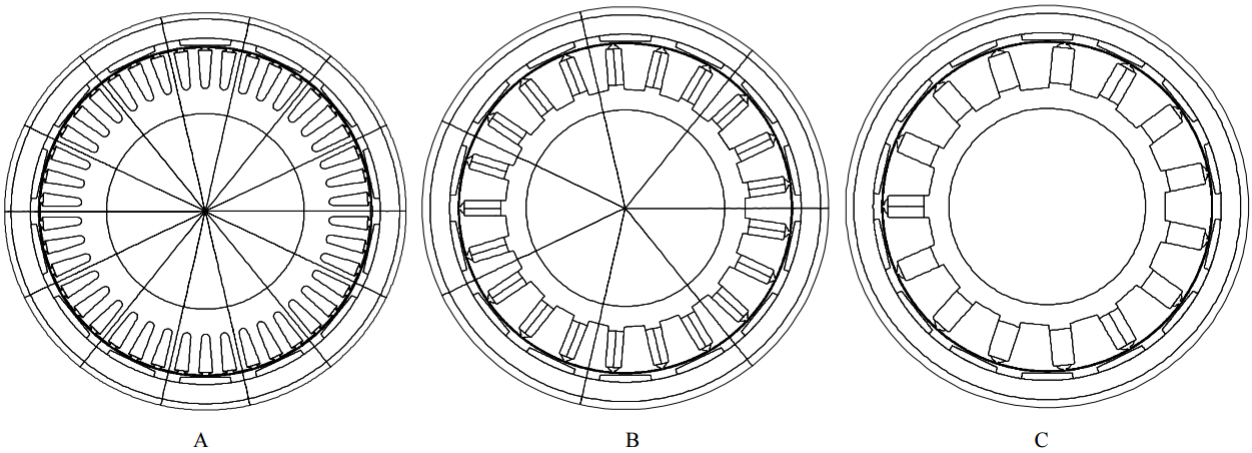


Figure 2.4 – Géométrie des machines étudiées [9]

chine sont présentées dans les figures (2.5) et (2.6) respectivement. Cette étude montre clairement la

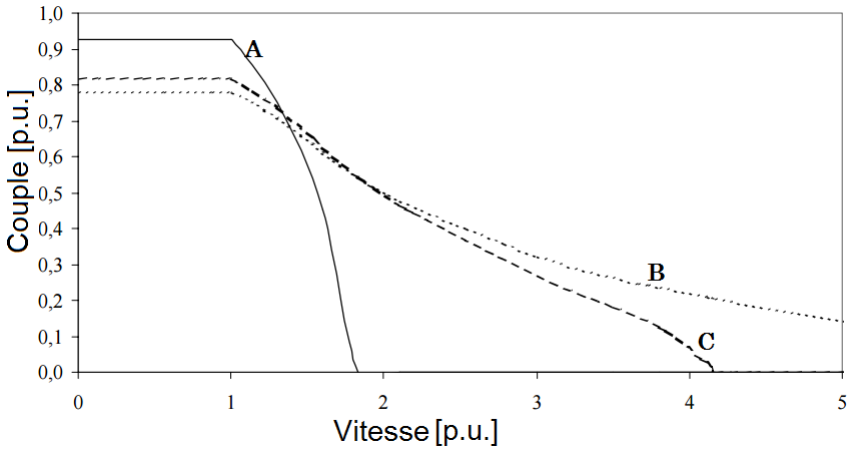


Figure 2.5 – Caractéristique couple/vitesse pour les trois machines A,B et C [9]

[3]On suppose une alimentation de type MLI avec une commande intersective sans injection de l'harmonique 3.

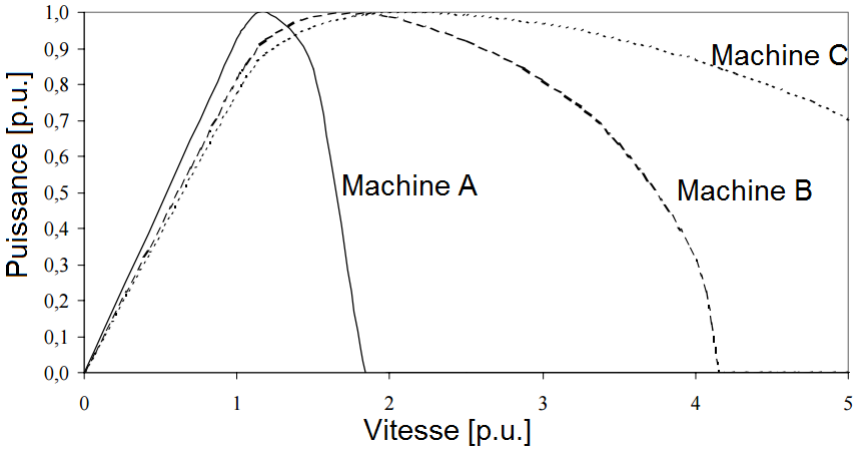


Figure 2.6 – Caractéristique puissance/vitesse pour les trois machine A, B et C [9]

capacité de défluxage de bobinage à pas fractionnaire par rapport à celle à pas entier. Les deux machines B et C assurent une bonne exploitation de tension du bus à haute vitesse, se manifestant par une puissance supérieure à celle de la machine A. Cependant, la machine A a plus de capacité de fournir du couple à basse vitesse. Cette différence due, principalement à la réaction d'induit, faible pour la machine A et forte pour les deux machines B et C, ce qu'on peut observer dans le tableau 2.1 Une

Machine	A	B	C
$r_{ind}(p.u.)$	0.28	0.46	0.43

Table 2.1 – La réaction d'induit pour chaque machine [9]

tendance générale qu'on peut déduire de cette étude est la capacité de bobinage concentré autour des dents à pas fractionnaire à exploiter au mieux l'alimentation de puissance disponible à haute vitesse [67]. Par ailleurs, on remarque que les trois machines atteignent la puissance maximale disponible, et possèdent également la même vitesse de base. La distribution de bobinage dans une machine triphasée influe d'une manière générale sur : la vitesse maximale y_m, la vitesse de puissance maximale $p_{em,m}$ et le couple de base t_{em}.

Dans cette partie, on a étudié l'effet de la réaction d'induit et, de la configuration de bobinage, sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine triphasée. L'étude montre qu'une forte réaction d'induit permet un défluxage plus efficace de la machine, et par suite une densité de couple plus importante à haute vitesse. Cependant, la densité du couple à basse vitesse est plus importante pour les machines à faible réaction d'induit. Dans le but d'analyser l'impact d'une machine fictive supplémentaire sur les points particuliers des caractéristiques couple/vitesse, une machine triphasée à phases indépendantes est ensuite considérée.

2.2.2.3 Cas d'une machines triphasée avec des phases indépendantes

La machine considérée est à phases indépendantes, la machine est équivalente à une machine fictive diphasée et une machine homopolaire dans l'espace de découplage. Dans ce cas, la caractéristique couple/vitesse ne dépend pas uniquement des paramètres de la machine fictive principale, mais aussi des paramètres de la machine homopolaire caractérisée par une force électromotrice E_0 et une inductance cyclique L_0. De ce fait, la détermination analytique des points particuliers de la caractéristique couple/vitesse n'est plus possible. La machine homopolaire, participe à la production du couple à partir de l'harmonique de rang 3 projeté dans l'espace fictive associé à cette machine [10; 11] . Comme

la machine homopolaire est formée d'un seul axe dans l'espace fictif, l'interaction entre le courant homopolaire sinusoïdal et la force électromotrice sinusoïdale, aboutit à un couple moyen non nul avec des ondulations. Ces ondulations peuvent être compensées par celles produites par l'autre machine fictive [68], dépendant du sens de rotation et l'amplitude de la force électromotrice de la machine fictive.

Même si l'injection de l'harmonique de rang 3 n'est pas utile pour la production du couple dans le cas d'une machine triphasée couplée en étoile, car ce couplage compense la force électromotrice homopolaire dans la machine, une composante de l'harmonique 3 est fréquemment injectée dans la modulante dans le cas de l'alimentation de la machine avec un onduleur MLI. Cette injection permet de mieux exploiter le bus de tension, notamment à haute vitesse où la saturation en tension est survenue, dans la mesure où cette procédure permet d'augmenter de 15% l'amplitude du fondamental de la tension de la sortie de l'onduleur.

Dans une machine à phases indépendantes, la circulation du courant homopolaire est possible, l'introduction de l'harmonique 3 dans la modulante entraîne l'existence de l'harmonique de rang 3 dans le courant et donc il participe, en présence d'un harmonique 3 de force électromotrice, à la production du couple et à son ondulation. Pour déterminer l'impact de cet harmonique sur la machine triphasée avec des phases indépendantes, un calcul de la caractéristique couple/vitesse pour plusieurs valeurs de la force électromotrice homopolaire a été effectué dans [10; 11]. Comme illustrée dans la figure 2.7. L'étude montre bien l'influence négative de la machine homopolaire sur la densité du

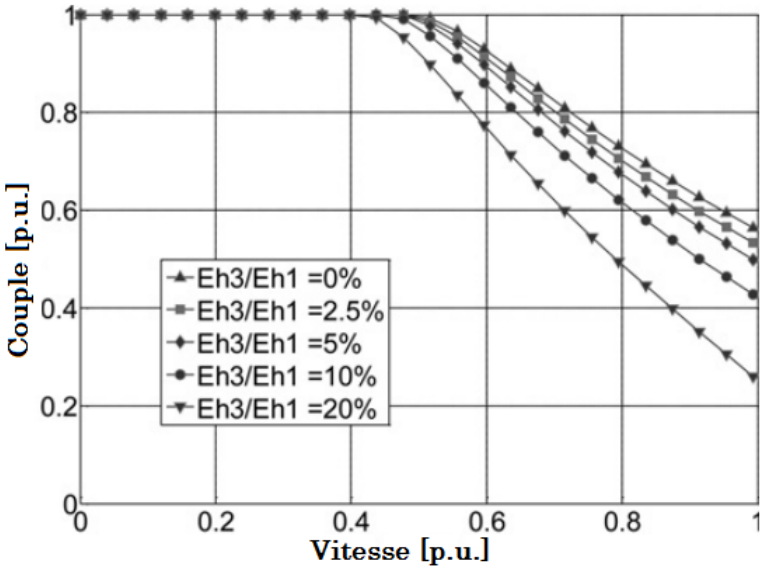


Figure 2.7 – Variation de la caractéristique couple/vitesse en fonction de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 dans la force électromotrice [10; 11]

couple dans la zone de tension constante. Introduire davantage de l'harmonique E_{h3} dans la force électromotrice, peut entraîner la réduction de l'enveloppe de la caractéristique couple/vitesse si la capacité de la machine fictive homopolaire à compenser l'harmonique de rang 3 à haute vitesse est faible. L'utilisation de l'alimentation de puissance est bien dégradée pour des valeurs importantes du rapport $\frac{E_{h3}}{E_{h1}}$, par suite, l'onduleur est surdimensionné pour les structures avec $\frac{E_{h3}}{E_{h1}} \neq 0$.

Il faut noter que dans cette étude, la volonté c'est de montrer que la force électromotrice supplémentaire dans la machine, qui peut servir pour la fonctionnalité "boost"dans la machine peut avoir un impact négatif sur la performance, notamment à haute vitesse, si la structure (bobinage /rotor) n'est

pas adaptée. Outre la réaction d'induit de la machine principale, c'est le rapport entre les forces électromotrices $\frac{E_{h3}}{E_{h1}}$ qui intervient dans ce cas, comme un paramètre influençant la performance globale de la machine.

Une conclusion générale qu'on peut tirer de cette étude, c'est lorsqu'une machine est associée à plusieurs machines fictives, les réactions d'induit de ces machines et les amplitudes de leurs forces électromotrices par rapport à la force électromotrice de la machine fictive principale sont les paramètres principaux influençant les points particuliers de la caractéristique couple/vitesse. La capacité de la machine à bien exploiter l'onduleur dimensionné au sens de premier harmonique est un point à ne pas négliger. Tout étude de la compatibilité de la machine avec un onduleur doit être en fonction de ces paramètres.

2.2.3 Impact des paramètres des machines fictives sur la caractéristique couple/vitesse d'une machine pentaphasée

Contrairement aux machines triphasées, la difficulté pour la machine 5-phases réside dans le fait, que la performance à haute vitesse dépend, non pas de la réaction d'induit de la machine principale uniquement, mais aussi des paramètres de la machine secondaire.

Cette partie concerne la recherche des variations des trois points particuliers des caractéristiques couple/vitesse définis dans la section 2.2.2 en fonction des paramètres des machines fictives, à savoir la force électromotrice et l'inductance cyclique, lorsque l'onduleur de tension est dimensionné au sens du premier harmonique.

2.2.3.1 Paramètres nécessaires à l'étude des caractéristiques couple/vitesse pour la machine 5-phases

Pour bien distinguer l'effet de la machine secondaire, on suppose que les paramètres de la machine primaire sont invariants pour n'importe quelle machine. Ce raisonnement vient du fait que l'onduleur est dimensionné en se basant sur les paramètres de la machine fictive principale, et cette considération veut dire que toutes les machines sont alimentées par le même onduleur. Pour la machine 5-phases, le couple de base est défini alors par 2.11

$$(C_b)_5 = 5p\Psi_1 I_b \tag{2.11}$$

Avec p est le nombre des paires de pôles et Ψ_1 est l'amplitude de l'harmonique 1 de flux dû aux aimants. La puissance de base est donnée alors par 2.12

$$(P_b)_5 = 5V_b I_b \tag{2.12}$$

L'équation (2.13) donne, dans le cadre d'une commande MTPA[4], la relation entre les paramètres de la machine et la tension de base V_b. Le diagramme vectoriel correspondant à la stratégie MTPA est donné par la figure 2.8

$$\sqrt{(\Psi_1\omega_b + R_s I_b)^2 + (L_1\omega_b I_b)^2} = V_b \tag{2.13}$$

On définit les paramètres normalisés suivants représentant la machine principale (2.14)

$$\begin{cases} r_1 = \dfrac{R_s I_b}{V_b} \\ l_1 = \dfrac{L_1\omega_b I_b}{V_b} \\ e_1 = \dfrac{\Psi_1\omega_b}{V_b} \end{cases} \tag{2.14}$$

[4]MTPA: Maximum Torque Per Ampere, avec f.é.m et courant en phase

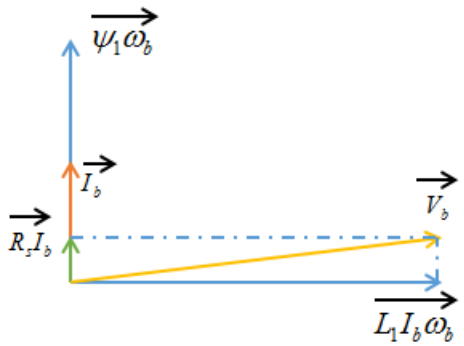


Figure 2.8 – Diagramme vectoriel correspondant à la stratégie MTPA

Ceux qui représentent la machine secondaire, sont donnés par l'équation 2.15

$$\begin{cases} r_3 = \dfrac{R_s I_b}{V_b} \\ l_3 = \dfrac{L_3 \omega_b I_b}{V_b} \\ e_3 = \dfrac{3\Psi_3 \omega_b}{V_b} \end{cases} \tag{2.15}$$

Ψ_1 l'amplitude de l'harmonique 1 de flux des aimants et Ψ_3 celle de l'harmonique 3, l_1 et l_3 sont les inductances cycliques normalisées associées aux machines primaire et secondaire respectivement. R_s est la résistance statorique.

2.2.3.2 Problème d'optimisation adaptés pour la recherche des points particuliers

Les points particuliers des caractéristiques couple/vitesse sont recherchés directement à partir des problèmes d'optimisation adaptés dans le but de réduire le temps du calcul nécessaire pour obtenir la caractéristique couple/vitesse toute entière. Les contraintes d'optimisation sont liées aux grandeurs électriques de la machine, d'où la nécessité de définir les équations électriques de la machine. Une fois ces équations définies, les problèmes d'optimisation sont établis.

2.2.3.2.1 Équations électriques et définition des fonctions des contraintes

Étant équivalente à deux machines fictives, alimentées par deux harmoniques 1 et 3 du courant respectivement pour produire le couple , la variable d'optimisation est le vecteur donné par 2.16.

$$z = \begin{bmatrix} i_1 & \varphi_1 & i_3 & \varphi_3 \end{bmatrix}^T \tag{2.16}$$

avec i_1 et i_3 sont les valeurs crêtes du premier et du troisième harmonique du courant respectivement et normalisés par rapport au courant de base, φ_1 et φ_3 étant leur déphasage par rapport au premier et troisième harmonique de la force électromotrice respectivement.

l'équation de la tension v d'une phase de la machine donnée par: (2.17):

$$\begin{cases} v(\theta_e) & = v_1(\theta_e) + v_3(\theta_e) \\ v_1(\theta_e) & = ye_1 sin(\theta_e) + r i_1 \sin(\theta_e + \varphi_1) + y l_1 i_1 \sin(\theta_e + \varphi_1 + \frac{\pi}{2}) \\ v_3(\theta_e) & = ye_3 \sin(3\theta_e) + sgn(e_3) r i_3 \sin(3\theta_e + \varphi_3) + 3 sgn(e_3) y l_3 i_3 \sin(3\theta_e + \varphi_3 + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \tag{2.17}$$

où v_1 et v_3 sont les contributions des tensions de la machine primaire et secondaire respectivement dans la tension de la machine réelle, sgn est la fonction signe utilisée pour désigner une différence possible entre le sens les axes d des machines fictives, puisque selon la configuration du bobinage

utilisée, e_1 et e_3 associés à la machine primaire et secondaire respectivement peuvent être en phase ou en opposition de phase.

Concernant les contraintes d'optimisation, on définit les bornes inférieure et supérieure de la variable d'optimisation dans (2.18). Ces bornes sont valables pour tous les problèmes d'optimisation correspondants au recherche des points particuliers.

$$Z_{inf} = \begin{bmatrix} 0 & -\pi & 0 & -\pi \end{bmatrix}^T \leq z \leq \begin{bmatrix} 1 & \pi & 1 & \pi \end{bmatrix}^T = Z_{sup} \tag{2.18}$$

On définit également, pour les problèmes d'optimisation la fonction non-linéaire suivante, qui va servir pour la contrainte en tension

$$f_v(z, y) = max\{v(\theta_e, z), \theta_e \in [0...2\pi]\} - v_{crete} \tag{2.19}$$

avec v_{crete} est la valeur de demi tension de bus, égale à $V_b\sqrt{2}$ donnée par :

$$v_{crete} = \frac{max\{v(\theta_e), \theta_e \in [0...2\pi]\}}{V_b\sqrt{2}} = 1 \tag{2.20}$$

La fonction non linéaire de la densité des courants s'écrit de la forme:

$$f_i(z) = z(1)^2 + z(3)^2 - 1 \tag{2.21}$$

2.2.3.2.2 Formulation des problèmes d'optimisation à la recherche des points particuliers

Étant donné maintenant le modèle des grandeurs électriques dans la machine, il est possible de formuler les problèmes d'optimisation.

- Le point (y_t,t_{emb}): En utilisant la décomposition multimachine, le couple total est la somme du couple fourni par la machine primaire et de celui délivré par la machine secondaire, ceci se traduit par l'équation (2.22)

$$\begin{cases} t_{em} = \frac{C_{em}}{C_b} \\ t_{em} = \frac{5E_1I_1\cos(\varphi_1)+5E_3I_3\cos(\varphi_3)}{5E_bI_b} \\ \text{on a } E_1{=}E_b\text{, il vient:} \\ t_{em} = i_1\cos(\varphi_1) + \frac{e_3}{e_1}i_3\cos(\varphi_3) \end{cases} \tag{2.22}$$

avec t_{em} le couple normalisé par rapport au couple du base. Dans les cas des machines à pôles lisses, comme celles des structures étudiées dans cette partie, il suffit de mettre en phase le courant et la f.é.m. pour chaque machine fictive pour maximiser le couple, donc $\varphi_1 = \varphi_3 = 0$. Cherchons la répartition optimale du courant entre les machines fictives, notés $(i_1)_{opt}$ et $(i_3)_{opt}$, qui permet de maximiser le couple électromagnétique de la machine. Le courant normalisé dans chaque machine fictive est exprimé en fonction d'une variable k comme suit :

$$\begin{cases} i_1 & = k \\ i_3 & = \sqrt{1-k^2} \end{cases} \tag{2.23}$$

En remplaçant l'équation (2.23) dans l'équation (2.22), on obtient (2.24):

$$t_{em} = k\cos(\varphi_1) + \frac{e_3}{e_1}\sqrt{1-k^2}\cos(\varphi_3) \tag{2.24}$$

Le maximum dans l'expression (2.24) est atteint pour $\frac{dt_{em}}{dk} = 0$ ce qui donne :

$$k = \frac{\frac{e_1}{e_3}}{\sqrt{1+(\frac{e_1}{e_3})^2}} \tag{2.25}$$

Remplaçant (2.25) dans l'expression (2.24), le couple maximal normalisé développé par la machine s'écrit sous la forme suivante:

$$(t_{emb})_5 = \sqrt{1 + (\frac{e_3}{e_1})^2} \tag{2.26}$$

L'équation (2.26) montre l'impact de l'injection de l'harmonique de rang 3: le couple fourni par la machine est plus important d'autant que le rapport $\frac{e_3}{e_1}$ est plus grand. Par conclusion, la présence de davantage d'harmonique de rang 3 dans le champ magnétique permet de booster le couple à basse vitesse. Il reste à déterminer la vitesse de base: c'est la vitesse à partir de laquelle la machine ne peut plus fournir le couple maximal. Pour la recherche de ce point, le problème d'optimisation s'écrit donc comme suit:

$$\begin{array}{rl} \min & (-y) \\ \text{sous contraintes} & z = \begin{bmatrix} k & 0 & \sqrt{1-k^2} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ & f_v(z) = 0 \\ & y \geq 0 \end{array} \tag{2.27}$$

- Le point (y_p,$p_{em,m}$): le problème principal est de rechercher la puissance maximale que la machine peut délivrer et à quelle vitesse cette puissance est atteinte. Le problème d'optimisation correspondant s'écrit de la forme suivante:

$$\begin{array}{rl} \min\limits_{z,y} & (-t_{em}y) \\ \text{sous contraintes} & y \geq 0 \\ & \mathrm{Z}_{inf} \leq z \leq \mathrm{Z}_{sup} \\ & f_v(z,y) = 0 \\ & f_i(z) \leq 0 \end{array} \tag{2.28}$$

- Le point (y_m,**0**) où y_m est la vitesse maximale : le problème d'optimisation correspondant s'écrit par:

$$\begin{array}{rl} \min\limits_{z} & (-y) \\ \text{sous contraintes} & t_{em}(z) = 0 \\ & \mathrm{Z}_{inf} \leq z \leq \mathrm{Z}_{sup} \\ & f_v(z,y) = 0 \\ & f_i(z) \leq 0 \\ & y \geq 0 \end{array} \tag{2.29}$$

2.2.3.3 Résolution des problèmes d'optimisation

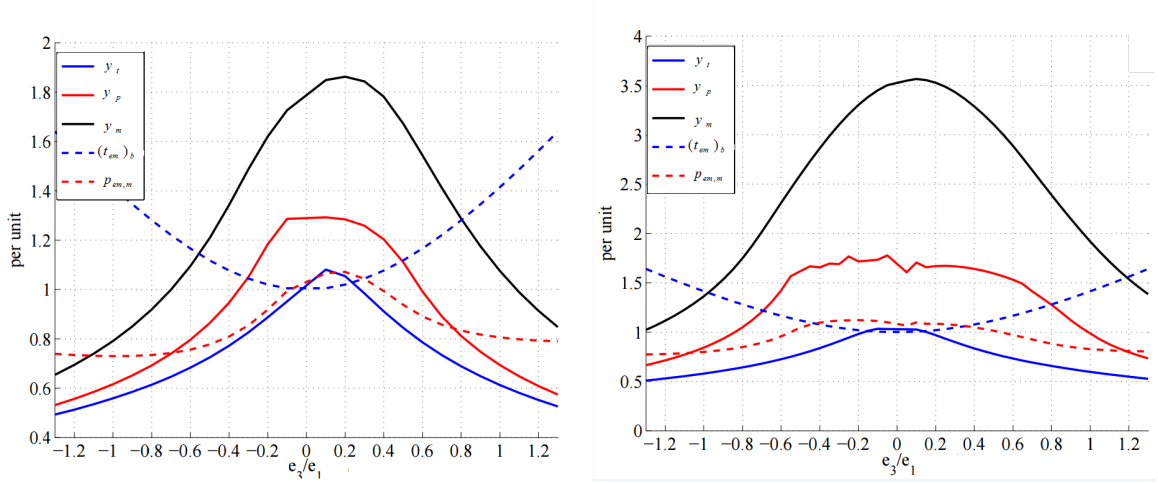
Dans cette partie, on va résoudre les problèmes d'optimisation définis par (2.27), (2.28) et (2.29) visant les recherches des points particuliers des caractéristiques couple/vitesse en fonction de $\frac{e_3}{e_1}$ et $\frac{l_3}{l_1}$. Trois cas sont considérés dans cette section, dont le premier avec un rapport $\frac{l_3}{l_1}$ égal à 0.5, le deuxième le rapport égal à 1 et le troisième sera donc avec un rapport fort de 1.5.

Pour chaque cas, deux combinaisons de l'ensemble (l_1,r) sont considérées , ($l_1 = 0.25, r = 0.08$) et ($l_1 = 0.5, r = 0.05$). Les figures 2.9, 2.10 et 2.11 présentent les résultats de la résolution de problème d'optimisation. Pour tous les cas simulés dans cette partie, dans le cas de l'augmentation du rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$ on a:

1. La vitesse de base y_t, la vitesse à laquelle on atteint la puissance maximale y_p, et la vitesse maximale y_m atteinte par la machine diminuent. La raison est que la présence de l'harmonique 3 dans la force électromotrice induit une tension supplémentaire, ce qui sature le bus de tension à des vitesses moins élevées.

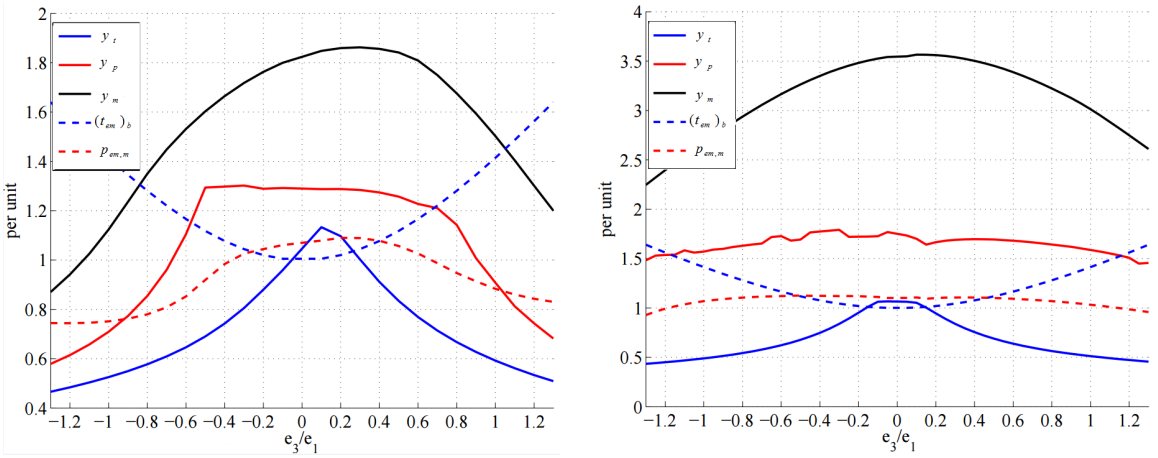
2. Le couple maximum croit, ce qui est le résultat prévu du calcul analytique effectué dans l'équation (2.26); L'injection davantage d'harmonique 3 permet d'avoir un boost plus important à basse vitesse.

3. La puissance électromagnétique maximale $p_{em,m}$ diminue légèrement pour certains cas.



(a) $r = 0.08$-$l_1 = 0.25$-$l_3/l_1 = 0.5$ (b) $r = 0.05$-$l_1 = 0.5$-$l_3/l_1 = 0.5$

Figure 2.9 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 0.5$.

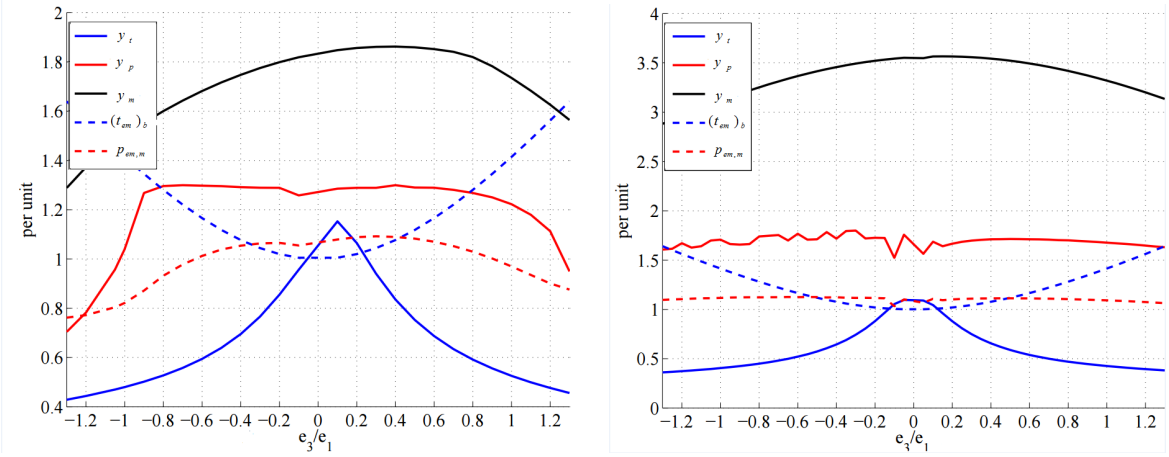


(a) $r = 0,08$-$l_1 = 0.25$-$l_3/l_1 = 1$ (b) $r = 0.05$-$l_1 = 0.5$-$l_3/l_1 = 1$

Figure 2.10 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1$.

2.2.3.3.1 Variation de la puissance maximale $p_{em,m}$ en fonction des paramètres des machines fictives

Comme défini au début, l'objectif est développer une machine à double polarité, capable de fournir un couple avec une alimentation avec deux harmoniques du courant (notée alimentation bi-harmonique), c.-à-d. avec un rapport $\frac{e_3}{e_1} = 1$. Comme déjà évoqué accroître ce rapport augmente le couple à basse vitesse quelque soit la structure stator/rotor de la machine. Or, le problème dans cette partie, est d'évaluer l'aptitude d'une machine avec un rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$ grand (comme la machine double polarité envisagée), à bien exploiter à haute vitesse l'onduleur donné, dimensionné au sens du premier harmonique avec des grandeurs V_b et I_b constantes.



(a) $r = 0.08$-$l_1 = 0.28$-$l_3/l_1 = 1.5$ (b) $r = 0.05$-$l_1 = 0.5$-$l_3/l_1 = 1.5$

Figure 2.11 – Variation des coordonnées des points particuliers pour deux machines avec $l_3/l_1 = 1,5$.

D'après les résultats présentés dans les figures 2.10(b) et 2.11(b), pour $\frac{e_3}{e_1}$ suffisamment grand, si l_1 est suffisamment élevé, on observe que $\frac{l_3}{l_1}$ doit être augmenté pour maintenir constante la puissance maximale $p_{em,m}$ et la vitesse de la puissance maximale, contrairement aux figures 2.9(a,b) 2.10(a) et 2.11(a) où cette puissance diminue au fur et à mesure que $\frac{e_3}{e_1}$ augmente. Dans ce sens, la machine double polarité envisagée, devra assurer un l_1 suffisamment élevé avec un rapport $\frac{l_3}{l_1}$ aussi élevé pour avoir une exploitation optimale de l'alimentation de puissance disponible.

2.2.3.3.2 variation de la vitesse maximale y_m en fonction des paramètres des machines fictives

Selon les figures (2.9(a),2.10(a),2.11(a)) qui correspondent à $l_1 = 0.25$, la vitesse maximale y_m est toujours inférieure à 1.85 p.u contre 3.6 p.u pour les cas où $l_1 = 0.5$ présentés dans les figures (2.9(b),2.10(b),2.11(b)). Cette différence s'explique par l'inductance plus importante dans le deuxième cas, entraînant une réaction d'induit plus importante, ce qui mène à un défluxage plus efficace de la machine.

D'autre part, la comparaison entre les trois figures (2.9(b),2.10(b),2.11(b)), montre que la vitesse maximale est de moins à moins affectée par le rapport $|\frac{e_3}{e_1}|$, quand le rapport l_3/l_1 devient plus important. Par conséquent, si le rapport entre les inductances des machines fictives est plus important, l'injection davantage de l'harmonique 3, nécessaire pour le fonctionnement "boost", ne dégrade pas énormément la plage de vitesse de la machine, ce qu'on peut observer dans la figure 2.11(b), où la vitesse maximale décroît de 3.6 p.u. pour $|\frac{e_3}{e_1} = 0|$ jusqu'à 3.1 p.u. pour $|\frac{e_3}{e_1} = 1|$.

En conclusion, la conception d'une machine à double polarité ayant une bonne performance à basse vitesse ainsi qu'à haute vitesse, et alimentée par un onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique doit satisfaire requiert les trois conditions suivantes:

- Un rapport $|\frac{e_3}{e_1}| \geq 1$ pour assurer le fonctionnalité "boost"à basse vitesse
- Constantes de temps des deux machines fictives de même ordre de grandeur , dans le but de maximiser la puissance délivrée par l'onduleur de tension à haute vitesse et le rend plus tolérant à fournir l'harmonique de rang 3 du courant. Un autre avantage, pour cette configuration, c'est la réduction des courants parasites quand la machine est alimentée par un onduleur de tension piloté en modulation largeur impulsion MLI. En effet, une différence importante au niveau des constantes du temps entre les machines fictives peut engendrer des courants parasites, due à celle avec le constante du temps le plus faible [69].

- Deux machines fictives avec des inductances synchrones importantes dans le but de rendre plus efficace la procédure de défluxage et avoir une large plage de vitesse.

2.2.4 Examen de la capacité des différentes combinaisons encoches/pôles à obtenir des constantes du temps équivalentes des machines fictives: Positionnement du bobinage 20/8

La particularité intrinsèque de la machine à double polarité repose sur sa susceptibilité à exploiter pleinement et d'une façon équivalente, les harmoniques d'espace et de temps de rang 1 et 3- projetés sur les machines principale et secondaire respectivement-ce qui se traduit par des potentialités équivalentes des machines fictives à produire le couple. En d'autres termes, la structure de cette machine (stator/rotor) est conçue de façon à obtenir un harmonique de force électromotrice de rang 1 E_1 du même ordre que celui de rang 3 E_3 [35; 36; 70], garantissant ainsi une bonne fonctionnalité "boost". En effet, pour les types d'applications auxquelles cette machine est destinée, une bonne fonctionnalité "boost"est nécessaire afin de renforcer le couple, surtout dans le régime transitoire de fonctionnement (densité de courant transitoire élevée) où un couple élevé est en général est demandé pour les systèmes de propulsion tout électrique. Cette fonctionnalité est importante aussi dans le cas de propulsion hybride, en particulier à basse vitesse pour booster la puissance, à cause du mauvais rendement du moteur thermique dans cette plage de vitesse.

Certes, il est toujours possible en théorie d'obtenir la double polarité avec n'importe quelle distribution de bobinage, et ceci en adaptant la distribution et la géométrie des aimants dans le rotor au bobinage choisi[47; 54]. Cependant, certaines solutions se heurtent aux limites de faisabilité d'une part, et/ou aux limitations thermiques et mécaniques dans la machine d'autre part. Par ailleurs, même si certaines solutions faisables, possèdent les harmoniques 1 et 3 de même ordre de grandeur suite à une structure stator/rotor adéquate, il apparaît d'après l'étude précédente que cela soit insuffisant pour juger de la capacité de la machine à assurer une large plage de vitesse et une bonne exploitation de l'alimentation de puissance . Cette dernière fonctionnalité requiert, selon l'étude effectuée dans la partie 2.2.3.3, une configuration de bobinage avec des réactions d'induit assez élevées des machines fictives (l_3 et l_1 élevées) et des constantes des temps des machines fictives de même ordre de grandeur ($\frac{l_3}{l_1}$ proche du 1). Pour cela, le but dans cette partie est d'examiner pour plusieurs bobinages correspondants à différentes combinaisons encoches/pôles quelles sont les performances globales en terme de caractéristique couple/vitesse.

Pour chaque bobinage, c'est le rapport $\frac{l_3}{l_1}$ qui sera examiné. Ensuite, le bobinage 20 encoches/8 pôles défini dans l'introduction, comme étant celui qui va être utilisé dans la machine à double polarité envisagée, est positionné par rapport aux autres bobinages. Pour effectuer cette analyse, on estime la matrice d'inductance pour chaque combinaison encoche/pôle.

2.2.4.1 Calcul de la matrice d'inductance d'entrefer dans le repère de découplage

La représentation matricielle du bobinage, détaillée dans les parties 1.3.1.3 et 1.3.1.4[5] constitue un outil pour estimer la matrice des inductances, dans les conditions où les hypothèses déjà établies pour l'approche multimachine sont valables. Dans ces conditions, la matrice d'inductance ne dépend pas du vecteur courant statorique ni de la position rotorique. Cette matrice dépend, principalement de la distribution du bobinage et de la géométrie de la machine, et se décompose en matrice d'inductance d'entrefer et matrice d'inductance de fuite. La matrice de fonction de bobinage W définie dans la partie 1.3.1.3 , représente la discrétisation de la fonction de bobinage, qui est à son tour représente l'influence de la distribution de bobinage sur le champ tournant statorique, et par suite sur le flux traversant

[5]Matrice de distribution de bobinage et matrice de fonction de bobinage

l'entrefer et capté par les bobines. Par conséquent, la matrice d'inductance s'écrit en fonction de W[47]:

$$M_{ag} = \mu_0 \frac{2\pi}{Ns} \frac{L_m R_{als} n_{cd}^2}{g_e} W^T W = \frac{K_{me}}{N_s} W^T W \tag{2.30}$$

Avec N_s est le nombre d'encoches, L_m est la longueur de la machine, R_{als}est le rayon d'alésage du stator, n_{cd} est le nombre des conducteurs pour une phase et g_e est l'entrefer magnétique. Le modèle présenté dans 2.30 est valable si l'induction d'entrefer induite par le stator est radiale. Selon les hypothèses établies dans la partie 2.2.1, cette matrice est circulaire et symétrique, donc elle est diagonalisable par la matrice de Concordia. la nouvelle matrice M_{ag} dans le repère de découplage est donnée par :

$$M_{ag}^C = [C_N]^{-1} M_{ag} [C_N] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

avec L_0 est l'inductance de la machine homopolaire, L_1 est l'inductance de la machine principale, L_3 est celle de la machine secondaire. Cette procédure permet de calculer le rapport $\frac{L_3}{L_1}$ pour chaque combinaison encoche/pôle.

2.2.4.2 Classification des différentes combinaisons encoches/pôles selon le rapport $\frac{l_3}{l_1}$

L'évaluation de la matrice d'inductance pour une certaine combinaison encoche/pôle (N_s/2p) nécessite l'adoption d'une certaine distribution de bobinage, du fait l'existence des plusieurs distributions possibles, chacune admet sa propre force magnétomotrice. Dans cette partie, uniquement la distribution maximisant le facteur de bobinage du premier harmonique est considérée pour chaque combinaison. En plus, on suppose que les paramètres géométriques sont identiques pour toutes les combinaisons étudiées, par suite, le paramètre K_{me} (équation 2.30) est invariant quelque soit la combinaison considérée.

Le tableau (2.2) présente les résultats concernant le calcul du rapport $\frac{l_3}{l_1}$ pour les différentes combinaisons encoches/pôles. Les cellules rouges et bleues représentent les combinaisons intéressantes où

N_s \ 2p	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	1	1	1		N.F.				
10	0.146	1	1	1	N.F.	1	1	1	0.146
15	0.048	0.305	1	0.602	N.F.	1	1	1	1
20	0.103	0.146	0.518	1	N.F.	1	1	1	1
25	0.038	0.132	0.197	0.23	1	0.382	2.618	11.88	2.61

Combinaisons intéressantes avec fort facteur de bobinage de l'harmonique 3.

Combinaisons intéressantes avec mauvais facteur de bobinage de l'harmonique 3.

Combinaisons avec S_{pp} entier.

Table 2.2 – Classification des combinaisons encoches/pôles selon le rapport l_3/l_1.

on a $\frac{l_3}{l_1} = 1$. Par contre, les combinaisons vertes sont celles avec un nombre d'encoches par pôle et par phase S_{pp} entier avec un bobinage diamétral distribué. Une première conclusion, c'est l'incapacité de ce dernier à satisfaire les fonctionnalités définies pour avoir une bonne performance sur toute la plage

de vitesse puisque le rapport $\frac{l_3}{l_1}$ est faible. Cette topologie de bobinage à pas entier ne peut pas assurer une machine secondaire forte de point de vue couple et réaction d'induit.

Par ailleurs, les combinaisons intéressantes admettent un S_{pp} fractionnaire avec un bobinage concentré autour des dents. Cela prouve la capacité de ce bobinage à fonctionner d'une manière efficace dans la zone de défluxage, quelque soit le rapport $\frac{e_3}{e_1} \geq 1$, ce qui rend ces combinaisons compatibles pour le profil double polarité.

Un autre critère décisif intervient pour réduire le nombre des combinaisons intéressantes , c'est le facteur de bobinage des deux harmoniques 1 et 3, d'où la séparation entre les cellules bleues qui possèdent un mauvais facteur de bobinage de l'harmonique 3 (voir tableau 1.2 dans l'introduction) et les rouges qui sont enfin l'ensemble les solutions possibles pour le bobinage destinées à la machine double polarité.

En conclusion, ce classement prouve que le bobinage 20/8 retenu pour la machine à double polarité peut assurer une machine secondaire équivalente à la machine principale au niveau potentialité de production du couple et constante du temps ($\frac{l_3}{l_1} \simeq 1$). Ces caractéristiques permettent d'avoir une machine compacte à basse vitesse, et une aptitude de l'onduleur, dimensionnée au sens du premier harmonique, à fournir des tensions avec harmonique du rang 3 d'amplitudes significatives. Le maximum de puissance disponible sera bien délivré à la machine à haute vitesse, sans dégrader pour autant la vitesse maximale de la machine.
Dans la prochaine section, on procède à la conception d'un rotor dans le but d'obtenir un rapport ($\frac{e_3}{e_1} \simeq 1$).

2.3 Structures rotoriques à aimants déposés en surface à double polarité

L'approche classique de la production du couple associé au troisième harmonique de courant aboutit souvent à un couple marginal(< 10%), parfois significatif mais néanmoins inférieur à celui produit par le premier harmonique. Cela est dû au rapport $\frac{e_3}{e_1}$ souvent assez faible. Dans [71], une amélioration du couple de 18% a été obtenue, en optimisant la couche d'aimants afin d'obtenir la force électromotrice optimale permettant de maximiser le couple de la machine. Dans [72], les auteurs cherchent à optimiser la couche d'aimants et la forme d'onde du courant dans le but d'améliorer le couple de la machine, l'amélioration dans cette étude ne dépasse pas les 33%.

L'amélioration dans [73] est de 20% suite à l'optimisation de la force électromotrice et du taux d'injection de l'harmonique 3 avec néanmoins un boost dû à l'harmonique 3 seul qui ne dépasse pas 5%. Par contre, la particularité de la machine à double polarité étudiée est que le couple produit par le troisième harmonique est aussi important que celui produit par le premier harmonique[14; 35; 60; 70; 74]. Le bobinage choisi 20 encoches/8pôles avec sa capacité à exploiter pleinement les deux harmoniques 1 et 3 , permet en adaptant la géométrie et la disposition des aimants de concrétiser cette fonctionnalité intrinsèque.

2.3.1 Adaptation de la couche d'aimants avec le bobinage 20 encoches/8pôles

La force électromotrice est la grandeur nécessaire dans cette partie permettant de caractériser les aptitudes des machines fictives à produire le couple. Elle dépend à la fois de la caractéristique de la couche des aimants et du bobinage. Une fois le bobinage est fixé, la définition de la couche d'aimants

est donc un moyen d'agir sur la forme d'onde et l'amplitude de la force électromotrice.

Le but dans cette partie est de définir les outils et les démarches d'optimisation de la couche d'aimants pour obtenir des forces électromotrices fictives sinusoïdales et de même ordre de grandeur. La démarche consiste à transformer les objectifs sur les forces électromotrices fictives vers des objectifs sur la couche d'aimants, modélisée mathématiquement par la fonction d'aimantation. Les harmoniques spatiaux de cette dernière sont liés linéairement avec les harmoniques spatiaux de la force électromotrice par des gains modélisant les filtres d'espace. Ensuite, un problème d'optimisation est formulé en introduisant des contraintes sur le contenu harmonique et les amplitudes des forces électromotrices fictives.

2.3.1.1 Définition de la fonction d'aimantation

Dans cette section, on présente la mise en équation des aimants du rotor. Cette mise en équation nécessite l'introduction de la fonction d'aimantation qui représente mathématiquement, les caractéristiques des aimants constituant un pôle dans le repère rotorique, où chaque aimant est caractérisé par un vecteur d'aimantation rémanent $\overrightarrow{\mathrm{M}}$. L'orientation de ce vecteur définit la composante radiale de $\overrightarrow{\mathrm{M}}$ notée f_{ar} et la composante tangentielle notée f_{at}, toutes les deux dépendent de la position rotorique θ_r et la géométrie des pôles.

2.3.1.1.1 Évaluation des composantes radiales et tangentielles de la fonction d'aimantation

L'évaluation des composantes radiales et tangentielles de la fonction d'aimantation, revient à connaître les composantes de vecteur d'aimantation $\overrightarrow{\mathrm{M}}$ pour n'importe quel point d'un aimant k appartenant à l'ensemble des aimants constituant le demi-pôle. Ce point est caractérisé par sa position rotorique θ_r. En plus, pour chaque aimant, deux configurations sont possibles pour le vecteur d'aimantation $\overrightarrow{\mathrm{M}}$:

- Soit une aimantation radiale; dans ce cas la composante tangentielle f_{at} est nulle, puisque l'orientation du vecteur $\overrightarrow{\mathrm{M}}$ est toujours radiale en tout point de l'aimant. Les composantes f_{ar} et f_{at} de la fonction d'aimantation s'écrivent de la forme [75]:

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = \mathrm{M}_k \\ f_{at}(\theta_r) = 0 \end{cases} \tag{2.32}$$

- Soit une aimantation parallèle; l'aimantation, en tout point de l'aimant, est parallèle à l'aimantation fixée au centre de l'aimant. Les deux fonctions f_{ar} et f_{at} s'écrivent pour ce point par [75]:

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = \mathrm{M}_k \cos(\alpha_{a,k} - (\theta_r - c_{a,k})) \\ f_{at}(\theta_r) = \mathrm{M}_k \sin(\alpha_{a,k} - (\theta_r - c_{a,k})) \end{cases} \tag{2.33}$$

  Où

  1. $\alpha_{a,k}$ désigne l'orientation du vecteur $\overrightarrow{\mathrm{M}}_k$ dans le repère rotorique
  2. $c_{a,k}$ est la position du centre de l'aimant exprimée dans le repère rotorique

Une fois la fonction d'aimantation bien connue sur un demi-pôle, elle sera complétée par symétrie pour l'autre demi-pôle et par anti-périodicité pour le pôle de polarité opposée. La figure (2.12) illustre la fonction d'aimantation pour une machine à 8 pôles, dont quelques aimants possèdent une aimantation parallèle.

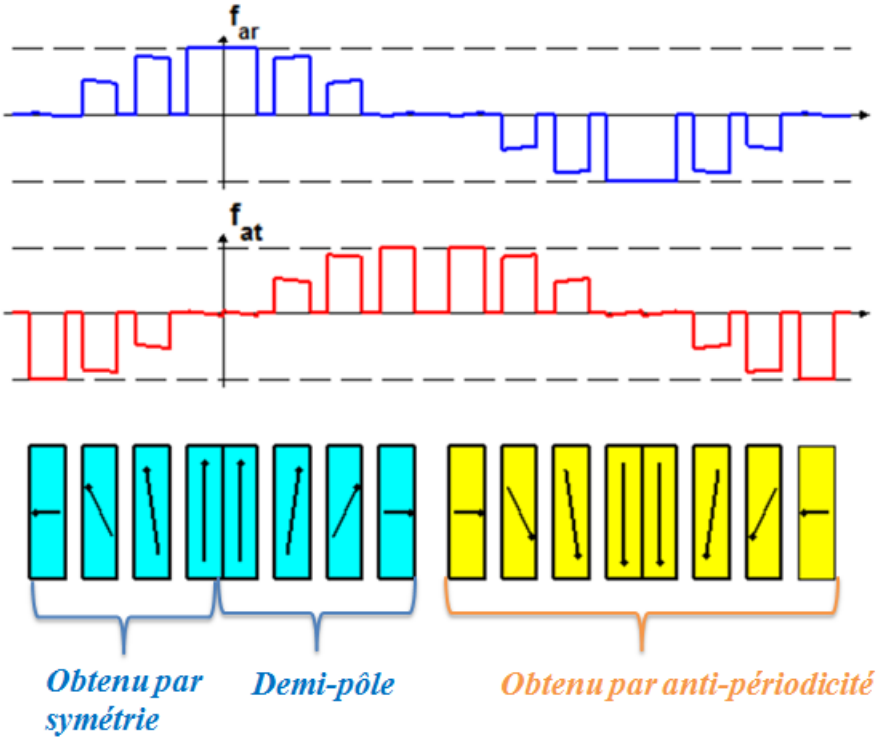


Figure 2.12 – Exemple de calcul des Composantes de la fonction d'aimantation f_{ar} et f_{at} d'une paires des pôles ($p = 8$).

2.3.1.1.2 Décomposition en série de Fourier de la fonction d'aimantation

Suite à la propriété de symétrie et de périodicité de la fonction d'aimantation, les deux composantes f_{ar} et f_{at} peuvent être décomposées en série de Fourier. Cette décomposition présente l'intérêt de quantifier le contenu harmonique d'une certaine distribution et géométrie des aimants et par conséquent, prédire le contenu harmonique des grandeurs électriques des machines fictives, notamment la force électromotrice. Du fait de leur anti-périodicité, les deux fonctions f_{ar} et f_{at} ne se composent que des harmoniques impairs.

La figure 2.12 montre que la fonction f_{ar} est paire, elle peut être exprimée comme une somme des fonctions co-sinusoïdales, par contre, une somme des fonctions sinusoïdales représentent la fonction impaire f_{at}. La décomposition en série de Fourier des deux fonctions s'exprime comme suit [75]: :

$$\begin{cases} f_{ar}(\theta_r) = \sum_{h=0}^{\pm\infty} (f_{ar}^c)_{2h+1} \cos((2h+1)p\theta_r) \\ f_{at}(\theta_r) = \sum_{h=0}^{\pm\infty} (f_{at}^s)_{2h+1} \sin((2h+1)p\theta_r) \end{cases} \tag{2.34}$$

Les deux coefficients $(f_{ar}^c)_{2h+1}$ (respectivement $(f_{ar}^s)_{2h+1}$ est la somme des coefficients $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ (respectivement $(f_{ar,k}^s)_{2h+1}$ propre à l'aimant numéro k parmi le N_a constituant le demi-pôle. Il vient donc :

$$\begin{cases} (f_{ar}^c)_{2h+1} = \sum_{k=0}^{N_a-1} (f_{ar,k}^c)_{2h+1} \\ (f_{ar}^s)_{2h+1} = \sum_{k=0}^{N_a-1} (f_{at,k}^s)_{2h+1} \end{cases} \tag{2.35}$$

Les expressions $(f_{ar,k}^c)_{2h+1}$ et $(f_{at,k}^s)_{2h+1}$ sont disponibles dans l'annexe A.1.

2.3.1.2 Lien entre la fonction d'aimantation et la force électromotrice

La distribution de bobinage agit comme un filtre spatial sur le champ rotorique résultant de la couche d'aimants introduite au rotor. La réponse du bobinage aux variations du champ rotorique se traduit par la force électromotrice. Outre le bobinage, deux autres filtres spatiaux se présentent : le premier désigne l'influence de l'entrefer et le deuxième celle de la géométrie des encoches. Chacun de ces filtres est modélisé par un gain désignant son influence sur le champ rotorique. Par conséquent, les composantes de la fonction d'aimantation interagissent avec les trois filtres pour construire la force électromotrice de la machine.

On note $(\mathrm{F}_r)_h$ et $(\mathrm{F}_t)_h$ comme les gains du filtre modélisant l'effet de l'entrefer, agissants sur les composantes radiales et tangentielles respectivement, $(\mathrm{G})_h$ est le gain lié à la géométrie des encoches et $(\mathrm{H})_h$ est le gain lié à la distribution de bobinage. Ces gains sont calculés pour chaque harmonique d'espace, les expressions sont disponibles dans l'annexe A.2. L'amplitude d'un harmonique de la force électromotrice $(\hat{\mathrm{E}_0})^c_h$ s'exprime sous la forme :

$$(\hat{\mathrm{E}})^c_h = \mathrm{G}_h\mathrm{H}_h((\mathrm{F}_r)_h f^c_{ar} + (\mathrm{F}_t)_h f^s_{at})(\hat{\mathrm{E}})^c_h = (\mathrm{G}^c_r)_h f^c_{ar,k} + (\mathrm{G}^c_t)_h f^c_{at,k} \tag{2.36}$$

Avec $(\mathrm{G}^c_r)_h = \mathrm{G}_h\mathrm{H}_h(\mathrm{F}_r)_h)$ et $(\mathrm{G}^c_t)_h = (\mathrm{F}_t)_h\mathrm{G}_h\mathrm{H}h$ $(\mathrm{G}^c_r)_h)$ et $(\mathrm{G}^c_t)_h)$ sont les gains que les deux composantes radiales et tangentielles subissent respectivement. Par conséquent, la relation linéaire dans 2.36 montre la possibilité de transformer les objectifs sur la force électromotrice en des objectifs sur la fonction d'aimantation.

2.3.1.3 Couche d'aimants déposés à aimantation radiale

Dans cette section, on s'intéresse uniquement à une structure rotorique avec des aimants à aimantation radiale. Cela signifie que la fonction d'aimantation tangentielle est nulle ($f^c_{at,k} = 0$). La première partie dans cette section concerne la recherche des couches d'aimants avec uniquement des aimants identiques constituant un demi-pôle. Ensuite, c'est la recherche d'une couche avec des aimants de taille différente. A ce niveau, on définit alors une fonction d'aimantation idéale et on essaie, en utilisant la méthode de modulation de largeur d'aimants, de trouver la géométrie de la couche d'aimants générant la fonction d'aimantation se rapprochant au mieux de la fonction idéale. Dans cette section, on va proposer un ensemble des solutions satisfaisant l'égalité de deux harmoniques 1 et 3 de la f.é.m. Cet objectif se caractérise par l'équation suivante:

$$\mathrm{F}_{r1}\mathrm{G}_1\mathrm{H}_1(f^c_{ar})_1 = \mathrm{F}_{r3}\mathrm{G}_3\mathrm{H}_3(f^c_{ar})_3 \tag{2.37}$$

2.3.1.3.1 Cas des aimants identiques constituant le demi-pôle

Dans cette section, les aimants constituant un pôle sont identiques de point de vue taille et aimantation. Le but est de trouver, dans un premier temps, une couche d'aimants simple et régulière permettant d'assurer la fonctionnalité principale du cahier des charges de la machine double polarité définie dans l'équation 2.37[35][70][34][36][14]. Chaque pôle est constitué par deux aimants de largeur β_{aim} chacun comme illustré dans la figure 2.13 . Par conséquent, le problème d'optimisation dépend uniquement du variable β_{aim}. De ce fait, on a:

$$0 \leq \beta_{aim} \leq \frac{\pi}{2p} \tag{2.38}$$

La figure (2.13) illustre la forme de la couche d'aimants pour ce cas particulier :

L'objectif par suite est de faire varier β_{aim}, calculer la force électromotrice correspondante à cette valeur, et repérer, pour chaque valeur de β_{aim}, la rapport entre l'amplitude 3 et 1 de la force

électromotrice E_3 et E_1. L'idée globale dans cette partie est d'introduire une sorte de lacune "inter-polaire"entre les aimants, permettant de modifier le champ magnétique rotorique, de façon à redistribuer le flux entre les harmoniques 1 et 3 d'une manière à garantir $E_3 = E_1$. Dans la figure 2.14(a), la variation du rapport $\frac{E_3}{E_1}$ est donnée en fonction de la larguer d'aimant β_{aim}.

Un autre point à examiner aussi pour cette configuration de bobinage, c'est le contenu harmonique de la force électromotrice associée à chaque machine fictive. A cet effet, on représente dans la figure 2.14(b) les rapports $\frac{E_9}{E_1}$ et $\frac{E_7}{E_3}$ qui désignent le taux de distorsion de la force électromotrice principale et secondaire respectivement:
La valeur optimale $(\beta_{aim})_{optim}$ qui satisfait l'équation (2.37) et garantissant un contenu minimum des harmoniques est donnée par:

$$(\beta_{aim})_{optim} = \frac{2}{3}\frac{\pi}{2p} \tag{2.39}$$

La distance qui sépare les aimants l'un de l'autre est égale à $\frac{1}{3}\frac{\pi}{2p}$. La force électromotrice et son spectre, calculée à la vitesse $1rd/s$, correspondante à cette configuration des aimants est représentée dans la figure 2.15. Il faut noter que les harmoniques 7 et 9 représente 16% d'amplitude en comparaison avec l'harmonique fondamental de la machine fictive dans laquelle ces harmoniques se projettent (rapport $\frac{E_9}{E_1}$ et $\frac{E_7}{E_3}$). Cette étude présente un moyen simple et efficace pour concevoir un rotor à aimants déposés avec une structure régulière permettant de satisfaire le cahier du charge de la machine double polarité. La valeur deux tiers de remplissage est typique d'une machine triphasée. De ce point de vue, la distribution d'aimants retenue pour la machine double polarité, occupant $\frac{2}{3}$ du pas polaire est justifiée.

2.3.1.3.2 Cas des aimants non identiques constituant le demi-pôle

La géométrie et la disposition des aimants définies dans la section précédente, peut engendrer une fonction d'aimantation contenant des harmoniques de rang supérieur notamment le 7 et le 9 qui sont à l'origine des couples pulsatoires dans la machine principale et secondaire respectivement. La solution idéale est de trouver la couche d'aimant, qui après son interaction avec les filtres spatiaux, aboutit à une force électromotrice ne contenant que les deux harmoniques 1 et 3 et d'amplitudes égales. Une modification de la couche d'aimants est proposée dans [33] consiste à remplacer les aimants rectangulaires par des aimants trapézoïdaux. Cette couche d'aimant donne la possibilité de réduire les harmoniques 7,9,11 et 13 dans la force électromotrice en utilisant un bobinage fractionnaire 12encoches/10pôles. . Plusieurs structures rotoriques ont été conçues avec des aimants non identiques constituant le demi-pôle, dans le but de s'approcher au mieux de la force électromotrice idéale qui ne contient que les harmoniques 1 et 3. La procédure de recherche de ces solutions et les structures correspondantes sont présentées dans l'annexe A.3.

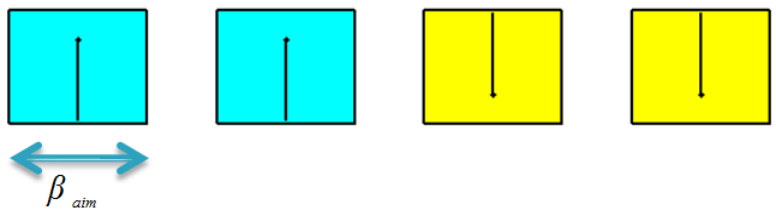


Figure 2.13 – Représentation de la couche d'aimant avec deux aimants par pôle.

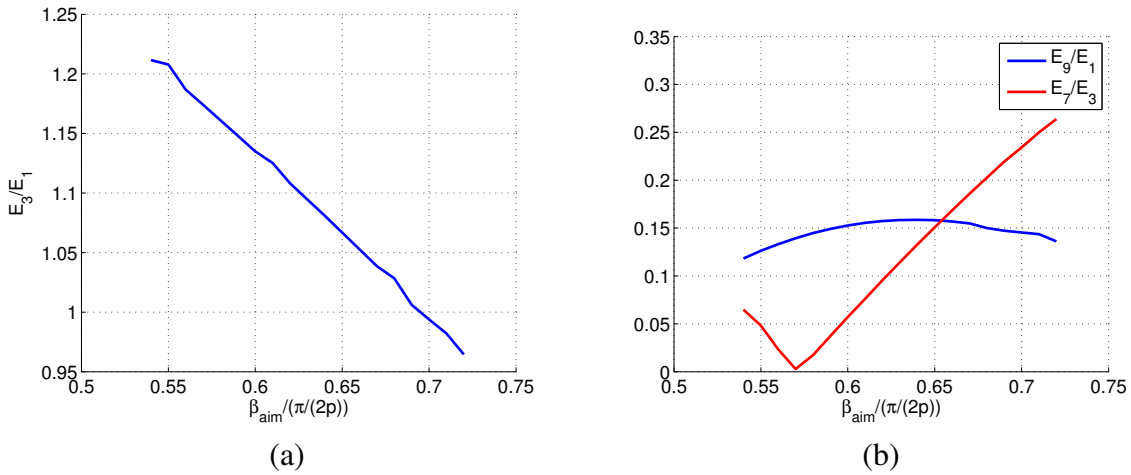


Figure 2.14 – Contenu harmonique de la force électromotrice calculé en fonction de la largeur d'aimant.(a) Harmoniques fondamentaux des machines fictives. (b) Harmoniques de rang supérieur.

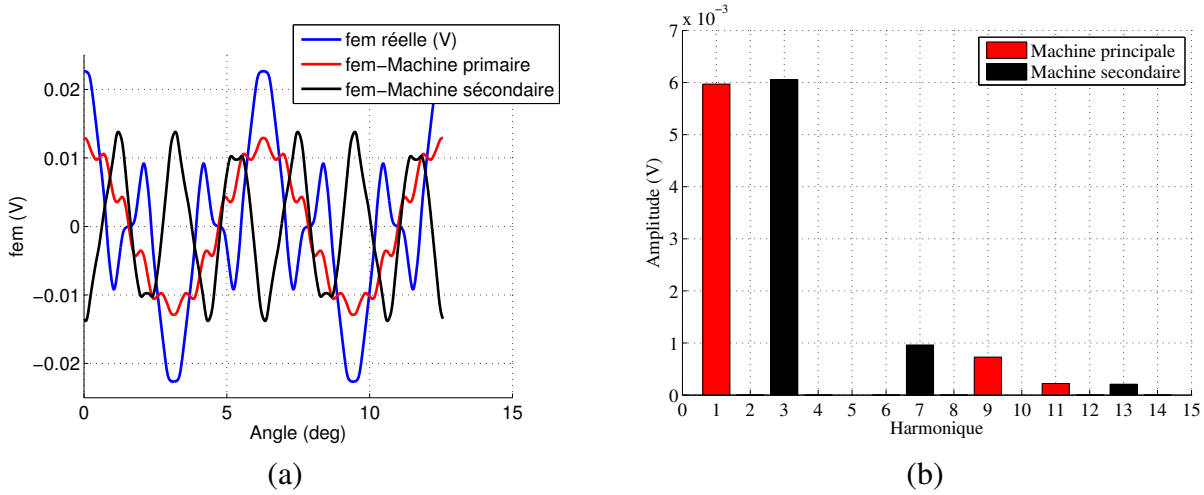


Figure 2.15 – Calcul analytique de la force électromotrice de la machine double polarité à aimants déposés (a) Forme d'onde de la force électromotrice. (b) Spectre de la force électromotrice

2.3.1.4 Solutions dans le cas des aimantations parallèles

Dans cette partie, on cherche à répondre à l'objectif d'égalité des harmoniques 1 et 3 en utilisant une couche d'aimants avec des aimantations parallèles. De ce fait, la composantes tangentielle de la fonction d'aimantation est non nulle. Comme dans le cas de l'aimantation radiale, il est toujours possible de définir une fonction d'aimantation idéale. Cependant, il existe une degré de liberté dans la distribution de l'aimantation sur les deux composantes radiales et tangentielles d'après l'équation 2.36. Par conséquent, la fonction idéale d'aimantation n'est pas unique, et le recours à la méthode de modulation de la fonction idéale n'est plus possible. Ce fait nous pousse à modifier les objectifs sur la couche d'aimants, vers des objectifs directement sur le contenu spectral de la force électromotrice résultante de la couche d'aimants.

Différents problèmes d'optimisation sont formulés en imposant des contraintes sur les harmoniques de la force électromotrice. Les différentes solutions sont présentées dans l'annexe A.4.

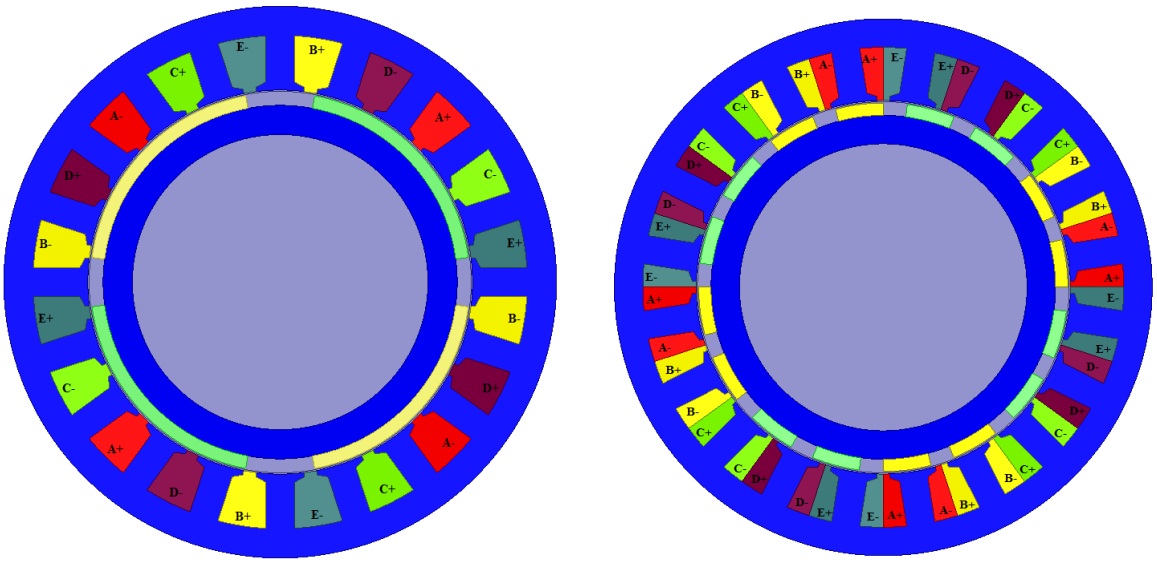
En comparant toutes les solutions disponibles, la solution développée (section2.3.1.3.1) avec des

aimants radiaux avec deux aimants par demi-pôle et de même taille semble la solution compromis parmi les solutions explorées. Cette solution satisfait le cahier des charges de la double polarité, avec le minimum de volume d'aimants, une simple faisabilité et un faible contenu harmonique de la force électromotrice.

2.3.2 Caractérisation et comparaison avec une machine 20encoches/4pôles/5 phases $S_{pp} = 1$

Précédemment, on a montré l'existence de plusieurs solutions concernant la structure rotorique , pour une machine à double polarité. Classiquement, c'est la machine à bobinage à pas diamétral avec S_{pp} entier et des aimants pleins (rotor mono-harmonique) qui a été longtemps utilisée. Dans cette partie, une comparaison est introduite entre la machine double polarité 20 encoches/8pôles/5phases (20/8/5) avec la machine 20encoches /4pôles/5phases (20/4/5). Les deux machines sont modélisées en élément finis en utilisant le logiciel ANSYS Maxwell 2D. La figure 2.16 présente les deux machines modélisées; la comparaison dans cette partie se fait au niveau capacité de la machine secondaire à produire le couple, constante de temps des machines fictives, couple de détente, pertes joules et enfin l'ondulation du couple pour un fonctionnement en Maximum Torque Per Ampere.

Avant de démarrer cette étude, les deux machines 20/8/5 et 20/4/5 possèdent le même volume d'aimants. Ce volume d'aimants est choisi de façon à annuler l'harmonique de rang 5 du champ rotorique dans la machine 20/4/5. De ce fait, la largeur d'aimant dans la machine 20/4/5 est égale à $\frac{4}{5}$ du pas polaire, et l'aimant d'un demi-pôle dans la machine 20/8/5, a une largeur de $\frac{2}{5}$ du pas polaire, sachant qu'une largeur de $\frac{1}{3}$ du pas polaire est nécessaire pour avoir une égalité stricte entre les deux harmoniques 1 et 3. Cette modification entraîne une inégalité légère entre les deux harmoniques 1 et 3 dans la machine bi-harmonique, mais la différence reste acceptable, dans la mesure où on compare avec la capacité de la machine secondaire entre les deux machines et les constantes du temps correspondants.



(a) (b)

Figure 2.16 – (a) Machine 20/4/5. (b) Machine 20/8/5

2.3.2.1 Matrice d'inductance de la machine et constantes des temps des machines fictives

Sous les hypothèses de linéarité, on rappelle la forme de la matrice d'inductance pour les machines pentaphasées à pôles lisses [45]:

$$M_{st} = \begin{bmatrix} L & M_1 & M_2 & M_2 & M_1 \\ M_1 & L & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_1 & L & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_1 & L & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_2 & M_1 & L \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

Il suffit de calculer les trois termes L, M_1, M_2 pour évaluer complètement la matrice d'inductance pour chaque machine. Une fois calculée, il suffit donc d'appliquer la transformation de Concordia, pour trouver les constantes du temps associés aux différentes machines fictives.

L'évaluation analytique de la matrice d'inductance requiert l'utilisation des outils de modélisation matricielle de bobinage, bien détaillés dans la section (1.3.1.3). A la matrice d'inductance d'entrefer M_{ag} (voir expression 2.30), s'ajoute la matrice d'inductance de fuite , qui dépend d'une façon principale de la géométrie de la machine et de la matrice de distribution de bobinage D (voir section 1.3.1.4). La somme de ces deux matrices constituent la matrice d'inductance statorique de la machine.

$$M_{st} = M_{ag} + M_{lin} \tag{2.41}$$

L'inductance de fuite présente en effet la part de flux ne traversant pas l'entrefer.

L'inductance propre de fuite correspond à la part de flux créé par une phase et rebouclant dans cette phase, tandis que la mutuelle représente la part rebouclant dans le fer et capté par les autres phases. C'est donc la distribution des bobines d'une phase qui détermine la valeur de chaque terme. D'où la dépendance de cette matrice avec la matrice de distribution de bobinage de D.[75][76]

$$M_{lin} = \mu_0 n_{cd}^2 L_m \left(\frac{p_s}{3(R_{als} + b_s + p_s)\delta_s} + \frac{b_s}{R_{als} w_s}\right) D^T D = K_{mf} D^T D \tag{2.42}$$

avec p_s est la hauteur des encoches, b_s est la hauteur de bec d'encoche, le produit $R_{als} w_s$ est l'ouverture d'encoche. Outre la matrice de distribution de bobinage, c'est la géométrie des encoches qui constitue aussi un autre facteur intervenant dans l'évaluation de cette matrice.

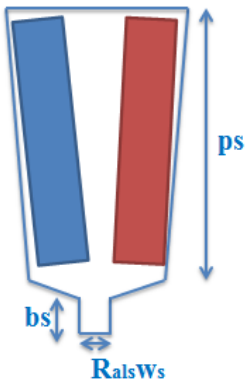


Figure 2.17 – Géométrie d'encoche

Dans le but de calculer la matrice d'inductance, on définit, pour chaque machine, les matrices de distribution et de fonction de bobinage. Les matrices de fonction de bobinage pour les deux machines

sont données par $W_{20/4}$ et par $W_{20/8}$:

$$W_{20/4} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad W_{20/8} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 \\ 0.1 & 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 \\ 0.1 & 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 \\ 0.1 & -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \\ -0.4 & 0.1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}$$

Les matrices de distribution de bobinage correspondante $D_{20/4}$ et $D_{20/8}$ sont données par:

$$D_{20/4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D_{20/8} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le tableau 2.3 donne la valeur de ces trois termes calculés analytiquement pour les deux machines. Le rapport $\frac{L_3}{L_1}$ est de 0.18 pour la machine 20/4 et de 1.23 pour la machine 20/8. L'étude menée dans la section 2.2 montre l'importance d'avoir deux machines fictives avec des constantes des temps fictives de même ordre de grandeur. En effet, lorsque l'onduleur de tension est dimensionné au sens du premier harmonique, un rapport élevé de $\frac{L_3}{L_1}$ facilite l'exploitation de l'harmonique 3 de la force électromotrice sans impact sur la puissance maximale de la machine et la plage de vitesse de la machine selon l'étude menée dans la section 2.2.3.3. Ces résultats confirment également le classement déjà établi dans la partie 2.2.4.2, où le bobinage 20/8 apparaît parmi les combinaisons compatibles avec l'onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique. En plus, ce rapport permet d'éviter l'apparition des courants parasites, quand la machine est alimentée par un onduleur MLI car ces courants peuvent apparaître dans la machine fictive possédant la constante du temps faible.

Inductance (µH)	**Machine 20/4/5**	**Machine 20/8/5**
L	3.62	0.69
M_1	0.68	-0.21
M_2	-1.97	-0.13
L_0	0.98	0
L_1	7.21	0.77
L_3	1.33	0.95
$\frac{L_3}{L_1}$	0.18	1.23

Table 2.3 – valeurs des éléments de la matrice d'inductance pour les deux machines 20/8 et 20/4 dans le repère statorique et repère de Concordia.

2.3.2.2 Validation par éléments finis de la force électromotrice

Dans cette section, on estime la force électromotrice de deux machines en utilisant le logiciel éléments finis Maxwell 2D. Le but est de comparer en éléments finis la capacité de la machine fictive secondaire

de la 20/4/5 avec un bobinage diamétral et la machine 20/8/5 dont la couche d'aimants est formée des pôles remplissant $\frac{4}{5}$ du pas polaire avec deux aimants par pôle séparés par une lacune. On cherche à comparer également les résultats numériques avec ceux déduits de l'outil analytique détaillé dans la section 2.3.1.2 et employé pour estimer de la force électromotrice.

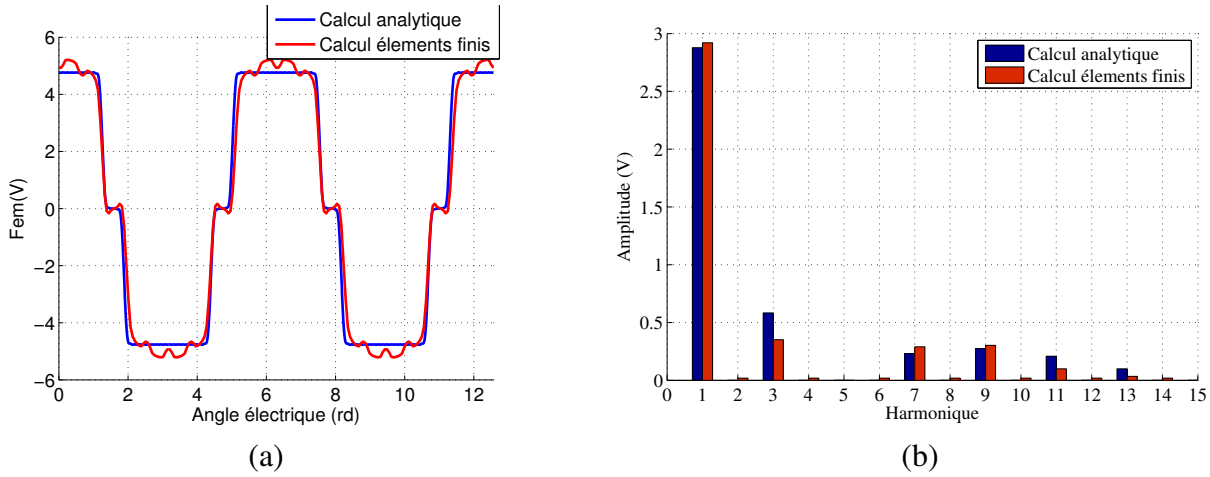


Figure 2.18 – Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis de la force électromotrice pour la machine 20/4 pour une vitesse de 2000tr/min

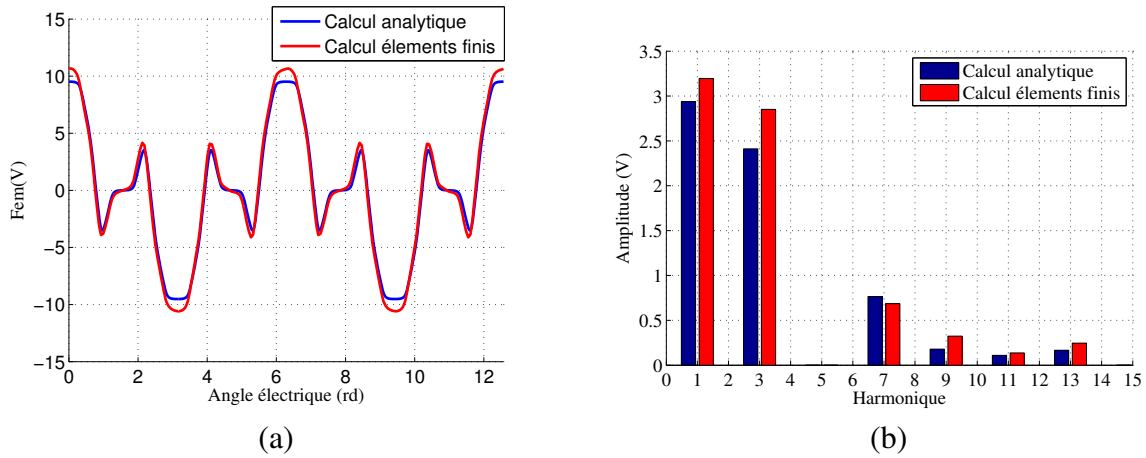


Figure 2.19 – Comparaison entre le calcul analytique et numérique de la force électromotrice pour la machine 20/8 pour une vitesse de 2000tr/min

La figure 2.18 montre la faible capacité de la machine fictive secondaire à produire le couple, le rapport $\frac{E_3}{E_1}$ ne dépasse pas le 20% de l'amplitude de l'harmonique 1. Par ailleurs, l'effet d'encochage apparaît sur la forme d'onde de la force électromotrice dans les deux machines. De ce fait, une différence dans l'estimation des harmoniques est observée dans la figure 2.19 et 2.18 L'examen en éléments finis (figure 2.19) de la machine 20/8/5 confirme la capacité importante de la machine secondaire par rapport à la machine primaire.

2.3.2.3 Évaluation du couple de détente de deux machines

Lors de la conception de la couche d'aimants, la seule contrainte prise en compte était l'amplitude des harmoniques de la force électromotrice. Or, lors de la réalisation pratique de la machine, les contraintes de fabrication, font que l'effet réluctant n'est plus négligeable, du fait l'existence des dents

nécessaires pour loger les bobines. Dans ce cas, le rotor à vide, contenant des aimants voit un entrefer variable. Par conséquent, un couple de détente est développé dans la machine.

Par définition, le couple de détente résulte de l'interaction entre les harmoniques du champ rotorique et les harmoniques de la fonction de perméance représentant l'effet des encoches. Ce couple se manifeste par la tendance du rotor à s'aligner sur plusieurs positions stables créant des pulsations qui ne contribue pas à la production du couple moyen de la machine. Pour une géométrie de la machine bien déterminée, ce couple dépend principalement du rapport entre le nombre des encoches et le nombre des pôles. La fréquence de ce couple sur une période mécanique est égale au plus petit commun multiple entre le nombre des pôles et le nombre des encoches, tandis que l'amplitude de couple est inversement proportionnelle à cette valeur [77].

$$f_{cog} = ppcm(\mathrm{N}_s, 2p) \tag{2.43}$$

avec N_s est le nombre des encoches dans la machine. Ce couple est donné par l'expression suivante[78][79][67] :

$$\mathrm{T}_{cogg}(\alpha) = j\frac{\mathrm{N}_s \mathrm{L}_m \mathrm{R}_{als}^2}{\mu_0}\sum_{n=1}^{\infty}(\mathrm{B}^2)_{n\frac{f_{cog}}{2p}}\lambda_n e^{jnf_{cog}\alpha} \tag{2.44}$$

où λ est la fonction de perméance désignant l'effet des encoches . La définition de cette fonction est présentée dans la section suivante. D'après ce modèle , ce sont les harmoniques de l'induction de rang $\frac{f_{cog}}{2p}$ qui contribue uniquement à la production du couple de détente.

2.3.2.3.1 Modélisation de la fonction de perméance

La fonction de perméance est un outil permettant de caractériser l'entrefer résultant d'une machine avec un circuit magnétique non homogène. Cette fonction intervient dans le calcul des effets du second ordre à vide, notamment le couple de détente. En effet, l'induction magnétique rotorique est modulée par cette fonction, ce qui engendre un champ rotorique variable en fonction de la position rotorique.

Pour pouvoir modéliser cette fonction, deux hypothèses sont nécessaires: la première consiste à supposer que les lignes de champ dans l'entrefer sont radiales et que de ce fait, c'est la composante radiale de l'induction magnétique qui intervient dans le calcul du couple de détente. La deuxième hypothèse est liée à la géométrie des encoches et consiste à supposer que la profondeur des encoches est très grande devant l'ouverture des encoches, ce qui rend l'ouverture de l'encoche et l'entrefer les deux paramètres principaux desquelles dépendent la fonction de perméance.

La figure 2.20 présente la géométrie du bas des encoches utilisée pour estimer la fonction de perméance: La modélisation de cette fonction est en 2-D, en d'autres termes, cette fonction est variable en fonction de la position r_{ag} dans l'entrefer et de l'angle α_{ag}, qui détermine la position d'un point situé dans l'entrefer magnétique (aimants+entrefer mécanique): $\mathrm{R}_r \leq r_{ag} \leq \mathrm{R}_{als}$. La différence avec un modèle 1-D est que ce dernier ne dépend que de l'angle α_{ag}, désignant la position dans le repère statorique. De ce fait, dans le modèle 1D, la fonction de perméance est fixe quelque soit la valeur de r_{ag}, tandis que pour le modèle 2-D, cette fonction varie en fonction du rapprochement ou l'éloignement de l'ouverture d'encoche.

Le modèle 2-D sera adopté pour calculer la fonction de perméance. Cette fonction s'écrit alors [80] :

$$\begin{cases} \lambda(r_{ag}, \alpha_{ag}) = \lambda_0(1 - \beta(r_{ag}) - \beta(r_{ag})\cos(\frac{\pi}{0.8\alpha_0})) & \text{pour } 0 \leq \alpha_{ag} \leq 0.8\alpha_0 \\ \lambda_0 \quad \text{pour} 0.8\alpha_0 \leq \alpha_{ag} \leq 0.8\frac{\tau_s}{2} \end{cases} \tag{2.45}$$

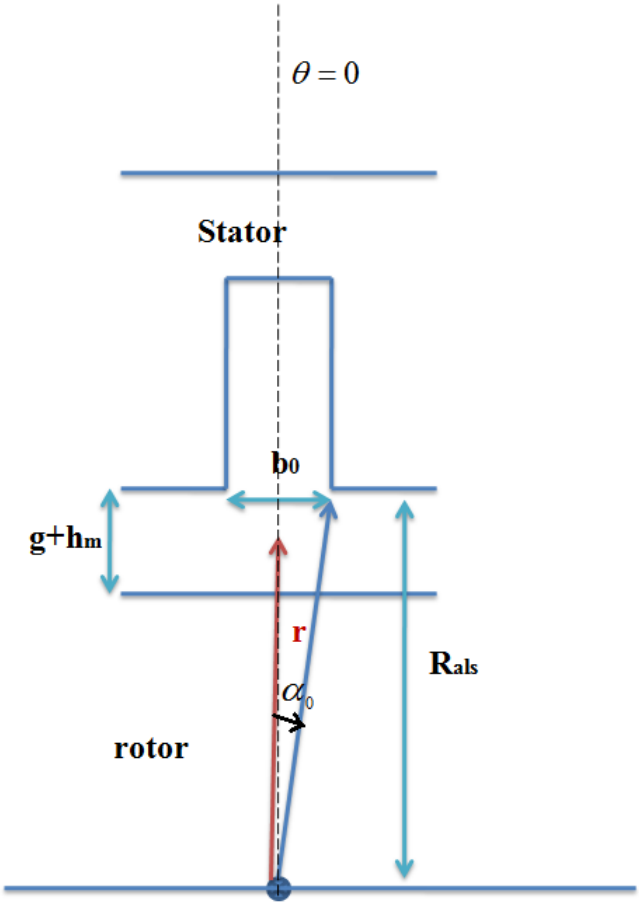


Figure 2.20 – Géométrie d'encoches utilisée pour modéliser la fonction de perméance.

Avec τ_s le pas d'encoche, $\alpha_0 = \frac{b_0}{R_{als}}$ l'ouverture d'encoche exprimée en (rd), b_0 l'ouverture d'encoche (en m). α_{ag} est la position statorique. λ_0 est la fonction de perméance de l'entrefer magnétique (hauteur aimants+entrefer mécanique) pour une machine sans encoche. Cette fonction est donnée par [80]:

$$\lambda_0 = \frac{\mu_0}{g + \frac{h_m}{\mu_r}} \tag{2.46}$$

μ_r étant la perméabilité magnétique relative des aimants considéré égale à 1 dans cette partie. La fonction $\beta(r_{ag})$ s'écrit de la forme :

$$\beta(r_{ag}) = \frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{\sqrt{(1+(\frac{b_0}{2(g+h_m)})^2(1+\nu^2)}}\right] \tag{2.47}$$

La grandeur ν est déterminée pour une valeur r_{ag} par la résolution de l'équation 2.48. pour cela , on pose $y = r_{ag} - (R_{als} - h_m - g)$

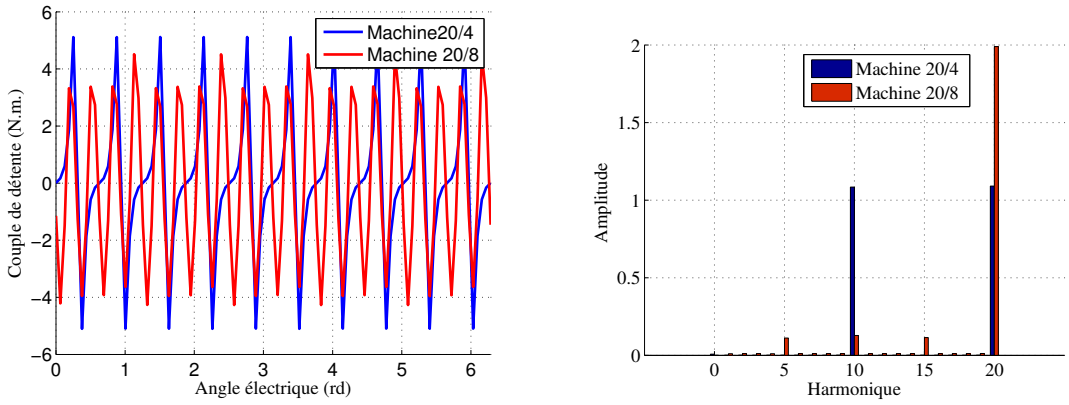
$$\begin{aligned} y\frac{\pi}{b_0} &= \frac{1}{2}\left[\ln\frac{\sqrt{a_g^2+\nu^2}+\nu}{\sqrt{a_g^2+\nu^2}-\nu}\right] + \frac{2(h_m+g)}{b_0}\arctan(\frac{2(h_m+g)}{b_0})\frac{\nu}{\sqrt{a_g^2+\nu^2}}) \\ a_g^2 &= 1 + \left[\frac{2(g+h_m)}{b_0}\right]^2 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Le carré de l'induction magnétique produit par les aimants est modulée par cette fonction de perméance, le résultant est utilisé pour estimer le couple de détente.

2.3.2.3.2 Comparaison entre les deux machines 20/4 et 20/8

En utilisant l'équation2.43 , on peut prédire l'importance du couple de détente pour n'importe quelle combinaison encoche/pôle. Pour les deux machines 20/4 et 20/8 considérées, f_{cog} est égale à 20 et 40 respectivement, ce qui montre une tendance de la machine 20/8 à avoir un couple de détente avec une amplitude moins importante et une fréquence plus élevée. La figure représente une comparaison pour le couple de détente entre les deux machines. Le couple détente dans la machine 20/8 a une tendance à être inférieure à celui de la machine 20/4.

En général, pour les machines avec S_{pp} entier, la valeur de f_{cog} est égale toujours au nombre des encoches N_s. Ces machines exigent l'augmentation du nombre des encoches pour réduire le couple détente, contrairement aux machines à bobinage à pas fractionnaire, où on peut réduire fortement le couple de détente, sans augmenter le nombre des encoches, et ceci en choisissant une combinaison augmentant au mieux f_{cog}. C'est le cas des machines avec S_{pp} égale à 0.5, où la valeur du f_{cog} est égale à $2N_s$.



(a) (b)

Figure 2.21 – Comparaison entre le couple de détente pour les deux machines 20/4 et 20/8

Dans les deux machines, ce sont les harmoniques de carré de l'induction rotorique multiples de 5 qui interviennent dans le couple de détente d'après l'équation 2.44. Dans les deux machines, l'induction B_5 est nulle due à la couche d'aimants utilisée. Toutefois, et comme le couple de détente dépend du contenu harmonique de carré de l'induction rotorique, ce sont essentiellement les harmoniques 10 et 20 de carré de l'induction rotorique qui contribuent dans le couple de détente[6].

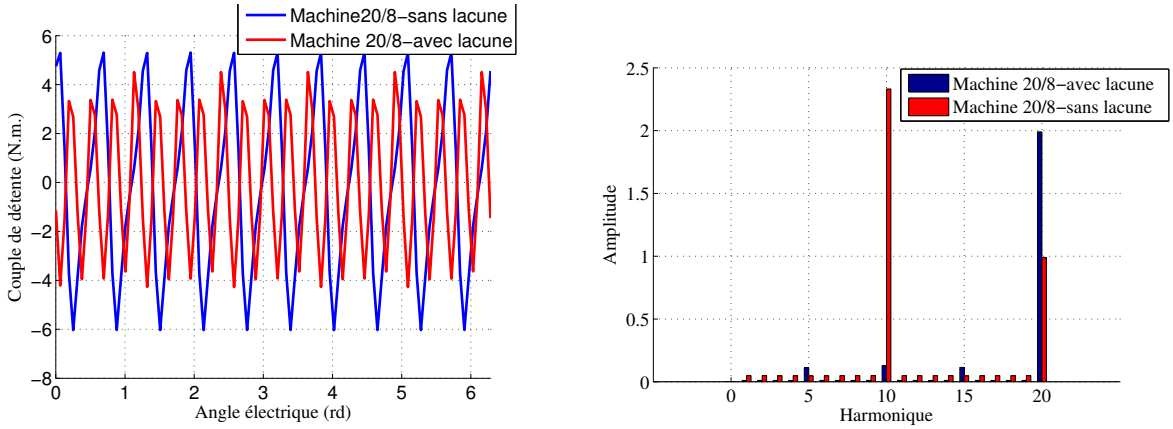
Cependant, dans la machine 20/8, c'est principalement l'harmonique du rang 20 de carré de l'induction rotorique qui contribue dans la production de ce couple de détente. Pour la machine 20/4, on trouve les deux harmoniques 10 et 20 qui contribuent d'une manière équivalente dans la production de couple de détente[7].

En se basant sur les résultats précédents, on peut déduire l'effet positif de l'effet de la lacune interpolaire sur la réduction du couple de détente, la comparaison de cette machine 20/8 avec une autre

[6]En effet, l'induction rotorique dans les deux machines 20/8 et 20/4 ne contient pas les harmoniques multiples de 5. Cependant, le carré de cette induction-qui intervient dans le calcul de couple de détente-, contient les deux harmoniques 10 et 20

[7]En Examinant $(B^2)_{10}$ et $(B^2)_{20}$ pour les deux machines 20/4 et 20/8, on a $((B^2)_{10})_{20/8} = 4.10^{-4}$ et $((B^2)_{10})_{20/4} = 3.6.10^{-3}$, $((B^2)_{20})_{20/8} = 1.02.10^{-2}$ et $((B^2)_{20})_{20/4} = 4.2.10^{-3}$

machine 20/8 ayant le même volume d'aimants, mais sans la lacune interpolaire confirme cet effet positif. Une réduction du couple de détente est observée avec la machine avec des lacunes. La figure 2.22 montre le résultat de comparaison entre les deux machines.



(a) (b)

Figure 2.22 – Effet de la lacune interpolaire introduite dans la machine 20/8

Outre par le calcul analytique, cette réduction du couple de détente peut se voir d'une autre façon: la segmentation de chaque pôle des aimants en deux aimants est la source du couple de détente réduit de cette machine en comparaison avec les autres machines avec la même combinaison de bobinage[81].

2.3.2.4 Densité du courant et ondulation du couple pour les deux machines dans l'hypothèse MTPA

Dans cette partie, on cherche à explorer la densité de courant nécessaire pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour produire le même couple électromagnétique, ainsi que la comparaison entre les pertes cuivre. Les valeurs de ces densités sont calculées pour chaque machine sous l'hypothèse de déphasage nul entre la force électromotrice et le courant dans une phase. Du point de vue commande, et du fait de la capacité importante de sa machine secondaire à produire le couple, la machine 20/8 possède trois stratégies d'alimentation : deux stratégies dites mono-harmoniques en utilisant soit uniquement un courant avec le premier ou le troisième harmonique, une stratégie mixte dite bi-harmonique comprenant simultanément deux harmoniques. Cependant, la production du couple à partir du troisième harmonique pour la machine 20/4 requiert une densité du courant très élevée, cette machine ne sera pas alimentée uniquement par l'harmonique 3.

2.3.2.4.1 Densité du courant nécessaire pour un fonctionnement en MTPA pour chaque machine

Pour calculer les différentes densités, il est impératif de fixer le coefficient de remplissage de chaque machine. En général, la machine avec un bobinage à pas diamétral possède un coefficient de remplissage de 0.5, tandis que le bobinage concentré autour des dents peut atteindre le 0.8 selon le procédé de fabrication et du bobinage. C'est en utilisant le "joint-lapped"stator qu'on peut atteindre ce coefficient. Le calcul des densités de courant se fait pour une stratégie "Maximum Torque Per Ampere strategy"pour chaque machine. Comme l'effet de saillance est négligeable pour chacune de ces deux machines, ceci revient à mettre le courant et la force électromotrice en phase. Pour la machine 20/4, la valeur efficace du courant nécessaire pour obtenir un certain couple C_{em} est donné par :

$$(I_1)_{20/4} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)_{20/4}} \tag{2.49}$$

Pour la machine 20/8, l'amplitude de l'harmonique 1 nécessaire pour obtenir le même couple est donnée par :

$$(I_1)_{20/8} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)_{20/8}} \tag{2.50}$$

Celle de l'harmonique de rang 3 est donnée par :

$$(I_3)_{20/8} = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_3)_{20/8}} \tag{2.51}$$

Dans le cas de l'alimentation simultanée avec les deux harmoniques du courant, il faut tout d'abord déterminer la répartition optimale entre les deux harmoniques du courant , afin de maximiser le couple. Cette démarche a été développée dans la section 2.2.3.2.2 et c'est l'équation 2.25 qui détermine la répartition optimale. Par conséquent, basant sur l'équation 2.26, la valeur efficace du courant obtenu est donc:

$$(I_{1,3}) = \frac{C_{em}\Omega}{5(E_1)\sqrt{1+(\frac{E_3}{E_1})^2}} \tag{2.52}$$

Si on vise toujours un produit $C_{em}\Omega$ constant (puisque le couple est le même dans tous le cas étudiées), les courants nécessaires à injecter dans chaque cas sont donnés en fonction $(I_1)_{20/4}$:

$$\begin{cases} (I_1)_{20/8} = \dfrac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{(E_1)_{20/8}} \\ (I_3)_{20/8} = \dfrac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{(E_3)_{20/8}} \\ (I_{1,3})_{20/8} = \dfrac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)^2_{20/8}+(E_3)^2_{20/8}}} \\ (I_{1,3})_{20/4} = \dfrac{(E_1)_{20/4}(I_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)^2_{20/4}+(E_3)^2_{20/4}}} \end{cases} \tag{2.53}$$

Par conséquent, on peut déduire la densité du courant pour chaque cas. Les deux machines ont la même surface d'encoche, la valeur de la densité du courant qui correspond à l'alimentation de la machine 20/4 par le premier harmonique du courant est fixé à 1, cette densité constitue dans cette étude la valeur du référence.

$$(j_1)_{20/4} = \frac{(I_1)_{20/4}}{(K_r)_{20/4}S_{encoche}} = 1 \tag{2.54}$$

Avec K_r est le coefficient de remplissage. En se basant sur les équations dans 2.53, on cherche les densité du courant pour chaque cas étudiée, normalisée par rapport à $(j_1)_{20/4}$. Elles sont données par :

$$\begin{cases} (j_1)_{20/8} = K_{rt}\dfrac{(E_1)_{20/4}}{(E_1)_{20/8}} \\ (j_3)_{20/8} = K_{rt}\dfrac{(E_1)_{20/4}}{(E_3)_{20/8}} \\ (j_{1,3})_{20/8} = K_{rt}\dfrac{(E_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)^2_{20/8}+(E_3)^2_{20/8}}} \\ (j_{1,3})_{20/4} = \dfrac{(E_1)_{20/4}}{\sqrt{(E_1)^2_{20/4}+(E_3)^2_{20/4}}} \end{cases} \tag{2.55}$$

Avec $K_{rt} = \frac{2(K_r)_{20/4}}{(K_r)_{20/8}}$ qui désigne le ratio des coefficients de remplissage entre les deux machines. Le rapport 2 observé dans les équations établies dans 2.55 provient du fait que la machine 20/4 contient

deux bobines par phase, tandis que la machine 20/8 contient 4 bobines par phase, où les conducteurs de chaque bobine sont déposés dans des encoches adjacentes. Le tableau 2.4 donne les valeurs des densités des courants normalisées nécessaires pour obtenir un certain couple C_{em} à une vitesse de rotation Ω. h_1 désigne l'alimentation en premier harmonique, h_3 celle en utilisant le troisième harmonique et $h_{1,3}$ celle avec les deux harmoniques simultanément.

	Machine 20/4/5		**Machine 20/8/5**		
Alimentation	h_1	$h_{1,3}$	h_1	h_3	$h_{1,3}$
Analytique	1	0.98	1.22	1.49	0.94
Numérique	1	0.99	1.14	1.27	0.85

Table 2.4 – Valeurs des densités de courant normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et selon une approche numérique (Num).

En général, l'alimentation d'une machine 5-phases avec les deux harmoniques du courant simultanément , entraîne une diminution de la densité des courants nécessaires pour obtenir le même couple. D'où l'intérêt d'une telle stratégie de contrôle, qui permet de réduire les pertes cuivre nécessaire pour obtenir un certain couple.

Par contre, la participation de l'harmonique 3 à la production dans le couple est faible dans la machine 20/4, et en plus l'ondulation du couple est plus importante en injectant cet harmonique. La contribution de l'harmonique 3 peut être encore améliorée en modifiant la forme de la couche d'aimants, et en remplaçant les aimants triangulaires par des aimants de formes trapézoïdales. Ce remplacement peut assurer un gain de 34% du couple provenant de l'harmonique 3 et peut aussi réduire l'ondulation due à cette alimentation [33].

Pour la machine 20/8, cette stratégie permet de réduire de 25% (de 1.14 p.u. à 0.85 p.u./ voir tableau 2.4) la densité de courant nécessaire pour obtenir le couple en comparaison avec l'alimentation h_1 seul. Ce taux de réduction est de 35% quand il s'agit de passer d'une alimentation h_3 à une alimentation $h_{1,3}$. En plus, quand la stratégie $h_{1,3}$ est adoptée pour la machine 20/8, la densité de courant est 15% moins que celle pour la machine 20/4 .

Pour ces densités de courant, on calcule les pertes cuivre normalisées dans chaque cas. On définit donc, les pertes cuivre de référence qui correspondent à celle dans la machine 20/4 pour une alimentation h_1. Toutes les autres valeurs des pertes cuivre seront normalisées par rapport à cette grandeur.

$$(P_{cu})_{20/4} = \rho (J_1)^2_{20/4} (V_{cu})_{20/4} \tag{2.56}$$

Où $(V_{cu})_{20/4}$ est le volume du cuivre dans la machine 20/4. Les pertes cuivre normalisées dans ce cas sont données par :

$$\begin{cases} ((p_{cu})_1)_{20/8} = K_{rt}(j_1)^2_{20/8} \\ ((p_{cu})_3)_{20/8} = K_{rt}(j_3)^2_{20/8} \\ ((p_{cu})_{1,3})_{20/8} = K_{rt}(j_{1,3})^2_{20/8} \\ ((p_{cu})_{1,3})_{20/4} = (j_{1,3})^2_{20/4} \end{cases} \tag{2.57}$$

	Machine 20/4/5		**Machine 20/8/5**		
Alimentation	h_1	$h_{1,3}$	h_1	h_3	$h_{1,3}$
Ana	1	0.96	2.38	3.55	1.41
Num	1	0.98	2.07	2.58	1.15

Table 2.5 – Valeurs des pertes joules normalisées pour les deux machines 20/4 et 20/8 pour obtenir le même couple électromagnétique calculées selon une approche analytique (ANA) et numérique (NUM).

Il apparaît que pour la machine 20/8 les stratégies (h_1 ou h_3) mènent à au moins deux fois plus des pertes cuivre. Il apparaît également l'intérêt de la stratégie $h_{1,3}$ avec seulement 15% de pertes cuivre en plus que la machine 20/4[8]. D'où l'intérêt à utiliser les deux harmoniques dans l'alimentation de cette machine. La machine 20/8 peut faire plus de couple par la stratégie $h_{1,3}$ que par les deux stratégies h_1 ou h_3 pour la même densité de courant mais un peu moins que la machine 20/4. L'avantage de la machine 20/8 par rapport à la machine 20/4 apparaîtra lors de l'augmentation de la vitesse.

2.3.2.4.2 Ondulation du couple à basse vitesse pour les deux machines

Dans cette partie, l'ondulation du couple à basse vitesse de deux machines 20/8 et 20/4 est estimée par un calcul en éléments finis utilisant le logiciel Maxwell 2D. Dans ce cas, le couple électromagnétique est calculé à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique dans l'entrefer. La résultante de cette dérivée est un couple moyen, accompagné des ondulations qui dépendent du contenu harmonique du flux dans l'entrefer, qui à son tour résulte d'une certaine stratégie d'alimentation de la machine.

La comparaison entre les deux machines se fait pour la même valeur du couple électromagnétique moyen. La figure suivante 2.23 donne le courant d'une phase, le couple électromagnétique calculé en éléments finis et le contenu spectral de ce couple normalisé par rapport à la valeur moyenne exigée . La densité du courant de la machine 20/4 alimentée par l'harmonique 1 du courant, qui représente la valeur de référence, est de $5A/mm^2$. Les autres valeurs des densités du courant sont calculées en se basant sur le tableau (2.4).

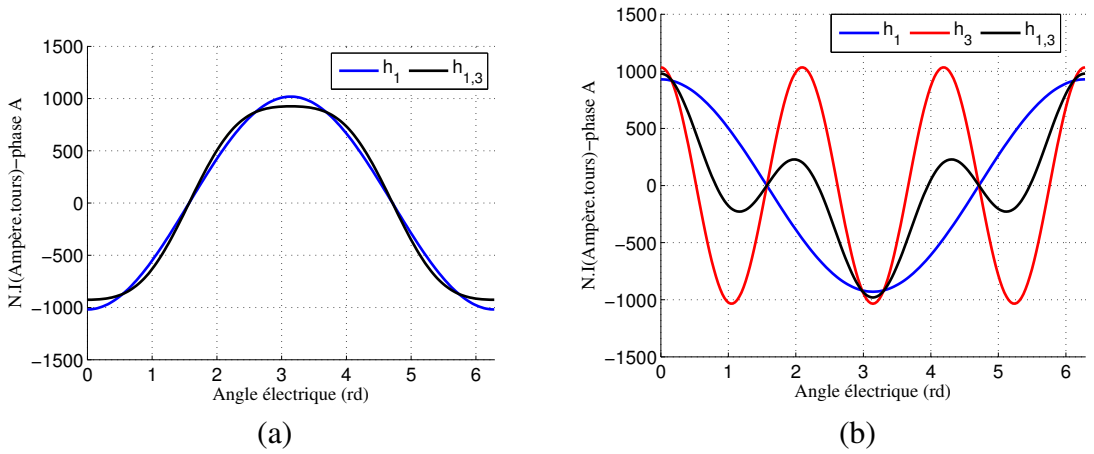
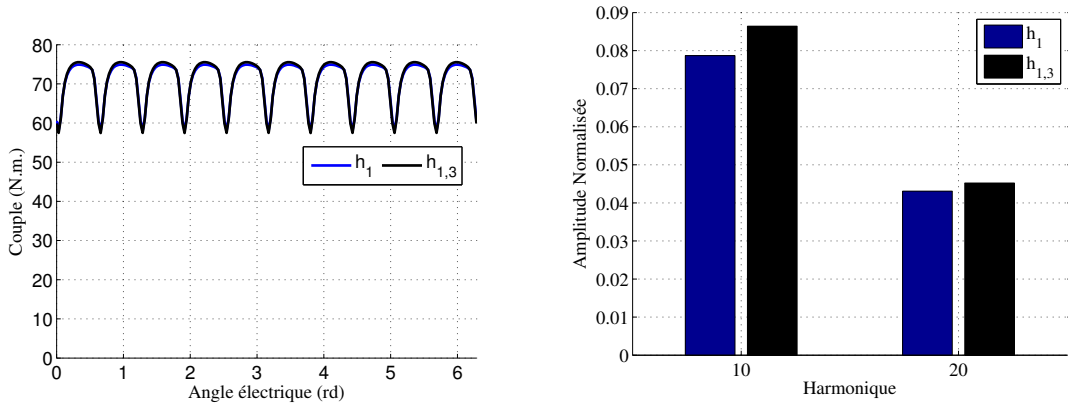


Figure 2.23 – (a) Courants injectés dans la machine 20/8. (b) Courant injecté dans la machine 20/4.

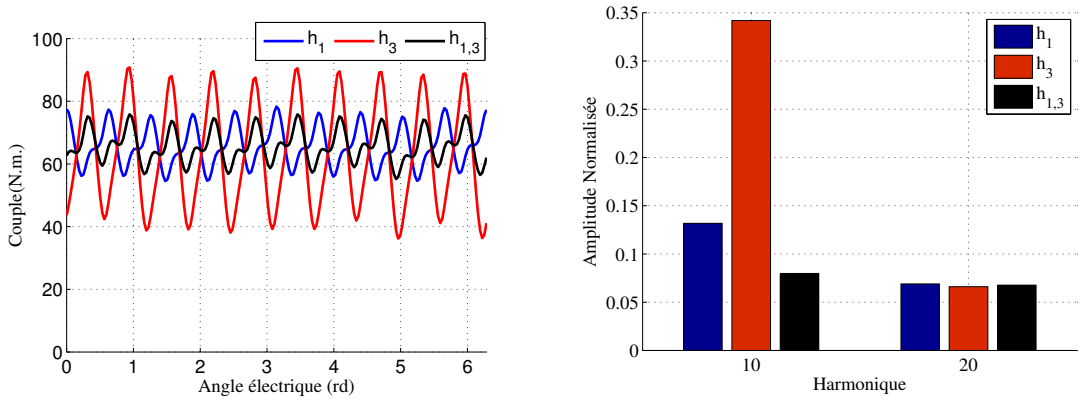
La source principale de l'ondulation du couple est l'interaction entre les harmoniques de la force électromotrice et les harmoniques du courant associés à la même machine fictive. On considère que les deux machines fictives dans lesquelles se projettent respectivement les harmoniques 1 et 3 sont

[8]Les pertes cuivre dans les têtes de bobines sont négligées, ce qui est à l'avantage de la machine 20/4



(a) (b)

Figure 2.24 – (a) Couple produit par la machine 20/4. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/4 .



(c) (d)

Figure 2.25 – (a) Couple produit par la machine 20/8. (b) Spectre du couple produit par la machine 20/8 .

indépendantes. De ce fait, aucune interaction n'est possible entre un harmonique du courant associé à un espace fictif et un autre harmonique associé à un autre espace fictif différente. Les résultats dans les figures 2.25 confirme cette hypothèse[9].

Par ailleurs, la stratégie h_3 présente des ondulations très importantes, ceci est due principalement à l'harmonique du rang 7 important dans la force électromotrice (figure 2.19). En effet, comme précisé dans la partie 2.3.1.3.1, cette couche d'aimant n'atténue pas significativement le rapport de l'harmonique 7 sur l'harmonique 3 de la force électromotrice(35% dans le cas étudié) et présente par rapport aux autres stratégies h_1 et $h_{1,3}$ l'amplitude la plus importante pour cet harmonique 7 de la force électromotrice. L'amplitude 9 et 11 de la force électromotrice sont faibles pour cette machine, une ondulation du rang 10 de 12% est observée en ce qui concerne la startégie h_1. Les ondulations du couple suite à ces stratégies, sont toujours supérieures à celles de la machine 20/4, sauf dans le cas de l'alimentation bi-harmonique où l'ondulation ne dépasse pas le 8% (comparable à celle de la machine 20/4).

[9]L'harmonique 3 interagit avec le 7 et le 13 dans la machine secondaire. L'harmonique 1 intéragit avec le 9 et le 11 dans la machine principale sans interaction entre notamment l'harmonique 3 de la force électromotrice avec l'harmonique 1 de courant et vice et versa.

Une caractéristique importante est observée lorsqu'on examine les ondulations de couple pour les deux stratégies h_1 et h_3 de la machine 20/8: c'est leur opposition de phase des ondulations . Cette propriété permet de prédire, pour une alimentation bi-harmonique $h_{1,3}$, un probable effet de compensation de l'ondulation. La forme d'onde du couple obtenue dans la figure 2.25 confirme ce fait, vu que l'ondulation de rang 10 dans ce cas est bien inférieure aux deux autres stratégies d'alimentation. Cette ondulation ne dépasse pas le 7% ce qui de même ordre de la machine 20/4. Cet effet pourra être expliqué en se basant sur l'expression instantanée du couple donné comme suit :

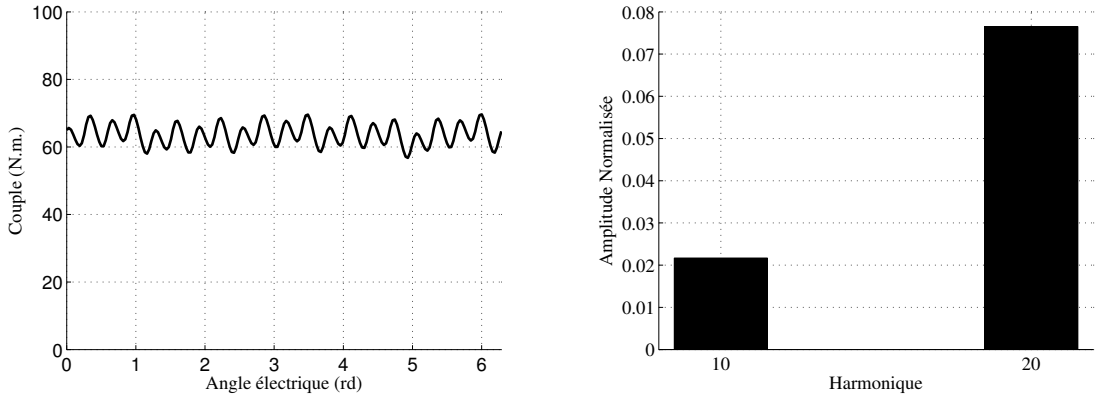
$$(\mathrm{C}_{em})(t) = \sum_{c'=0}^{+\infty} (\mathrm{E}_{10c'\pm1} i_1 + \mathrm{E}_{10c'\pm3} i_3) e^{j10c'\omega t} \tag{2.58}$$

L'ondulation de rang 10 principale dans cette machine dépend du terme $\mathrm{E}_9 i_1 + \mathrm{E}_{11} i_1 + \mathrm{E}_7 i_3 + \mathrm{E}_{13} i_3$. En examinant la force électromotrice de la machine 20/8/5, on s'aperçoit que les harmoniques 7 et 13 associées à la machine secondaire sont de signe opposés aux harmoniques 9 et 11, d'où l'effet de compensation de l'ondulation. Leurs champs magnétiques associés tournent dans des sens opposés dans le repère statorique[40].

Suite à cette étude, on pourra imaginer une solution où on peut atténuer l'ondulation du rang 10 . Cette solution exige que :

$$\mathrm{E}_9 i_1 + \mathrm{E}_{11} i_1 = -(\mathrm{E}_7 i_3 + \mathrm{E}_{13} i_3) \tag{2.59}$$

Ce qui implique que le rapport $i_1 = 2.01 i_3$. Ce rapport est largement différent de celui de la répartition optimale entre les deux harmoniques du courant permettant de maximiser le couple, où le rapport est égal à 1.12 avec néanmoins une réduction du couple moyen de 3% (de 66Nm à 64 Nm). La figure 2.26 montre le calcul du couple et le spectre des ondulations en éléments finis pour la même densité du courant pour l'alimentation $h_{1,3}$ dans la machine 20/8. Même si cette compensation est bien une caractéristiques intrinsèque de la machine à basse vitesse, à haute vitesse ce sont les déphasages entre les forces électromotrices et les courants fictifs qui interviennent, et donc l'importance de cet effet varie en fonction de la vitesse de rotation selon les valeurs de ces déphasages. L'harmonique de rang



(a) (b)

Figure 2.26 – (a) Couple produit par la machine 20/8 pour une répartition $i_1 = 2.01 i_3$. (b) Spectre des ondulations couple produit par la machine 20/8 pour $i_1 = 2.01 i_3$

10 passe de 7% dans le cas avec la répartition optimale du courant, vers moins de 2% $i_1 = 2.01 i_3$. C'est donc l'harmonique de rang 20 qui décide du taux d'ondulation dans la machine, sa valeur par rapport au couple moyen obtenu est de 7%, ce qui se traduit par un changement de la fréquence dominante d'oscillations comme on peut l'observer en comparant les deux figures 2.26 et 2.25 (a).

Bien que le rapport 2.01 permette d'atténuer au mieux les ondulations de rang 10 , il n'est possible pas de supprimer les ondulations totalement à cause de l'existence également de l'harmonique 20 vu que ces ondulations sont induites également par la dérivée de co-énergie magnétique dans l'entrefer. Notons que pour l'harmonique 20, une équation semblable à l'équation 2.59 peut être établie, en remplaçant les harmoniques 7,9,11,13 par 17,19,21,23 respectivement. Une autre répartition du rapport $\frac{i_3}{i_1}$ est obtenue et pourra être différente que celle obtenue pour atténuer les oscillations de rang 10.

La solution, est soit de choisir un compromis entre les deux cas précédents, soit d'augmenter le degré de liberté dans le système d'équations obtenus, et ceci en injectant des harmoniques de rang supérieur du courant, ce qui permet de conserver le couple moyen également. Cette méthode consiste à injecter un courant totalement corrélé à la force électromotrice, c-à-d tous les deux comprenant la même répartition des harmoniques, afin d'obtenir un couple rigoureusement constant[82]. Les pertes cuivre et par courant de Foucault supplémentaires constituent un verrou important dans cette méthode, en plus de raisons liées à la commande, notamment la bande passante des correcteurs. La difficulté réside dans la possibilité de générer et contrôler des courants susceptibles de contenir des harmoniques d'ordre élevé , même si à basse vitesse la génération de ce courant riche en harmoniques est moins contraignante pour les systèmes de commande qu'à vitesse élevée. Une autre technique consiste à adapter la forme des aimants, en introduisant des entailles optimisées sur la surface des aimants [83].

2.4 Évaluation des pertes dans les aimants dans la machine 20/8

Malgré les avantages de la machine synchrone à aimants permanents, notamment au niveau de la compacité, du rendement et de la fiabilité, la tenue des aimants à haute température reste un inconvénient dans ce type des machines. Intéressés par cet enjeu, de nombreux travaux cherchent récemment à évaluer les pertes dans les aimants, afin de fixer les limites de fonctionnement de ces machines [15][52][84][85][86][87][88][89][90][91][92]. Les sources des pertes dans les aimants peuvent être classées en deux grandes catégories :

1. Les pertes dues aux effets des encoches , dit effet de denture.
2. Les pertes induites par le bobinage statorique, dépendant notamment de la distribution de ce bobinage, qui engendre un certain contenu de la fonction de bobinage et l'excitation en courant de ce bobinage, l'ensemble étant à l'origine du contenu spectral de la force magnétomotrice.

Dans cette section, on s'intéresse à l'évaluation des ces pertes pour la machine 20/8 double polarité avec les aimants déposés en surface occupant deux tiers du pas polaire et avec des lacunes inter-polaires définies dans la section précédente, on réalise cela à partir des modèles analytiques pour quantifier les pertes provenant des deux sources déjà mentionnées. L'approche analytique sera validée par un calcul en éléments finis permettant de certifier les tendances du modèle analytique.

2.4.1 Importance d'étude des pertes dans les aimants

La disposition des aimants en surface dans les machines étudiées dans ce chapitre fait que ces aimants sont exposés directement au champ magnétique créé par le stator dans l'entrefer. Par conséquent, ces aimants, et suite à leur conductivité relativement élevée, sont le siège de courants induits très importants et par suite des pertes par courant de Foucault. Si ces pertes entraînent une augmentation de la température dans les aimants, les caractéristiques de ces aimants (notamment champ rémanent et champ coercitif) s'en trouvent modifiées pouvant même mener à une démagnétisation irréversible.

En effet, l'aimant possède une certaine caractéristique intrinsèque représentée par une courbe (B_a, H_a). Le point de fonctionnement, à une température ambiante, varie donc sur cette courbe en

fonction de l'intersection avec la droite de charge caractérisant l'entrefer. Or, l'augmentation de la température entraîne la dégradation des caractéristiques (B_a,H_a), comme représentés dans la figure 2.27, ce qui entraîne un point de fonctionnement plus faible au niveau de l'induction et donc un couple électromagnétique plus faible avant que l'asservissement ne réagisse. Ces variations dépendent de la nature de l'aimant : elles sont plus fortes pour les aimants de type Néodyme-Fer-Bore que pour ceux de type Samarium-cobalt.

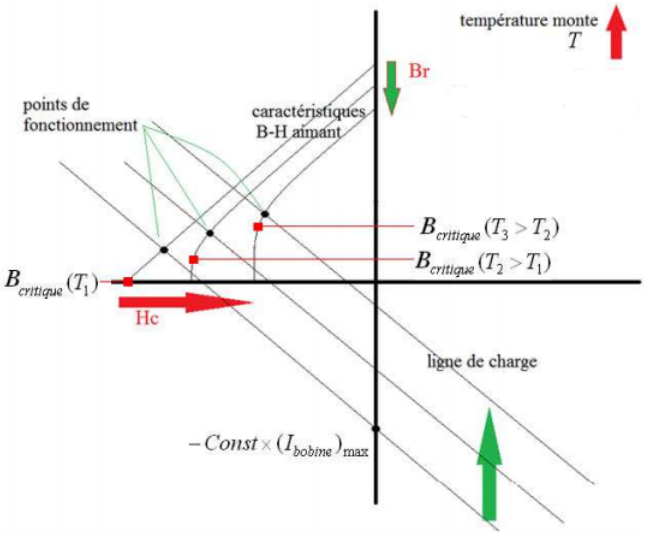


Figure 2.27 – Variation de point de charge en fonction de la température

Comme la température des aimants est un point critique dans les machines, plusieurs techniques visent la réduction des pertes dans les aimants. Étant donné que ces aimants sont soumis aux mêmes genres de pertes que les tôles ferromagnétiques, une solution consiste donc à segmenter les aimants afin de réduire les pertes, et ceci en divisant le bloc d'aimant en plusieurs sous-blocs séparés par des isolants pour empêcher le courant induit de circuler entre les sous-blocs. Cette technique de segmentation ne peut pas atteindre le stade de "feuilletage"utilisé pour les tôles, pour des contraintes de fabrication. En plus, la segmentation, a un impact non négligeable sur les harmoniques de l'induction magnétique créée par les aimants, influençant donc la compacité de la machine [93].

La quantité des pertes dans les aimants est aussi un critère important pour qualifier la performance d'une certaine structure de bobinage. Dans le cas de la machine à double polarité envisagée, l'injection de deux harmoniques du courant est indispensable au fonctionnement avec un couple maximum de la machine. L'étude des pertes dans les aimants s'avèrent d'autant plus nécessaire que des harmoniques spatiaux supplémentaires du champ statorique peuvent être issus de l'introduction d'un harmonique temporel supplémentaire dans l'alimentation de la machine.

Ce phénomène de perte dans les aimants est ainsi important dans le choix des structures de bobinage des machines à aimants déposés en surface. Ainsi, si certaines distributions de bobinage paraissent plus avantageuses en termes de coefficient de bobinage que le bobinage 20/8 au niveau de l'exploitation de deux harmoniques 1 et 3, leur utilisation peut être à la source de pertes très importantes dans les aimants. Citons comme exemple concret la combinaison 20encoches/22 pôles avec le coefficient de bobinage de 0.97 et 0.8 pour les harmoniques 1 et 3 respectivement. Cette configuration apparaît dans la classification proposée dans [14][15] comme générant des pertes importantes dans les aimants, rien qu'avec le premier harmonique du courant. C'est à ce niveau que les pertes dans les aimants interviennent pour exclure certaines combinaisons de bobinage qui paraissent intéressantes

de point de vue compacité.

A la lumière de l'étude faite dans ce paragraphe, on peut constater l'importance de l'évaluation des pertes dans les aimants, pertes qui permettent d'évaluer la tenue thermique des aimants à des hautes vitesses de rotation et hautes fréquences d'alimentation. En plus, elles constituent un critère important des classifications de la performance de bobinage. Les modèles analytiques présentés dans cette section s'inscrivent dans le cadre de l'évaluation des ces pertes à vide et en charge.

2.4.2 Modèle des pertes dans les aimants résultants des effets des encoches

Dans cette partie, l'objectif est d'établir un modèle analytique permettant d'estimer au mieux les pertes dans les aimants dues aux effets des encoches. La présence des encoches statoriques cause une variation de la fonction de perméance dans l'entrefer. La fonction d'aimantation rotorique est modulée par cette fonction de perméance, impliquant une variation du flux créé par les aimants. Cette variation de flux induit des courants de Foucault dans les aimants, ce qui cause l'échauffement de ce dernier . Les pertes dans les aimants dans ce cas dépendent principalement de la forme du circuit magnétique statorique , notamment la géométrie des encoches.

Dans la littérature, il existe beaucoup des travaux qui s'intéressent au calcul de ces pertes dues aux effets de denture. Comme le couple de détente, ce phénomène du second ordre dépend également de la fonction de perméance définie dans la section 2.3.2.3.1 qui permet de définir l'impact de l'entrefer variable sur le champ rotorique, responsable de ces pertes. A partir de cet impact, on évalue les pertes dans les aimants à vide pour la machine 20/8, et on les compare avec celles d'une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ également.

2.4.2.1 Calcul de la fonction de perméance et induction magnétique rotorique

Afin de tester la précision du modèle de la fonction de perméance adopté pour le calcul des pertes dans les aimants à vide, une comparaison entre le calcul analytique et celui en éléments finis de la composante radiale de l'induction est effectué, afin de tester la validité des tendances issues de calcul analytique.

2.4.2.1.1 Calcul de la fonction de perméance pour différents rayons

La fonction de perméance est évaluée pour différentes valeurs de r_{ag}. Quatre rayons intéressants seront considérés:

1. $r_{ag} = R^{-}_{als}$(au niveau du rayon statorique),
2. $r_{ag} = r_{als} - 0.5g_e$ (milieu de l'entrefer mécanique),
3. $r_{ag} = r_{als} - g^{+}_{e}$(au niveau de la surface des aimants) et
4. $r_{ag} = r_{als} - g_e - 0.5h_m$ (au niveau du milieu des aimants).

En plus de ces 4 valeurs de r_{ag}, 4 valeurs de la fonction d'ouverture d'encoches seront considérées également. La figure 2.28 présente les résultats pour 25%, 50%, 75% et 100% d'ouverture des encoches b_0, cette proportion représente l'ouverture d'encoche sur la largeur d'encoche limitée à 50% du pas d'encoche. La fonction de perméance relative présentée est normalisée par rapport à λ_0 .

Les figures 1.40 montrent bien que la périodicité de la fonction de perméance est le pas d'encoche : elles illustrent clairement l'affaiblissement de l'induction d'entrefer à proximité de l'encoche, atténuation d'autant plus marquée que l'ouverture d'encoche est grande (b_0 augmente) et que le point de

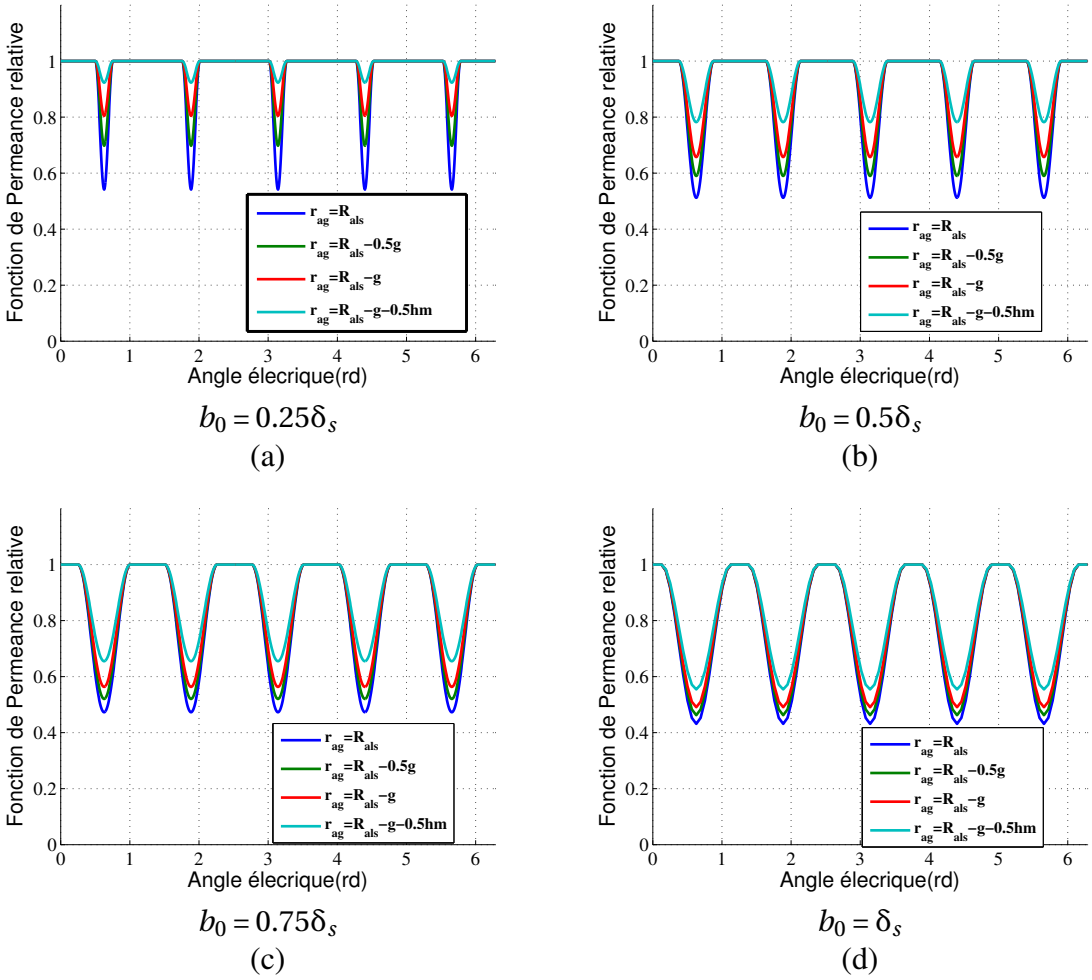


Figure 2.28 – Calcul analytique de la fonction de perméance relative pour les différentes ouvertures des encoches

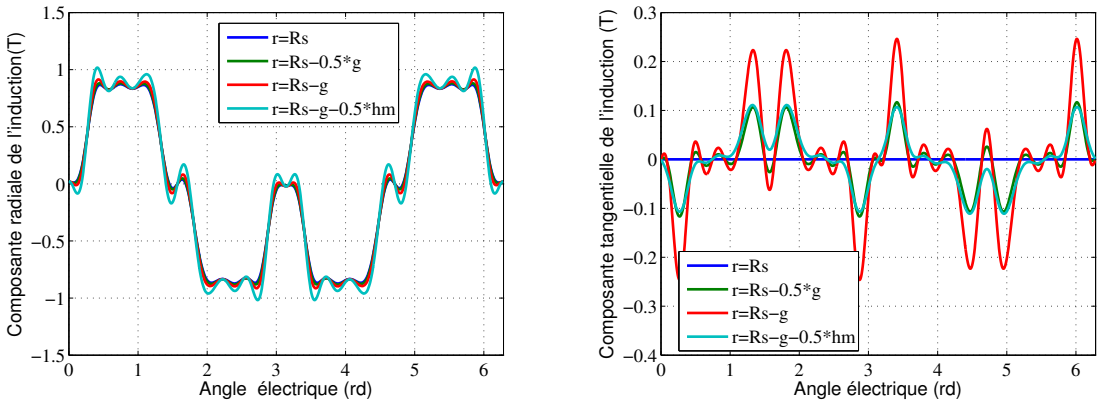
calcul de l'induction est proche de l'encoche (r_{ag} tend vers R_{als}). Une fois que ce modèle est établi il est maintenant possible d'estimer la composante radiale de l'induction magnétique pour les différents rayons et de la comparer avec le calcul numérique.

2.4.2.1.2 Calcul de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag}

La fonction de perméance calculée sert maintenant à calculer la composante radiale de l'induction magnétique dans pour différentes valeurs de r_{ag}. Cette composante , modifiée par l'effet des encoches, notée B_{ws}, est déduite à partir la modulation de celle de l'induction magnétique calculée pour une machine sans encoche B_{sl} avec la fonction de perméance.

$$\left(B_{ws}\right)_r (r_{ag}, \alpha_{ag}) = \left(B_{sl}(r_{ag}, \alpha_{ag})\right)_r \lambda(r_{ag}, \alpha_{ag}) \tag{2.60}$$

La fonction $\left(B_{sl}(r_{ag}, \alpha_{ag})\right)_r$, correspondant à la composante radiale de l'induction magnétique pour une machine sans encoches, est calculée en utilisant les expressions disponibles dans l'annexe A.5[94]. La figure 2.29 donne la forme de deux composantes radiales et tangentielles de l'induction pour une machine sans encoche pour les quatre valeurs de r_{ag} définies. Dans la suite, cette induction sera modulée par la fonction de perméance calculée dans la section précédente. Selon les paramètres géométriques de la machine 20/8, l'ouverture des encoches est de l'ordre de 50% de la largeur d'encoche, sa fonction de perméance correspond à la figure 2.28 (b). Le calcul analytique sera effectué et com-



Composante radiale (a) Composante tangentielle (b)

Figure 2.29 – Calcul analytique de la composante radiale et tangentielle de l'induction magnétique pour différentes valeurs de r_{ag} pour une machine sans encoches

paré avec les résultats issus du calcul en éléments finis pour les différentes valeurs de r_{ag}. La figure 2.30 présente donc le résultat de comparaison pour les deux estimations. Les résultats montrent que le modèle analytique est assez précis pour calculer l'induction magnétique au niveau des aimants (sur l'interface aimants/entrefer qui correspond à $r_{ag} = \mathrm{R}_{als} - g+$ et dans la milieu des aimants qui correspond $r_{ag} = \mathrm{R}_{als} - g - 0.5h_m$). La variation de cette induction magnétique sert donc à calculer la densité des courants dans les aimants, et ensuite estimer les pertes induites par courant de Foucault. Notons que, dans le cas où $r_{as} = \mathrm{R}_{als}^{-}$, des pics de l'induction sont observés suite au calcul numérique, l'induction magnétique élevée dans le bec des dents est à l'origine de ces valeurs, ces endroits de l'encoche sont fortement saturés.

2.4.2.2 Estimation analytique et numérique des pertes dues aux effets de denture

2.4.2.2.1 Modèle Analytique

Par principe, la valeur moyenne des pertes par courants induits développées dans l'aimant est donné par[84] :

$$\mathrm{P}_{pm} = \frac{\mathrm{B}_m^2 \mathrm{V}_r^2 \mathrm{V}_{aim}}{2\sigma_{pm}} \tag{2.61}$$

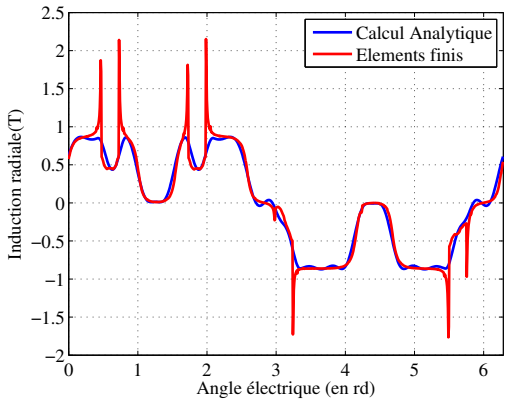
Avec B_m est la valeur crête du champ magnétique dans les aimants calculée par une approche 1-D:

$$\mathrm{B}_m = \frac{h_m}{h_m + g}\mathrm{B}_r \tag{2.62}$$

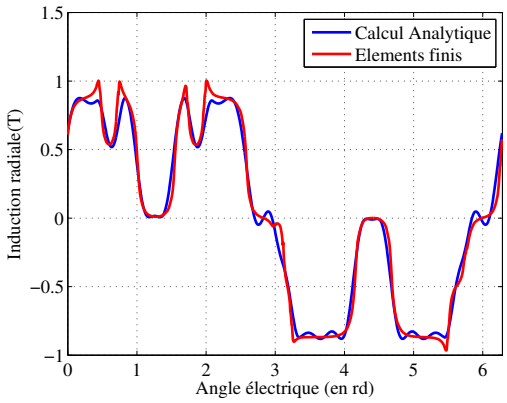
V_{aim} est le volume des aimants, et V_r est la vitesse linéaire du rotor($\mathrm{R}_r \Omega_r$). Le problème avec ce modèle c'est qu'il conduit à une sous-estimation importante des pertes, du fait qu'il assimile l'induction magnétique dans les aimants à une induction sinusoïdale de fréquence Ω_r et d'amplitude B_m. Les autres harmoniques du champ magnétique dans les aimants dont les fréquences sont très importantes et contribuant à la production d'une partie importante des pertes sont négligées. Une amélioration de ce modèle est nécessaire afin de prendre en compte tous les autres pertes produites par les autres harmonique du champ magnétique.

Dans cette partie, une nouvelle approche est utilisée afin de pouvoir évaluer ces pertes . Le terme B_m^2 dans l'équation 2.61 est remplacée par le terme KB_m donnée par[84] :

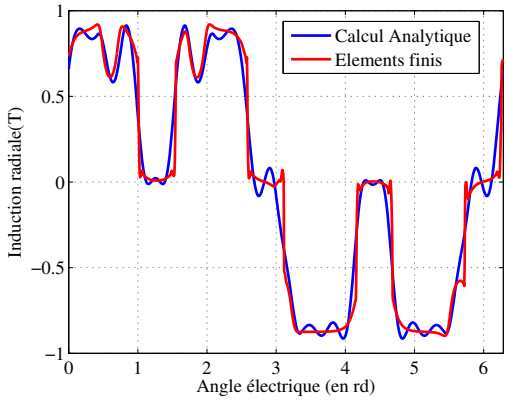
$$\mathrm{KB}_m = \sum_{n=1}^{\infty} \mathrm{B}_n^2 \tag{2.63}$$



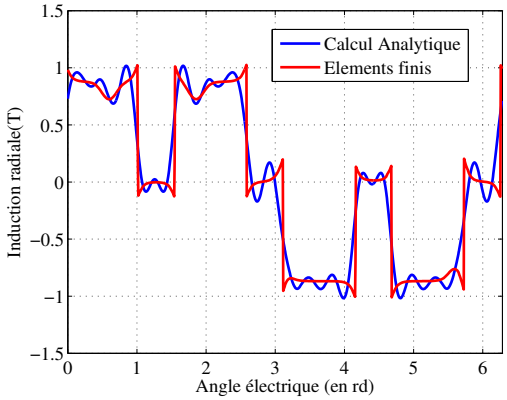
$r_{ag} = \mathrm{R}^{-}_{als}$
(Proche de l'interface stator/entrefer)
(a)



$r_{ag} = \mathrm{R}_{als} - 0.5g$
(Milieu de l'entrefer mécanique)
(b)



$r_{ag} = \mathrm{R}_{als} - g^{+}$
(Interface aimants/entrefer)
(c)



$r_{ag} = \mathrm{R}_{als} - g - 0.5h_m$
(Milieu des aimants)
(d)

Figure 2.30 – Comparaison entre le calcul analytique et éléments finis pour le calcul de l'induction magnétique radiale pour différentes valeurs de r_{ag}

où B_n est l'amplitude de l'harmonique de la composante radiale du champ magnétique rotorique calculée selon une approche 2-D dans la section précédente. Pour pouvoir évaluer d'une façon précise les pertes dues aux encoches, une intégrale volumique , selon les deux variables r_{ag} et α_{ag} ainsi que la longueur, est nécessaire sur le bloc d'aimants. En effet, le champ rotorique varie entre l'interface rotor/aimant et l'interface aimant/entrefer de fait que la fonction de perméance modulant dépend du rayon r_{ag}. Cependant pour réduire le calcul et évaluer d'une façon plus précise que le modèle 1-D les pertes, l'induction magnétique calculée au milieu des aimants sera utilisée pour évaluer les pertes, en d'autres termes, la fonction de perméance est supposée constante dans l'aimant et assimilée à celle au milieu. L'approche améliorant la précision consiste à décomposer l'aimant en des blocs transversaux, et à supposer que la fonction de perméance est constante sur ce bloc (la valeur de la fonction de perméance dans un bloc est assimilée à la valeur de celle au milieu de ce bloc), et ensuite faire une moyenne entre les inductions obtenues dans chaque bloc afin d'obtenir une induction magnétique unique de l'aimant. Ainsi, le modèle utilisé pour évaluer les pertes est donnée par l'équation 2.64. Dans ce calcul, c'est l'induction magnétique au milieu des aimants est introduite. La forme d'onde de cette induction est donnée par la figure 2.30(d).

$$(\mathrm{P}_{pm})_0 = \frac{(\mathrm{KB}_m)^2 \mathrm{V}_r^2 \mathrm{V}_{aim}}{2\sigma_{pm}} \tag{2.64}$$

2.4.2.2.2 Comparaison des pertes à vide entre la machine 20/8/5 et la machine 12/8/3

Dans cette partie, on s'intéresse à l'application des modèles de pertes à vide introduits dans la partie précédente. Le but est d'appliquer ce modèle pour la machine 20/8 avec les lacunes inter-polaires. En plus, la valeur des pertes à vide sera comparée avec celle d'une machine triphasée dont le $S_{pp} = 0.5$ aussi. La version triphasée de la machine 20encoches/8pôles/5phases est la machine 12encoches/8pôles/3 phases. Le nombre des pôles est identique entre les deux machines pour assurer des fréquences d'alimentation identiques pour la même vitesse de rotation. En effet, la machine 12encoches/8pôles (ou version 24/16) est largement utilisée par les fabricants automobiles Honda et Toyota, et peut être considérée comme une référence dans le domaine automobile.

Concernant la couche d'aimants de la machine 12/8/3, la machine contient le même volume d'aimants que la machine 20/8/5, où le volume d'un pôle occupe $\frac{2}{3}$ du volume total réservé à un pôle. Par conséquent, la largeur d'aimant dans la machine 12/8/3 est égale à $\frac{2}{3}$ du pas polaire. La figure 2.31 donne la structure de la machine 12 encoches/8pôles/3 phases.

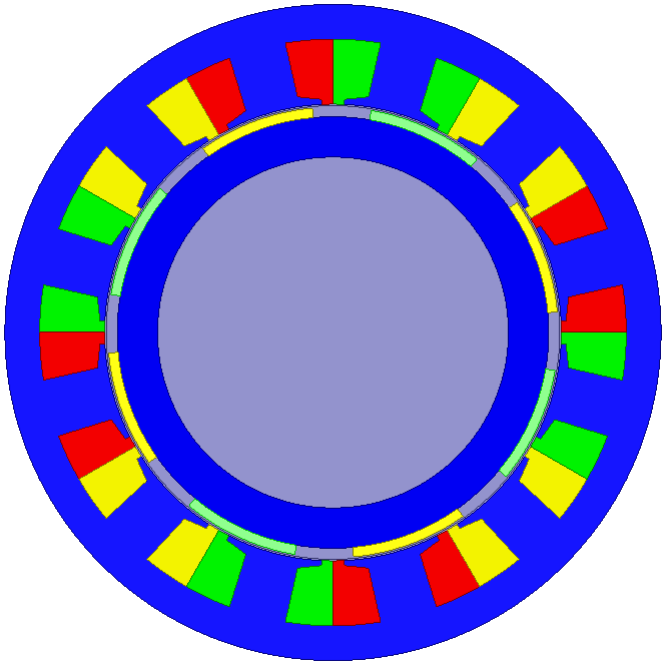


Figure 2.31 – Structure de la machine 12encoches/8poles-3phases.

La figure 2.32 présente le calcul en éléments finis des pertes dans les aimants à vide induites à la vitesse $2000 tr/min$. Notons que les deux machines ont le même rapport $\frac{ouverture_{encoche}}{larguer_{encoche}}$ et que la machine 12/8 possède deux fois plus de pertes à vide que la machine 20/8. L'avantage de la couche d'aimants de cette dernière est que chaque pôle est segmenté en deux aimants séparés, ce qui est équivalent à une segmentation des aimants. Ainsi, la comparaison entre les deux machines du point de vue fonction de perméance n'est pas un signe indicatif pour prédire quelle machine admet le moins des pertes. En effet, la machine 12/8 possède une ouverture d'encoches plus importante , mais l'induction magnétique est soumise à moins de variations du fait d'un nombre plus faible d'encoches.

La comparaison entre le calcul analytique et éléments finis est présentée dans la figure 2.33. On observe que le modèle analytique estime d'une façon correcte les pertes à vide dans la machine et que les pertes à vide de la machine 12/8 sont plus importantes sur tout la plage de fonctionnement. D'où

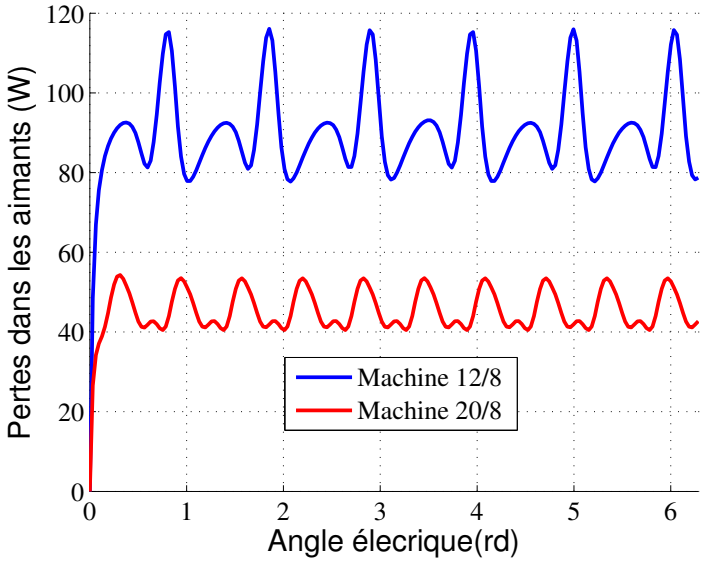


Figure 2.32 – Représentation sur un tour électrique de la variation des pertes dans les aimants en fonction de l'angle électrique.

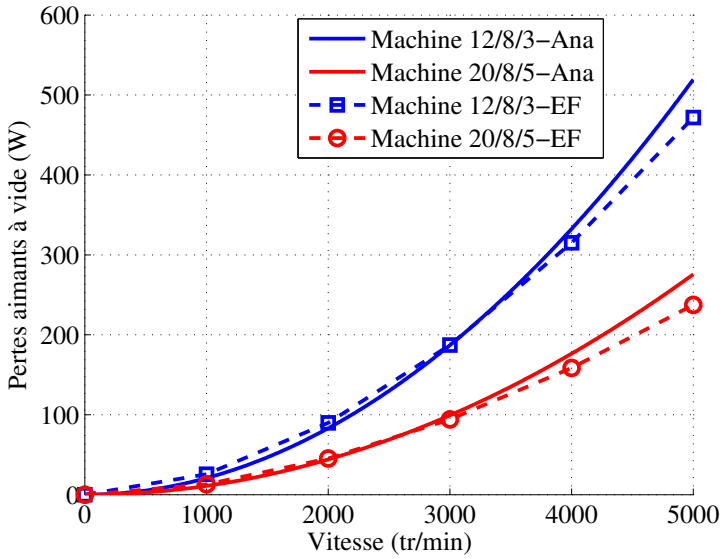


Figure 2.33 – Comparaison entre le calcul analytique et numérique des pertes dans les aimants à vide pour les deux machines 20/8 et 12/8.

l'avantage de la machine 20/8/5 à ce niveau.

En observant la figure 2.33, l'écart augmente entre les deux modèles analytique et numérique. La loi de comportement des pertes, calculée en analytique et en éléments finis s'écrit de la forme:

$$(P_{pm})_0 = P_0 \Omega_r^{\gamma} \tag{2.65}$$

Avec N_r est la vitesse de rotation en tr/min. Basant sur l'équation 2.64, donnant le modèle analytique des pertes, on peut prédire que le coefficient γ dans 2.65 est égale à 2 pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3. Pour estimer les coefficients de la loi de comportement en éléments finis, on calcule la courbe de régression. Le tableau 2.6 donne les valeurs des coefficients de l'équation 2.65 dans le cas de deux calculs analytique et numérique pour les deux machines 12/8/3 et 20/8/5.

	Machine 12/8/3		**Machine 20/8/5**	
Alimentation	P_0	γ	P_0	γ
Analytique	$2\ .10^{-3}$	2	$1\ .10^{-3}$	2
Numérique	$5.52\ .10^{-3}$	1.81	$2.8\ .10^{-3}$	1.81

Table 2.6 – Valeurs des coefficients P_0 et γ dans le cas de deux calculs analytique et numérique pour les deux machines 12/8/3 et 20/8/5.

2.4.3 Modélisation des pertes des aimants dues à la force magnétomotrice

Outre l'effet réluctance variable qui est à l'origine, même à vide, de pertes par courants induits, les harmoniques de champ magnétique liés aux courants statoriques sont également à l'origine de pertes par courants induits. La relation entre la distribution de bobinage utilisée dans la machine et la quantité des pertes dans les aimants a été rappelée dans la partie 1.3.1.8, une classification des différentes combinaisons encoches/pôles a été établie. Il est apparu que les machines avec une combinaison dont le $S_{pp} = 0.5$ sont intéressantes au niveau des pertes dans les aimants, lorsque la machine est alimentée uniquement par le premier harmonique du courant. C'est la raison pour laquelle une machine de type 20/8 a été choisie.

Par contre, il a été vu que l'alimentation de la machine 20/8 ne se restreint pas à une alimentation par l'harmonique fondamental du courant, mais également un harmonique de rang supérieur (l'harmonique 3) intervient dans l'alimentation dans le but d'améliorer la fonctionnalité de la machine. L'injection de cet harmonique temporel fait apparaître une famille d'harmoniques de la force magnétomotrice autre que celle apparue lors de l'alimentation avec le premier harmonique. Cela implique l'éventualité d'avoir plus de contenu harmonique dans le champ statorique , et par suite des pertes plus importantes dans le rotor. Le contenu élevé des harmoniques peut engendrer également des inductances plus élevées et également réduire la puissance maximale de la machine.

L'étude des courants induits rotoriques nécessitent, tout d'abord la connaissance du contenu spectral de la force magnétomotrice résultant de l'alimentation de la machine par un certain harmonique temporel [95]. C'est le premier objectif dans cette section. Une fois le contenu spectral de la force magnétomotrice déterminé, un modèle analytique est détaillé afin d'estimer la densité de courant induit dans les aimants. Enfin , ce modèle sera utilisé pour comparer les deux machines 20/8 et 12/8 au niveau des pertes. Les résultats seront validés par éléments finis.

2.4.3.1 Contenu harmonique de la force magnétomotrice suite à une alimentation par un harmonique du courant temporel

La force magnétomotrice représente le champ statorique tournant résultant de l'interaction entre la contribution spatiale de bobinage, et la contribution temporelle liée à l'alimentation de bobinage. La fonction de bobinage est l'outil qui caractérise la contribution des harmoniques spatiaux d'une certaine distribution de bobinage. De ce fait, la force magnétomotrice, pour une machine à N phases est donnée par :

$$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = \sum_{n=0}^{N-1} W_n(\theta_s)\, i_n(t) \tag{2.66}$$

En décomposant en série de Fourier la fonction de bobinage, il vient

$$W_n(\theta_s) = \sum_{\nu=1}^{\infty} (W_{max})_\nu \cos(\nu \left[\theta_s - n i_c \tfrac{2\pi}{N_s}\right] - \Phi_{b\nu}) \tag{2.67}$$

avec i_c est l'indice de circularité de la machine, elle représente, en fonction du nombre des encoches, le décalage entre deux phases consécutives. Cette indice est donnée par[75]:

$$i_c = d\frac{N_s^{'}}{N} \tag{2.68}$$

où $N_s^{'}$ est le nombre des encoches réduit, qui correspond au nombre des encoches nécessaire à parcourir, avant que le motif de bobinage ne se répète. d est un entier.

$$N_s^{'} = \frac{N_s}{pgcd(N_s, p)} \tag{2.69}$$

Si on alimente la machine avec plusieurs harmoniques du courant, 2.66 s'écrit de la forme suivante:

$$(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = \sum_{n=0}^{N-1}\left[\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}(W_{max})_\nu \cos(\nu\left[\theta_s - n i_c \tfrac{2\pi}{N_s}\right] - \Phi_{b\nu}) i_u \cos(u\left[\omega t - n\tfrac{2\pi}{N}\right] - \varphi_{iu})\right] \tag{2.70}$$

L'équation2.70 s'écrit de la forme :

$$\begin{aligned}(fmm(\theta_s, t))_{Ns/2p} = &\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty} \\ &\frac{(W_{max})_\nu i_u}{2}\left[\begin{array}{l}(\cos(\nu\theta_s - 2\pi n(\nu i_c \frac{1}{N_s} + u\frac{1}{N}) - u\omega t - \Phi_{b\nu} - \varphi_{iu}) \\ +\cos(\nu\theta_s - 2\pi n(\nu i_c \frac{1}{N_s} - u\frac{1}{N}) + u\omega t - \Phi_{b\nu} + \varphi_{iu}))\end{array}\right]\end{aligned} \tag{2.71}$$

D'après l'équation 2.71, un harmonique spatial ν existe dans le spectre de la force magnétomotrice, suite à une alimentation par un courant temporel de rang u, si la condition suivante est satisfaite :

$$\nu i_c \frac{1}{N_s} \pm u\frac{1}{N} \in \mathbb{N} \tag{2.72}$$

Par conséquent, on trouve les harmoniques spatiaux qui apparaissent dans la force magnétomotrice, Ce sont les harmoniques de rang :

$$(\nu)_r = \frac{cN \pm u}{p^{'}d} \tag{2.73}$$

avec p' est le nombre des pôles réduits, cette valeur est égale à $\frac{p}{pgcd(N_s,p)}$. Ainsi, l'équation 2.73 montre la possibilité d'avoir des harmoniques de rang fractionnaire.

L'examen du bobinage à pas diamétral, dont le S_{pp} est entier, permet de prédire que ce bobinage ne génère que des harmoniques de rang entier; pour ce bobinage on a $p^{'} = 1$ et $d = 1$, en plus les harmoniques pairs dans la force magnétomotrice sont nuls, suite au bobinage qui filtre ces harmoniques (facteur de bobinage nul pour cette distribution). Dans le cas d'une alimentation par le premier harmonique du courant, ce qui constitue en général le mode principal d'alimentation pour les machines avec cette topologie de bobinage, les harmoniques de rang (1,9,11,10$c \pm 1$,..où c est un entier) apparaissent dans la force magnétomotrice, donc les harmoniques résultants sont des harmoniques éloignés du fondamental, avec des amplitudes faibles.

De l'autre côté, en plus du contenu plus riche en harmoniques, des harmoniques de rang fractionnaire, sont propres aux combinaisons avec le bobinage à pas fractionnaire. En plus de ces harmoniques, on peut trouver d'autres harmoniques qui sont proches du fondamental. Ces harmoniques possèdent en général des amplitudes importantes en comparaison avec le fondamental et peuvent tourner, selon la combinaison de bobinage, dans un sens opposé au rotor, provoquant donc des courants induits importants.

La machine à double polarité étudiée dans ce mémoire possède un bobinage, qui appartient à cette famille de combinaisons. Étant donné la distribution de bobinage donnée pour le bobinage 20/8 on a $d = 1$ et $p' = 1$, cette machine ne possède pas d'harmoniques de rang fractionnaire, ni surtout de sous-harmoniques. Toutefois, cette assertion est vraie quand le raisonnement se fait en ne considérant que l'harmonique 1 de courant. Or, cette machine possède deux stratégies de contrôle qui correspondent donc aux fondamentaux de chacune des deux machines fictives : le premier harmonique du courant alimentant la machine primaire et le troisième harmonique alimentant la machine secondaire. Selon l'équation 2.73 ce sont les harmoniques spatiaux de rang (1p,4p,6p,9p,11p,14p,16p,19p,21p,etc..) qui apparaissent lors de l'alimentation en premier harmonique et les harmoniques dont les rangs sont (2p,3p,7p,8p,12p,13p,17p,18p,22p,etc), avec celui du troisième harmonique. C'est avec cette dernière qu'on s'aperçoit de l'existence de l'harmonique de rang 2, associé à la machine secondaire et de rang inférieur au fondamental de cette machine. Cet harmonique est un harmonique du rang fractionnaire dans la machine secondaire . Une première conclusion à ce stade de l'étude est de prédire qu'il y a un haut niveau de pertes potentiel avec les stratégies de contrôle injectant de l'harmonique 3 uniquement [35].

Par conséquent, contrairement aux machines ne possédant que l'harmonique de rang 1 pour la création principale du couple (i.e. machines triphasées ou machines polyphasées à fém. sinusoïdale), le nombre S_{pp} n'est pas suffisant pour juger du bobinage au niveau de la production des pertes. Dans le cas des machines polyphasées avec plusieurs stratégies de contrôle(fondamental principale et secondaire), il faut étudier les harmoniques de chaque machine fictive à part, pour constituer une idée globale sur la quantité des pertes induites par la distribution de bobinage. La figure 2.35 présente donc la force magnétomotrice de la machine 20/8 (le fondamental correspond au rang 4 dans cette figure, étant donné que $p = 4$) avec son contenu spectral associé à chaque stratégie d'alimentation de la machine. Pour chaque stratégie d'alimentation, le courant est sinusoïdal et d'amplitude de 1A. Pour la stratégie d'alimentation avec les deux harmoniques, les courants I_1 et I_3 ont la même amplitude. L'harmonique 8 (2p) possède une amplitude aussi importante que le fondamental de la machine secondaire. Ce qui confirme la forte possibilité d'avoir des courants induits très significatifs si l'harmonique de rang 3 du courant est sollicité tout seul pour créer le couple de la machine.

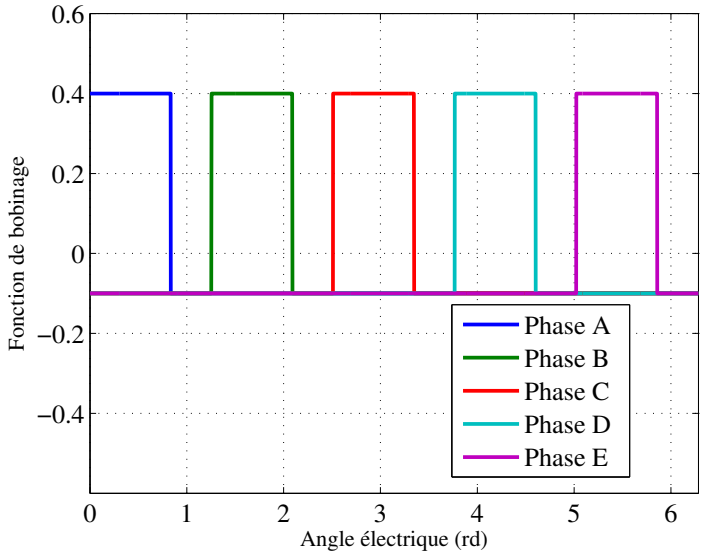
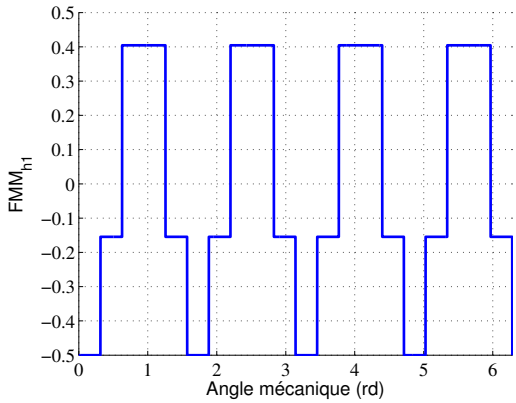
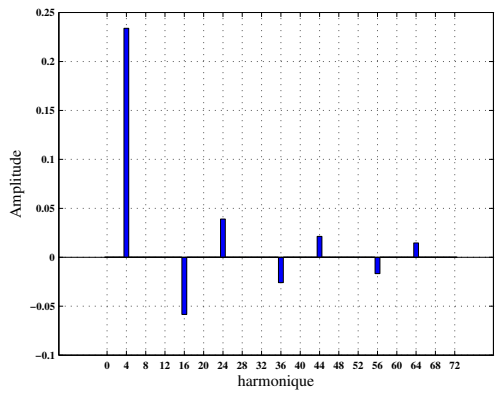


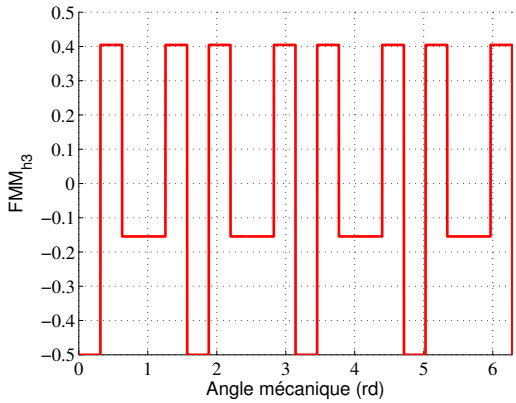
Figure 2.34 – Fonction de bobinage de chaque phase sur une période électrique.



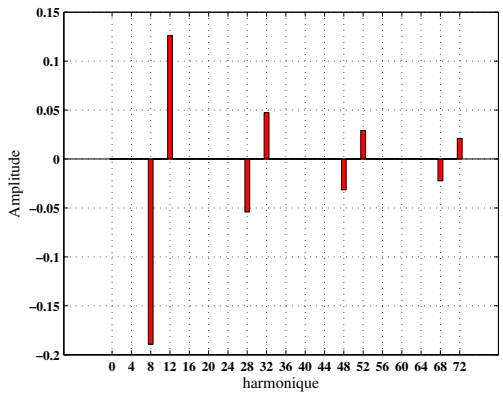
(a)FMM$_{h_1}$



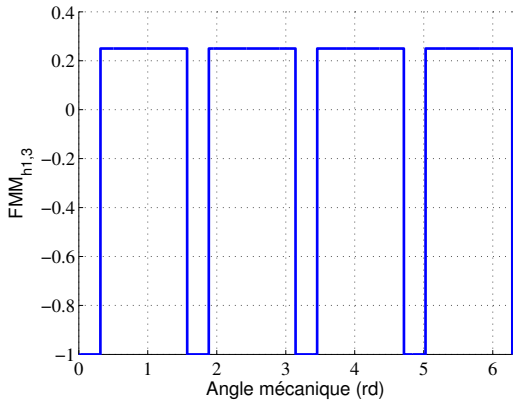
(b) Spectre de FMM$_{h_1}$



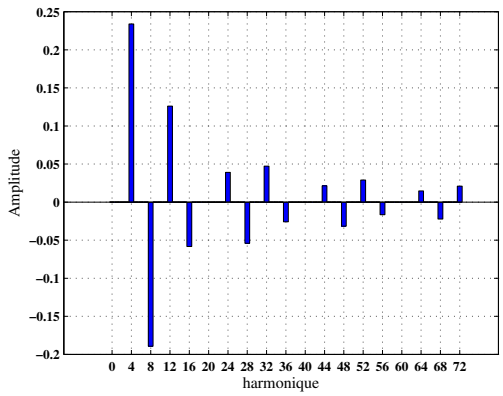
(c)FMM$_{h_3}$



(d) Spectre de FMM$_{h_3}$



(c)FMM$_{h_{1,3}}$



(d) Spectre de FMM$_{h_{1,3}}$

Figure 2.35 – Forme d'onde et spectre de la force magnétomotrice associée à chaque stratégie d'alimentation de la machine 20/8

2.4.3.2 Procédure du calcul analytique des pertes dans les aimants

2.4.3.2.1 Facteurs importants pour quantifier les pertes dues à un harmonique de la force magnétomotrice

Le contenu harmonique de la force magnétomotrice dépend principalement de la distribution de bobinage et de la stratégie d'alimentation de la machine. Cependant, pour pouvoir définir les pertes engendrées par un harmonique, il s'avère nécessaire de définir deux paramètres liés à cet harmonique [15; 85] :

1. L'amplitude de l'harmonique : les pertes induites dépendent du carré du champ magnétique

induite par cet harmonique.

2. La vitesse relative de l'harmonique par rapport au rotor. Les pertes dépendent également du carré des pertes de la vitesse relative.

En général, les harmoniques de rangs supérieurs possèdent une vitesse relative plus importante, mais avec des amplitudes faibles, contrairement aux sous-harmoniques ou les harmoniques proches du fondamental qui ont une amplitude importante mais une faible vitesse relative. Un autre critère s'ajoute pour pouvoir distinguer les harmoniques à l'origine des pertes importantes: ce sont les harmoniques d'encoche qui sont en même temps des sous-harmoniques [96], c'est le cas donc de l'harmonique du rang 2 pour la machine secondaire. Le rang des harmoniques d'encoches est défini par[96]. La particularité de ces harmoniques est qu'ils possèdent un facteur de bobinage égal à celui de l'harmonique fondamental de la machine fictive dans laquelle ces harmoniques se projettent.

$$\nu_{slot} = k\mathrm{N}_s \pm p \qquad \text{où } k \in \mathbb{N} \tag{2.74}$$

Pour chaque harmonique de rang ν, présent dans la force magnétomotrice suite à une alimentation avec un harmonique temporel de rang u, on définit la vitesse relative de l'harmonique ν par :

$$\omega_\nu = p\omega_r |u - \nu sgn(\nu)| \tag{2.75}$$

Où ω_r est la pulsation mécanique. Pour la machine 20/8, les vitesses relatives pour chaque stratégie de contrôle sont représentées par la figure 2.36. Ces résultats sont normalisés par rapport à la vitesse rotorique ω_r. Notons, que dans la figure 2.36 on ne représente que la vitesse relative des harmoniques dont les amplitudes sont non nulles. La figure 2.36 montre que la vitesse relative de l'harmonique de

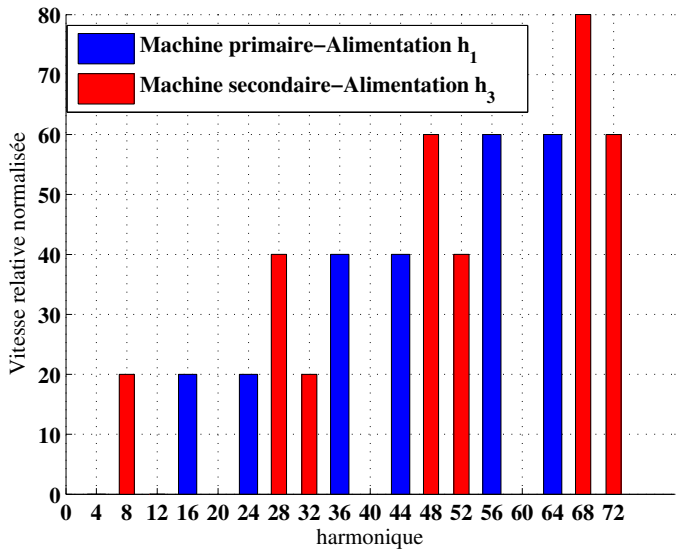


Figure 2.36 – Vitesse relative normalisée calculée pour chaque harmonique de la force magnétomotrice issue d'une alimentation bi-harmonique de la machine 20/8/5

rang 7 (28 sur la figure) est supérieure à celle de l'harmonique du rang 8 (32 sur la figure). Ceci est due principalement au fait que l'harmonique 7 tourne dans le sens opposé au rotor dans la machine secondaire, au contraire de l'harmonique 8 qui tourne dans le même sens que le rotor. La fréquence du courant induit dans les aimants relativement à un harmonique du rang ν de la force magnétomotrice est égale à la vitesse relative de cet harmonique. Par conséquent, en figure 2.36 il apparaît des vitesses relatives $5pc$ où c est entier.

2.4.3.2.2 Densité de courant induite dans les aimants sous l'effet d'un harmonique de la force magnétomotrice

Outre la vitesse relative du champ induit par l'harmonique, un autre élément est indispensable pour l'évaluation des pertes, à savoir la densité des courants induits dans les aimants. Lorsque l'harmonique tourne d'une façon asynchrone avec le rotor, le champ magnétique associé à cet harmonique de la force magnétomotrice crée un certain courant induit dans les parties conductrices du rotor. Pour pouvoir calculer analytiquement cette densité, plusieurs hypothèses sont posées:

1. Le courant dans les bobines est supposé être équivalent à une densité linéique d'épaisseur infiniment petite, distribuée sur les ouvertures des encoches

2. Les tôles statoriques et rotoriques sont à perméabilité magnétique infinie, en plus, leur conductivité électrique est négligée.

3. Les courants induits dans les aimants sont dirigés selon l'axe z, l'effet de bouclage du courant dans l'aimant est négligé (aimant de longueur infinie).

4. La perméabilité magnétique des aimants est supposée égale à celle de l'air, la conductivité électrique de l'aimant est égal à σ_m

5. On néglige l'effet d'encoche statorique afin d'établir le modèle, la fonction de perméance de l'entrefer est constante. Cependant, on s'intéressera ultérieurement à la relation liant les pertes totales dans les aimants avec les pertes dues à la fois aux harmoniques de la force magnétomotrice et aussi à ceux par effet d'encochage.

6. L'effet du champ magnétique dû au courant induit dans l'aimant est négligeable.

7. Le modèle de calcul des pertes établi suppose que le champ magnétique dans les aimants est sinusoïdal.Par conséquent, le calcul des pertes dans les aimants dues à un champ magnétique non sinusoïdal se fait en superposant les pertes dues à chaque harmonique du champ magnétique (calcul harmonique par harmonique).

De ce fait, on rappelle la relation entre la densité linéique du courant $J_m(\theta_s, t)_\nu$ et la force magnétomotrice d'un harmonique spatial ν[97]:

$$J_m(\theta_s, t)_\nu = \frac{\nu}{R_{als}}(fmm(\theta_s, t))_\nu \tag{2.76}$$

La densité linéique totale de la machine s'écrit de la forme :

$$J_m(\theta_s, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}\frac{N(W_{max})_\nu i_u}{2}\frac{\nu}{R_{als}}\left[\cos(\pm\nu\theta_s + u\omega t \pm \Phi_{iu} - \Phi_{i\nu})\right] \tag{2.77}$$

Suite à cette densité du courant, un champ magnétique est induit dans l'entrefer. Les hypothèses posées dans cette partie permettent d'établir que la divergence du vecteur potentiel magnétique est nulle dans l'entrefer et dans les aimants , pour cela on a :

$$\nabla^2(A) = 0 \tag{2.78}$$

La solution de l'équation 2.78 s'écrit de la forme :

$$A(r_{ag}, \theta_s) = \sum_{\nu=1}^{\infty}\left[(K_1)_\nu r_{ag}^{\nu p} + (K_2)_\nu r_{ag}^{-\nu p}\right]\cos(p\nu\theta_s) \tag{2.79}$$

Les conditions aux limites permettent de calculer les constantes $K_{1\nu}$ et $K_{2\nu}$, ces conditions sont la nullité de la composante tangentielle de l'induction sur l'interface rotor/aimants et la continuité de la composante tangentielle du champ magnétique H sur l'interface stator/entrefer.

$$A(r_{ag},\theta_s,t)=\mu_0\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}\frac{R_{als}^{-\nu p+1}(r_{ag}^{\nu p}+R_r^{2\nu p}r_{ag}^{-\nu p})}{G_\nu}\frac{N(W_{max})_\nu i_u}{2}\frac{\nu}{R_{als}}\left[\cos(\pm\nu\theta_s+u\omega t\pm\varphi_{iu}-\Phi_{b\nu})\right] \tag{2.80}$$

Dans le but de calculer la densité du courant induit dans les aimants, on exprime le potentiel magnétique dans le repère rotorique tournant. on pose alors $\theta_s=p\theta_r+p\omega_r t$ avec $\omega=p\omega_r$. En remplaçant dans l'équation 2.80, on obtient:

$$A(r_{ag},\theta_s,t)=\mu_0\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}\frac{R_{als}^{-\nu p+1}(r_{ag}^{\nu p}+R_r^{2\nu p}r_{ag}^{-\nu p})}{G_\nu}\frac{N(W_{max})_\nu i_u}{2}\frac{\nu}{R_{als}}\left[\cos(p(u\pm\nu)\omega_r t\pm p\nu\theta_r\pm\varphi_{iu}-\Phi_{b\nu})\right] \tag{2.81}$$

Le potentiel magnétique obtenu, permet donc de calculer la densité de courant induit dans les aimants. Dans le repère rotorique on obtient[52]:

$$J_m(r_{ag},\theta_r,t)=-\frac{1}{\rho}\frac{\partial A(r_{ag},\theta_r,t)}{\partial t}+C_f(t). \tag{2.82}$$

$C_f(t)$ étant une constante calculée afin d'imposer une densité de courant nulle dans chaque bloc d'aimant. Il vient :

$$\int_{R_r}^{R_m}\int_{\frac{-\alpha_p}{2}}^{\frac{\alpha_p}{2}}J_m r dr d\theta_r=0. \tag{2.83}$$

où R_m est le rayon extérieur des aimants. Les pertes par unité de longueur dans les aimants sont données par :

$$P_{aim}=2p\frac{L_m\omega_r}{2\pi}\int_0^{\frac{\omega_r}{2\pi}}\int_{R_r}^{R_m}\int_{\frac{-\alpha_p}{2}}^{\frac{\alpha_p}{2}}\rho J_m^2 r dr d\theta_r dt=\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}(P_{cu\nu}+P_{au\nu}) \tag{2.84}$$

Les deux variables $P_{cu\nu}$ et $P_{au\nu}$ sont données par [52] :

$$\begin{aligned}P_{cuv}=&\frac{L_m\mu_0^2\alpha_p p}{\rho}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}J_{u\nu}^2\frac{\omega_\nu^2}{G_\nu^2(\nu p)^2}\Big\{(\frac{R_m}{R_{als}})^{2\nu p}+\frac{R_{als}^2R_m^2}{2\nu p+2}\left[1-(\frac{R_m}{R_{als}})^{2\nu p+2}\right]\\&+(\frac{R_r}{R_{als}})^{2\nu p}+R_{als}^2(R_m^2-R_r^2)+(\frac{R_r}{R_{als}})^{2\nu p}R_{als}^2R_r^2F_\nu\Big\}\\P_{auv}=&\frac{-8L_m\mu_0^2p}{\alpha_p\rho}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{u=1}^{\infty}J_{u\nu}^2\frac{H_\nu^2\omega_\nu^2}{G_\nu^2(\nu p)^4}\frac{\sin^2(\nu p\frac{\alpha_p}{2})}{R_m^2-R_r^2}\end{aligned} \tag{2.85}$$

$$J_{u\nu}=\frac{N(W_{max})_\nu i_u}{2}\frac{\nu}{R_{als}} \tag{2.86}$$

$$H_\nu=(\frac{R_m}{R_s})^{p\nu}\frac{R_sR_m^2}{p\nu+2}[1-(\frac{R_r}{R_m})^{\nu p+2}]+(\frac{R_r}{R_s})^{\nu p}R_{als}R_r^2E_\nu \tag{2.87}$$

$$F_\nu=\begin{cases}\frac{(\frac{R_m}{R_r})^{-2\nu p+2}-1}{-2\nu p+2} & si\quad \nu p\neq 1\\ \ln(\frac{R_m}{R_r}) & si\quad \nu p=1\end{cases} \tag{2.88}$$

$$E_\nu=\begin{cases}\frac{(\frac{R_m}{R_r})^{\nu p+2}-1}{\nu p+2} & si\quad \nu p\neq 2\\ \ln(\frac{R_m}{R_r}) & si\quad \nu p=2\end{cases} \tag{2.89}$$

Dans la machine 20/8 étudiée , il existe une relation entre l'harmonique d'alimentation u et l'harmonique spatial apparaissant ν suite à cette alimentation:

$$\nu=5c\pm u \tag{2.90}$$

Si la stratégie d'alimentation de la machine est mono-harmonique, donc u admet une seule valeur, les pertes totales sont la somme des pertes engendrées par chaque harmonique spatial de rang ν apparaissant dans la force magnétomotrice avec le rang donné dans l'équation 2.90. Par ailleurs, pour la stratégie bi-harmonique d'alimentation, les pertes totales sont la somme de pertes engendrées par l'harmonique $u = 1$ du courant avec celles induites à cause de l'harmonique $u = 3$. La validité de la superposition suite à une alimentation bi-harmonique sera donc examinée par éléments finis dans la section prochaine. A ces pertes, s'ajoute les pertes à vide, ce qui permet de prédire un modèle général des pertes suite à une alimentation bi-harmonique. Il vient :

$$P_{h_1,h_3} = P_{aimh1} + P_{aimh3} + P_{pm0} \tag{2.91}$$

2.4.3.3 Comparaison au niveau des pertes des aimants entre les deux machines 20/8/5 et 12/8/3: Validation par éléments finis des résultats

Dans cette partie, une comparaison est établie entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 concernant les pertes dans les aimants lorsque les deux machines sont introduites comme des moteurs assurant le profil de propulsion d'une hélice. A part la comparaison entre les deux machines , cette étude va nous servir en plus pour valider les modèles des pertes déjà présentés pour les deux machines. Puisque les deux machines possèdent le même nombre des pôles, la fréquence d'alimentation est identique pour les deux machines, les valeurs des pertes dans les aimants dépendent principalement de l'amplitude et la vitesse relative des harmoniques de la force magnétomotrice.

En effet, le profil hélice assuré par les deux machines, donne le couple comme carré de la vitesse de rotation de la machine. Il vient :

$$T_{em}(N_r) = K_h \omega_r^2 \tag{2.92}$$

Les deux machines étudiées sont censées produire une puissance de 9kW à 3000 tr/min. De ce fait, la valeur de K_h est égale à $2.09.10^{-4}$N.$m./(rad/s)^2$. La figure 2.37 donne la figure du profil d'hélice demandé.

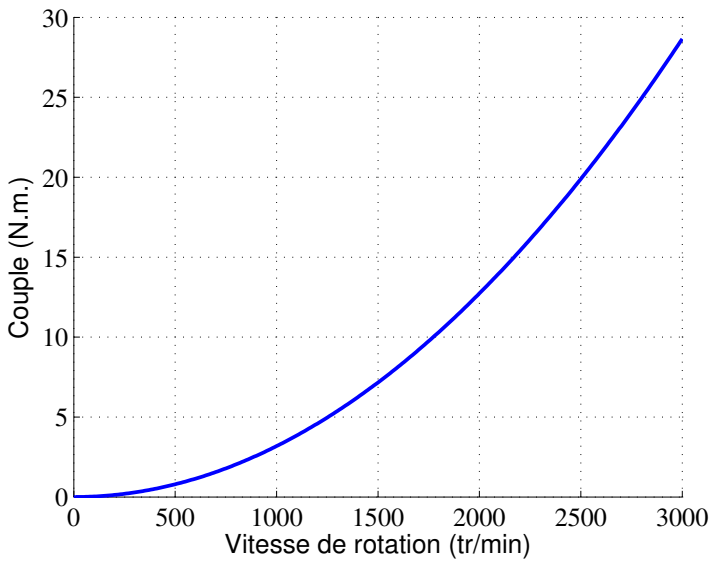


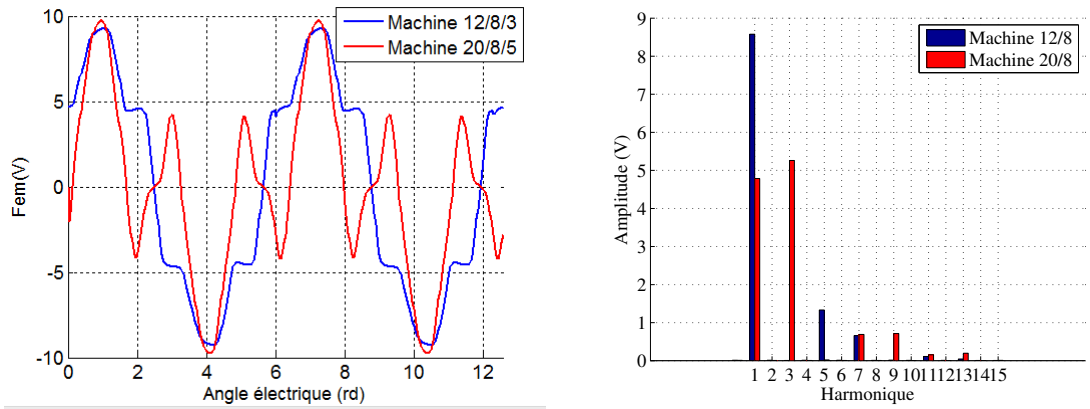
Figure 2.37 – Profil couple/vitesse d'hélice

Tout d'abord, on va commencer par déterminer les pertes cuivre pour chaque machine, résultantes des courants injectés dans les deux machines afin d'obtenir le profil réquis. Ensuite, les valeurs des

pertes dues aux effets de la force magnétomotrice sont calculées par éléments finis pour les deux machines. On finit l'étude en comparant les pertes totales dans les deux machines. La machine 20/8/5 présentée dans cette partie, est alimentée soit par le premier harmonique du courant, soit le troisième harmonique du courant, soit les deux ensembles. Le but sera également, de prévoir pour la machine 20/8 , quelles sont les stratégies adéquates d'alimentation. Finalement, la comparaison se fait au niveau du rendement, pour les deux machines, pour choisir celle assurant au mieux ce fonctionnement avec le moins de pertes, notamment au niveau des aimants.

2.4.3.3.1 Machines propulseur d'hélice :Pertes cuivre dans les deux 20/8 et 12/8

Dans cette partie, on va calculer les valeurs efficaces des courants correspondant à chaque stratégie d'alimentation pour chaque machine. Les équations 2.50, 2.51 et 2.52 sont utilisées pour calculer ces valeurs pour la machine 20/8. La machine 12/8 sera elle alimentée uniquement par un courant sinusoïdal. La détermination de ces courants exigent la détermination de la force électromotrice de chaque machine qui est donnée en 2.38: En observant la force électromotrice des deux machines il



(a) (b)

Figure 2.38 – Force électromotrice pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 à la vitesse 2000tr/min.(a) Forme d'onde. (b) Spectre

apparait que les valeurs de crête des forces électromotrices des deux machines sont identiques. Cela peut se comprendre puisque le volume d'aimant est le même. Le passage d'une machine 3 -phases à une machine 5-phases avec la modification de la couche d'aimants n'induit qu'une redistribution du flux entre les harmoniques et par conséquent, entre les deux machines fictives.

Comme le couple de charge est fonction du carré de la vitesse, le courant injecté, à chaque vitesse N_r pour chaque machine, est encore fonction du carré de vitesse. En utilisant les équations2.50, 2.51 et 2.52 , il vient :

$$\begin{cases} (I_{h1})_{20/8}(N_r) = \dfrac{K_h N_r^3}{5(E_1)_{20/8}} = 5.57.10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h3})_{20/8}(N_r) = \dfrac{K_h N_r^3}{5(E_3)_{20/8}} = 5.06.10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h1,3})_{20/8}(N_r) = \dfrac{K_h N_r^3}{5\sqrt{(E_1)_{20/8}^2 + (E_3)_{20/8}^2}} = 3.74.10^{-5} N_r^2 \\ (I_{h1})_{12/8}(N_r) = \dfrac{K_h N_r^3}{5(E_1)_{12/8}} = 3.13.10^{-5} N_r^2 \end{cases} \tag{2.93}$$

Notons que ces équations, donnent les ampère-tour nécessaires pour obtenir le couple demandé selon

le profil.

La fonction des pertes cuivre en fonction de la vitesse pourra être déterminée pour chaque machine en considérant un coefficient de remplissage élevé pour chaque machine de 0.8. En considérant les résistances par phase pour chaque machine sont :$(R_s)_{12/8} = 0.064 m\Omega$ et $(R_s)_{20/8} = 0.11 m\Omega$, il vient:

$$\begin{cases} ((P_{cu})_{h1})_{20/8} = 8.45.10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h3})_{20/8} = 7.10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h1,3})_{20/8} = 3.8.10^{-13} N_r^4 \\ ((P_{cu})_{h1})_{12/8} = 1.88.10^{-13} N_r^4 \end{cases} \tag{2.94}$$

La figure 2.39 présente la comparaison des pertes cuivre pour les deux machines. A ce niveau il

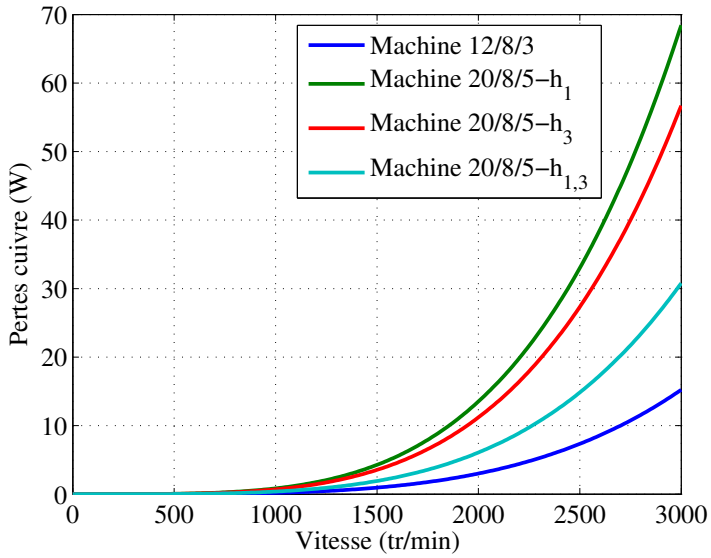


Figure 2.39 – Pertes cuivre pour les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 pour le profil d'hélice

apparaît que la machine 12/8/3 présente moins de pertes cuivre. Cela s'explique du fait d'une résistance plus faible liée à une surface d'encoche plus grande. Toutefois, l'approche des pertes cuivre pour calculer le rendement global n'est pas suffisante , puisqu'il faut prendre en compte les pertes dans les aimants. Les pertes cuivre supplémentaires dans la machine 20/8/5 ne constituentpas un problème dans la mesure où la chaleur résultante de ce type des pertes est évacuée facilement par refroidissement.

2.4.3.3.2 Calcul des pertes dans les aimants dans les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 : Comparaison avec le calcul analytique

Les deux machines dans cette partie assurent la propulsion d'une hélice dont le profil est déjà défini dans la partie précédente. Le but est d'appliquer le modèle analytique déjà élaboré pour estimer les pertes dans les aimants dans les deux machines 20/8/5 et 12/8/3 suite à leur alimentation par des courants assurant le couple demandé en fonction de la vitesse de rotation. La figure2.40(a) montre la comparaison entre le calcul analytique et le calcul en éléments finis des pertes aimants dans les deux machines. Il apparait que le modèle analytique permet d'estimer correctement les tendances pour les pertes dans les aimants.

La première conclusion à tirer de cette étude, est que le fonctionnement de la machine 20/8/5 avec l'harmonique de rang 3, présente un défaut majeur, se manifestant par les valeurs élevées des pertes dans les aimants. Comparant ces pertes avec celles de la machine 12/8/3, on voit que cette dernière

admet légèrement plus de pertes jusqu'à la vitesse 2000 tr/min, mais qu'une fois cette vitesse dépassée, la machine 20/8/5 n'est plus intéressante si on considère uniquement l'alimentation par l'harmonique de rang 3.

Par contre, la stratégie d'alimentation bi-harmonique et celle avec le premier harmonique de courant de la machine 20/8 sont plus avantageuses du point de vue pertes dans les aimants dans la plage de vitesse où le profil couple/vitesse est défini. L'examen des pertes totales montre que la machine 12/8 génère plus de perte que la machine 20/8 alimentée en mode h1 et à peu pres le même niveau de pertes en cas d'alimentation en mode $h_{1,3}$. Ceci étant dans le cas de l'alimentation avec stratégie $h_{1,3}$ l'évacuation de la chaleur sera plus aisée pour la machine 20/8 que pour la machine 12/8 dont le siège principal des pertes se situe au rotor, plus difficile à refroidir. De ce fait, le remplacement de la machine 12/8/3 par une machine 20/8/5 apparaît comme intéressant afin d'éviter des pertes importantes dans les aimants, si les stratégies adéquates et certes plus complexes d'alimentation pour la machine 20/8/5 (h_1 et $h_{1,3}$) sont adoptées.

Par conclusion, les pertes totales ne sont pas le seul critère à considérer quand on compare deux machines, c'est aussi la répartition des pertes entre les différentes parties conductrices de la machine, qui permet de juger la performance de chaque machine. Les pertes dans les aimants sont plus critiques que les pertes cuivre, du fait leur influence directe sur la magnétisation des aimants et par suite la compacité de la machine.

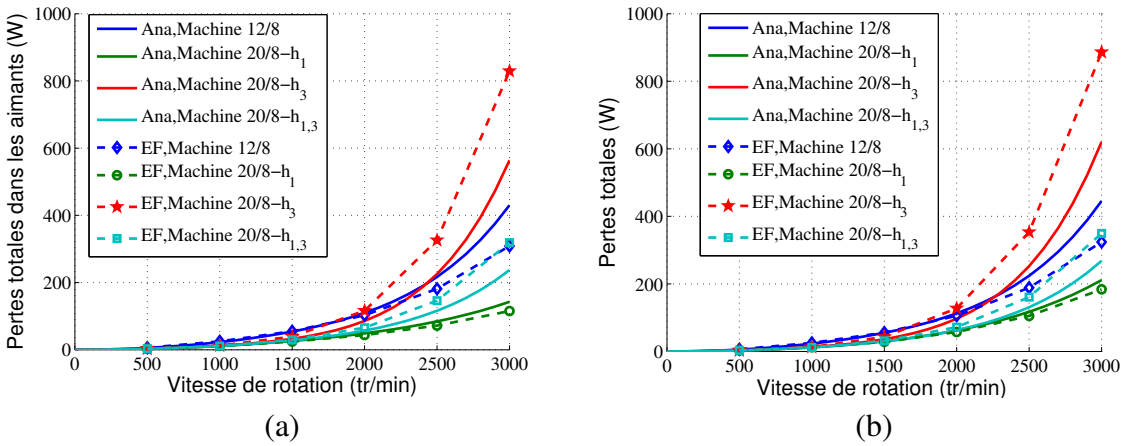


Figure 2.40 – (a) Comparaison des pertes dans les aimants (b) Pertes totales dans les deux machines

2.4.4 Loi de comportement des pertes dans les aimants dans la zone de défluxage

Le modèle des pertes établi précédemment ne dépend que des amplitudes des courants injectés dans la machine. L'effet des déphasages φ1 et φ3 entre le courant et la f.é.m n'est pas présent dans ce modèle. En effet, l'étude dans [92] montre que le modèle analytique proposant la superposition entre les pertes à vide et les pertes dues à la force magnétomotrice, n'est précis que pour un déphasage nul entre la force électromotrice et le courant. Dans le même travail, on montre que l'introduction d'un déphasage entre le courant et la force électromotrice , soit dans le sens de défluxage ou renforcement de flux, aboutit à une réduction ou une augmentation respectivement des pertes dans les aimants. Ce fait est dû principalement , au fait que la procédure de défluxage/renforcement de flux modifie le contenu harmonique du champ de l'entrefer par rapport à l'hypothèse de déphasage nul, et par suite les aimants sont exposés à un champ magnétique différent.

Les auteurs dans [92] évoquent des termes supplémentaires dépendant principalement du déphasage entre la force électromotrice et le courant, qui viennent modifier le modèle des pertes et le rend plus précis et adapté pour plus de points de fonctionnement de la machine. Suite à cette "correction"du modèle, on voit que le modèle analytique, sans le déphasage introduit, sous/sur-estime les pertes selon le déphasage (fluxant ou défluxant respectivement) de +/-15% respectivement. Cela prouve enfin que l'hypothèse des pertes constantes pour la même densité du courant, indépendamment de déphasage, n'est pas aberrante.

Par conséquent, à haute vitesse quand la limite de tension est bien atteinte, le modèle des pertes utilisé dans la section précédente devrait être modifié de façon à prendre en compte ce déphasage entre la force électromotrice et le courant. Dans ce contexte du travail, il faut plutôt parler du déphasage entre le courant et la force électromotrice de chaque machine fictive. L'objectif est de pouvoir calculer les pertes dans les aimants en fonction de déphasage pour chaque stratégie de contrôle de la machine. Pour chaque harmonique d'alimentation, les pertes dans les aimants sont calculées par éléments finis pour différentes valeurs des densités de courant et différentes valeurs de déphasage.

2.4.4.1 Pertes dans les aimants en alimentant la machine principale

Le calcul en éléments finis des pertes dans les aimants pour différentes valeurs de I_h et φ_1 mène à la figure 2.41 ,où on représente les différentes valeurs des pertes. Les densités du courant varient 1A/mm^2 et 20A/mm^2. Le déphasage entre la force électromotrice de la machine principale et le courant varie entre $-\pi$ et π. La vitesse de rotation pour les calculs effectués est égale à 2000tr/min, ce qui correspond à une fréquence d'alimentation de 133.3 Hz. La figure 2.41 montre que les pertes dans les

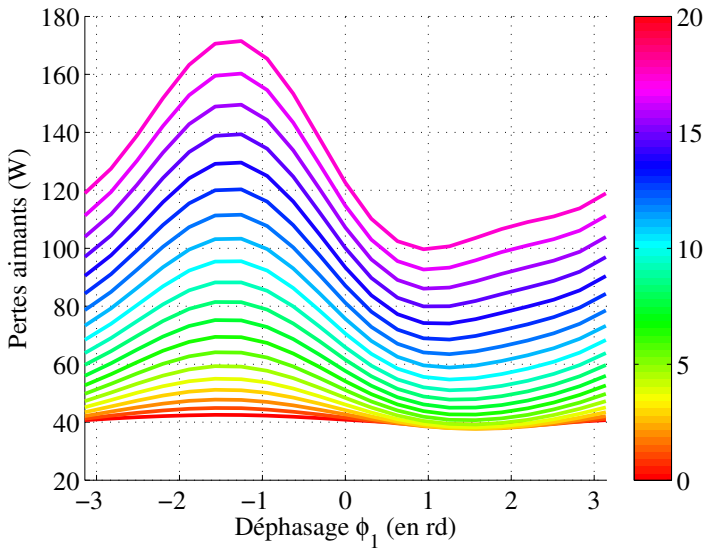


Figure 2.41 – Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le premier harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min

aimants sont périodiques. De ce fait, il est possible de développer ces pertes en série de Fourier. Ces pertes dépendant principalement de la densité de courant injectée, du déphasage φ_1 et de la fréquence d'alimentation. Étant donné que la fréquence est fixe dans ce cas, le développement des pertes en série de Fourier s'écrit:

$$(P_{pm})_{h1}((J_{s,h1}), f = 133.3) = P_0(J_{s,h1}) + \sum_{h=1}^{\infty} P_h(J_{s,h1} \cos[h\varphi_1 + \alpha_h(J_{s,h1})] \tag{2.95}$$

$J_{s,h1}$ est la densité du premier harmonique du courant. La décomposition spectrale des courbes dans la figure 2.41 montre qu'il suffisant de développer l'équation précédente 2.95 jusqu'à l'ordre 1. De ce fait, cette équation s'écrit sous de la forme :

$$(P_{pm})_{h1}(J_{s,h1}, f = 133.3) = P_0(J_{s,h1}) + P_1(J_{s,h1})\cos[\varphi_1 + \alpha_1(J_{s,h1})] \tag{2.96}$$

On repère la variation de chaque terme en fonction de la densité du courant. Les figures 2.42 présentent la variation de chaque coefficient de l'équation 2.96 en fonction de la densité du courant injecté dans la machine.

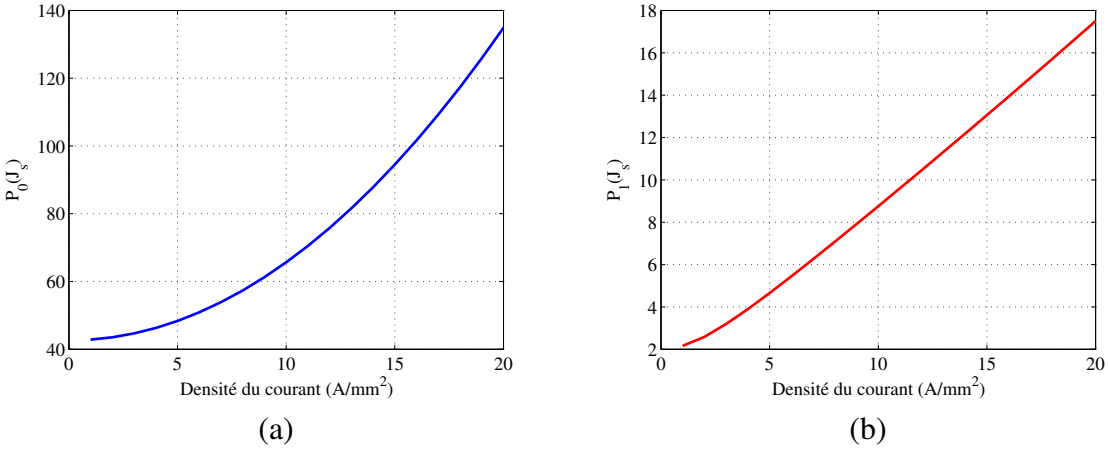


Figure 2.42 – (a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h1}$ du troisième harmonique. (b) Variation du coefficient $P_1(J_{s,h1})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h1}$.

Comme on peut observer dans la figure 2.42, les deux coefficients, nécessaires à l'évaluation des pertes s'écrivent sous la forme donnée par l'équation 2.97. La variation de $P_0(J_{s,h1})$ est parabolique en fonction de la densité du courant du premier harmonique $J_{s,h1}$. De l'autre côté $P_1(J_{s,h1})$ est une droite qui passe par l'origine, sa quantité représente 10% des pertes pour chaque valeur du courant.

$$\begin{cases} P_0(J_{s,h1}) = (C_0)_{h1} + (C_1)_{h1}J_{s,h1}^2 \\ P_1(J_{s,h1}) = (C_2)_{h1}J_{s,h1} \end{cases} \tag{2.97}$$

De plus, quelque soit la densité du courant injecté dans la machine, le maximum des pertes est atteint à l'angle $\varphi_1 = -1.25rd$, d'où $\alpha_1(J_{s,h1}) = 1.25$. C'est avec cette équation qu'on peut avoir une idée globale sur les pertes développées dans la machine suite à une alimentation avec un premier harmonique du courant. Enfin, l'erreur d'estimation de cette approche sera étudiée dans la section 2.4.4.3

2.4.4.2 Pertes dans les aimants en alimentant la machine secondaire

La même procédure pour calculer les pertes dans la machine principale est aussi adoptée pour trouver la cartographie des pertes dans les aimants suite à l'alimentation de la machine secondaire. Les pertes sont aussi périodiques en fonction de φ_3, elles peuvent être développées en série de Fourier identiquement à l'équation 2.96. Par conséquent, dans le cas de l'alimentation en troisième harmonique du courant on a :

$$(P_{pm})_{h3}(J_{s,h3}, f = 400) = P_0(J_{s,h3}) + P_1(J_{s,h3})\cos[\varphi_3 + \alpha_3(J_{s,h3})] \tag{2.98}$$

Le développement en série de Fourier jusqu'à le premier ordre est justifié par la forme quasiment sinusoïdale de la variation des pertes en fonction du déphasage φ_3 comme montre la figure 2.43. La

fréquence dans ce cas est égale à 400 Hz (3 fois celle pour l'alimentation en troisième harmonique).

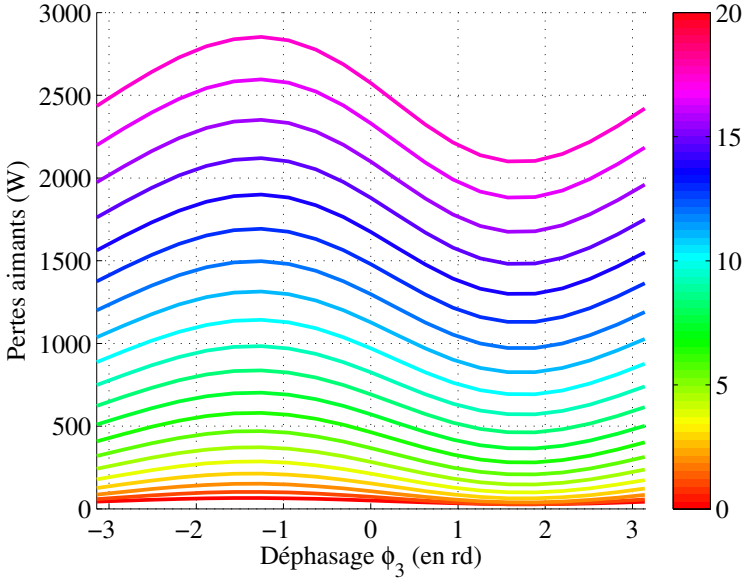
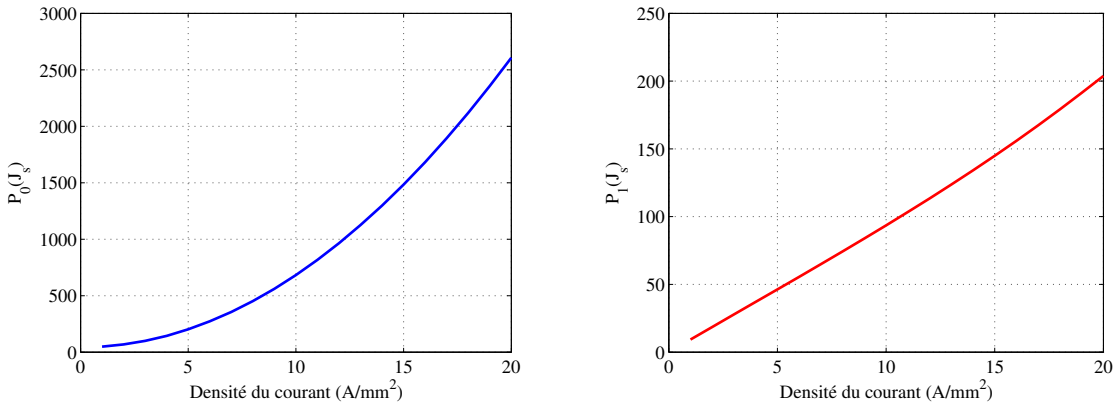


Figure 2.43 – Pertes dans les aimants suite à une alimentation par le troisième harmonique du courant, vitesse 2000 tr/min

De même que la démarche effectuée dans la section précédente, les fonctions $P_0(J_{s,h3})$ et $P_1(J_{s,h3})$ varient paraboliquement et linéairement en fonction de la densité de courant du troisième harmonique $J_{s,h3}$ respectivement, comme illustré dans la figure 2.44. De la même manière que l'équation 2.97, ces fonctions sont exprimées donc par l'équation suivante:

$$\begin{cases} P_0(J_{s,h3}) = (C_0)_{h3} + (C_1)_{h3} J_{s,h3}^2 \\ P_1(J_{s,h3}) = (C_2)_{h3} J_{s,h3} \end{cases} \tag{2.99}$$

Les pertes dues à l'harmonique du rang 3 sont encore 15 fois supérieure à celles dues à l'injection de



(a) (b)

Figure 2.44 – (a) Variation de la fonction $P_0(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant $J_{s,h3}$ du troisième harmonique. (b) Variation de la variation $P_1(J_{s,h3})$ en fonction de la densité du courant du troisième harmonique $J_{s,h3}$.

l'harmonique 1. Ces calculs prouvent de nouveau l'impact négatif de cet harmonique sur les aimants.

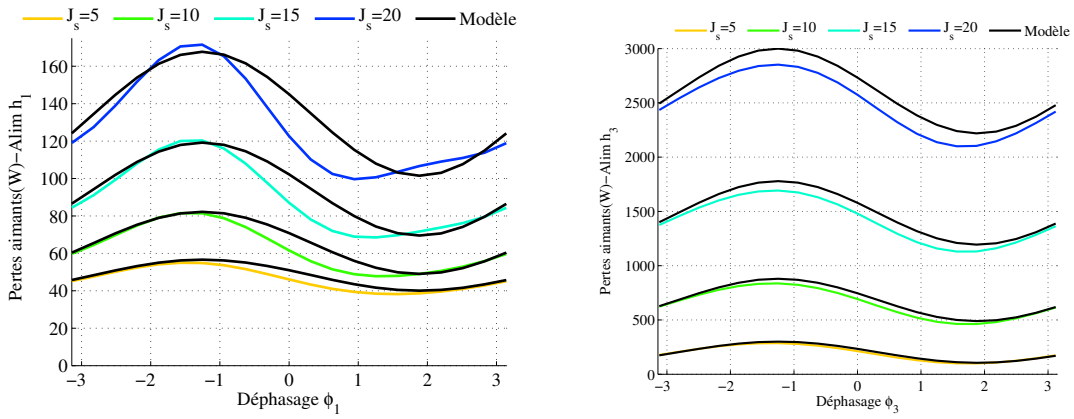
La comparaison entre les deux machines 12/8/3 et 20/8/5 précédemment effectuée montre l'importance d'éviter l'injection de cet harmonique seul dans la machine.

Le tableau 2.7 donne les coefficients $(C_0)_h$, $(C_1)_h$ et $(C_2)_h$ ainsi que l'angle α_h pour chaque stratégie de contrôle. Une régression linéaire permet de calculer les coefficients directeurs des droites obtenues (C_2) et les coefficients du parabole($(C_1)_h$). $(C_0)_h$ est le terme qui représente les pertes à vide dans la machine ($(P_{pm})_0$), il est identique pour les deux stratégies d'alimentation. L'angle de déphasage α_h pour laquelle les pertes dans les aimants sont maximales est également identique entre les deux stratégies de contrôle.

Coefficient / Alimentation	$(C_0)_h$	$(C_1)_h$	$(C_2)_h$	α_h(rd)
$h=1$	42.61	0.23	1.656	1.25
$h=3$	42.61	6.417	19.52	1.25

Table 2.7 – Coefficients du modèle de comportement des pertes dans les aimants pour les deux stratégies d'alimentation (vitesse 2000 tr/min).

Une fois que le modèle établi, il suffit maintenant de le comparer avec les calculs éléments finis, pour s'assurer que la précision du modèle est acceptable. Dans la figure 2.45, on montre la comparaison entre le modèle de comportement et le calcul en éléments finis. La comparaison se fait pour 4 densités du courant (5,10,15 et 20A/mm^2). Les résultats montrent une bonne concordance entre les résultats. On remarque l'existence d'un écart entre les deux modèles, notamment au niveau de



(a) (b)

Figure 2.45 – Comparaison entre le loi de comportement et le modèle éléments finis pour une alimentation. (a) Alimentation en premier harmonique. (b) Alimentation en troisième harmonique

l'alimentation par l'harmonique 1 du courant. La précision peut être amélioré en augmentant l'ordre de développement en série de Fourier des fonctions des pertes.

2.4.4.3 Pertes dans les aimants en alimentant les deux machines fictives

Dans le cas d'une alimentation bi-harmonique de la machine, il n'est pas possible pratiquement de déterminer les pertes dans les aimants en fonction de la densité des courants, vu que pour chaque valeur de J_s, il existe une infinité de répartition entre les deux harmoniques 1 et 3. Contrairement au cas de l'alimentation mono-harmonique où les pertes dépendent uniquement de la densité des courants et du déphasage, elles dépendent de quatre variables (courant et déphasage de chaque machine fictive)

dans le cas d'une alimentation bi-harmonique.

La question à laquelle on va répondre dans cette partie est celle de la détermination de la loi de comportement des pertes dans les aimants avec une alimentation bi-harmonique. On examinera s'il y a une relation qui existe entre la loi de comportement lors de cette alimentation bi-harmonique et les deux lois de comportement correspondante à l'alimentation mono-harmonique. La construction d'une cartographie, selon l'approche utilisée précédemment va aboutir à des calculs en éléments finis très volumineux. Si on considère uniquement 10 valeurs pour chaque variable, on a besoin de 10000 simulations en éléments finis pour construire cette cartographie des pertes. Cette approche est donc abandonnée pour ce type d'alimentation.

Le modèle analytique précédemment présenté (voir équation 2.91), prédit que la superposition des pertes provoquées par chaque harmonique du courant séparément est suffisante pour construire la loi de comportement dans le cas d'alimentation bi-harmonique. En effet, ce modèle étant bien utilisé dans l'hypothèse MTPA, il faut aussi tester sa validité dans le cas où un déphasage existe entre la force électromotrice et le courant.

Dans un premier temps, il faut tester la validité de la superposition , en utilisant uniquement des valeurs issues du calcul en éléments finis. On considère alors un ensemble de points aléatoires de coordonnées $[I_1 \;\; \varphi_1 \;\; I_3 \;\; \varphi_3]$ générés dans l'espace de 4 dimensions. Ces points sont simulés par éléments finis et les résultats des pertes sont comparés avec les pertes issues de deux vecteurs $[I_1 \;\; \varphi_1 \;\; 0 \;\; 0]$ et $[0 \;\; 0 \;\; I_3 \;\; \varphi_3]$. Un ensemble de 850 points aléatoires sont considérés dans cette simulation.Ces points sont choisis aléatoirement tel que :

$$\begin{cases} 1\mathrm{A}/mm^2 \leq J_{s,h1} \leq 20\mathrm{A}/mm^2 \\ 1\mathrm{A}/mm^2 \leq J_{s,h3} \leq 20\mathrm{A}/mm^2 \\ \sqrt{J_{s,h1}^2 + J_{s,h3}^2} \leq 20\mathrm{A}/mm^2 \\ -\pi \leq \varphi_1 \leq \pi \\ -\pi \leq \varphi_3 \leq \pi \end{cases} \tag{2.100}$$

Notons que lorsqu'on effectue la somme entre les pertes dues au vecteur $[I_1 \;\; \varphi_1 \;\; 0 \;\; 0]$ et celles dues au vecteur $[0 \;\; 0 \;\; I_3 \;\; \varphi_3]$, l'effet d'encochage sera considérée deux fois , par suite il faut retrancher cette valeur lors de la comparaison. La figure 2.46 (b) montre la distribution des pertes et la comparaison avec la somme des pertes. Les résultats montre clairement la possibilité de considérer que les pertes totales dues à une alimentation bi-harmonique est la somme des pertes engendrées par chaque harmonique de courant lors de l'alimentation mono-harmonique. La première figure 2.46(a) représente la répartition des courants entre le premier harmonique et la troisième harmonique des points simulés avec leur déphasage correspondant.

Ce résultat est intéressant dans le sens où elle facilite l'analyse des machines à pôles lisses. La théorie de l'indépendance magnétique de deux machines fictives pourrait être poursuivie pour l'évaluation des pertes dans les aimants . Ce résultat vient valider la tendance du modèle analytique utilisé dans la section précédente qui confirme également cette propriété.

Une fois assuré que la superposition des pertes est adéquate pour le calcul des pertes totales pour une alimentation bi-harmonique, il est possible d'établir le modèle de comportement des pertes dans les aimants à partir du modèle de comportement des pertes pour une alimentation mono-harmonique

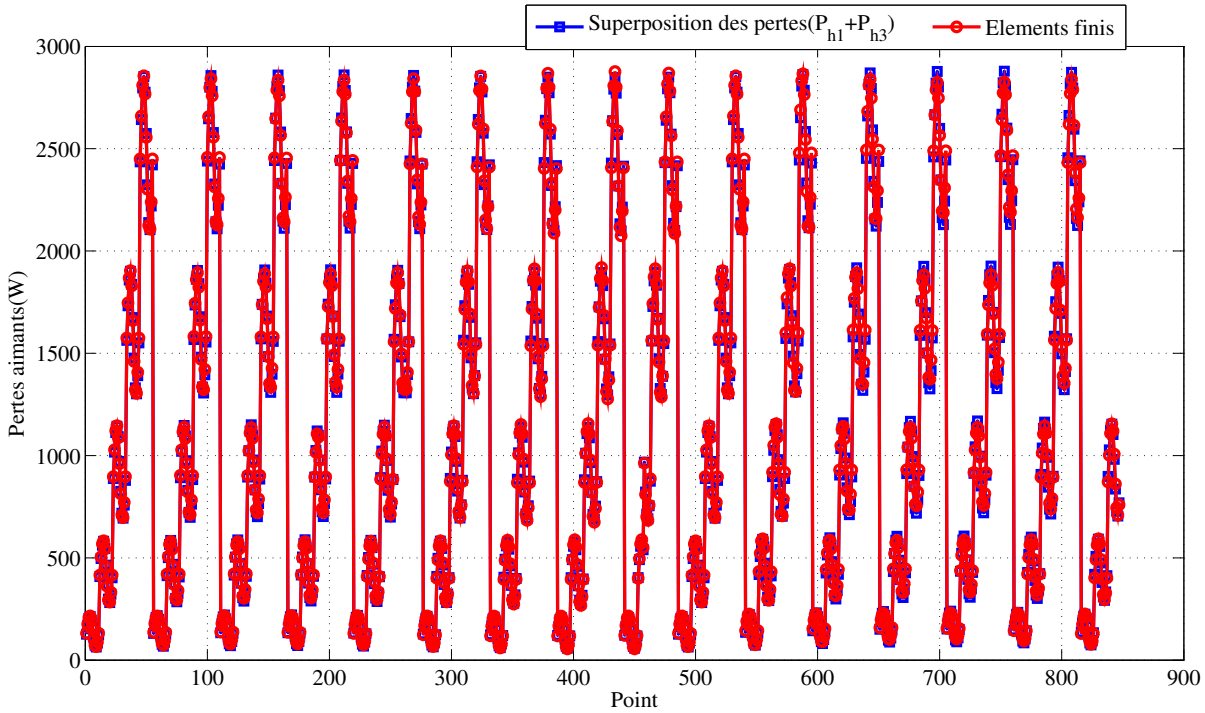


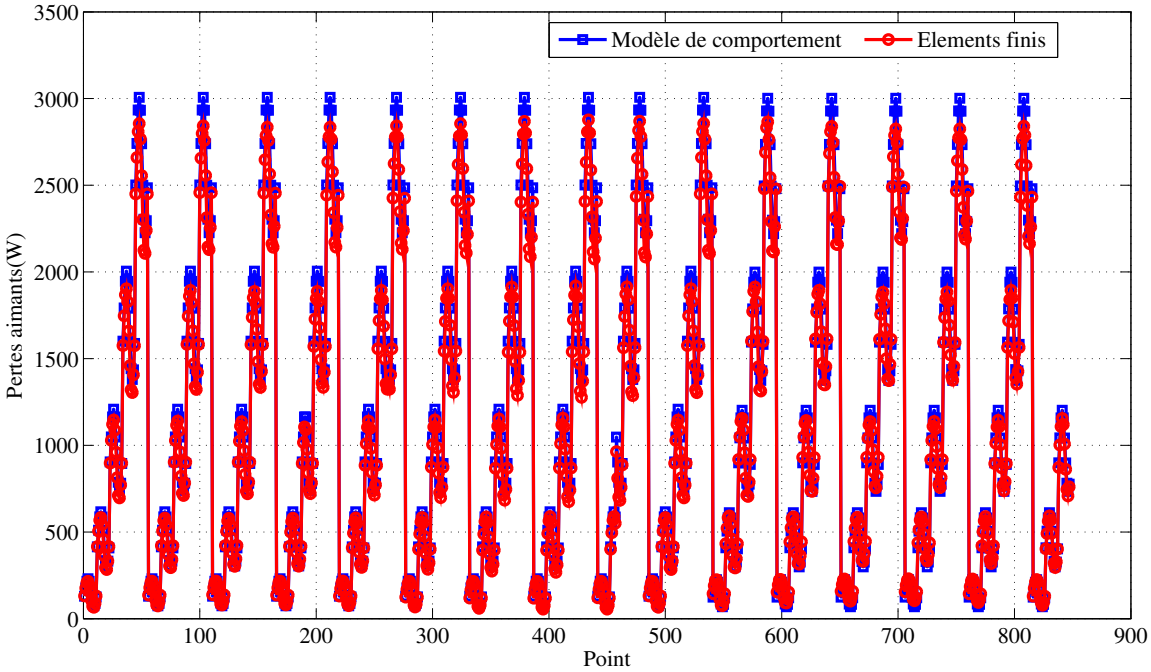
Figure 2.46 – Comparaison entre le modèle de superposition des pertes avec les pertes calculés en éléments finis.

du courant à une vitesse de rotation donnée. Ce modèle s'écrit donc :

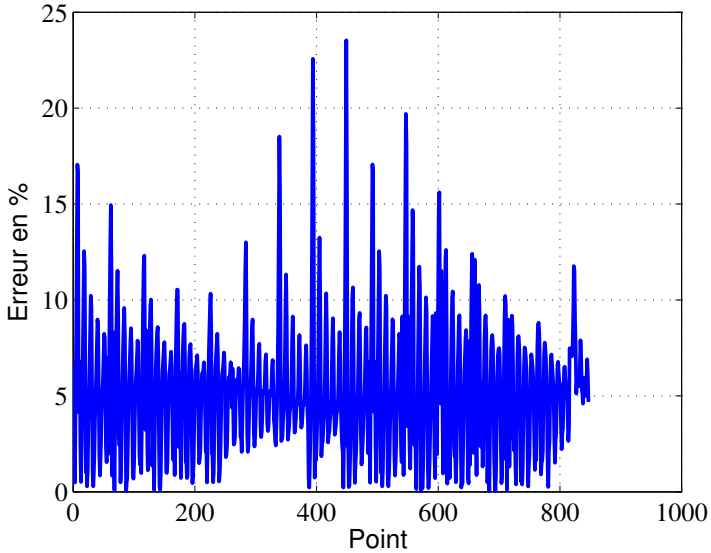
$$(P_{pm})_{h1,3} = (P_{pm})_0 + (C_1)_{h1}J_{s,h1}^2 + (C_1)_{h3}J_{s,h3}^2 + (C_2)_{h1}J_{s,h1}\cos(\varphi_1 + \alpha_1) + (C_2)_{h3}J_{s,h3}\cos(\varphi_3 + \alpha_3) \tag{2.101}$$

Ce modèle est valable quelque soit la fréquence d'alimentation de la machine. La figure 2.47 montre également la comparaison entre ce modèle de comportement dans l'équation 2.101 et les simulations en éléments finis. La valeur moyenne de l'erreur avec ce modèle de comportement ne dépasse pas le 5% en considérant tous les points simulés. Parmi les points de fonctionnement simulés, Il existe 15 points où l'erreur dépasse la valeur de 15%. En examinant les valeurs des pertes de ces points, on observe que ces points correspondent à de faibles valeurs de pertes. En effet, les valeurs des pertes sont inférieures à 120 W, la densité du courant de chaque harmonique du courant de dépasse pas le 4A/mm^2. On remarque également que la moitié des points présentent une erreur inférieure à 5%.

L'importance de la prise en compte des pertes dans les aimants par un modèle de comportement est la possibilité d'introduire ce modèle lors de la synthèse de commande optimisée de la machine. Classiquement, ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont prises en compte lors de cette synthèse. Avec ce modèle de comportement, où les pertes dans les aimants dépendent encore de la densité du courant, il est possible d'élaborer une stratégie de contrôle avec un maximum de couple et minimum de pertes dans les aimants ou de pertes totales. Le degré de liberté supplémentaire dans le contrôle, disponible dans cette machine, permet d'optimiser le contrôle de la machine sous différentes contraintes, notamment les pertes. Ce modèle permet donc d'éviter les vecteurs courants provoquant des échauffements importants au niveau des aimants.



(a)



(b)

Figure 2.47 – (a) Comparaison entre le modèle de comportement et les résultats éléments finis (b) Erreur en % entre le modèle du comportement et le calcul en éléments finis.

2.4.4.4 Variation des pertes dans les aimants en fonction de la vitesse de rotation

Dans le modèle de comportement des pertes établi dans les sections précédentes la vitesse était de 2000 tr/min. Le fonctionnement de la machine à différentes vitesses de rotation nécessite la détermination de ces pertes sur différentes vitesses de rotation. Dans la section 2.4.2.2.2, la variation des pertes dues aux effets d'encoche en fonction de la vitesse de rotation a été déterminée. Dans cette partie, on va procéder aux calculs des pertes dues aux harmoniques à la force magnétomotrice aux différentes vitesses de rotation.

Analytiquement, l'équation 2.85, montre que la variation des pertes est fonction carré de la vitesse relative des harmoniques. Or, cette dernière s'exprime linéairement en fonction de la fréquence d'alimentation (voir équation 2.75), par conséquent les pertes dues à la force magnétomotrice est une fonction carrée de la vitesse de rotation de la machine. Cependant , le modèle analytique prévoit une partie du modèle de comportement: c'est la partie indépendante du déphasage entre la force électromotrice et le courant donnée par $(P_{pm})_0 + (C_1)^2_{h1} J^2_{s,h1} + (C_1)^2_{h3}(J_{s,h3})$), mais la partie dépendante du déphasage est absente. De ce fait, il est judicieux d'examiner ces variations en fonction de la vitesse de rotation par un calcul en éléments finis.

On sait déjà, d'après l'équation 2.65 que la variation des pertes à vide est fonction de $N_r^{1.81}$. il reste donc à déterminer la variation en fonction de la vitesse de l'autre partie du modèle de comportement. Pour cela, on choisit 3 vecteurs du courant qui correspondent à trois points de fonctionnement de la machine et simulés en élements finis à des vitesses de 4000,8000 et 12000 tr/min. Ensuite, on retranche la partie concernant les pertes à vide, pour distinguer la partie des pertes dues uniquement à la force magnétomotrice. La figure 2.48 présente donc la variation des ces pertes, avec la courbe de régression qui régit la variation des ces pertes. Contrairement au modèles analytiques où la variation de toutes les pertes est en fonction du carrée de la vitesse, le modèle du comportement issu du modèle éléments finis, vient confirmer que la variation des pertes dues à la force magnétomotrice est fonction de $N_r^{1.62}$.

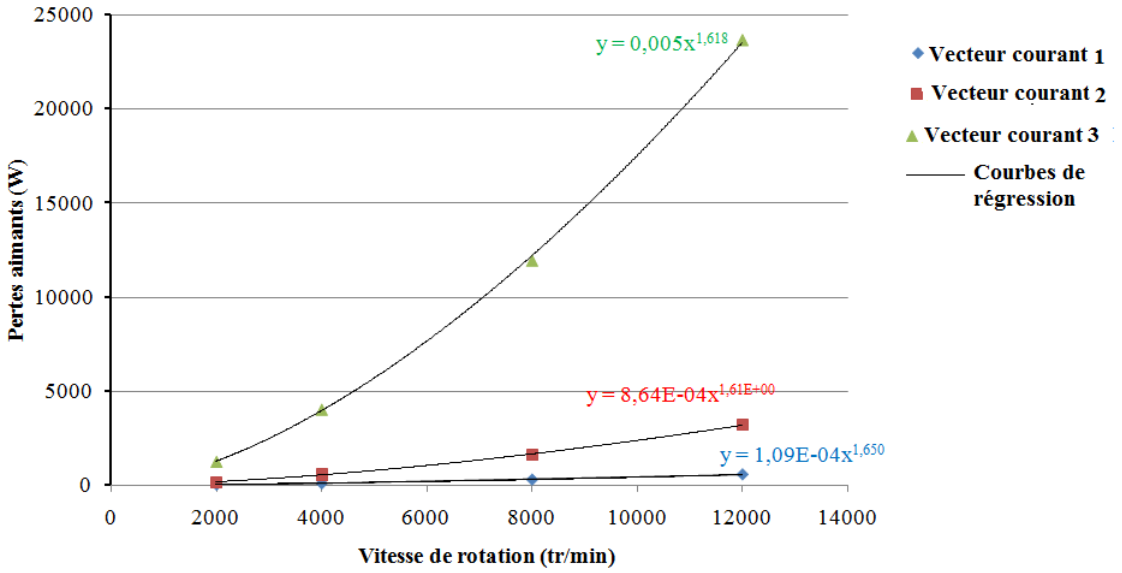


Figure 2.48 – Variation des pertes dans les aimants pour quelques vecteurs courants en fonction de la vitesse de rotation (hors des pertes à vide)

Il est possible, en se basant sur les résultats précédemment exhibés, d'établir un modèle de comportement des pertes dans les aimants quelque soit l'amplitude du courant, leur déphasage par rapport à la force électromotrice et la vitesse de rotation (i.e. la fréquence d'alimentation). Ce modèle est donné par l'équation 2.102, et il apporte des corrections aux modèles analytiques où la variation des pertes est fonction carré de la vitesse et indépendante du déphasage. Cela permet d'éviter les surestimations importantes des pertes à haute vitesse. Ce modèle est encore indispensable quand les pertes dans les aimants interviennent dans la synthèse du contrôle à haute vitesse. Comme C_0 est le terme qui représente les pertes dans les aimants à vide, sa variation en fonction de la vitesse est fonction de $N_r^{1.81}$, comme montrée dans l'équation 2.4.2.2.2, le modèle de comportement global s'écrit de la

forme suivante:

$$(P_{pm})_{h1,3}\left(J_{s,h1},J_{s,h3},\varphi_1,\varphi_3,N_r\right)=C_0\frac{N_r^{1.81}}{2000^{1.81}}+\frac{N_r^{1.62}}{2000^{1.62}}\begin{bmatrix}(C_1)_{h1}J_{s,h1}^2+(C_1)_{h3}J_{s,h3}^2+\\(C_2)_{h1}J_{s,h1}\cos(\varphi_1+\alpha_1)+\\(C_2)_{h3}J_{s,h3}\cos(\varphi_3+\alpha_3)\end{bmatrix} \tag{2.102}$$

2.5 Caractéristiques couple/vitesse de la machine 20/8/5 à aimants déposés

La particularité de la machine 20/8/5 avec les deux machines fictives présentant la même capacité de production du couple, aboutit à une autre fonctionnalité intéressante déduite de la stratégie d'alimentation de la machine. En effet, les deux machines fictives sont capables de produire un couple à partir les deux harmoniques p et $3p$ respectivement. Ce qui fait que la machine se comporte à la fois comme une machine à p ou $3p$ paires des pôles, selon la stratégie d'alimentation [98][99].

Ce changement de la polarité de la machine selon la commande peut être qualifié de "commutation électronique des pôles". Les techniques connues de la commutation électroniques de pôles sont déjà utilisées [100][101][5][102][58][103][6] ,et basés sur différents principes qui utilisent tous des circuits supplémentaires pour assurer la commutation des pôles comme montré dans la section 1.4 ; la particularité de la machine 20/8/5, est que la polarité est imposée par l'onduleur et sa commande. En fonction du rang de l'harmonique de courant, on bascule d'une polarité à l'autre entre les deux polarités de la machine sans circuit de puissance supplémentaire avec même la particularité de travailler sur deux polarités simultanément .

Pour préciser cette fonctionnalité dans la machine, on s'intéresse à la caractérisation de la machine dans le plan $(Couple, vitesse)$. Comme le couple total de la machine est la somme des couples produits par les deux machines fictives, cette caractérisation en considérant des commandes optimales permet d'observer la variation de la polarité dans ce plan couple/vitesse. Ainsi, à une vitesse donnée, la machine possède la polarité de la machine fictive permettant de contribuer le plus au couple à pertes données. Dans ce contexte, on cherche tout d'abord l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse et puissance/vitesse qui représentent respectivement le couple maximal et la puissance maximale que la machine peut produire. Ensuite, on s'intéresse à la recherche d'une caractéristique particulière qui correspond à une puissance maximale constante à haute vitesse. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau 2.8

2.5.1 Enveloppe des caractéristiques couple/vitesse de la machine

Cette partie concerne la recherche du couple et puissance maximaux de la machine, ces grandeurs sont limitées par les contraintes thermiques de la machine. Ces contraintes se traduisent classiquement par une contrainte au niveau des pertes cuivre uniquement[99]. Cette approche est donc appliquée pour chercher l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse et puissance vitesse.

2.5.1.1 formulation de problème d'optimisation

La recherche de l'enveloppe requiert la résolution de la fonction objectif suivante:

$$\begin{aligned}\min_{z}\quad & (-t_{em})\\ & Z_{inf}\leq z\leq Z_{sup}\\ & f_v(z,y)\leq 0\\ & f_i(z)\leq 0\end{aligned} \tag{2.103}$$

Table 2.8 – Paramètre de la machine considérée.

Puissance de base	$P_{em} = 7.7kW$
Plage de puissance constante	$[2250rpm - 4500rpm]$
Couple de base	$T_{em,r} = 34.0Nm$
Tension de bus DC	$V_{dc} = 30V$
Courant de base	$I_b = 290A$
Nombre des apires pôles	$p = 4$
S_{pp}	$s_{pp} = 0.5$
Longueur efficace	$L_m = 0.0923m$
Diamètre extérieure	$D_{ext} = 0.209m$
Diamètre d'alésage du stator	$2R_s = 0.1444m$
Epaisseur de culasse statorique	$t_{ys} = 0.011m$
Entrefer mécanique	$g = 0.001m$
Epaisseur de culasse statorique	$t_{yr} = 0.011m$
Epaisseur des aimants	$h_m = 3g$
Aimantation rémanente	$B_r = 1.17T$
Largeur d'encoche (τ_s, Pas de dent)	$0.5\tau_s$
Ouverture d'encoche	$0.25\tau_s$
Epaisseur du bec d'encoche	$t_{sc} = 0.001m$
Profondeur d'encoche	$d_s = 0.0205m$
Densité linéique du courant	$A_L = 25.6 \times 10^3 A/m$
Densité du courant	$j_s = 5 \times 10^6 A/m^2$

Les fonctions f_v et f_i sont données dans les équations 2.21 et 2.19. L'expression du couple est donnée également par l'expression 2.22.

2.5.1.2 Résolution de problème d'optimisation correspondant à la recherche de l'enveloppe des caractéristiques couple/vitesse

Le but alors de trouver la répartition entre les courants fictifs à basse vitesse permettant de maximiser le couple et à haute vitesse celle respectant la limite de tension disponible admettant 15 V ($V_{dc}/2$) comme valeur crête.

La figure 2.49 donne la valeur du couple maximum couple atteint par la machine sur la plage de vitesse . L'effet de commutation de pôle est observé dans la machine , du fait que la machine secondaire contribue principalement à la production du couple à basse vitesse, par contre à haute vitesse, c'est la machine principale qui contribue significativement à la production du couple. La répartition de courant entre les deux machines fictives est donnée dans la figure 2.49. Cette répartition est exprimée dans le repère de Park $[o \quad d_1 \quad q_1 \quad d_3 \quad q_3]$. Cette transformation, détaillée dans la partie 1.2.6.4 est obtenue par l'application de la matrice de rotation dans le repère de Concordia. Il vient :

$$[I_{o,d_1,q_1,d_3,q_3}] = (P[\theta])^{-1}[CN]^{-1} I_{a,b,c,d,e} \tag{2.104}$$

avec $I_{a,b,c,d,e}$ est le courant exprimé dans le repère statorique. La figure 2.51 montre la projection du courbes dans les deux plans $[d_1 \quad q_1 \quad d_3]$ et $[d_1 \quad q_1 \quad q_3]$. Le couplage est toujours en étoile, la composante homopolaire est nulle.

La machine secondaire contribuant à une chute de tension importante, est fortement defluxée à haute vitesse afin de respecter la tension du bus disponible pour l'alimentation de la machine. Après cette procédure permettant d'obtenir l'enveloppe, un calcul des caractéristiques pour une puissance

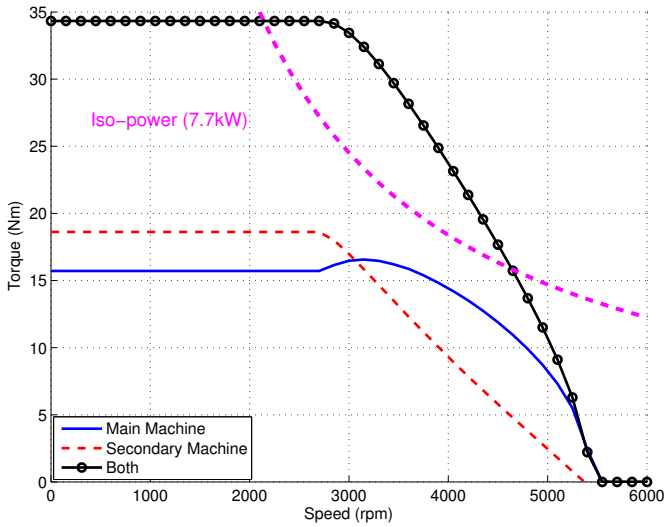


Figure 2.49 – Couple maximum atteint par la machine 20/8/5

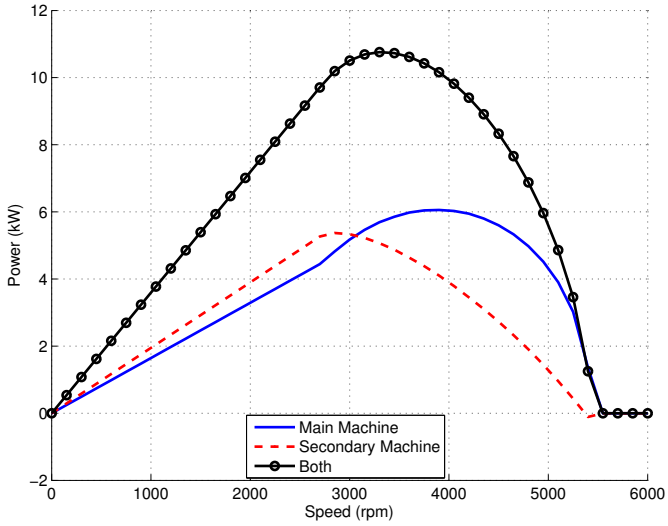
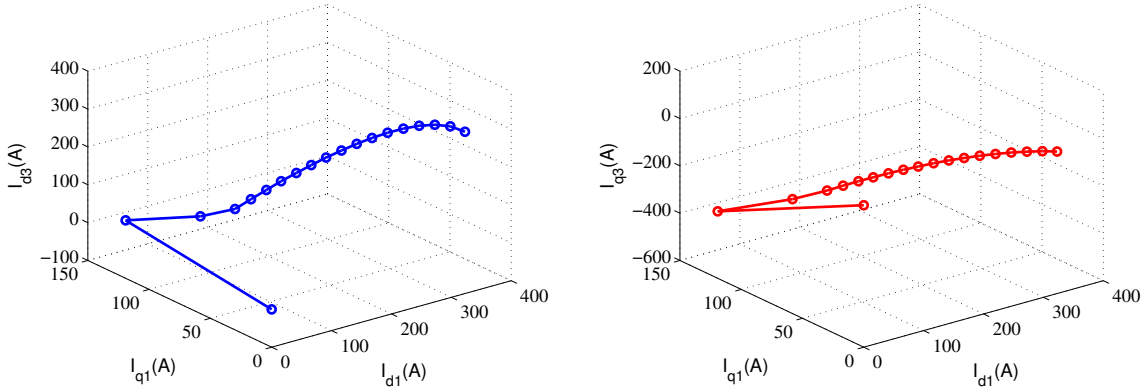


Figure 2.50 – Puissance maximale atteinte par la machine 20/8/5



(a) (b)

Figure 2.51 – Projection du trajectoire du courant. (a) Dans le plan (d_1, q_1, d_3). (b) Dans le plan (d_1, q_1, q_3)

constante est ensuite effectué. Cette puissance correspond à une puissance de 7.7kW pour les vitesse supérieures à 2250 tr/min.

2.5.2 Détermination de la caractéristique couple/vitesse pour une puissance constante

La puissance est fixée à 7.7 kW dans la zone de puissance constante entre 2250 tr/min et 4500 tr/min.

2.5.2.1 Résolution de problème d'optimisation correspondant à une puissance constante à haute vitesse

Cette fois-ci il faut modifier la fonction d'optimisation afin de chercher la répartition optimale qui permet de garantir une puissance constante avec un minimum des pertes cuivre (Maximum Torque Per Ampere MTPA). Le caractéristique à basse vitesse est la même que pour la partie précédente, mais à haute vitesse , les caractéristiques sont modifiées dans le but d'obtenir une puissance de 7.7 kW. La fonction d'optimisation s'écrit donc de la forme :

$$\begin{aligned} \min_{z} \quad & (z_1^2 + z_3^2) \\ & \mathrm{Z}_{inf} \leq z \leq \mathrm{Z}_{sup} \\ & f_v(z, y) \leq 0 \\ & f_{\mathrm{T}}(z) = 0 \end{aligned} \tag{2.105}$$

Le f_{T} définit la contrainte en couple ; cette contrainte est donnée par :

$$f_{\mathrm{T}}(z) = \mathrm{T}(z) - \frac{\mathrm{P}_{em}}{\Omega_r} \tag{2.106}$$

La figure 2.52 montre les caractéristiques couple/vitesse obtenue, où pour une vitesse inférieure à 3200 tr/min, le couple est majoritairement produit par la machine secondaire. Au delà de cette vitesse de rotation, c'est la machine primaire qui contribue plus à la production du couple.

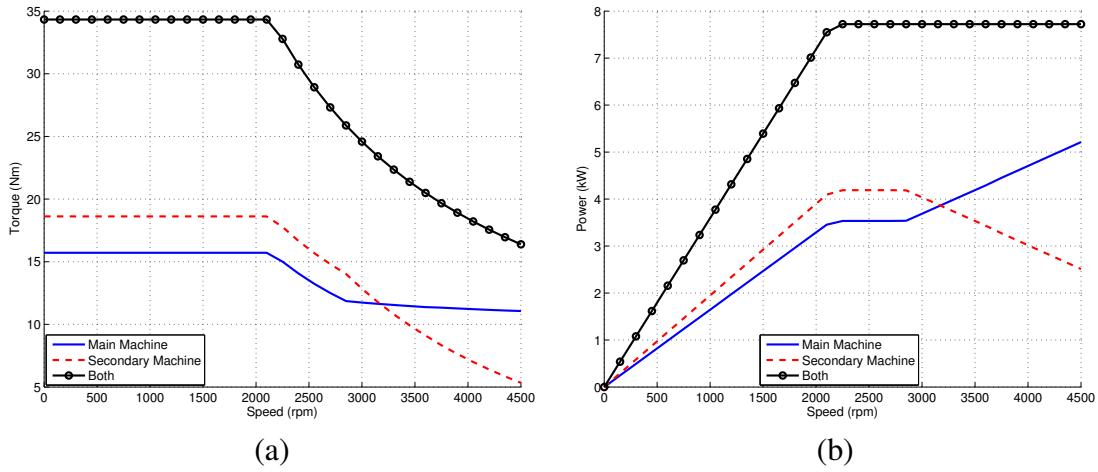


Figure 2.52 – (a) Couple/vitesse pour les machines fictives. (b) Puissance/vitesse

2.5.2.2 Évaluation des pertes dans la machine dans la zone de puissance constante

A cause de la fréquence d'alimentation relativement faible à basse vitesse, les pertes par courants induits résultants de la variation du champ magnétique dans les parties conductrices de la machine sont marginales devant les pertes cuivre. Cependant, dépassant la vitesse de base, la fréquence d'alimentation induit des pertes importantes dans la machine qu'il est préférable de ne pas les négliger, notamment au niveau des aimants. Lors de la recherche classique des caractéristiques couple/vitesse de la machine,

ce sont uniquement les pertes cuivre qui sont prises en compte sur toute la plage de vitesse de la machine, sans prendre les autres pertes dans les aimants et le fer de la machine, en particulier pour $\Omega \geq \Omega_b$.

Il est donc indispensable d'évaluer ces pertes résultantes de la commande optimale de la machine résultante de la minimisation des pertes cuivre afin de juger de leur validité.

La figure 2.53 présente donc les pertes cuivre, fer (détaillé dans la partie 3.3.2 du chapitre 3) et aimants calculées par éléments finis par le logiciel Maxwell 2D. La figure montre que les pertes fer et

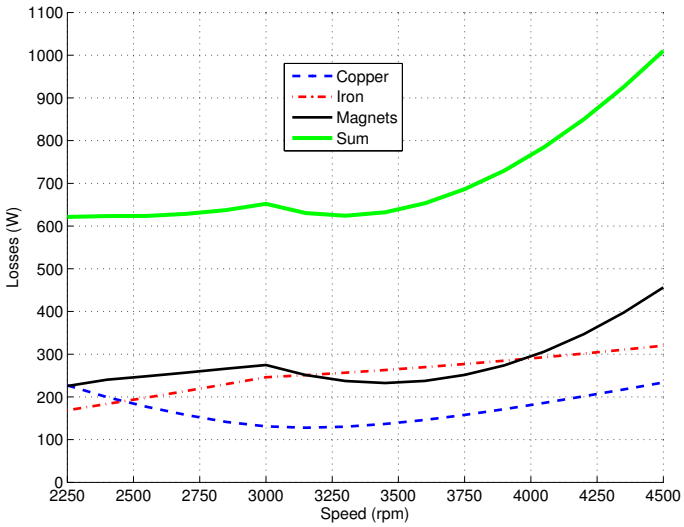


Figure 2.53 – Caractéristique Pertes/Vitesse pour la machine avec la stratégie MTPA.

les pertes dans les aimants sont significatives par rapport aux pertes cuivre. De ce fait, il faut changer la stratégie d'alimentation de la machine de façon à garder le même couple et minimiser les pertes fer et aimants dans la machine.

2.5.3 Nouvelle stratégie de contrôle : Maximum Torque Per Primary Machine

Dans cette partie, le but est d'introduire une nouvelle stratégie d'alimentation afin de conserver le même niveau de couple obtenu dans la partie précédente et en même temps de remédier aux désavantages de la stratégie précédente au niveau des pertes lors de la répartition des polarités p et $3p$ sur la plage de vitesse. Du fait de la topologie de bobinage utilisé, cette machine ne génère pas beaucoup des courants induits avec l'alimentation avec le premier harmonique du courant, la nouvelle stratégie de contrôle à puissance constante, notée MTPPM est calculée de manière à maximiser la contribution de la machine principale dans la production du couple.

2.5.3.1 Formulation de problème d'optimisation correspondante à la nouvelle stratégie d'alimentation

La formulation de problème d'optimisation s'écrit de la forme :

$$\begin{aligned} \min_{z} \quad & (-(t_{em})_{h1}) \\ & Z_{inf} \leq z \leq Z_{sup} \\ & f_v(z, y) \leq 0 \\ & f_T(z) = 0 \end{aligned} \tag{2.107}$$

2.5.3.2 Résolution de problème d'optimisation correspondante à la stratégie MTPPM

Les figures 2.54 et 2.55 montre les caractéristiques couple/vitesse et la caractéristique puissance/vitesse de la machine pour la stratégie MTPPM . Avec la nouvelle stratégie de contrôle, le changement de pôle

s'effectue à 2000 tr/min, par conséquent, la plage de vitesse de la machine est divisée moitié-moitié entre les deux polarités p et $3p$. Un autre point remarquable, est que la machine secondaire fonctionne en mode générateur dans le but de faciliter l'augmentation de puissance de la machine principale entres les vitesses 3200 tr/min et 4200 tr/min. Le couple généré par cette machine est un couple de freinage permettant de garder la puissance au niveau de 7.7kW. La machine secondaire génère donc une tension négative opposant à une partie de la tension produite par la machine principale pour garder la tension dans la limite de contrainte définie.

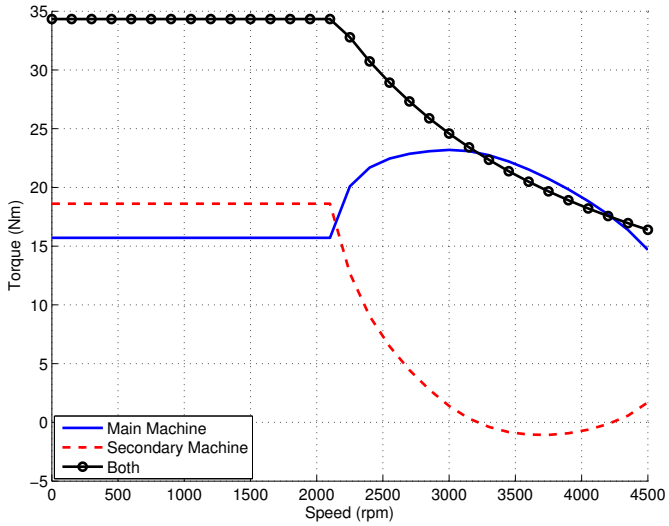


Figure 2.54 – Caractéristique couple/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM

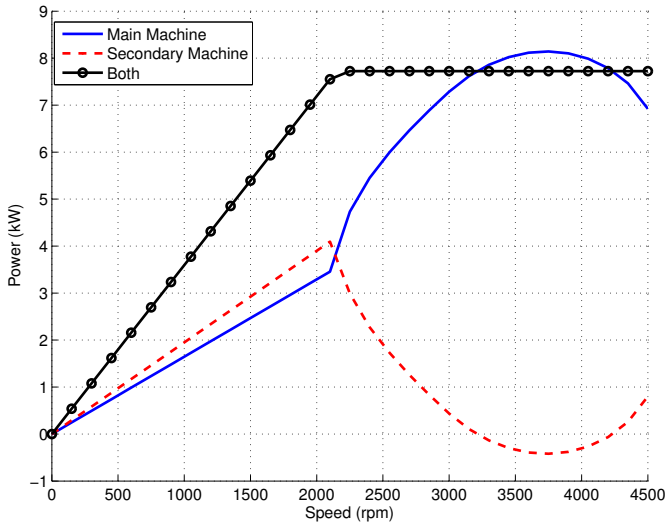


Figure 2.55 – Caractéristique puissance/vitesse de la machine 20/8 obtenue avec la stratégie MTPPM

La répartition du courant dans le repère de Park pour les deux stratégies MTPA et MTPPM est donnée par la figure 2.56. Cette figure illustre le changement du trajectoire dans les deux plans (d_1, q_1, d_3) et (d_1, q_1, q_3). Cette stratégie de contrôle privilégie le premier harmonique dans la production du couple. L'amplitude du courant de chaque harmonique normalisée par rapport au courant de base est donnée par la figure 2.57. Le remplacement de la stratégie MTPA-CPR par la stratégie MTPPM fait basculer une partie de la densité du courant vers la machine primaire, ce qui aboutit à la réduction des pertes et équitabilité de la répartition des polarités sur la plage de vitesse de la machine.

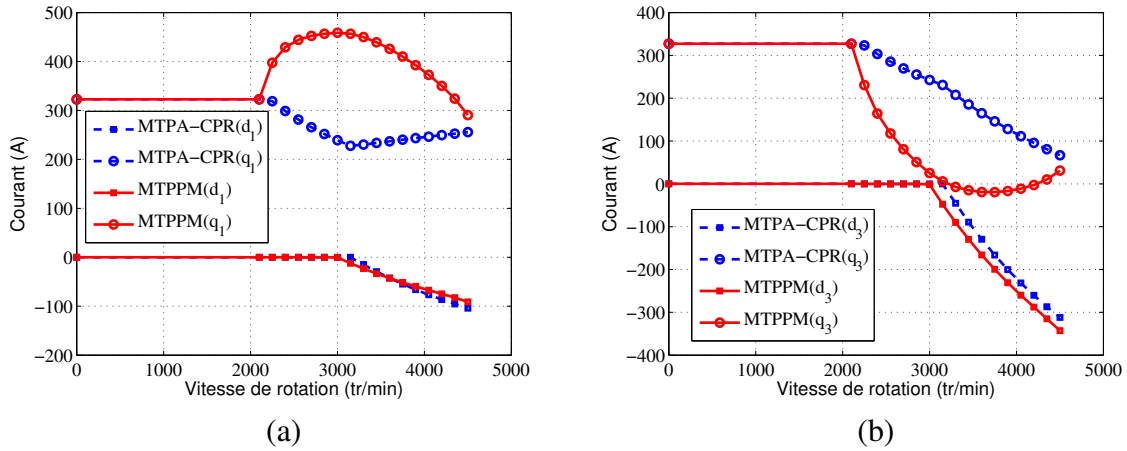


Figure 2.56 – Projection du trajectoire du courant pour les deux stratégies MTPA et MTPPM. (a) Machine principale-Courants I_{d1} et I_{q1}. (b) Machine principale-Courants I_{d3} et I_{q3}.

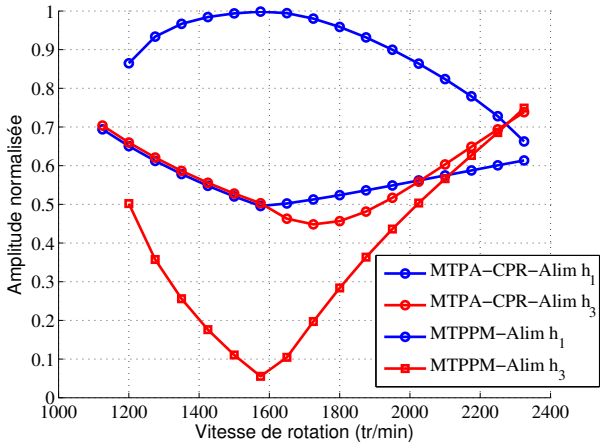


Figure 2.57 – Répartition du courant entre les deux harmoniques du courant pour les deux stratégies de contrôle MTPA-CPR et MTPPM

2.5.3.3 Évaluation des pertes totales dues à la stratégie MTPPM et comparaison au niveau du rendement

Le calcul en éléments finis des pertes pour la machine 20/8/5 est effectué également pour la stratégie MTPPM et les résultats sont donnés dans la figure 2.58. En comparant la figure 2.53 , où sont exhibées les pertes relatives au cas de l'alimentation MTPA, on peut observer que cette stratégie d'alimentation possède plus de pertes cuivre qu'avec la commande MTPA. Cependant, ces pertes ne sont pas majeures dans les deux cas, leurs contributions aux pertes totales se réduisent au fur et à mesure que la vitesse augmente, à cause de l'augmentation des pertes aimants et fer liées directement à la fréquence d'alimentation.

Le deuxième point dans cette comparaison, ce sont les pertes totales dans la machine. Comme les pertes dans les aimants sont inférieures à la stratégie MTPA, la stratégie MTPPM permet d'avoir des pertes moins importantes jusqu'à la vitesse de 3200 tr/min. Ce fait se reflète par un rendement plus important pour cette stratégie jusqu'à la vitesse 3200 tr/min d'après la figure 2.59.

En conclusion, la stratégie MTPA n'est pas la bonne solution pour avoir le maximum de rendement et limiter l'échauffement des aimants. La stratégie MTPPM apparaît un peu plus intéressante sur une large partie de la plage de vitesse de la machine (jusqu'à 3200 tr/min), où cette stratégie est

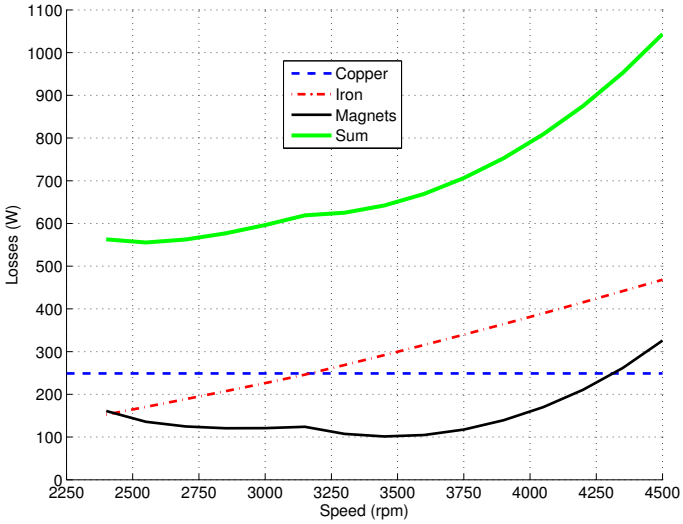


Figure 2.58 – Pertes calculées correspondantes à la stratégie MTPPM.

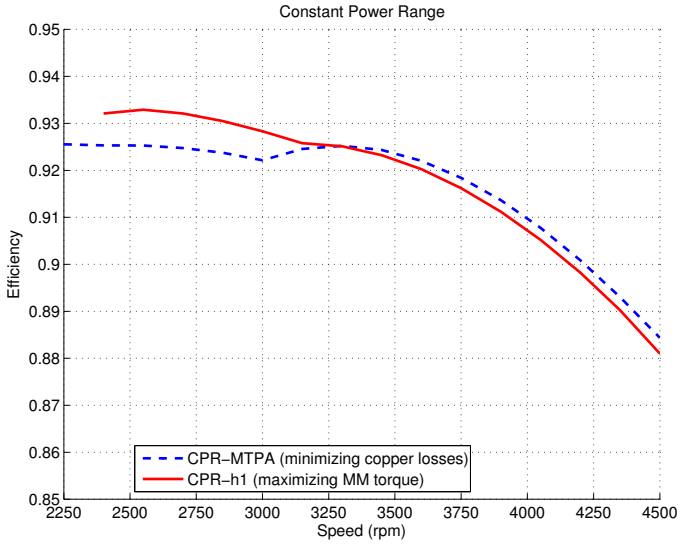


Figure 2.59 – Comparaison au niveau du rendement entre les deux machines stratégies MTPPM et MTPA-CPR.

susceptible d'améliorer le rendement de la machine. Cependant, le problème des pertes persiste à haute vitesse. Par conséquent, une nouvelle stratégie de contrôle "Maximum Torque Per Losses"est nécessaire en introduisant les pertes comme contrainte d'optimisation, afin de prendre en compte la limitation thermique dans les différentes parties de la machine lors de la synthèse de la commande.

2.6 Conclusion

Ce chapitre concerne la conception et la caractérisation d'un entraînement pentaphasé à double polarité à aimants permanents. La caractéristique intrinsèque d'une telle machine est sa capacité à exploiter d'une manière équivalente les deux harmoniques 1 et 3 d'espaces et du temps associés aux deux machines fictives principale et secondaire respectivement, ce qui se traduit par une capacité équivalente pour les deux machines à produire le couple électromagnétique.

Le bobinage 20 encoches/8pôles a été adopté pour la machine double polarité car il a la capacité d'une part à amplifier d'une manière significative l'amplitude de l'harmonique 3 de la force électro-

motrice grâce au facteur de bobinage important et d'autre part, son faible contenu d'harmonique dans la force magnétomotrice lorsqu'il est alimenté par le premier harmonique .

L'existence significative de l'harmonique 3 dans la force électromotrice permet d'assurer une fonctionnalité "boost"importante à basse vitesse, mais ne permet pas de juger l'aptitude de cette machine à fonctionner à haute vitesse avec un onduleur de tension dimensionné au sens du premier harmonique. Une étude a été menée dans le but de déterminer quels sont les critères qui définissent l'aptitude d'une structure de bobinage à fonctionner à haute vitesse avec cet onduleur. Il est apparu que les deux machines fictives doivent avoir une réaction d'induit suffisamment élevée avec des constantes de temps électriques équivalentes, afin que le maximum de puissance disponible dans l'alimentation de puissance soit délivré à la machine. Sous ces conditions, l'onduleur est capable d'alimenter la machine secondaire, sans dégrader la puissance maximale de la machine à haute vitesse. Le classement des différentes combinaisons encoches/pôles montre que le bobinage 20/8 est parmi les structures qui remplissent les conditions déjà définies exploitant le maximum de puissance disponible dans l'onduleur.

Différentes structures rotoriques à aimants déposés ont été conçues et adaptées au bobinage sélectionné afin d'obtenir $E_1 = E_3$. Plusieurs solutions ont été explorées avec des aimantations radiales et parallèles. Une solution avec un rotor avec des aimantations radiales, remplissant le deux tiers du pas polaire, où chaque pôle est divisé en deux aimants par demi-pôle a été retenue.

Cette machine a été caractérisée et comparée avec une machine pentaphasée avec un bobinage où $S_{pp} = 1$. La nouvelle structure 20/8 présente une forte capacité de la machine fictive secondaire par rapport à la machine de référence 20/4. En plus, les constantes de temps électriques des machines fictives sont de même ordre de grandeur pour la machine 20/8 contrairement à la machine 20/4, ce qui permet à la nouvelle structure d'avoir une bonne exploitation de la tension de bus de l'onduleur à haute vitesse et d'éviter les courants parasites lors de l'alimentation avec un onduleur MLI. Concernant le couple de détente, la machine 20/8 permet d'avoir un couple de détente moins important et une ondulation du couple à basse vitesse plus faible, du fait de l'effet de compensation présents lors de l'alimentation avec les deux harmoniques du courant, car les couples produits par les machines fictives sont en opposition de phase.

Les pertes dans les aimants et en charge sont évaluées pour cette machine, et ensuite comparées avec celles d'une machine triphasée avec $S_{pp} = 0.5$ 12 encoches/8 pôles. Un modèle analytique est établi et comparé avec le calcul en éléments finis afin d'examiner la tendance des pertes avec les différentes stratégies d'alimentation de la machine ($h_1, h_3 et h_{1,3}$). On montre que la machine 20/8 est mieux au niveau des pertes dans les aimants si elle est alimentée avec h_1 ou $h_{1,3}$. L'alimentation avec le troisième harmonique du courant est à éviter du fait que les pertes importantes engendrées avec cette stratégie d'alimentation. Le modèle analytique étant insuffisant pour estimer les pertes surtout, dans le cas de déphasage entre les forces électromotrices et les courants fictifs, un modèle de comportement est établi en se basant sur une cartographie des pertes calculées en éléments finis. Ce modèle permet de déterminer la variation des pertes en fonction de la densité du courant injecté et du déphasage pour chaque machine fictive. On montre enfin que les pertes induites suite à une alimentation biharmonique sont égales à la somme des pertes induites par chaque harmonique du courant.

La dernière partie de ce chapitre concerne la recherche des caractéristiques couple/vitesse de la machine, pour une puissance de 7.7 kW à haute vitesse. En appliquant la stratégie MTPA, on observe une commutation électronique des pôles du fait que la machine secondaire, associée à la polarité $3p$, produit la majorité du couple à basse vitesse, tandis que la machine principale, à laquelle est associée la polarité p produit la majorité du couple à haute vitesse. Cependant, pour cette stratégie de contrôle les pertes dans les aimants et fer sont significatives. Une première modification consiste donc à in-

troduire la stratégie MTPPM ou “Maximum Torque Per Primary machine”afin de réduire les pertes. Cette stratégie simple permet d’améliorer le rendement sur une grande partie de la plage de vitesse. Cependant, le problème des pertes persistent au delà de la vitesse 3200 tr/min. La résolution de ce problème mènera à la recherche d’une stratégie MTPL plus complexe, afin de garantir un minimum des pertes sur toute la plage de vitesse.

En conclusion, dans le cadre de l’utilisation d’une machine à aimants déposés en surface, il a été mis en évidence la possibilité d’obtenir une machine dont les forces électromotrices de rang 1 et 3 sont du même ordre. Il a été mis en évidence que dans le cadre d’une machine où l’on recherche une plage de vitesse avec fonctionnement à puissance constante les degrés de liberté induits par la présence de deux machines fictives conduisent à un fonctionner avec deux polarités différentes. Par rapport à une machine triphasée 12/8 comparable en termes de dimensions et de quantité de matière cuivre et aimants il apparaît une machine présentant moins de pertes aux vitesses élevées.

Néanmoins, la plage de vitesse reste réduite car les aimants déposés en surface induisent une faible réaction magnétique d’induit rendant difficile le défluxage et sont sensibles aux variations de champ magnétique. La solution est de concevoir une structure à aimants enterrés à double polarité, ce qui constitue l’objectif du chapitre suivant.