

## **Etude de familles de rotors à aimants enterrés adéquates pour un bobinage concentré autour des dents**

Pour une structure statorique donnée, la structure rotorique influence directement la performance d'une machine électrique en imposant un certain champ magnétique dans l'entrefer. Le contenu harmonique de ce champ après filtrage par le bobinage statorique détermine la quantité et la qualité du couple produit. En outre, comme la configuration des aimants rotoriques impose, si on néglige les effets de dentures statoriques, la réluctance magnétique dans la machine, la plage de fonctionnement fournie est forcément liée à la topologie du rotor.

Par ailleurs, ce même bobinage statorique crée, lorsqu'il est parcouru par des courants, un champ magnétique dont le riche contenu spectral, particulièrement dans le cas des bobinages concentrés autour de dents, a un effet nocif sur les aimants s'ils ne sont pas protégés.

Tous ces aspects seront traités dans ce chapitre afin de favoriser certaines topologies rotoriques pour le domaine automobile. De plus, ce chapitre contient le calcul et les mesures relatifs au prototype fabriqué afin de valider une des topologies considérée intéressante tant au niveau du bobinage statorique qu'au niveau de la structure à aimants du rotor.

Afin de sélectionner des familles de rotors adéquates pour les applications en automobile, différentes combinaisons Encoches/Pôles devront être considérées. Cela sera le but du paragraphe suivant qui suit le chapitre 2 en favorisant certaines combinaisons pour l'application en véhicules hybrides ou électriques.

### **3.1 Choix de combinaisons Encoches/Pôles intéressantes pour applications automobile**

Ce paragraphe se base sur l'étude faite dans le chapitre précédent afin de favoriser certaines configurations destinées à être utilisées en automobile. Ainsi, une comparaison globale entre les différentes combinaisons Encoches/Pôles fournies avec des bobinages concentrés est effectuée en considérant les critères qui concernent cette application. L'automobile est une des applications les plus critiques pour les machines électriques, car certaines fonctionnalités extrêmes sont demandées à la machine en respectant une géométrie limitée en termes de dimensions mais aussi différentes contraintes imposées au niveau thermique, mécanique, et électrique. Un rapport *Couple/Volume* élevé est un des avantages désirés pour la traction dans les voitures Full-Hybrid [14] et même pour assurer la fonctionnalité "Boost" dans le cas du système Mild-Hybrid [17]. En reprenant l'étude faite dans le chapitre 2, seulement les trois familles de combinaisons colorées et classées utiles dans le paragraphe 2.1.3 sont prises en compte dans cette comparaison. Le Tableau 3-1 permet d'effectuer la comparaison entre ces combinaisons polyphasées en tenant compte des trois critères présentés dans le chapitre 2 :

- I. Le niveau de pertes dans les aimants du rotor
- II. Le mode de vibration
- III. La qualité de couple produit

Même s'ils n'interviennent pas dans la fonctionnalité première de conversion d'énergie, les critères I et II sont de première importance en automobile, car les machines avec un niveau élevé de pertes dans les aimants, fonctionnent avec un risque considérable de démagnétisation même en vitesse moyenne. De la même façon, une configuration où se trouve le mode 1 de vibration doit être rejetée, parce qu'elle représente une structure qui n'est pas mécaniquement équilibrée, ce qui provoque de

graves problèmes au niveau mécanique en plus du bruit d'origine magnétique élevé. Par contre, le troisième critère peut être considéré comme plus secondaire. Suite à ces remarques, toutes les combinaisons dans le Tableau 3-1 qui ont la marque C par rapport à un de ces deux premiers critères qualifiés de principaux, sont exclues de la comparaison par une couleur rouge. Inversement, les combinaisons intéressantes qui ont la marque A pour les deux critères principaux sont ombrées en vert afin de les déclarer comme des candidates potentielles pour les applications en automobile.

Tableau 3-1 Comparaison globale entre les différentes combinaisons Encoches/Pôles en tenant compte de 2 critères principaux (pertes+vibration) et un critère secondaire (qualité de couple)

Pôles Encoches	4	6	8	10	12	14	16
6	C/B/C	-	C/B/C	-	-	-	C/B/C
9	-	C/A/C	C/C/A	C/C/A	C/A/C	-	-
12	-	-	B/A/C	C/B/B		C/B/B	C/A/C
15	-	-	-	A/A/C	-	B/C/A	C/C/A
18	-	-	-	-	A/A/C	B/B/A	B/B/A
21	-	-	-	-	-	A/A/C	A/C/A
24	-	-	-	-	-	-	A/A/C

Configurations 3-phases

$q=0.5$

Pôles Encoches	2	4	6	8	10	12	14	16	18
5	C/C/B	C/C/B	C/C/B	C/B/B		C/B/B	C/C/B	C/C/B	C/B/B
10	-	A/B/B	B/B/B	C/B/B		C/B/B	C/B/B	C/A/B	
15	-	-	A/A/B	-		B/A/B	B/C/A	C/C/A	C/A/B
20	-	-		A/A/B		A/A/B	A/A/A	A/A/B	B/B/A
25					A/A/B		C/A/A	A/C/A	C/B/A

Configurations 5-phases

Pôles Encoches	6	8	10	12	14	16	18
7	C/C/B	C/C/B	-	-		-	-
14	A/B/B	A/B/B	B/A/B	B/B/B		C/B/B	C/B/B
21	-	A/C/A	-	A/A/B		A/B/A	A/A/B

Configurations 7-phases

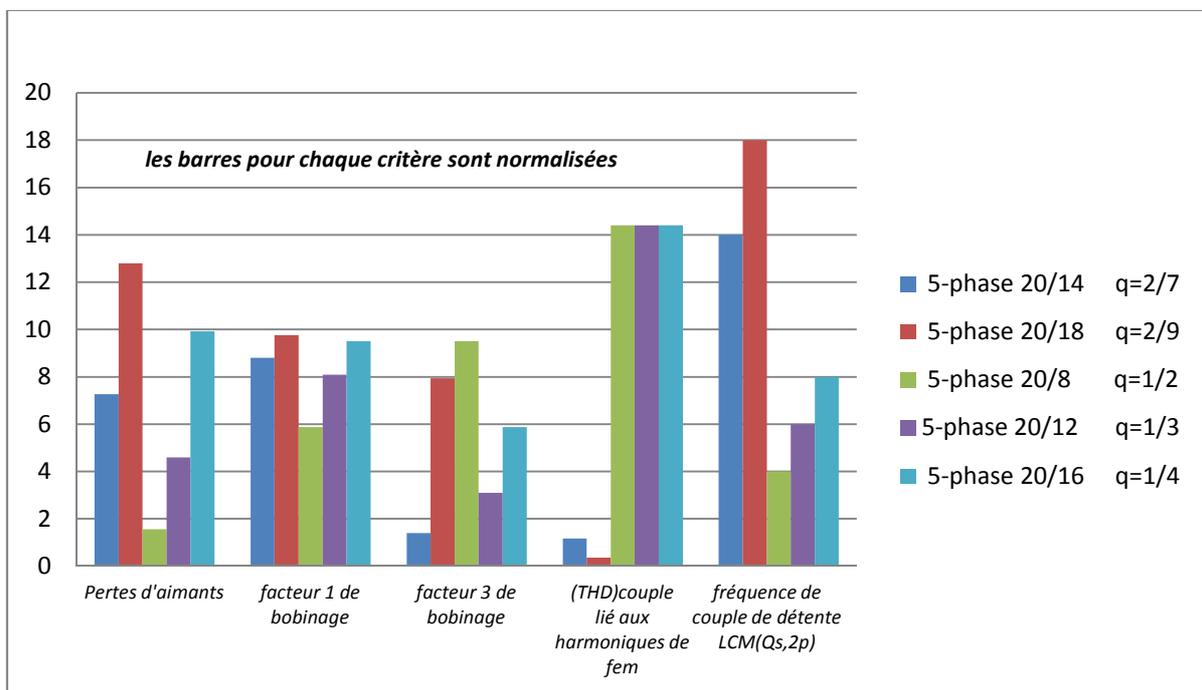
Bobinage simple couche*	Bobinage double couche
*: La topologie à simple couche est utilisée uniquement lorsqu'il donne un facteur fondamental de bobinage plus élevé que dans le cas à double couche	

Les critères : I. Pertes d'aimants / II. Mode de vibration / III. Qualité de couple  
 A : pertes faibles, mode de vibration d'ordre élevé, très bonne qualité de couple  
 B : pertes moyennes, mode de vibration de l'ordre 2, qualité moyenne de couple  
 C : pertes élevées, mode de vibration de l'ordre 1, mauvaise qualité de couple

En observant le Tableau 3-1 on trouve que la prise en considération des structures à plus de 3 phases permet de créer beaucoup plus de combinaisons convenables pour l'automobile. Le groupe de

configurations 5-phases contient la majorité des combinaisons favorites (vertes), ce qui promeut les avantages présentés dans le paragraphe 1.2.1 concernant le choix d'une structure 5-phases. De plus, la combinaison 20/14 5-phases à double couche semble être la seule configuration qui réalise A pour les trois critères examinés. Cependant, ce résultat est correct en supposant un nombre de pôle maximal égal à 18 pour toutes les combinaisons étudiées. Cette hypothèse est généralement adoptée dans les applications de voitures hybrides ou FULL-ELECTRIC, afin de réduire les contraintes de contrôle liées à la fréquence maximale de courant injecté en grand vitesse, sans avoir besoin d'ajouter une boîte de vitesses. Les configurations 7-phases peuvent également donner plus des combinaisons favorites (vertes) en augmentant le nombre de pôles.

Une comparaison quantitative finale est illustrée dans la Figure 3-1 afin de comparer plus précisément entre certaines combinaisons 5-phases qui sont déjà classées de très favorables (vert) à favorables (jaune) dans le Tableau 3-1.



← **L'augmentation d'importance du critère**

Figure 3-1 Une comparaison quantitative finale entre 5 combinaisons 5-phases favorites pour l'application en automobile

En observant la Figure 3-1, on peut constater que le niveau le plus bas de pertes d'aimants est obtenu avec la combinaison 5-phases 20/8 qui appartient à la famille  $q=0.5$ . Grâce à cet avantage remarquable et malgré une relative mauvaise qualité de couple fourni, plusieurs combinaisons 3-phases qui appartiennent à cette même famille  $q=0.5$  ont été largement utilisées dans le domaine des automobiles hybrides (HONDA, TOYOTA) [15]. Cependant, en cas de structures 5 phases, les combinaisons de cette famille ( $q=0.5$ ) ne peuvent pas fournir un couple compétitif à cause de leur modeste facteur de bobinage pour le fondamental (voir la combinaison 20/8 dans la Figure 3-1). Néanmoins, cet inconvénient peut être compensé grâce au facteur 3 élevé de bobinage, en renforçant le couple lié au fondamental par un couple généré en injectant l'harmonique 3 de courant, comme il est expliqué dans le paragraphe 2.1.1. Par contre, afin d'obtenir ce couple compétitif en utilisant cette méthode, une modification de la structure rotorique est indispensable comme il est montré dans les paragraphes 2.1.2 et 3.3.2. En revanche, la combinaison 5-phases 20/12 dans la Figure 3-1 montre un niveau bas de pertes d'aimants, mais est par contre classée quatrième selon le facteur de bobinage lié

au fondamental. De plus, le couple fourni est perturbé par un couple de détente d'amplitude élevé (de fréquence basse) et par des pulsations de couple liées aux harmoniques parasites de fem. En termes de compromis entre niveau de pertes dans aimants et facteur de bobinage lié au fondamental, c'est la combinaison 5-phases 20/14 qui apparaît. En outre, une qualité très remarquable de couple est assurée par cette configuration, comme les critères de distorsion et du couple de détente le montrent clairement dans la Figure 3-1.

A ces critères académiques, une contrainte de tenir le courant de court-circuit, fréquente dans le domaine automobile, a été strictement imposée dans le projet MHYGALE (paragraphe 1.1.2). Cette contrainte avantage la combinaison à 5 phases 20/14 par rapport à la combinaison 20/18, car son faible facteur de bobinage pour l'harmonique 3 assure l'absence de l'harmonique 3 du courant de court-circuit. Par conséquent, la machine basée sur cette combinaison évite des pertes élevées par courants induits dans le rotor liées à l'harmonique 3 de courant statorique comme il est montré dans le paragraphe 3.3.1.

## 3.2 Impacts de la topologie rotorique sur la performance et intérêt de d'une structure à aimants enterrés radialement

L'intérêt de l'utilisation des topologies à aimants enterrés dans le domaine automobile a été expliqué dans le paragraphe 1.2.2.2. Cependant, l'arrangement d'aimants dans le rotor a aussi un effet considérable sur la performance de la machine. Ce paragraphe concerne l'étude de l'influence de la configuration des aimants enterrés sur la plage de fonctionnement en vitesse assurée par la machine ainsi que sur les pertes dans les aimants liées aux harmoniques parasites de FMM. Dans le détail, le paragraphe montre que plus les aimants enterrés renforcent la concentration de flux dans le rotor, meilleure est la performance qui concerne les deux critères précédents (pertes aimants et plage de fonctionnement en vitesse).

### 3.2.1 Plage de fonctionnement

La plage de fonctionnement en vitesse est un point critique pour le dimensionnement d'une machine électrique à aimants pour application en traction. La raison vient du fait qu'il y a une contradiction majeure entre l'obtention d'une plage large de fonctionnement à puissance constante et de bonnes caractéristiques en basse vitesse.

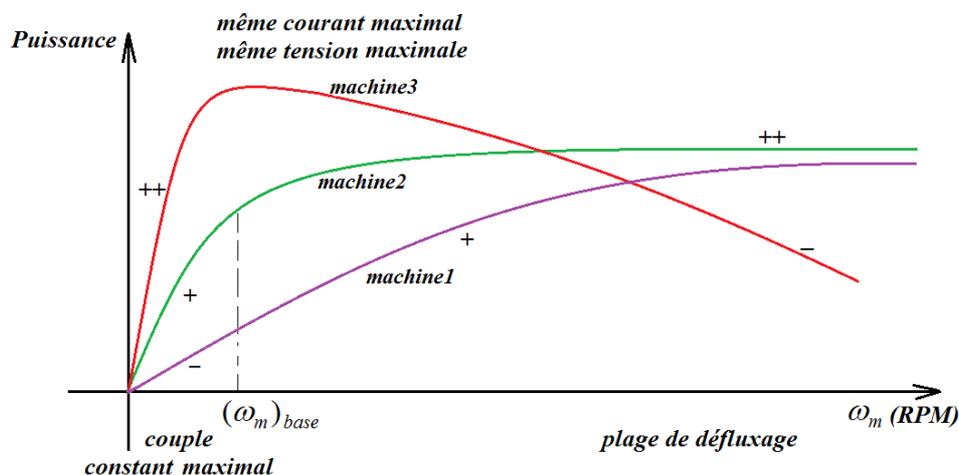


Figure 3-2 Evaluation de plage de fonctionnement pour des machines électrique à aimants en basse et grande vitesse

La Figure 3-2 explique cette idée en montrant que, plus le rapport *couple/courant* d'une machine à aimants est augmenté, plus elle aura de bonnes caractéristiques en basse vitesse (dynamique importante de puissance). Or pour augmenter ce rapport, un des critères principaux est l'augmentation du flux d'aimants. Cela complique alors la procédure de défluxage à grande vitesse en exigeant plus de courant pour garder une puissance constante (voir la machine3 dans la Figure 3-2).

Dans le cas des applications Mild-Hybrid la problématique précédente devient encore plus délicate, suite à la nécessité de présenter à la fois un couple élevé en basses vitesses afin d'assurer la fonctionnalité «Boost» ainsi qu'une plage large de fonctionnement à puissance constante. La solution habituelle est de trouver un compromis entre les deux régions, comme dans le cas de la machine2 dans la Figure 3-2. Cependant, cette antinomie en première analyse entre bonnes caractéristiques en haute et basse vitesse peut être atténuée, car en plus du flux d'aimants, deux autres facteurs interviennent dans la détermination de ces caractéristiques. Ces facteurs sont le couple réactant et la réactance magnétique de l'axe *dI* dans la machine.

### 3.2.1.1 Couple réactant

#### A. Effet positif du couple de réactance sur la plage de fonctionnement

L'avantage du couple de réactance dans une machine à aimants est qu'il permet d'augmenter le couple électromagnétique sans avoir besoin de renforcer le flux dû aux aimants. Par conséquent, les caractéristiques en basse vitesse peuvent être améliorées en conservant une plage large de fonctionnement à puissance constante. Le couple total dans les machines trois et cinq phases à aimants peut être écrit [83]-[84]-[20] :

$$\text{En 3-phases : } C_{total} = C_m + C_r = \frac{3}{2} \cdot p [i_{qM1} \cdot \Phi_1 + i_{dM1} \cdot i_{qM1} (L_{dM1} - L_{qM1})] + C_c$$

En 5 phases :

$$C_{total} = \frac{5}{2} \cdot p \cdot (i_{qM1} \cdot \Phi_1 + i_{dM1} \cdot i_{qM1} (L_{dM1} - L_{qM1}) + 3 \cdot (i_{dM2} \cdot i_{qM2} \cdot (L_{dM2} - L_{qM2}) + i_{qM2} \cdot \Phi_3)) + C_c \quad (3-1)$$

( $\Phi_1, \Phi_3$ ): l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) de flux d'aimants; ( $i_{dM_k}, L_{dM_k}$ ): le courant et l'inductance de l'axe *d* dans la machine fictive  $M_k$  ( $M_1$ : fondamentale,  $M_2$ : secondaire-1); ( $i_{qM_k}, L_{qM_k}$ ): le courant et l'inductance de l'axe *q* dans la machine fictive  $M_k$ ;  $C_c$ : couple supplémentaire lié au couplage entre les différents espaces propres de la machine.

En supposant que les machines fictives soient entièrement découplées au niveau magnétique, on peut dans la suite négliger le couple supplémentaire  $C_c$ . Etant donné que la machine fictive fondamentale présente le meilleur coefficient de couple Nm/A c'est cette machine qui est avant tout alimentée en courant. Les autres machines fictives ne sont pas capables de fournir un couple considérable avec une structure classique du rotor, comme le montre le paragraphe 2.1.2. Par conséquent, la valeur de ( $L_{dM} - L_{qM}$ ) dans les équations (3-1) décide dans ce cas du montant du couple de réactance ajouté. Comme le couple électromagnétique de la machine fondamentale  $M_1$  dépend de  $i_{qM1}$ , l'amplitude de courant (*I*) est généralement distribuée entre  $i_{dM1}$  et  $i_{qM1}$  afin de maximiser le rapport  $C_{total}/I$ . L'angle du courant fondamental dans le plan ( $i_{dM}, i_{qM}$ ) qui représente cette distribution optimale peut être calculé en dérivant les équations (1-3) :

$$(C_{total})_{fondamenta\ l} = \frac{m \cdot p}{2} \cdot I \cdot \Phi_1 \cdot (\cos(\varphi_I) + \frac{I}{2 \cdot \Phi_1} \cdot \sin(2 \cdot \varphi_I) \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}))$$

$$i_{dM1} = I \cdot \sin(\varphi_I), \quad i_{qM1} = I \cdot \cos(\varphi_I)$$

$$\frac{d}{d\varphi_I} ((C_{total})_{fondamenta\ l}) = 0 \Rightarrow \sin(\varphi_I) = \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) \cdot \cos(2 \cdot \varphi_I)$$

$$2 \cdot \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) \cdot \sin^2(\varphi_I) + \sin(\varphi_I) - \frac{I}{\Phi_1} \cdot (L_{dM1} - L_{qM1}) = 0 \quad (3-2)$$

$I$  : l'amplitude maximale de courant dans le plan ( $i_{dM}, i_{qM}$ );  $\varphi_I$  : l'angle de courant dans le plan ( $i_{dM}, i_{qM}$ );  $m$ : le nombre de phases.

En résolvant l'équation du deuxième degré (3-2), on trouve l'angle optimal de courant qui génère un couple de réductant pour maximiser le rapport  $C_{total}/I$ . Les solutions de l'équation (3-2) sont représentées par la courbe rouge dans la Figure 3-3 sur laquelle il est préférable de faire fonctionner la machine en basse vitesse.

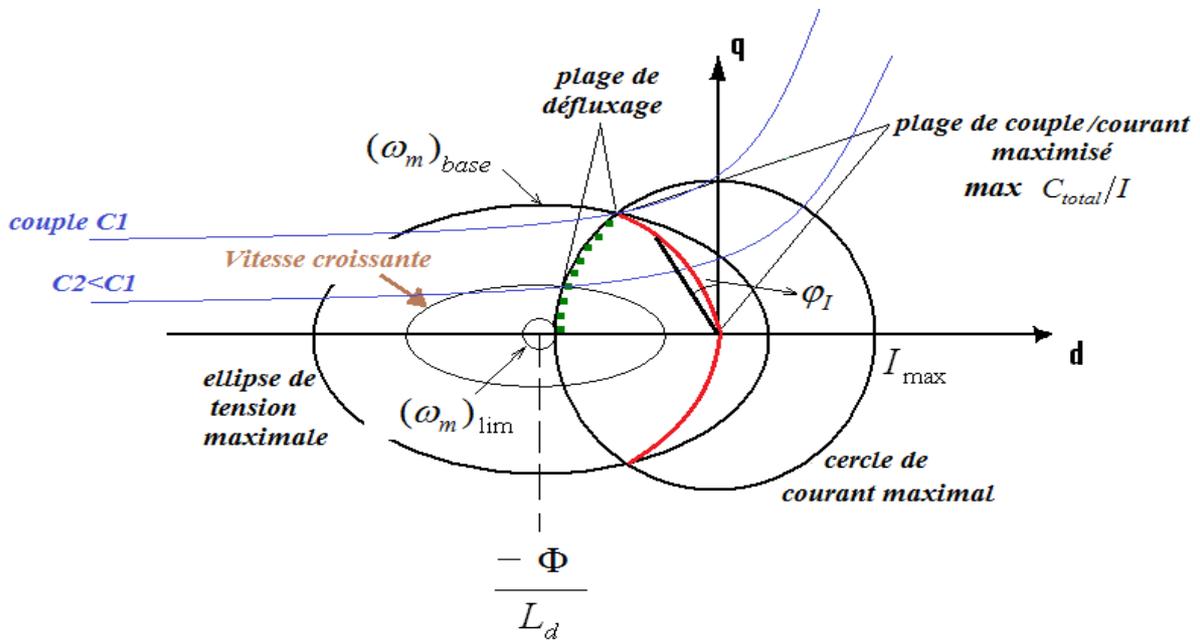


Figure 3-3 Région de fonctionnement dans le plan ( $i_d, i_q$ ) d'une machine électrique à aimants

Dans cette figure on constate que les limites de la région de fonctionnement pour toutes les machines fictives dans les plans de type ( $i_{dM_k}, i_{qM_k}$ ) sont l'ellipse et le cercle liées à la tension et courant maximaux disponibles par phase :

$$\left( \begin{array}{l} (v_{dM1})^2 + (v_{qM1})^2 \leq V_1^2 \\ (v_{dM2})^2 + (v_{qM2})^2 \leq V_3^2 \end{array} \right) \Rightarrow$$

$$(R_s \cdot i_{dM1} - p \cdot \omega_m \cdot L_{qM1} \cdot i_{qM1})^2 + (R_s \cdot i_{qM1} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_1 + L_{dM1} \cdot i_{dM1}))^2 \leq V_1^2$$

$$(R_s \cdot i_{dM2} - p \cdot \omega_m \cdot L_{qM2} \cdot i_{qM2})^2 + (R_s \cdot i_{qM2} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_3 + L_{dM2} \cdot i_{dM2}))^2 \leq V_3^2 \quad (3-3)$$

Où le centre d'ellipses:  $(0, \frac{-\Phi_1}{L_{dM1}}), (0, \frac{-\Phi_3}{L_{dM2}})$

$$\begin{aligned} (i_{dM1})^2 + (i_{qM1})^2 &\leq I_1^2 \\ (i_{dM2})^2 + (i_{qM2})^2 &\leq I_3^2 \end{aligned} \tag{3-4}$$

$\omega_m$  : la vitesse de rotor ;  $R_s$  : la résistance électrique d'une phase ;  $(v_{dM_k}, v_{qM_k})$  : les tensions dans les plans  $(i_{dM_k}, i_{qM_k})$  ;  $(V_1, V_3)$  : l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) de la tension disponible par phase ;  $(I_1, I_3)$  : l'amplitude maximale de l'harmonique (1, 3) du courant disponible par phase.

La Figure 3-3 montre comment, au delà d'une certaine vitesse, il n'est plus possible de continuer de travailler sur la courbe rouge optimale de couple. En effet, la courbe sort de l'ellipse de tension qui rétrécit lorsque la vitesse croit. Afin de réduire la taille des symboles dans la suite de ce chapitre, la lettre *M* (machine fictive) sera retirée de tous les paramètres définis dans les équations (3-1) ( $i_{dM1} \rightarrow i_{d1}, L_{dM1} \rightarrow L_{d1} \dots$ ).

### B. Impact de la topologie d'aimants

L'effet positif d'aimants enterrés sur le couple de réductance est illustré dans le paragraphe 1.2.2.2. Dans ce cas, l'épaisseur d'un pôle d'aimant qui se trouve dans le chemin de flux sur l'axe *d*1 réduit l'inductance de cet axe en produisant une différence entre  $L_{d1}$  et  $L_{q1}$  ( $L_{q1} > L_{d1}$ ). Cela permet la machine de générer un couple de réductance dont le maximum dépend du montant  $L_{q1} - L_{d1}$ . Donc, plus les aimants enterrés assurent une différence  $L_{q1} - L_{d1}$  élevée, plus un couple de réductance important peut être obtenu. Comme la diminution de l'inductance dans l'axe *d*1 est liée à l'épaisseur d'un pôle d'aimant, le couple de réductance peut être renforcé en utilisant des aimants enterrés plus épais.

En général, l'épaisseur des aimants (*a*) est choisie selon la densité de flux rotorique désirée dans l'entrefer. En considérant l'équation (1-18), une configuration d'aimants dont le ratio de concentration de flux est élevé permet d'obtenir la densité de flux exigée avec des aimants moins épais. Par conséquent, le couple de réductance fourni par des topologies d'aimants qui offrent une concentration intense de flux n'est pas très important suite au besoin limité d'aimants de forte épaisseur.

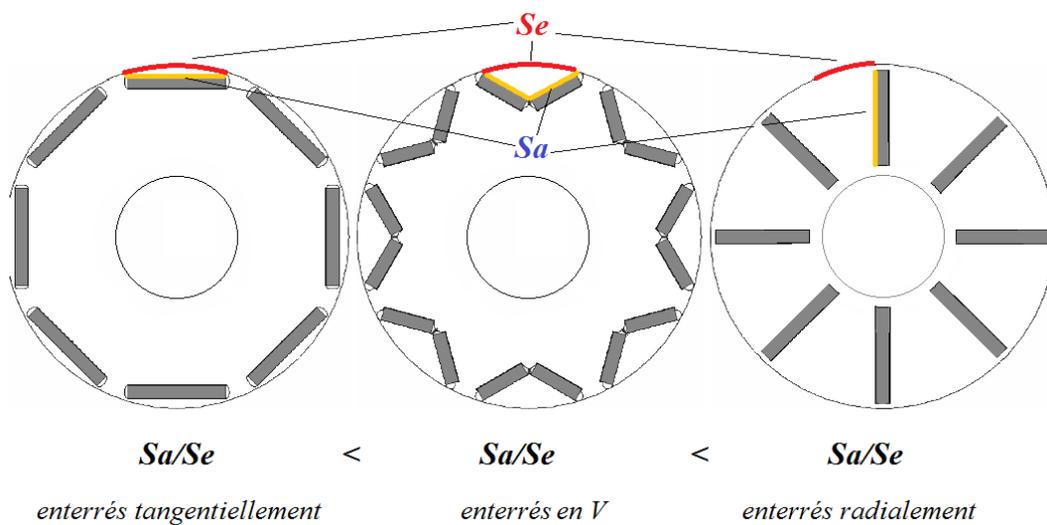


Figure 3-4 Comparaison entre les différentes configurations d'aimants enterrés selon le ratio de concentration de flux

La Figure 3-4 explique comment le ratio de concentration de flux est renforcé en enterrant les aimants plus profondément dans le rotor. La topologie d'aimants enterrés en V présente une solution pour une concentration douce de flux en exigeant une épaisseur considérable pour les aimants. Ce fait ajouté aux larges ponts de fer entre les pôles d'aimant, permet aux machines avec une telle topologie de produire un couple de réluctance important. La machine TOYOTA-PRIOUS qui est capable à générer un couple de réluctance important est un bon exemple qui appartient à cette topologie [24]-[14].

### C. Effet du champ d'aimants

Dans le domaine automobile où l'espace disponible est souvent limité, le surdimensionnement des machines électriques doit être strictement évité.

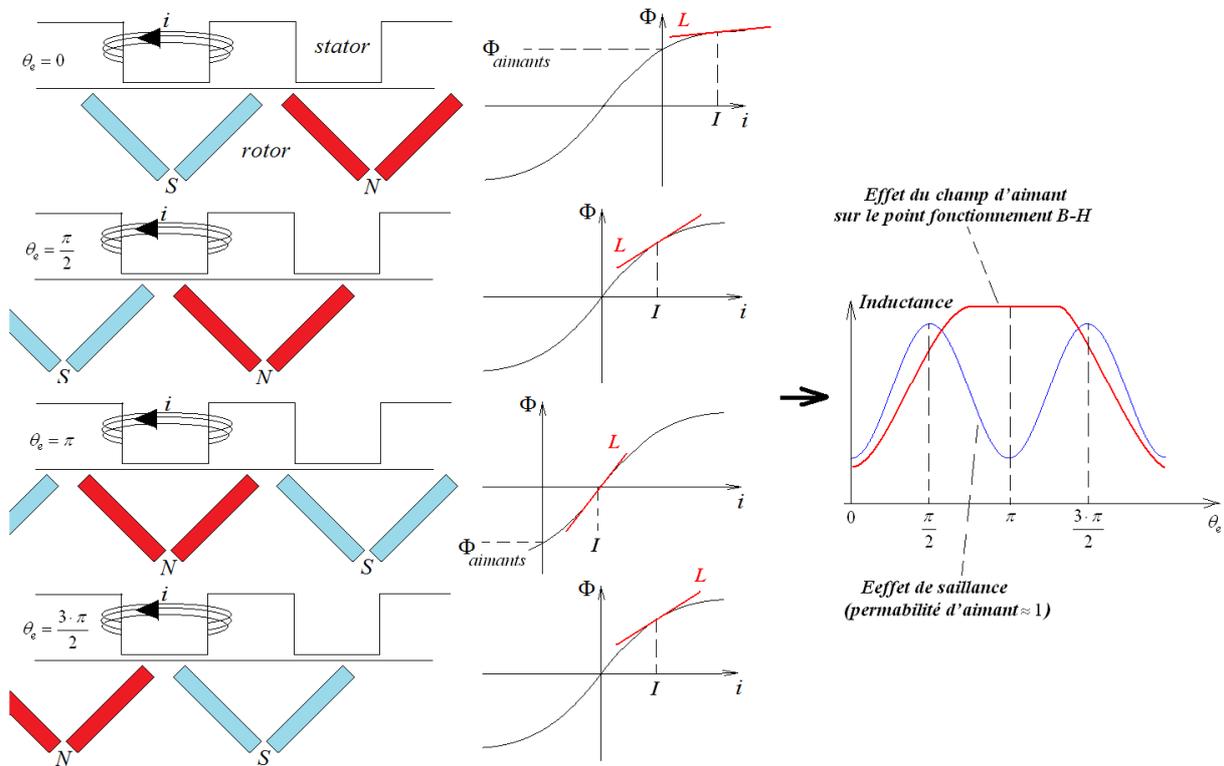


Figure 3-5 Effet du champ d'aimants sur les inductances d'une machine électrique, en bleu à droite on ne tient compte que de l'effet de saillance

Autrement dit, les dimensions sont choisies afin que le champ dû aux aimants puisse circuler dans le circuit magnétique sans trop le saturer. Par conséquent, l'interaction entre le champ d'aimants et le champ du stator change considérablement l'état magnétique de fer dans la machine. La Figure 3-5 illustre ce phénomène en montrant comment le flux d'aimants est augmenté ou réduit par le champ statorique selon l'angle électrique. Cela impose un changement du point de fonctionnement sur la courbe  $B-H$  du matériau ferromagnétique utilisé en produisant une variation dans les inductances correspondantes. Cette variation réagit avec l'effet de saillance dans la machine menant à réduire le couple de réluctance en baissant la valeur de  $(L_{q1} - L_{d1})$ , comme on peut le remarquer dans le paragraphe 4.5.2.

### D. Effet du bobinage concentré autour des dents (non-croisé)

Généralement les machines fournies avec un bobinage concentré autour des dents sont moins favorables pour produire un couple de réductant [85]-[86]. La raison de ce fait est liée à deux facteurs principaux. Premièrement, les inductances mutuelles qui sont très faibles entre les phases suite à l'absence de croisement entre les différentes bobines. Cela réduit l'effet de saillance (réductance variable) comme le montre le paragraphe 4.5.2. Deuxièmement, les bobines qui appartiennent à la même phase peuvent voir des réductances magnétiques différentes imposées par le rotor. Cela est dû au pas fractionnaire qui accompagne généralement les bobines non-croisées comme l'explique le paragraphe 1.3.2. Le résultat de ce fait est un décalage dans les courbes d'inductances entre les différentes bobines selon l'angle électrique.

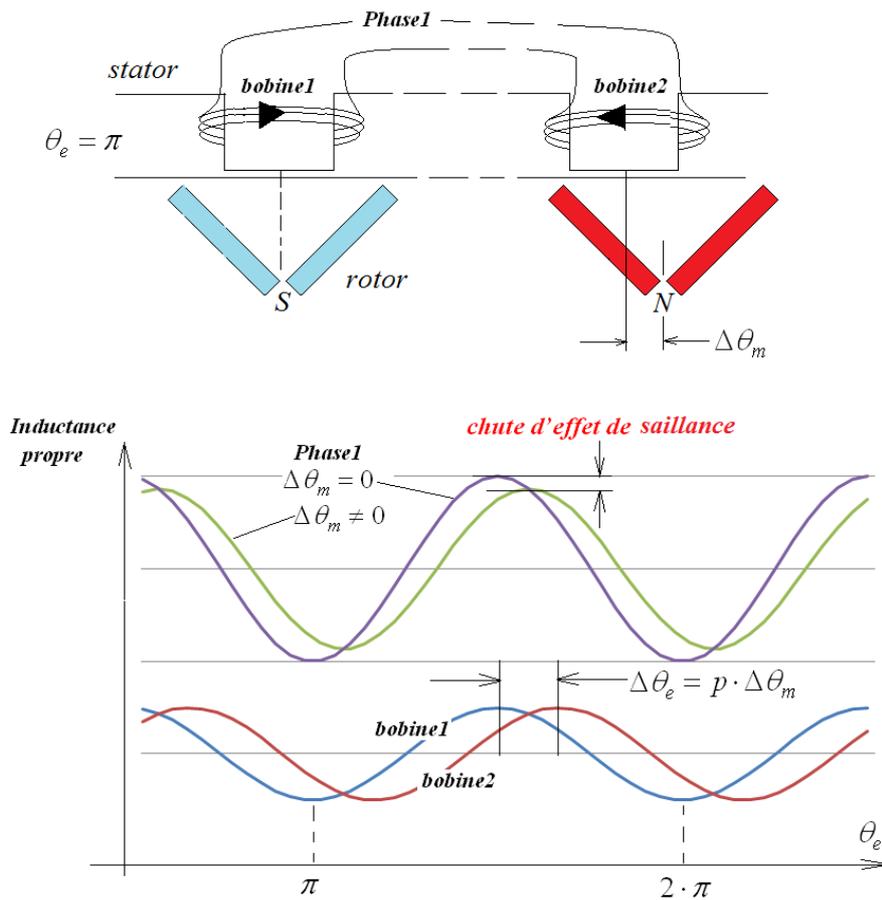


Figure 3-6 l'impact du pas fractionnaire sur l'effet de saillance

La Figure 3-6 explique ce phénomène montrant son impact négatif sur l'effet de saillance. Dans cette figure, en considérant un décalage mécanique de  $\Delta\theta_m$  dans la position relative entre la bobine2 et un pôle rotorique par rapport à la bobine1, la chute dans l'effet de saillance due à ce décalage peut être déduite, en supposant une connexion en série entre les deux bobines et négligeant le flux mutuel :

$$\Delta L_p(\theta_e) = \Delta L_p \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) + \Delta L_p \cdot \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot \Delta\theta_m)$$

$$\delta_{saillance} = \frac{2 \cdot \Delta L_p - |\Delta L_p(\theta_e)|}{2 \cdot \Delta L_p} = \frac{2 - |\cos(2 \cdot \theta_e) + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot \Delta\theta_m)|}{2} > 0$$

$\theta_e$  : l'angle électrique du rotor ;  $|\Delta L_p(\theta_e)|$  : l'amplitude maximale de variation de l'inductance propre équivalente des bobines 1 et 2 due à l'effet de saillance ;  $\Delta L_p$  : l'amplitude maximale de variation de l'inductance propre d'une bobine ;  $\delta_{saillance}$  : la chute dans l'effet de saillance suite au décalage entre les deux bobines.

L'équation précédente peut être généralisée pour une phase qui contient  $n$  bobines en considérant pour chacune un décalage  $(\Delta\theta_m)_i$  :

$$\delta_{saillance} = \frac{n - |\cos(2 \cdot \theta_e) + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot (\Delta\theta_m)_2) + \dots + \cos(2 \cdot \theta_e - 2 \cdot p \cdot (\Delta\theta_m)_n)|}{n} > 0 \quad (3-5)$$

Dans les machines bobinées classiquement à pas entier, l'effet précédent peut être évité en prenant des bobines croisées concentrées ( $q=1$ ). Alors que, en cas du bobinage concentré non-croisé à pas fractionnaire ( $q < 1$ ), seules quelques familles de combinaisons (Encoches/Pôles) sont à l'abri de cet effet. Plus précisément, si le nombre de bobines par phase est égal à la périodicité spatiale  $t_{2p} = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p)$  de la combinaison, toutes les bobines voient le même motif du rotor ce qui élimine le phénomène décrit ci-dessus. Cette condition nécessaire pour éviter une chute dans le couple de réluctance peut être écrite autrement. Il faut selon le type de bobinage vérifie l'une des deux conditions suivantes :

$$\left( \begin{array}{l} \text{En cas de bobinage à double couche :} \\ \text{En cas de bobinage à simple couche :} \end{array} \quad \begin{array}{l} 2 \cdot q \cdot p = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) \\ q \cdot p = \text{gcd}(Q_s, 2 \cdot p) \end{array} \right) : q \cdot p = \frac{Q_s}{2 \cdot m} \quad (3-6)$$

### 3.2.1.2 Effet de réluctance magnétique dans l'axe d

Afin de pouvoir défluxer une machine à aimants permanents sans devoir injecter trop de courant  $i_d$  dans l'axe d., une inductance de valeur élevée dans l'axe d,  $L_d$ , est intéressante. La dépendance de cette inductance par rapport aux paramètres s'opère de par la géométrie du rotor et plus précisément par la géométrie et le positionnement des aimants puisque la perméabilité magnétique des tôles est bien plus grande que celle des aimants. Dans ce paragraphe on s'intéressera à la réluctance magnétique dans l'axe d qui est le moyen d'action rotorique sur la valeur de l'inductance dans l'axe d.

On a donc vu qu'une inductance  $L_d$  grande était intéressante pour faciliter le défluxage, Ceci étant, si l'inductance est trop grande les risques de démagnétisation liés à des courants importants au stator augmentent. Il faudra donc trouver une limite acceptable.

Enfin cette inductance  $L_d$  intervient également dans le calcul de la plage de vitesse où l'on peut travailler à puissance constante. Elle est donc contrainte par la valeur désirée pour cette plage de vitesse.

Dans la suite nous allons donc établir deux formules importantes. L'une (3-9) induite par la nécessité de pouvoir travailler à puissance constante dans une plage de vitesse, l'autre (3-12) liée à une mesure de sécurité vis-à-vis d'un risque de démagnétisation.

De la Figure 3-3 on peut facilement déduire la condition nécessaire pour obtenir une plage infinie de fonctionnement ( $(\omega_m)_{lim} = \infty$ ) pour toutes les machines fictives. Si le centre de l'ellipse de tension est sur ou à l'intérieur du cercle de courant maximal, la limite de vitesse monte jusqu'à l'infini en

gardant la puissance mécanique constante avec la vitesse croissante. Donc, la contrainte imposée sur l'inductance de l'axe  $d$  dans la machine fictive fondamentale et secondaire-1 :

$$L_{d1} \geq \frac{\Phi_1}{I_1} \quad , \quad L_{d2} \geq \frac{\Phi_3}{I_3} \quad (3-7)$$

Dans la suite, en utilisant l'équation (1-25) on prouve que la contrainte précédente est liée à la structure de la machine (réductance + encoches) et à la densité volumique de pertes Joule dans les encoches. En effet,

$$L_{d1,2} = N_{bobine}^2 \cdot (L_{d1,2})_{spire} \quad , \quad et \quad \frac{\Phi_{1,3}}{I_{1,3}} = \frac{N_{bobine} \cdot (\Phi_{1,3})_{spire}}{C_{parl} \cdot \frac{J_{1,3} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche}}{N_{bobine} \cdot N_{couches}}} \Rightarrow$$

$$(L_{d1,2})_{spire} \geq \frac{N_{couches} \cdot (\Phi_{1,3})_{spire}}{C_{parl} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot J_{1,3}} \quad (3-8)$$

$(L_{d1,2}, \Phi_{1,3})_{spire}$  : pour une spire (l'inductance de l'axe  $d_{1,2}$ , l'amplitude maximale du 1<sup>ier</sup>, 3<sup>ème</sup> harmonique de flux d'aimants) ;  $N_{bobine}$  : le nombre de spires par bobine ;  $C_{parl}$  : le nombre de circuits connectés en parallèle dans une phase ;  $J_{1,3}$  : l'amplitude maximale du 1<sup>ier</sup>, 3<sup>ème</sup> harmonique de densité surfacique de courant ;  $N_{couches} = 1, 2$  : le nombre de couches électriques (simple ou double).

En supposant qu'uniquement la machine fictive fondamentale soit alimentée on trouve à l'aide de l'équation (5-23) dans l'Annexe 5.7.2 :

$$(L_{d1})_{spire} \geq \frac{N_{couches} \cdot (\Phi_1)_{spire} \cdot \sqrt{\rho_{cu}}}{C_{parl} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot \sqrt{(P_{joule})_{vol}}} \quad (3-9)$$

Sachant que l'inductance est inversement proportionnelle à la réductance magnétique, on peut, pour une configuration géométrique donnée, en déduire une épaisseur maximale d'aimants à ne pas dépasser. Ceci étant, c'est aussi, à configuration géométrique donnée, l'épaisseur des aimants qui permet d'atteindre le flux d'aimant désiré  $\Phi_1$ . Plus la réductance du circuit magnétique dans l'axe  $d$  sera faible et plus il sera facile de vérifier la formule (3-9). Cette réductance dépend essentiellement de l'épaisseur d'aimant. Or la partie droite dépend également des aimants par le flux  $\Phi_1$ . Etant donné les contraintes très fortes du cahier des charges en termes de plage de vitesse, il est favorable de choisir la configuration à aimants radiaux qui permet de maximiser l'effet de concentration de flux. En effet, grâce à cette configuration, on aura le flux  $\Phi_1$  maximum avec une épaisseur faible d'aimant ( $a$ ) (voir la Figure 3-4 et l'Annexe 5.6.2). Encore faut-il qu'avec cette faible valeur il soit encore possible de travailler sans risque de démagnétisation. On calcule donc ci-dessous la valeur  $(a)_{min}$  nécessaire pour prévenir d'une démagnétisation.

La Figure 2-6 montre comment le point de fonctionnement dans un aimant est décidé par l'intersection entre ses caractéristiques et la droite de charge magnétique. L'expression analytique de cette droite en cas de défluxage extrême peut être déduite:

$$2 \cdot e \cdot H_e + a \cdot H_a = -N_{bobine} \cdot (I_{bobine})_{max} \quad et \quad B_e \cdot S_e = B_a \cdot S_a \quad \Rightarrow$$

$$B_a = -\left(\frac{a \cdot \mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a}\right) \cdot H_a - \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot N_{bobine} \cdot (I_{bobine})_{\max} \quad (3-10)$$

$(I_{bobine})_{\max}$  : la valeur maximale de courant par bobine.

La démagnétisation se produit dans l'aimant lorsque la droite de charge représentée par l'équation précédente arrive au point  $(H_a, B_a) = (-H_c, 0)$  sur la courbe caractéristique de l'aimant. Donc l'épaisseur minimale autorisée d'aimant  $(a)_{\min}$  afin d'éviter la démagnétisation est :

$$(a)_{\min} = \frac{N_{bobine} \cdot (I_{ph})_{\max}}{C_{part} \cdot H_c} \quad (3-11)$$

$(I_{ph})_{\max}$  : la valeur maximale de courant par phase,  $H_c$  : intensité du champ de coercivité d'aimants.

Cependant, la valeur de  $H_c$  dans l'équation (3-11) baisse avec l'augmentation de la température. De plus, lorsque la température monte, la pente de la courbe de caractéristiques d'aimants devient plus grande lorsque  $(B_a, H_a) = (B_{critique}, H_{critique})$ . Au-delà de ce point, le risque de démagnétisation irréversible augmente en cas de variation de courant (voir la Figure 5-10 dans l'Annexe 5.6.3.2). Ainsi, l'épaisseur minimale d'aimant  $(a)_{\min}$  devrait être choisie pour le point  $(B_{critique}, H_{critique})_{\min}$  qui correspond à la température maximale atteinte dans les aimants.

$$(a)_{\min} = \frac{(B_{critique})_{\min} + \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot N_{bobine} \cdot (I_{ph})_{\max}}{C_{part} \cdot \frac{\mu_0}{2 \cdot e} \cdot \frac{S_e}{S_a} \cdot (H_{critique})_{\min}} \quad (3-12)$$

### 3.2.2 Tenue en court-circuit

Dans ce paragraphe on prouve que, la problématique de la tenue en court-circuit est la même que celle d'avoir une plage large de fonctionnement à puissance constante. En cas du court-circuit on peut écrire :

$$v_{d1} = v_{q1} = 0 \quad \Rightarrow$$

$$R_s \cdot i_{d1} - p \cdot \omega_m \cdot L_{q1} \cdot i_{q1} = 0 \quad \text{et} \quad R_s \cdot i_{q1} + p \cdot \omega_m \cdot (\Phi_1 + L_{d1} \cdot i_{d1}) = 0 \quad \Rightarrow$$

$$i_{d1} = -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \cdot \frac{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1}}{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1} - R_s^2} \quad (3-13)$$

$$i_{q1} = -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \cdot \frac{p \cdot \omega_m \cdot L_{d1} \cdot R_s}{p^2 \cdot \omega_m^2 \cdot L_{d1} \cdot L_{q1} - R_s^2} \quad (3-14)$$

$$\left. \begin{array}{l} i_{d1} \xrightarrow{\omega_m \rightarrow \infty} -\frac{\Phi_1}{L_{d1}} \\ i_{q1} \xrightarrow{\omega_m \rightarrow \infty} 0 \end{array} \right\} \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} (I_{court-circuit}) = \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} |i_{d1}| = \frac{\Phi_1}{L_{d1}} \quad (3-15)$$

Les relations (3-15) montrent clairement qu'à grande vitesse, l'amplitude maximale de courant de court-circuit  $(I_{court-circuit})$  est égale à l'amplitude maximale exigée pour faire travailler la machine à puissance constante (voir l'équation (3-7)). Autrement dit, si la machine peut tenir les conséquences du court-circuit en haute vitesse (pertes et risque de démagnétisation), elle aura une plage infinie

d'opération. De plus, la réluctance faible sur l'axe  $dI$  influence positivement la tenue en court-circuit, car elle réduit le courant et par conséquent les pertes associées.

Enfin, dans le cas du court-circuit et contrairement au fonctionnement en grande vitesse l'effet des autres machines fictives (non-fondamentales) est inévitable. En effet, le courant n'est plus contrôlé par l'onduleur mais il représente la somme vectorielle des courants de court-circuit de toutes les machines fictives. Donc, l'équation (3-15) peut être généralisée comme suite :

$$\text{Dans le cas d'une machine 5-phases : } \lim_{\omega_m \rightarrow \infty} (I_{\text{court-circuit}}) = |i_{dM1} + i_{dM2}| = \sqrt{\left(\frac{\Phi_1}{L_{d1}}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_3}{L_{d2}}\right)^2} \quad (3-16)$$

Donc, si les machines fictives secondaires présentent des flux non nuls en modifiant la structure de rotor comme dans le paragraphe 3.3.2, la machine doit tenir l'amplitude maximale de courant donnée par l'équation précédente. Cependant, ce n'est pas uniquement l'amplitude qui compte car le contenu harmonique du courant influence largement les pertes comme le montre le paragraphe 3.2.3.3.

### 3.2.3 Pertes dans les aimants du rotor

La topologie rotorique joue un rôle principal en déterminant les pertes par courants induits dans les aimants du rotor. Ce rôle peut être simplement de protéger les aimants contre les harmoniques nocifs du champ statorique, ou de conférer aux machines fictives secondaires (non-fondamentales) un rapport Nm/A significatif par une structure spéciale de rotor.

#### 3.2.3.1 Protection des aimants contre certains harmoniques nocifs de FMM

Comme on a vu dans le chapitre 2, la FMM dans les machines bobinées à pas fractionnaire est riche en harmoniques parasites qui sont responsables de pertes élevées dans les aimants rotoriques. L'enterrement d'aimants dans le rotor permet de les protéger contre certains de ces harmoniques nocifs. Le principe est de créer des passages dans le rotor avec une réluctance magnétique faible. Cela oblige le flux des harmoniques parasites à circuler dans le rotor au lieu de traverser les aimants.

Par conséquent, l'efficacité de cet effet varie selon la configuration d'aimants dans le rotor. La Figure 3-7 montre comment en cas de configurations rotoriques avec des aimants enterrés radialement ou en V, les aimants sont bien protégés contre les harmoniques de FMM dont la longueur d'onde dans l'entrefer est proche ou inférieure au pas polaire rotorique. Par contre, dans le cas d'aimants enterrés tangentiuellement le passage rotorique étroit en face de chaque pôle réduit largement la protection d'aimants.

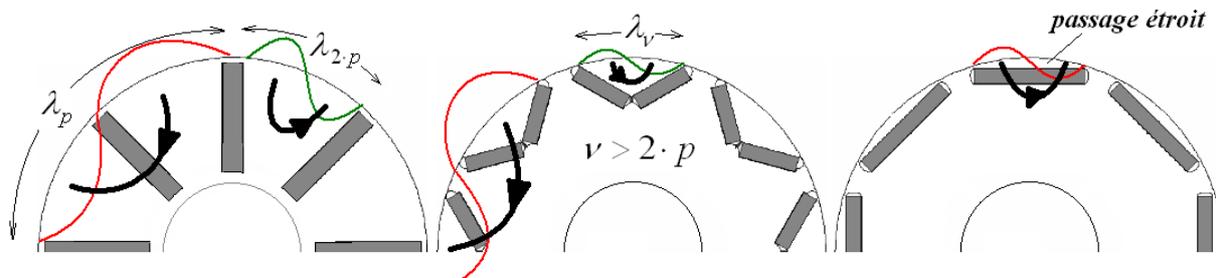


Figure 3-7 le rôle de la configuration rotorique dans la protection d'aimants contre les harmoniques nocifs de FMM

Plus précisément, les aimants enterrés radialement sont à l'abri des harmoniques dont la fréquence spatiale  $\nu$  dans l'entrefer est :  $\nu \approx 2 \cdot p$  ou  $\nu > 2 \cdot p$ . Par contre, si  $\nu \approx 2 \cdot p$  ce n'est pas le cas des aimants enterrés en V du fait de leur pôle rotorique réduit. En effet, cette configuration protège les aimants uniquement contre les harmoniques dont la fréquence spatiale est bien supérieure à  $2 \cdot p$ .

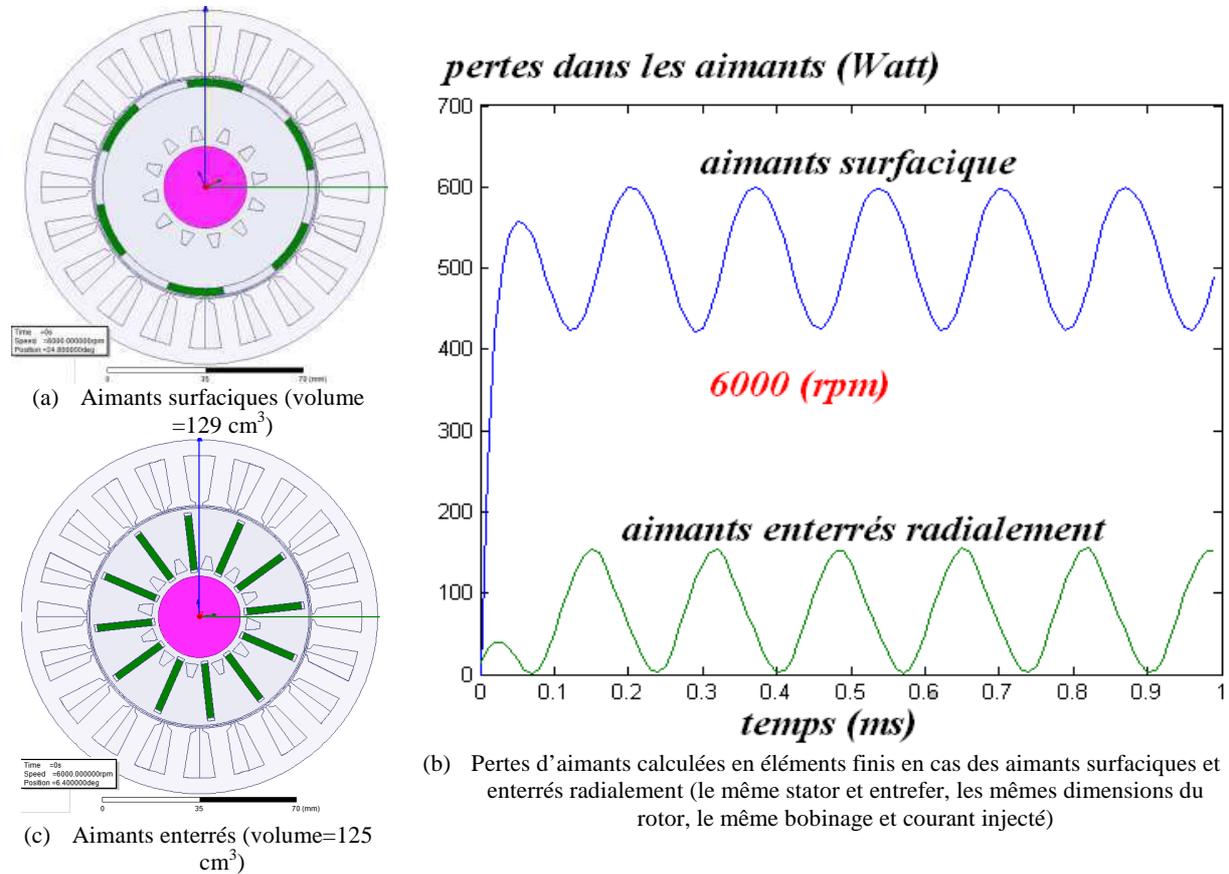


Figure 3-8 Validation en éléments finis de la protection d'aimants offerte par la topologie d'enterrement radial dans la combinaison 5-phases 20/12

Tableau 3-2 examen de l'efficacité de protection offerte par des configurations rotoriques pour les aimants avec certaines combinaisons Encoches/Pôles

20 encoches et 5 phases				
nombre d'encoches par pôle et par phase (q)	fréquence spatiale de l'harmonique nocif de FMM ( $\nu$ )	nombre de pôles (2p)	protection d'aimants enterrés radialement	protection d'aimants enterrés en V
2/7	13	14	$\nu \approx 2 \cdot p$ 😊	$\nu \approx 2 \cdot p$ 😞
2/9	11	18	$\nu < 2 \cdot p$ 😞😞	$\nu < 2 \cdot p$ 😞😞
1/2	16	8	$\nu = 4 \cdot p$ 😊😊	$\nu = 4 \cdot p$ 😊😊
1/3	14	12	$\nu > 2 \cdot p$ 😊😊	$\nu > 2 \cdot p$ 😊
1/4	12	16	$\nu < 2 \cdot p$ 😞	$\nu < 2 \cdot p$ 😞

Le Tableau 3-2 fournit le niveau de protection que les configurations à aimants enterrés radialement et en V peuvent assurer aux aimants contre les harmoniques parasites de FMM. Les cinq combinaisons Encoches/Pôles examinées dans le Tableau 3-2 ont déjà été sélectionnées dans le paragraphe 3.1 pour une utilisation dans le domaine automobile. L'harmonique nocif de FMM qui

gène la majorité de pertes d'aimants selon le paragraphe 2.2.5 est considéré pour chaque combinaison. A l'examen du Tableau 3-2, il apparaît que la structure rotorique à aimants enterrés radialement est propice pour une utilisation avec la combinaison 20/14 ( $q=2/7$ ), qui bénéficie d'une telle configuration afin de mieux protéger ses aimants.

Une validation par les éléments finis pour le rôle de la topologie rotorique dans la protection des aimants est effectuée. La Figure 3-8 (a) et (c) illustre les deux modèles construits pour la combinaison 20/12 avec des aimants surfaciques et enterrés radialement. Les pertes dynamiques dans les aimants, tracées dans la Figure 3-8 (b), montrent un grand écart entre les deux structures pour presque le même volume d'aimants. Cela confirme l'intérêt d'utiliser la topologie d'enterrement radial avec la combinaison 20/12, afin de mieux protéger ses aimants d'harmoniques nuisibles de FMM.

### 3.2.3.2 Sensibilité des pertes à la segmentation des aimants

#### A. Segmentation axiale

La segmentation d'aimants est une solution classique pour diminuer les pertes volumiques par courants induits [87]. La segmentation dans le sens perpendiculaire aux lignes de flux (segmentation axiale dans les machines à flux radial) est la plus connue dans les machines à aimants [88].

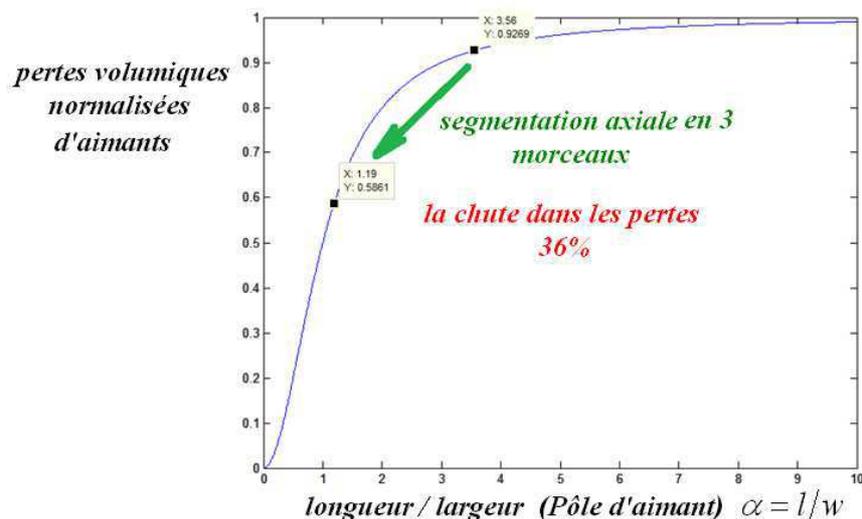


Figure 3-9 Impact de la segmentation axiale sur les pertes volumiques d'aimants

Néanmoins, ce type de segmentation est peu efficace tant que la longueur d'un pôle d'aimant ( $l$ ) est grande par rapport à sa largeur ( $w$ ), ce qui est généralement le cas dans la plupart des machines électriques. Ce fait peut être prouvé par le modèle analytique de pertes volumiques dans les aimants développé dans le paragraphe 2.2.5. Dans ce modèle, l'influence de la longueur d'un pôle d'aimant apparaît dans le facteur  $\frac{\alpha^2}{\alpha^2 + 1}$ :  $\alpha = l/w$ . En supposant que  $l$ , avec  $l = \text{Longueur de la machine} / \text{Nombre de segments}$ , est le seul paramètre qui varie grâce à la segmentation, la Figure 3-9 illustre les pertes volumiques normalisées selon le ratio  $\alpha$ . Dans cette figure on peut clairement voir qu'il faut que le ratio  $\alpha$  descende à trois pour que l'effet de la segmentation devienne perceptible. Au dessus de cette valeur, ce sont plutôt des considérations de fabrication qui peuvent justifier la segmentation axiale. L'exemple présenté dans la Figure 3-9 concerne le prototype 5-phases 20/14, qui est fabriqué pour valider une des structures sélectionnées (pour MHYGALE) dans cette thèse (voir le

chapitre 4). Avec un ratio initial ( $\alpha = 3.56$ ), en supposant un seul segment, la chute dans les pertes d'aimants est de 36% suite à une segmentation axiale de chaque pôle en 3 morceaux égaux.

**B. Segmentation dans le plan flux**

La segmentation d'aimants dans le plan de flux peut également réduire les pertes volumiques générées. En utilisant le modèle analytique déduit dans le paragraphe 2.2.5, et supposant que la largeur d'un pôle d'aimant ( $w$ ) est le seul paramètre qui varie (grâce à la segmentation dans le plan de flux), la Figure 3-10 (a) trace les pertes normalisées résultantes de l'harmonique nocif  $\nu$  de FMM selon le ratio  $w/\lambda_\nu$ . Où  $\lambda_\nu$  est la longueur d'onde de l'harmonique  $\nu$  vue par un pôle d'aimant. Les deux exemples de segmentation présentés dans la Figure 3-10 (a) montrent clairement que la segmentation dans le plan de flux est efficace lorsque  $w/\lambda_\nu < 1$ . Si l'aimant voit plus qu'une longueur d'onde entière de l'harmonique nocif, une segmentation plus dense sera nécessaire afin de baisser les pertes. Cela est le cas si  $\nu > 2 \cdot p$  et les aimants sont surfaciques, enterrés tangentiellement, ou en V dans le rotor. La raison est que, dans ces configurations un pôle d'aimant voit un secteur d'entrefer qui est égale ou proche de  $\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p}$ . Donc :

$$\text{Si } \nu > 2 \cdot p \Rightarrow \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p} > \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{\nu} \Leftrightarrow w/\lambda_\nu > 1$$

En revanche, comme illustre la Figure 3-4, un pôle d'aimant enterré radialement voit un secteur d'entrefer qui est égale à  $(\frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{4 \cdot p})$ . Par conséquent, dans une configuration d'aimants enterrés radialement on peut obtenir  $w/\lambda_\nu < 1$  même avec  $\nu > 2 \cdot p$ . Ce qui permet la segmentation radiale d'aimants de réduire considérablement les pertes volumiques liées à l'harmonique  $\nu$ .

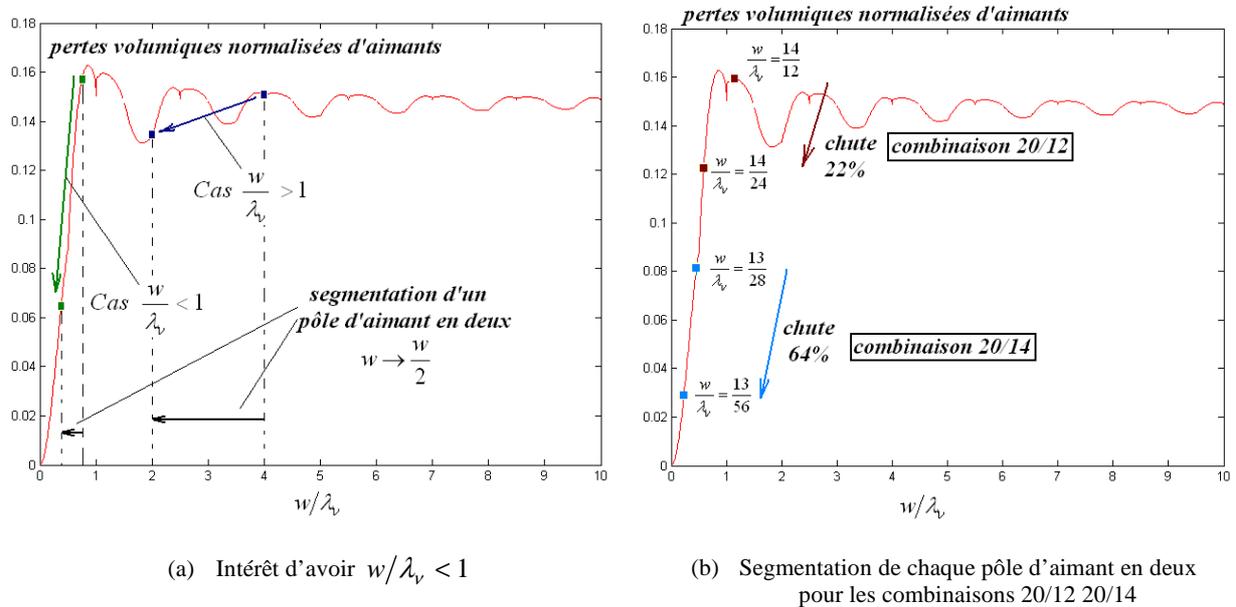


Figure 3-10 Impact de la segmentation dans le plan de flux sur les pertes volumiques d'aimants

Afin de valider l'impact de la configuration rotorique sur la sensibilité des pertes à la segmentation d'aimants dans le plan de flux, deux modèles en éléments finis sont construits. Le premier modèle est avec aimants surfaciques et correspond à la combinaison 5-phases 20/12 présentée

dans le paragraphe 3.1. Tandis que, le deuxième est avec aimants enterrés radialement et correspond au prototype réalisé et développé au chapitre 4 (5 phases 20/14). La combinaison 20/12 est choisie parce qu'elle réalise  $\nu > 2 \cdot p$  (voir le Tableau 3-2). Donc, selon l'étude ci-dessus, les pertes d'aimants doivent montrer une sensibilité faible à la segmentation circonférentielle. La Figure 3-11 affiche les deux modèles avec les pertes d'aimants calculées en éléments finis, avant et après une segmentation dans le plan de flux en deux morceaux égaux. Le résultat montre comment la sensibilité de pertes à la segmentation radiale est largement plus importante que pour celui avec aimants surfaciques.

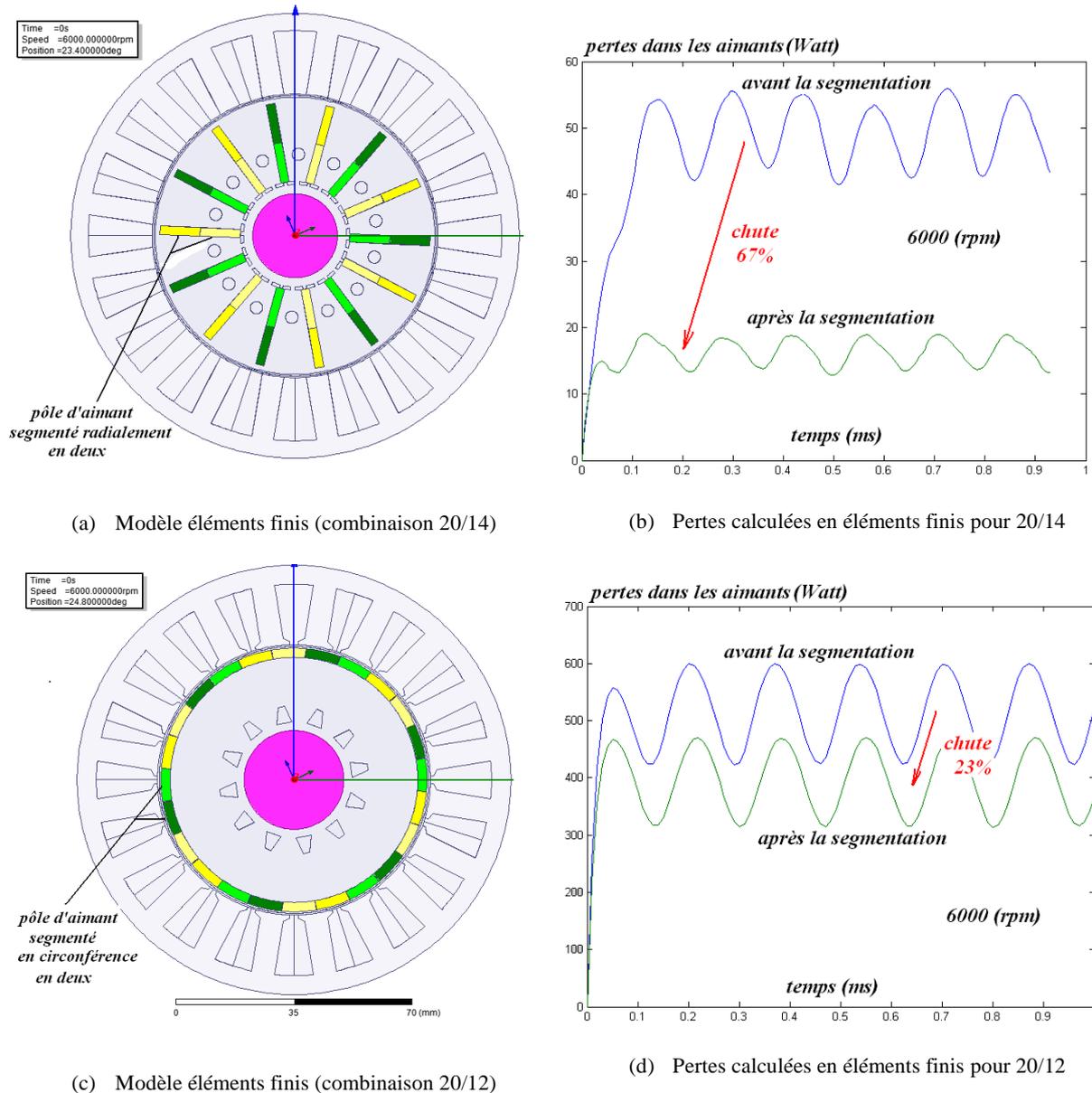


Figure 3-11 Validation en éléments finis pour la sensibilité de pertes d'aimants à la segmentation radiale et circonférentielle dans les combinaisons 5-phases 20/14 et 20/12

Les chutes dans les pertes trouvées en éléments finis (voir la Figure 3-11), peuvent être calculées analytiquement à l'aide de la courbe dans la Figure 3-10 (b). En utilisant le Tableau 3-2, le fait d'avoir des aimants enterrés radialement dans la combinaison 20/14 et surfaciques dans la 20/12 permet d'écrire :

$$\left(\frac{w}{\lambda_v}\right)_{20/14} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{4 \cdot p} = \frac{v}{4 \cdot p} = \frac{13}{28} \quad \text{et} \quad \left(\frac{w}{\lambda_v}\right)_{20/12} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_{rotor}}{2 \cdot p} = \frac{v}{2 \cdot p} = \frac{14}{12}$$

Ensuite, les chutes dans les pertes grâce à la segmentation sont déduites dans la Figure 3-10 (b) et les résultats correspondent bien à ceux calculés en éléments finis (voir la Figure 3-11 (b) et (d)).

Enfin, l'efficacité significative de la segmentation radiale (même en deux morceaux seulement), en comparant avec celle axiale dans la Figure 3-9, favorise l'adoption d'une telle segmentation pour le prototype 20/14 illustré dans le chapitre 4. Cependant, afin de baisser encore les pertes dans les aimants, une segmentation en trois morceaux égaux est appliquée dans ce prototype.

### 3.2.3.3 Sensibilité des pertes à l'exploitation de la deuxième machine fictive

#### A. Structure classique du rotor

Pour un rotor classique, malgré un faible renforcement du couple global en exploitant d'autres machines fictives non-fondamentales (voir le paragraphe 2.1.2), certains avantages peuvent être acquis grâce à l'injection des harmoniques de courant qui correspondent à ces machines (voir le paragraphe 1.2.1). Un de ces avantages est de baisser les pertes générées dans les aimants à grande vitesse en défluxant la machine fictive secondaire-1. La fréquence de flux lié à cette machine est égale à trois fois la fréquence fondamentale. Par conséquent, même avec un rotor classique (avec donc une machine secondaire dont la force électromotrice est de faible amplitude), des pertes considérables seront produites dans les aimants à cause de l'effet des dents, si le flux de cette machine continue à circuler dans le stator aux hautes vitesses. Ainsi, la solution est de défluxer la machine fictive secondaire-1 en injectant le 3<sup>ème</sup> harmonique de courant avec l'angle électrique convenable (proche de l'axe  $d2$ ). En outre, suite à la faiblesse de la machine secondaire, un 3<sup>ème</sup> harmonique relativement faible par rapport au fondamental est suffisant pour ce défluxage. Ce fait est validé à l'aide d'un calcul en éléments finis pour le prototype 5-phases 20/14 et les résultats sont affichés dans le Tableau 3-3.

Tableau 3-3 validation par éléments finis de l'influence du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant sur les pertes d'aimants dans le prototype 5-phases 20/14

<i>Vitesse=16000 (rpm) <math>\Phi_1/L_{d1} = 143</math> (A) et <math>\Phi_3/L_{d2} = 13</math> (A)</i>						
<i><math>I_1</math>(A) harmonique1 de courant</i>	<i><math>I_3</math>(A) harmonique3 de courant</i>	<i><math>\varphi</math> angle électrique par rapport à l'axe <math>q1</math></i>	<i><math>\varphi</math> angle électrique par rapport à l'axe <math>q2</math></i>	<i>Pertes moyennes d'aimants (Watt)</i>	<i>Pertes Joule (Watt)</i>	<i>Couple moyen (N.m)</i>
129	0	79°	0	195	379	5.90
129	13.5	79°	71°	119	383	5.95
129	13.5	79°	(71°-90°)=-19°	233	383	6.22

Dans le tableau précédent, on voit comment un 3<sup>ème</sup> harmonique de courant qui fait seulement 10% du fondamental (donc peu de pertes Joule ajoutées) aide remarquablement à faire baisser les pertes d'aimants. La valeur de cette harmonique est choisie selon la relation (3-7). Evidemment, le but ici n'est plus d'obtenir une plage large de fonctionnement pour la machine fictive secondaire, mais de supprimer à grande vitesse son flux d'aimants associé. De plus, le troisième point de fonctionnement dans le Tableau 3-3 prouve que, la chute dans les pertes est grâce au défluxage effectué pour la machine fictive secondaire. Parce que, l'injection du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant loin de l'axe  $d2$

produit plus de pertes dans les aimants. Ce fait est lié au retour des pertes par l'effet des dents, sans oublier les pertes imposées par la FMM associée au 3<sup>ème</sup> harmonique de courant (voir le paragraphe B suivant). La Figure 3-12 (a) trace les pertes dynamiques dans les aimants calculées en éléments finis. Les couples dynamiques calculés et illustrées dans la Figure 3-12, montrent la participation mineure de la machine fictive secondaire dans le couple final fourni.

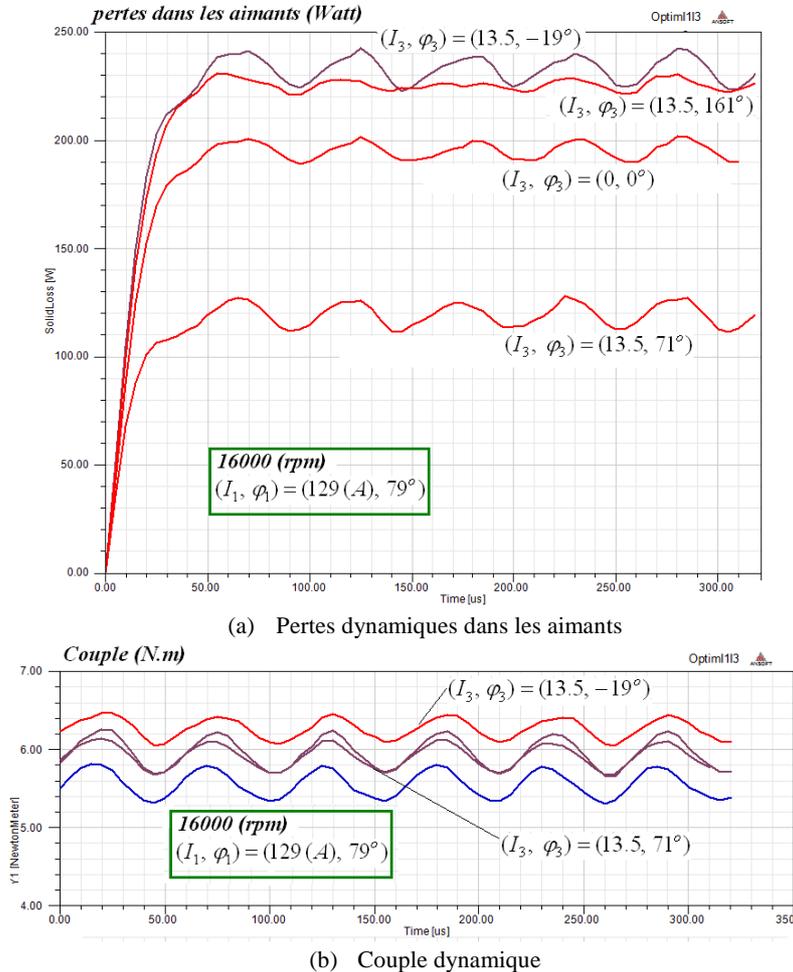


Figure 3-12 Validation en éléments finis pour l'impact du défluxage de la machine fictive secondaire-1 sur les pertes dans les aimants (combinaison 5-phases 20/14)

## B. Structure spéciale du rotor

Si la structure du rotor est modifiée afin de renforcer une des machines fictives secondaires (comme dans le paragraphe 3.3.2), des harmoniques non-fondamentaux avec des amplitudes importantes seront injectés pour exploiter la machine renforcée. Cela ajoute des harmoniques parasites au spectre spatial de FMM, ayant un impact négatif sur les pertes dans le rotor.

Le paragraphe 2.2.2 montre que, chaque harmonique du courant est responsable de l'émergence d'une famille d'harmoniques spatiaux de FMM. La combinaison 5-phases 20/8 peut être un bon exemple pour examiner cet effet, car la valeur élevée du facteur de bobinage due au 3<sup>ème</sup> harmonique permet d'exploiter la machine fictive secondaire-1 (voir le paragraphe 3.3.2). La Figure 3-13 utilise l'équation (2-24) pour détecter les harmoniques spatiaux de FMM qui apparaissent dus à l'injection du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant. Le résultat prouve clairement l'influence négative de l'exploitation de la

machine fictive secondaire-1. En effet, des harmoniques proches du fondamental (8 et 12) qui produisent plus de pertes dans les aimants selon la Figure 2-12 sont créés.

En outre, ces harmoniques progressent dans l'entrefer avec une vitesse angulaire élevée par rapport aux harmoniques liés au courant fondamental :

$$((\omega_v)_{ef})_{3^{eme}} = 3 \cdot p \cdot f_{rotor} \cdot \frac{2\pi}{\nu}, \text{ avec :}$$

$((\omega_v)_{ef})_{3^{eme}}$  : la vitesse angulaire de propagation dans l'entrefer du champ magnétique résultant de l'harmonique  $\nu$  de FMM suite à l'interaction entre le 3<sup>ème</sup> harmonique de courant et la fonction de bobinage.

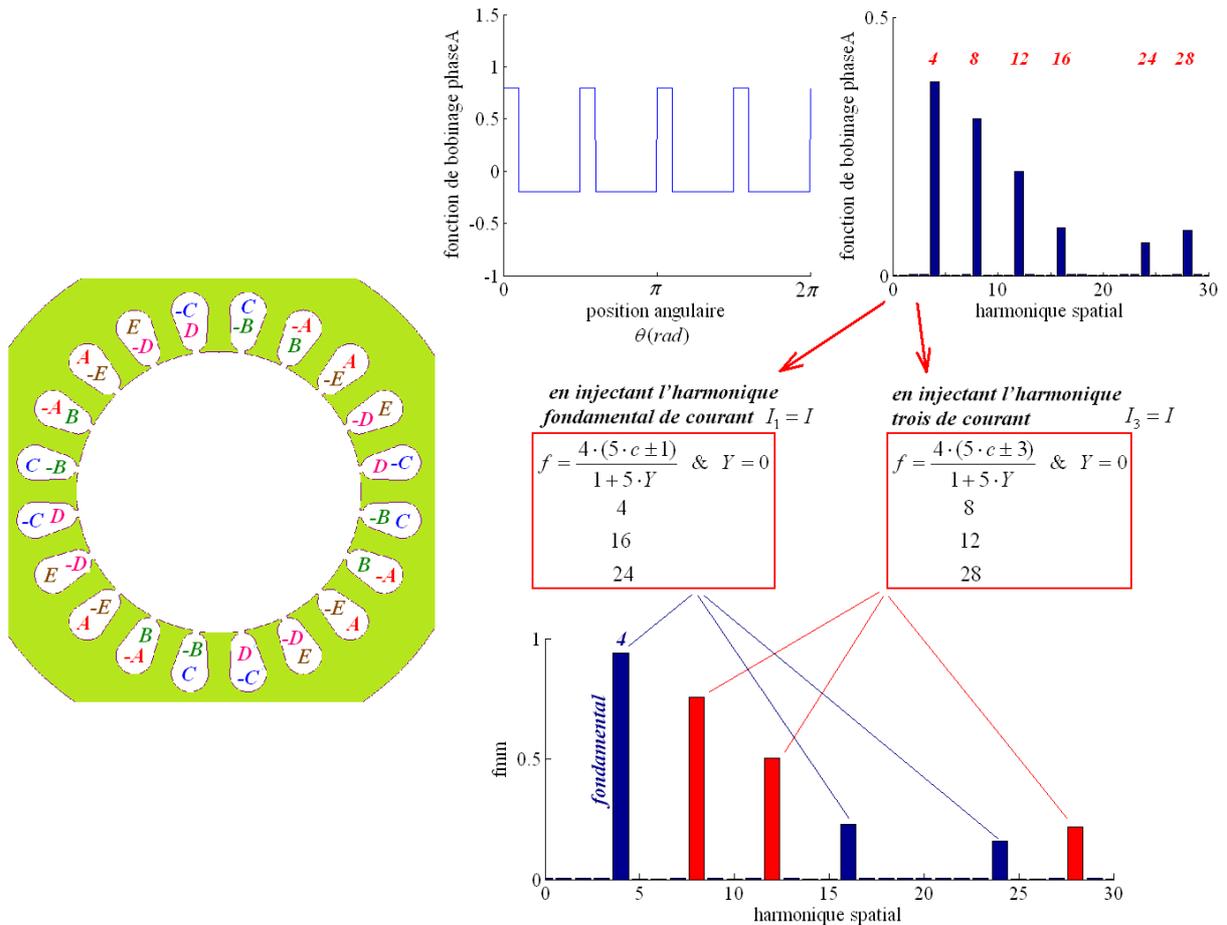


Figure 3-13 Impact nocif de l'injection du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant sur le spectre spatial de FMM dans la combinaison 5-phases 20/8

Par conséquent, en suivant les mêmes étapes qui mènent à l'équation (2-26) on trouve :

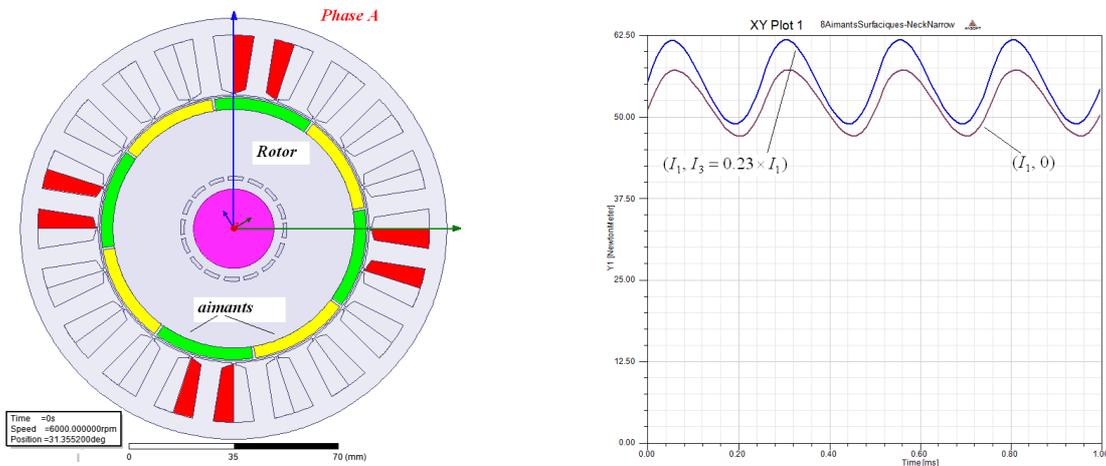
$$(\omega_v)_{3^{eme}} = 2 \cdot \pi \cdot (f_{BV})_{3^{eme}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{rotor} \cdot p \cdot \left| \frac{\nu}{p} - 3 \times \text{sgn} \right| \quad (3-17)$$

$(f_{BV})_{3^{eme}}$ ,  $(\omega_v)_{3^{eme}}$  : la fréquence et pulsation du champ magnétique en un point du rotor résultant de l'harmonique  $\nu$  de FMM.

Grâce à l'équation (3-17) avec le modèle analytique de pertes dans les aimants développé dans le chapitre 2 (équation (2-36)), le taux d'augmentation de pertes suite à l'injection du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant peut être calculé. Pour faciliter le calcul des harmoniques de FMM appliqués sur les aimants, on suppose que, la combinaison 20/8 est fournie avec un rotor classique à aimants surfaciques. En injectant le 3<sup>ème</sup> harmonique de courant selon le ratio  $I_3/I_1 = 23\%$ , on trouve :

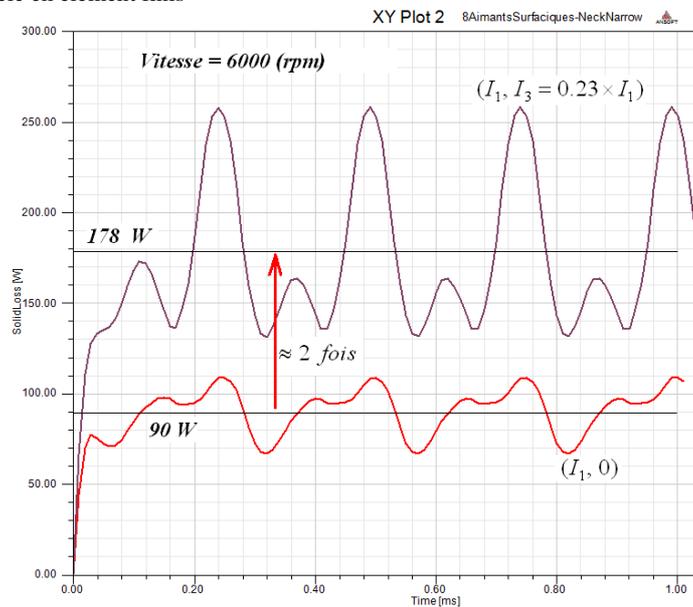
$$\frac{\text{Pertes aimants avec } (I_1, I_3 = 0.23 \times I_1)}{\text{Pertes aimants avec } (I_1, 0)} = \frac{\sum_{v \in (FMM)_{\text{fondamental}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v))_v + \sum_{v \in (FMM)_{3^{\text{ème}}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v)_{3^{\text{ème}}})_v}{\sum_{v \in (FMM)_{\text{fondamental}}} (P_{\text{vol}}(\omega_v))_v} = 2.4$$

$((FMM)_{\text{fondamental}} \text{ et } (FMM)_{3^{\text{ème}}})$ : les spectres spatiaux de FMM dans l'entrefer produits par l'harmonique fondamental et le 3<sup>ème</sup> harmonique de courant.



(a) modèle en éléments finis

(b) couple produit avec et sans  $I_3$



(c) pertes dans les aimants avec et sans  $I_3$

Figure 3-14 Calcul en éléments finis pour la combinaison 5-phases 20/8 fournie avec un rotor à aimants surfaciques

Le résultat analytique précédent est validé à l'aide d'un modèle construit en éléments finis pour la combinaison 20/8 (voir la Figure 3-14 (a)). Le taux d'augmentation de pertes d'aimants qui est calculé

en éléments finis et illustré dans la Figure 3-14 (c), confirme le risque lié à l'injection du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant. Si on utilise une injection d'harmonique de rang trois de courant il faut tenir compte de cet inconvénient. Pour une machine à rotor classique, le gain en couple étant faible (voir la Figure 3-14 (b)), l'injection d'harmonique de rang 3 de courant ne peut se justifier que par d'autres considérations comme par exemple l'optimisation de l'utilisation du bus de tension [25]. Par contre, pour une machine à rotor spécial permettant un gain en couple appréciable, cet inconvénient impliquera un fonctionnement limité dans le temps du fait de contraintes thermiques, comme on va le remarquer dans le paragraphe 3.3.3 (Figure 3-26).

### 3.3 Eléments sur le contenu harmonique du champ magnétique fourni par un rotor à aimants enterrés radialement

Les structures polyphasées (>3) offrent la possibilité d'interaction efficace entre le contenu harmonique de la force électromotrice et d'autres harmoniques non-fondamentaux de courant. Cela est exprimé dans le paragraphe 2.1.1 par l'existence de plusieurs machines fictives, où chacune fonctionne par l'un des harmoniques de courant. Dans ce paragraphe l'influence de la topologie rotorique sur la capacité de ces machines fictives sera étudiée. En outre, une topologie du rotor qui offre un contenu bi-harmonique du champ magnétique pour renforcer l'une des machines secondaires est examinée. Finalement, la performance globale est vérifiée suite à l'exploitation de la machine secondaire renforcée. Cette performance comprend deux niveaux principaux :

- Basses vitesses, où la capacité de la machine à fournir un rapport  $Couple / (Pertes \text{ joule})$  élevé est le critère le plus important à examiner.
- Hautes vitesses, où l'aptitude de la machine pour fonctionner en puissance constante avec les moindres pertes possibles doit être vérifiée.

Parmi les combinaisons 5-phases sélectionnées dans le paragraphe 3.1 (qui résume le chapitre 2), les combinaisons 20/14 et 20/8 montrent des qualités particulières concernant le fonctionnement en automobile. La première 20/14 représente un compromis satisfaisant entre tous les critères exigés. Tandis que, la deuxième 20/8 appartient à la famille  $q = 0.5$ , où les pertes rotoriques (qui représentent le phénomène le plus nocif du bobinage concentré autour des dents) sont remarquablement faibles. De plus, cette combinaison fournit avec des bobines concentrées bénéficie d'un facteur élevé de bobinage pour le 3<sup>ème</sup> harmonique. Cela rend possible le renforcement de la machine fictive secondaire-1 par un rotor spécial. Par ces raisons, l'étude dans ce paragraphe sera basée sur ces deux combinaisons.

#### 3.3.1 Rotor classique mono-harmonique dominant (p paires de pôles)

Premièrement, les combinaisons 20/14 et 20/8 seront testées avec un rotor classique à aimants enterrés radialement. La Figure 3-15 représente les structures étudiées, où le rotor impose un champ magnétique avec un seul harmonique dominant dans l'entrefer. Cet harmonique  $(B_{rotor})_1$  correspond à la machine fictive fondamentale. Donc, avec un tel rotor, une exploitation limitée des autres machines fictives non-fondamentales sera probablement appliquée, comme le montrent la suite de ce paragraphe.

Selon l'équation (3-1), en négligeant la saturation, si l'harmonique fondamental et le 3<sup>ème</sup> harmonique de courant  $(I_1, I_3)$  sont calés sur les axes  $q1$  et  $q2$  respectivement, le couple électromagnétique  $(C_{em})_{max}$  qu'une machine 5-phases peut fournir est égal à :



$$(C_{em})_{\max} = \frac{5}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot I_{efficace} \cdot \left( \sqrt{\Phi_1^2 + 9 \cdot \Phi_3^2} \right) \quad (3-21)$$

*Machine fictive fondamentale + Machine fictive secondaire-1*

Enfin, le gain dans le couple ( $G_{couple}$ ) grâce à cette exploitation optimale (par rapport au couple fondamental) peut être calculé en utilisant l'équation précédente :

$$G_{couple} = \frac{(C_{em})_{\max} \left( (I_1, I_3) = \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \times (r_{opt}, \sqrt{1-r_{opt}^2}) \right)}{(C_{em})_{\max} \left( (I_1, I_3) = \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \times (1, 0) \right)} = \sqrt{1 + \left( \frac{3 \cdot \Phi_3}{\Phi_1} \right)^2} \quad (3-22)$$

Selon la Figure. 2-2, une structure classique du rotor comme celui de la Figure 3-15 prévoit :

$$(B_{rotor})_3 = 0.33 \cdot (B_{rotor})_1$$

En utilisant l'équation (2-8) et le Tableau 2-5 on obtient le ratio  $\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3}$  pour les deux structures illustrées dans la Figure 3-15 :

$$\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} = \frac{(\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1}{(\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3} \quad (3-23)$$

$$\left( \left( \frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 19.2 \Rightarrow \left( (r_{opt})_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 0.999 \Rightarrow \left( (G_{couple})_{rotor\ classique} \right)_{20/14} = 1$$

$$\left( \left( \frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 1.87 \Rightarrow \left( (r_{opt})_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 0.882 \Rightarrow \left( (G_{couple})_{rotor\ classique} \right)_{20/8} = 1.13$$

Dans la combinaison 20/14, à cause du facteur de bobinage très bas pour le 3<sup>ème</sup> harmonique ( $(\xi_w)_3 = 0.139$ ), la machine fictive secondaire-1 est très faible. Par conséquent,  $r_{opt}$  prend une valeur élevée (presque 1) exprimant que, le couple maximal est fourni uniquement par la machine fondamentale. Tandis que, dans la combinaison 20/8, une certaine participation limitée de la machine fictive secondaire-1 prend lieu.

Les résultats analytiques précédents sont validés à l'aide des modèles éléments finis qui sont construits comme dans la Figure 3-15, en considérant le cahier des charges du projet MHYGALE.

Premièrement, le flux d'une phase dans la combinaison 20/8 est calculé en éléments finis et illustré dans la Figure 3-16. Dans cette figure on voit que, le gain dans le couple extrait du spectre de flux est proche du résultat trouvé analytiquement ( $G_{couple} = 1.13$ ). Ensuite, le couple maximal qui peut être livré par cette combinaison est calculé en éléments finis dans les cas suivants :

- A vide ;
- $I_{efficace}$  est injecté uniquement dans la machine fictive fondamentale ;
- $I_{efficace}$  est injecté uniquement dans la machine fictive secondaire-1 ;

- $I_{efficace}$  est distribué selon  $r_{opt}$  entre les deux machines fictive fondamentale et secondaire-1.

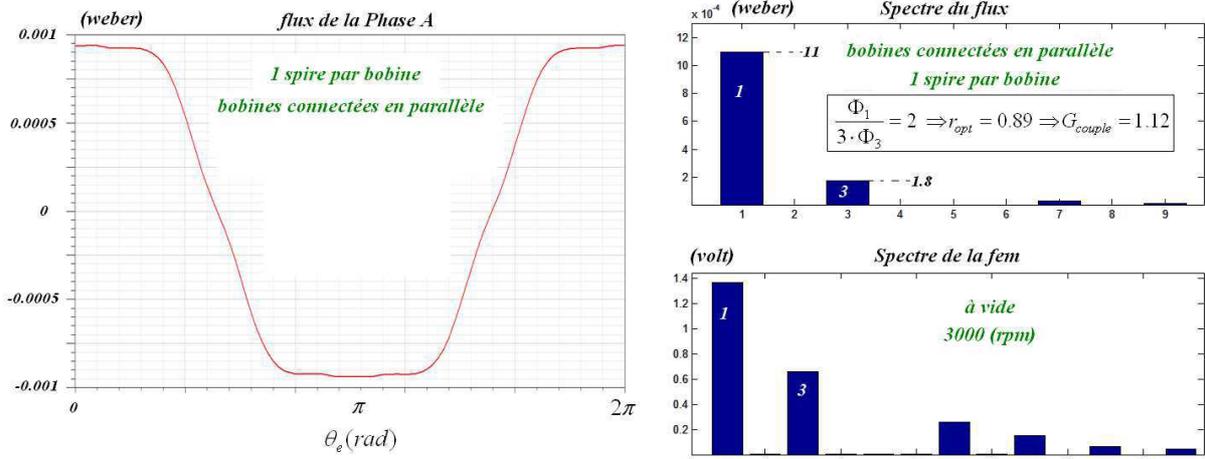


Figure 3-16 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec un rotor classique

Sachant que, le couple de réductance dans le modèle est faible en comparant avec le couple électromagnétique et les tôles ferromagnétiques utilisées ne sont pas saturées, comme le montre la cartographie de la densité de flux dans l'Annexe 5.4.1.

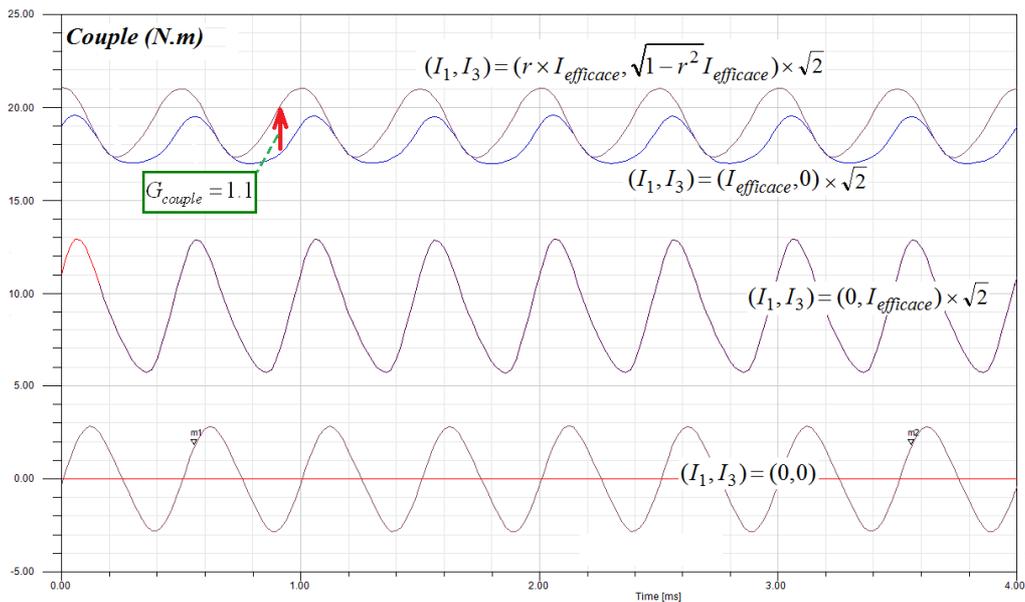


Figure 3-17 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique

Les couples calculés en éléments finis dans la Figure 3-17 confirment l'obtention du gain limité ( $G_{couple} = 1.1$ ) suite à l'exploitation optimale des machines fictives, si un rotor classique est utilisé.

Par ailleurs, pour la combinaison 20/14, le flux d'une phase calculé en éléments finis dans la Figure 3-18 confirme que la machine secondaire-1 est trop faible pour être exploitée.

Néanmoins, la combinaison 20/14 et contrairement à la combinaison 20/8 est capable à fournir un couple significatif grâce uniquement à la machine fondamentale,  $(I_1, I_3)$ , comme le montre la Figure 3-19.

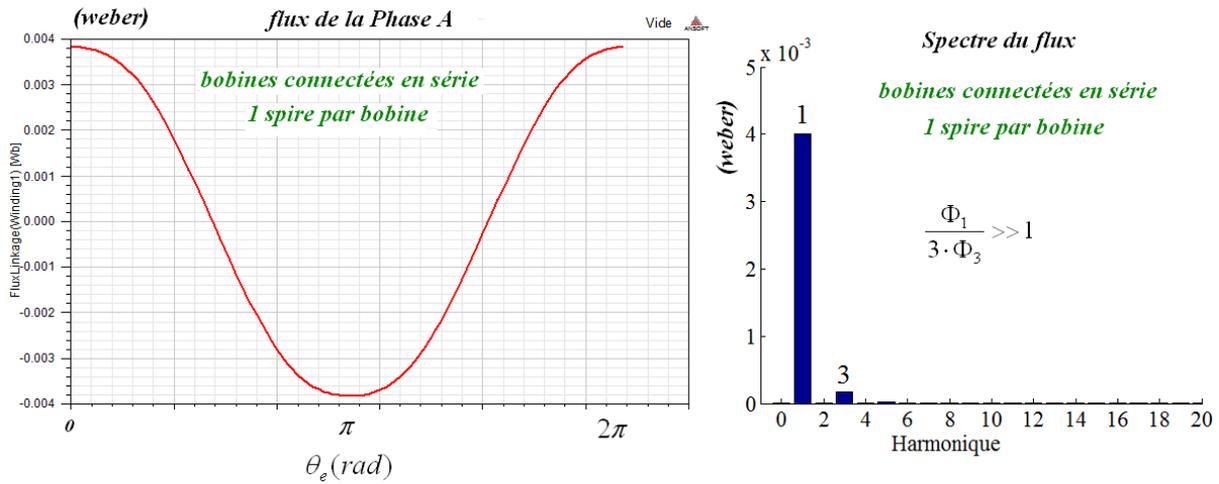


Figure 3-18 Flux et fem d'une Phase calculées en éléments finis pour la combinaison 20/14 avec un rotor classique

Cette comparaison précédente est juste, car :

- Les deux combinaisons ont les mêmes dimensions du rotor ;
- les valeurs efficaces de courant  $I_{efficace}$  injectées dans les deux combinaisons mènent à la même densité linéique de courant ;
- la largeur d'un pôle d'aimant est choisie pour chaque combinaison afin d'imposer le même champ magnétique dans l'entrefer.

Par conséquent, selon l'équation (1-8) les facteurs de bobinage décident seuls du couple maximal produit par les deux combinaisons. Cela justifie la faiblesse de la combinaison 20/8 dont le facteur fondamental de bobinage est bas ( $(\xi_w)_1 = 0.588$ ), par rapport à celui de la combinaison 20/14 ( $(\xi_w)_1 = 0.88$ ). Enfin, la cartographie de champ magnétique calculé en éléments finis dans la combinaison 20/14 est illustrée dans l'Annexe 5.4.2.

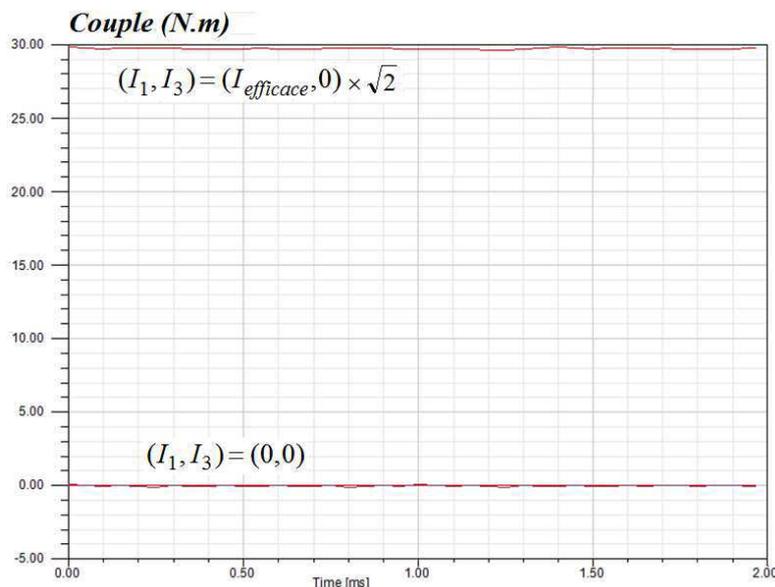


Figure 3-19 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/14 fournie avec un rotor classique

Pour conclure, dans la combinaison 20/8 avec un rotor classique, le facteur de bobinage élevé pour le 3<sup>ème</sup> harmonique ( $(\xi_w)_3 = 0.951$ ) ne crée pas une machine fictive secondaire-1 suffisamment

forte, pour booster efficacement le couple fondamental faible. Donc, un rotor spécial qui renforce la machine fictive secondaire-1 est indispensable pour la combinaison 20/8, afin d'être en mesure de rivaliser avec la 20/14 dans le couple maximal délivré. Par ailleurs, la combinaison 20/14 et contrairement à la 20/8 profite d'une qualité remarquable de couple (voir la Figure 3-19). En effet, presque aucune oscillation n'est fournie du fait d'un couple de détente faible et de l'absence d'harmoniques parasites dans la fem, comme il est prévu par la Figure 3-1.

### 3.3.2 Rotor bi-harmonique dominants ( $p$ paires de pôles et $3p$ paires de pôles)

Ce rotor impose un champ magnétique avec deux harmoniques dominants dans l'entrefer, le fondamental  $(B_{rotor})_1$  et l'harmonique  $(B_{rotor})_3$  (dont la fréquence spatiale est  $\nu = 3 \times p$ ) qui correspond à la machine fictive secondaire. Selon l'équation (2-11), une valeur importante de  $(B_{rotor})_3$  accompagnée avec un facteur de bobinage élevé pour le 3<sup>ème</sup> harmonique peut renforcer la machine fictive secondaire. Donc, pour exploiter efficacement les deux machines fictives, la combinaison 20/8 (dont le facteur de bobinage 3<sup>ème</sup> harmonique est haut  $(\xi_w)_3 = 0.951$ ) sera testée avec un rotor bi-harmonique.

Dans ce paragraphe, une modification rotorique est illustrée afin d'obtenir un rotor bi-harmonique à partir d'un rotor classique. Le principe est basé sur la création d'une zone avec une densité nulle de flux magnétique au milieu de chaque pôle rotorique. Cela redistribue la densité de flux dans l'entrefer entre le premier et le troisième harmonique. En cas de rotor à aimants enterrés radialement, deux méthodes sont proposées pour effectuer cette modification :

- Créer  $p$  trous dans le fer du rotor au milieu de chaque pôle, ce qui permet d'augmenter radicalement la réluctance magnétique et annuler le champ en face de chacun de ces trous. On a donc imposé des barrières de flux dans le rotor ;
- Ajouter deux petites pièces d'aimant au milieu de chaque pôle créant un pôle supplémentaire dont la polarité est inversée de celle du pôle principal. Cela empêche le flux magnétique de traverser et impose une densité de flux nulle en face de ces pôles supplémentaires. Donc, on a également créé des barrières de flux.

En appliquant les deux méthodes précédentes, un phénomène de concentration de flux aura lieu, là où ce dernier peut circuler. La Figure 3-20 illustre ces deux stratégies proposées et la nouvelle densité de flux résultante dans l'entrefer. Le paramètre  $\chi_{rotor} \in [0, 1]$  dans la Figure 3-20 (c) et (d) représente le ratio entre l'ouverture angulaire du trou créé dans la densité de flux et l'ouverture polaire. Dans la suite, la plage optimale de ce paramètre qui maximise le couple fourni en exploitant les deux machines fictives sera déduite.

En observant la Figure 3-20 (d), l'harmonique fondamental du champ rotorique  $(B_{rotor})_1$  imposé dans l'entrefer peut être calculé selon le paramètre  $\chi_{rotor}$  :

$$(B_{rotor})_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\theta) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta$$

$$(B_{rotor})_1 = B'_e \times \frac{2}{2\pi} \times \left[ \int_0^{\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(\theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(\theta) d\theta - \int_{\frac{3\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(\theta) d\theta - \int_{\frac{3\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{2\pi} \sin(\theta) d\theta \right]$$

$$(B_{rotor})_1 = \frac{4 \cdot B'_e}{\pi} \cdot \left[ 1 - \sin\left(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (3-24)$$

$B(\theta)$ : la densité de flux d'aimants dans la position angulaire  $\theta$  de l'entrefer ;  $B'_e$ : la densité maximale de flux d'aimants dans l'entrefer (voir la Figure 3-20 (d)) ;  $\chi_{rotor}$ : le taux d'ouverture de la zone sans flux  $\chi_{rotor} = \frac{D_t}{D_p}$  (voir la Figure 3-20 (c) et (d)).

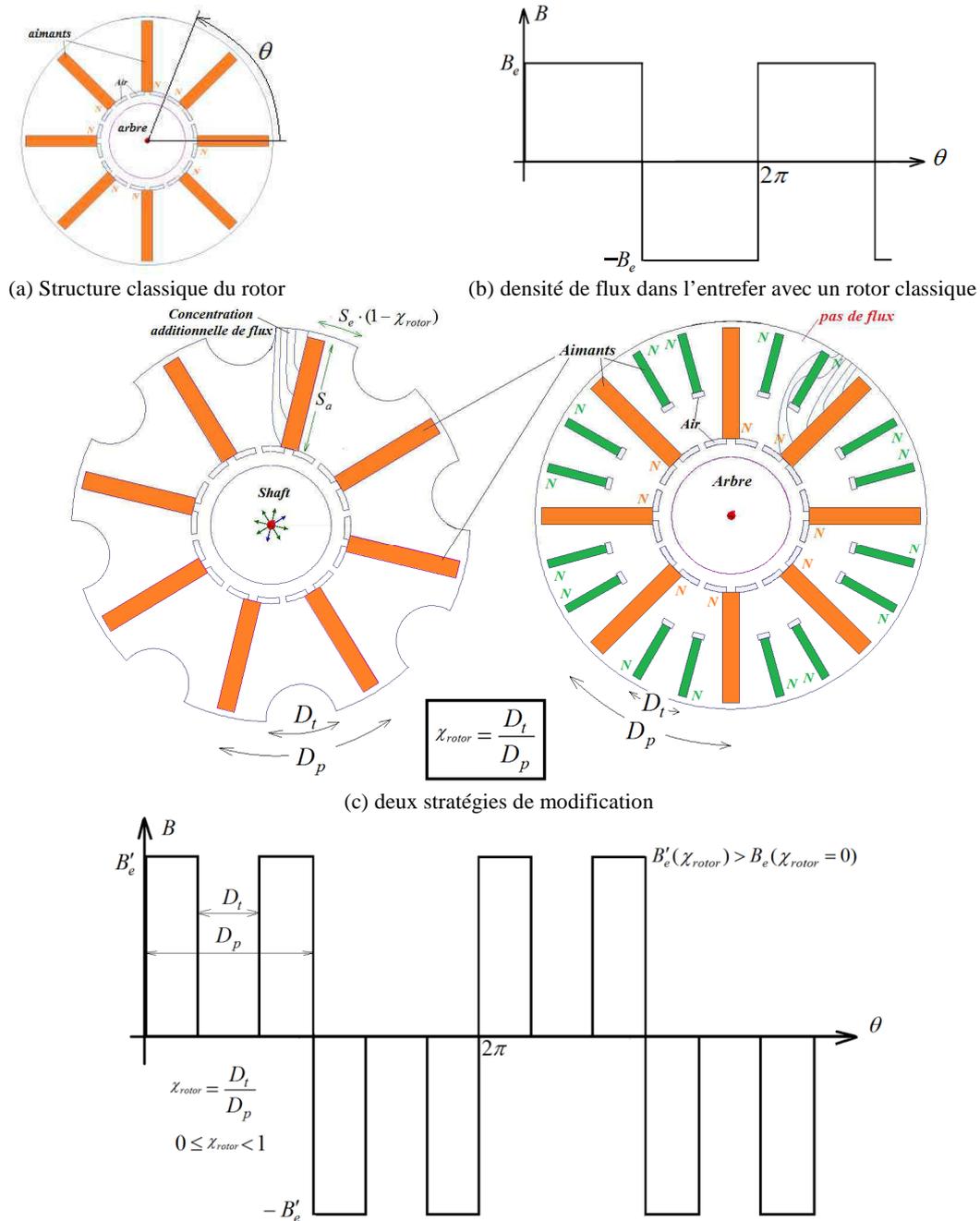


Figure 3-20 les deux méthodes proposées pour obtenir un rotor bi-harmonique et la nouvelle densité de flux résultante

De la même façon, le troisième harmonique de la densité de flux rotorique dans l'entrefer  $(B_{rotor})_3$  peut être exprimé en fonction du paramètre  $\chi_{rotor}$  :

$$\begin{aligned}
 (B_{rotor})_3 &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} B(\theta) \cdot \sin(3 \cdot \theta) \cdot d\theta \\
 (B_{rotor})_3 &= B'_e \times \frac{2}{2\pi} \times \left[ \int_0^{\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(3 \cdot \theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{\pi} \sin(3 \cdot \theta) d\theta - \int_{\pi}^{3\frac{\pi}{2} - \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}} \sin(3 \cdot \theta) d\theta - \int_{3\frac{\pi}{2} + \chi_{rotor} \frac{\pi}{2}}^{2\pi} \sin(3 \cdot \theta) d\theta \right] \\
 (B_{rotor})_3 &= \frac{4 \cdot B'_e}{3 \cdot \pi} \cdot \left[ 1 + \sin\left(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{3-25}
 \end{aligned}$$

La concentration de flux résultante de la modification illustrée dans la Figure 3-20 (c) renforce le champ maximal d'aimants dans l'entrefer ( $B_e$  dans la Figure 3-20 (b)). La valeur renforcée de ce champ ( $B'_e$ ) dépend également du paramètre  $\chi_{rotor}$ . Afin de calculer cette valeur, les hypothèses suivantes sont imposées :

- La saturation de fer est négligée, ce qui est généralement acceptable dans la plage  $\chi_{rotor} \in [0, 0.6]$  ;
- Les deux méthodes proposées dans la Figure 3-20 (c) sont considérées équivalentes, car le flux du petit pôle d'aimants ajoutés peut être négligé en comparant avec le flux principal, donc le rôle des aimants supplémentaires est seulement d'empêcher le flux de circuler entre eux vers l'entrefer (voir la cartographie de la densité de flux dans l'Annexe 5.4.3).

Ainsi, en observant la Figure 3-20 (c) et selon l'équation (1-15), la valeur de  $B'_e$  peut être déduite :

$$B'_e = \frac{B_r \cdot \frac{S_a}{S_e \cdot (1 - \chi_{rotor})}}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e \cdot (1 - \chi_{rotor})}} \tag{3-26}$$

Ensuite, en se basant sur les équations (2-8), (3-24), (3-25), (3-26), le fondamental et le 3<sup>ème</sup> harmonique de flux d'aimant captés par les bobines d'une phase peuvent être écrits :

$$\left[ \begin{aligned}
 \Phi_1 &= \frac{G \cdot (\xi_w)_1 \cdot (B_{rotor})_1}{p} = \frac{4 \cdot G \cdot (\xi_w)_1 \cdot B_r}{\pi \cdot p} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \left[ 1 - \sin\left(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \\
 \Phi_3 &= \frac{G \cdot (\xi_w)_3 \cdot (B_{rotor})_3}{3 \cdot p} = \frac{4 \cdot G \cdot (\xi_w)_3 \cdot B_r}{9 \cdot \pi \cdot p} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \left[ 1 + \sin\left(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right]
 \end{aligned} \right] \tag{3-27}$$

$G$  : constante dépendant de la structure et du nombre de spires par phase.

Enfin, en utilisant les équations (3-27) et (3-21), le couple maximal produit par l'exploitation optimale des machines fictives peut être réécrit :

$$(C_{em})_{\max} = \frac{5}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{efficace} \cdot \frac{4 \cdot G \cdot B_r}{\pi} \cdot \frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} \cdot \sqrt{(\xi_w)_1^2 \cdot \left[1 - \sin(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]^2 + \frac{1}{9} \cdot (\xi_w)_3^2 \cdot \left[1 + \sin(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]^2} \quad (3-28)$$

En considérant le rotor mono-harmonique étudié analytiquement et validé en éléments finis avec la combinaison 20/8 dans le paragraphe 3.3.1, on trouve :

$$\frac{S_a/S_e}{1 + \frac{2 \cdot e}{a} \cdot \frac{S_a}{S_e} - \chi_{rotor}} = \frac{1.45}{1.73 - \chi_{rotor}} \quad \text{car : } \frac{S_a}{S_e} = 1.45 \quad \text{et} \quad \frac{2 \cdot e}{a} = 0.5$$

Afin de transformer ce rotor en rotor bi-harmonique suivant une des méthodes proposées ci-dessus, un taux d'ouverture  $\chi_{rotor}$  convenable doit être choisi. Pour un certain niveau de pertes Joule liées au courant efficace donné ( $I_{efficace}$ ), le couple maximal normalisé est tracé dans la Figure 3-21 en fonction du paramètre  $\chi_{rotor}$  grâce à l'équation (3-28). Dans cette figure la plage optimale de  $\chi_{rotor}$  où le couple est maximisé peut être clairement dégagée :

$$(\chi_{rotor})_{opt} \in [0.15, 0.54] \quad (3-29)$$

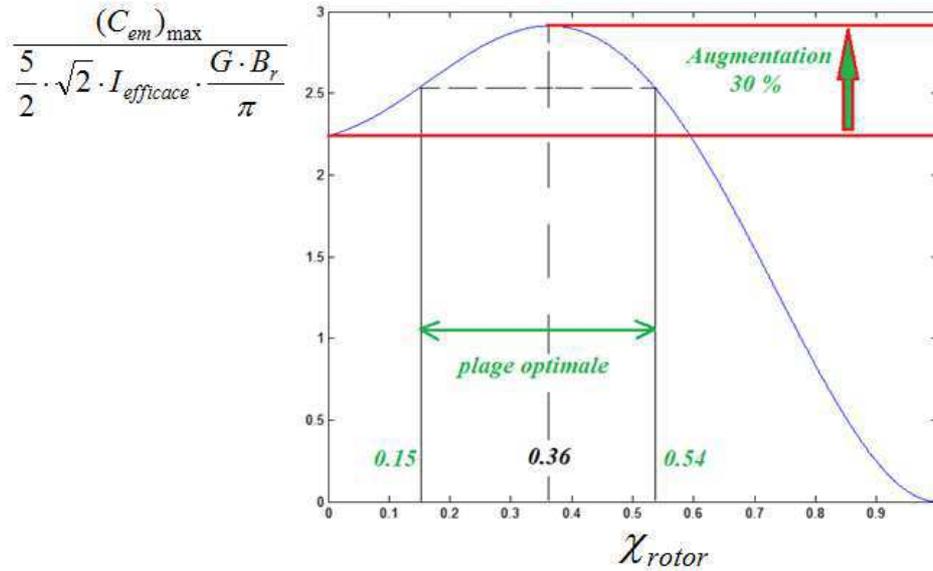


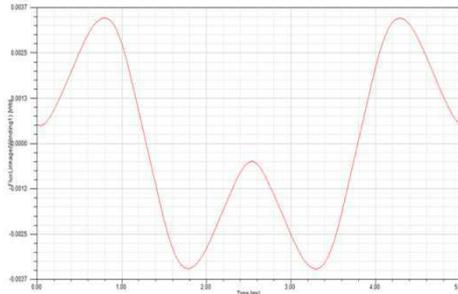
Figure 3-21 Couple maximal normalisé obtenu selon le taux d'ouverture  $\chi_{rotor}$

Une valeur qui appartient à la plage précédente  $\chi_{rotor} = 0.36$  est choisie pour modifier le rotor mono-harmonique de la combinaison 20/8. Les rotors bi-harmoniques résultants sont illustrés dans la Figure 3-20 (c). En utilisant les équations (3-20), (3-23) et (3-27), la distribution optimale de courant efficace entre les machines fictives correspondantes à ces rotors bi-harmoniques peut être déduite :

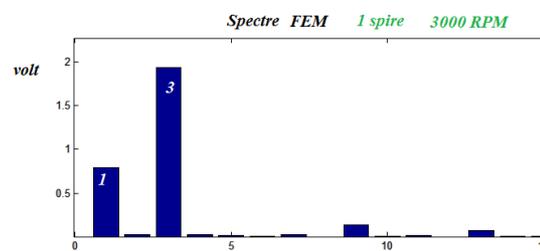
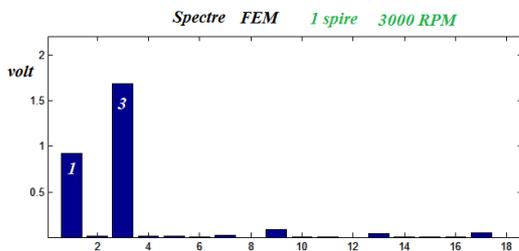
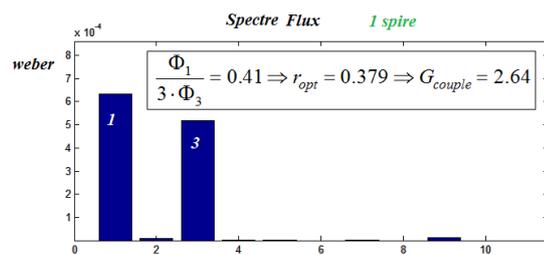
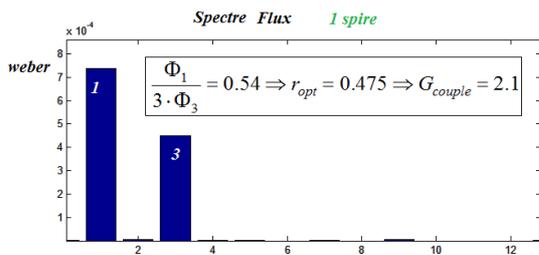
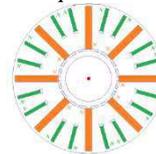
$$\frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} = \frac{3 \cdot (\xi_w)_1 \cdot \left[1 - \sin(\chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]}{(\xi_w)_3 \cdot \left[1 + \sin(3 \cdot \chi_{rotor} \cdot \frac{\pi}{2})\right]} \quad (3-30)$$

Ainsi, pour  $\chi_{rotor} = 0.36$  on trouve :

$$\left( \left( \frac{\Phi_1}{3 \cdot \Phi_3} \right)_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 0.43 \Rightarrow \left( (r_{opt})_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 0.395 \Rightarrow \left( (G_{couple})_{rotor \text{ bi-harmonique}} \right)_{20/8} = 2.53$$



(a) Allure du flux par phase avec un rotor bi-harmonique



(b) Spectre du flux et fem pour le rotor bi-harmonique avec trous

(c) Spectre du flux et fem pour le rotor bi-harmonique avec pôles supplémentaires

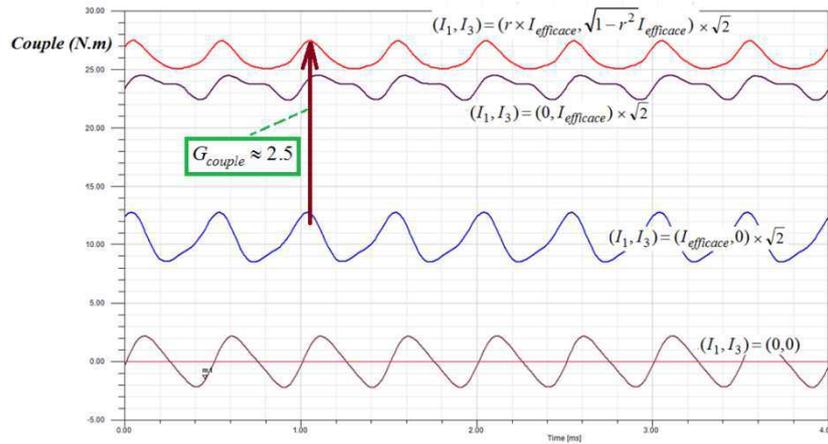
Figure 3-22 Flux et FEM calculés en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec les deux rotors bi-harmoniques

On peut clairement remarquer le gain remarquable dans l'accroissement du couple ( $G_{couple} = 2.53$ ) grâce à l'exploitation de la machine fictive secondaire qui est renforcée par le rotor bi-harmonique.

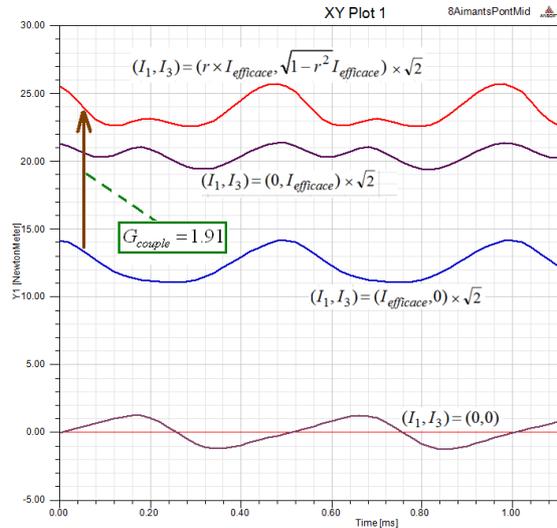
De nouveaux modèles en éléments finis pour la combinaison 20/8 avec les rotors bi-harmoniques de la Figure 3-20 (c) sont construits. Ensuite, les spectres de flux et de la force électromotrice calculés par ces modèles sont affichés dans la Figure 3-22.

Les gains dans le couple déduits du flux calculé en éléments finis dans la Figure 3-22 (b) et (c) sont proches du résultat trouvé par l'équation (3-30). Cependant, le rotor bi-harmonique avec des pôles supplémentaires semble être plus efficace que celui avec des trous. Car, les aimants ajoutés compensent la fuite magnétique et même permet la machine d'atteindre un gain dans le couple

supérieur à celui calculé analytiquement ( $2.64 > 2.53$ ). Afin de valider l'effet d'exploitation optimale dans la combinaison 20/8 fournie avec un rotor bi-harmonique, le couple est également calculé en éléments finis de la même façon que dans la Figure 3-17. Sachant que, le stator, l'entrefer, et le courant efficace sont les mêmes utilisés avec le rotor classique. En outre, le couple de réluctance est toujours faible en comparant avec le couple électromagnétique et les tôles ferromagnétiques utilisés ne sont pas saturés. Les résultats de ce calcul illustrés dans la Figure 3-23 confirment l'obtention des gains significatifs ( $G_{couple} = 2.5$  et  $1.91$ ), suite à l'exploitation optimale de la machine fictive secondaire, si un rotor bi-harmonique est utilisé.



(a) Rotor bi-harmonique avec des pôles supplémentaires



(b) Rotor bi-harmonique avec des trous dans le fer du rotor

Figure 3-23 Couple calculé en éléments finis pour la combinaison 20/8 fournie avec un rotor bi-harmonique ( $\chi_{rotor} = 0.36$ )

Finalement, en observant les valeurs moyennes des couples maximaux (calculés en éléments finis) dans la Figure 3-23 et la Figure 3-17, on trouve le taux d'augmentation du couple maximal grâce à la transformation du rotor en bi-harmonique :

$$\frac{\Delta(C_{em})_{max}}{(C_{em})_{max}} = \frac{26 - 19.2}{19.2} = 35\% \text{ en ajoutant des pôles supplémentaires au rotor}$$

$$\frac{\Delta(C_{em})_{\max}}{(C_{em})_{\max}} = \frac{23.73 - 19.2}{19.2} = 24\% \text{ en créant des trous dans le fer du rotor}$$

Le premier taux est un peu plus élevé que celui trouvé analytiquement dans la Figure 3-21 (30%). Ceci est dû aux aimants supplémentaires qui boostent légèrement le flux principal. Par contre, le deuxième taux est un peu plus bas, à cause de la fuite et la non-linéarité prises en compte dans le modèle par éléments finis, sans oublier que l'étude analytique au-dessus suppose une distribution uniforme du champ magnétique dans l'entrefer.

### 3.3.3 Comparaison en grande vitesse entre les deux rotors (mono et bi-harmonique)

Il a été montré dans le paragraphe précédent qu'une structure de rotor bi-harmonique (la structure 20/8) pouvait être intéressante dans la production du couple. La qualité intéressante liée à cette solution pour améliorer les caractéristiques de la machine en basses vitesses est qu'elle ne renforce pas le flux rotorique. Par contre, le flux est redistribué entre les machines fictives permettant de renforcer la machine secondaire et de mieux exploiter l'ensemble des deux machines (voir la Figure 3-22 et la Figure 3-16). Par conséquent, cette solution ne dégrade pas les caractéristiques en hautes vitesses, car, un courant supérieur n'est plus nécessaire pour défluxer la machine et lui permettre de fonctionner en puissance constante.

L'équation (3-8) représente la contrainte que les machines fictives doivent respecter, afin d'obtenir pour chacune une plage large de fonctionnement en puissance constante. Dans le cas de la combinaison 5-phases 20/8 avec  $N_{couches} = 2$  et  $C_{part}=4$ , on trouve :

$$J_1 \geq \frac{(\Phi_1)_{spire}}{2 \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot (L_{d1})_{spire}}, \text{ et } J_3 \geq \frac{(\Phi_3)_{spire}}{2 \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche} \cdot (L_{d2})_{spire}}$$

Donc, la densité surfacique efficace de courant dans les encoches, nécessaire pour faire fonctionner toutes les machines fictives à grande vitesse en puissance constante, est égale à :

$$(J)_{\min} = \sqrt{\frac{(J_1)_{\min}^2 + (J_3)_{\min}^2}{2}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot k_{rempli} \cdot S_{encoche}} \sqrt{\left(\frac{(\Phi_1)_{spire}}{(L_{d1})_{spire}}\right)^2 + \left(\frac{(\Phi_3)_{spire}}{(L_{d2})_{spire}}\right)^2} \quad (3-31)$$

La somme vectorielle dans l'équation précédente permet de renforcer la machine secondaire en augmentant le flux  $(\Phi_3)_{spire}$  sans exiger une densité totale élevée de courant en haute vitesse. De plus, la redistribution de flux entre les deux machines fictives peut aider à réduire cette densité.

En considérant les deux structures de la combinaison 20/8 étudiées dans les paragraphes précédents (avec et sans la modification rotorique), les caractéristiques à grande vitesse sont examinées grâce à l'équation (3-31) qui utilise le flux et les inductances calculées en éléments finis. On rappelle que, les deux machines comparées ont le même stator, le même entrefer, les mêmes dimensions de rotor, et la seule différence est la présence de 8 petits pôles supplémentaires. Les résultats sont affichés dans le Tableau 3-4, où on peut remarquer que, le rotor bi-harmonique redistribue presque uniformément le flux entre les deux machines fictives, en baissant le flux fondamental et augmentant le 3<sup>ème</sup> harmonique. Cela réduit largement la densité surfacique efficace de courant exigée pour que la machine puisse travailler en puissance constante ( $\frac{2067-1156}{2067} = 44\%$ ). Par

conséquent, selon l'équation (1-25), la densité volumique de pertes Joule générées dans les encoches est également réduite de  $\frac{2067^2 - 1156^2}{2067^2} = 69\%$ .

Tableau 3-4 Comparaison en grande vitesse entre la performance de la combinaison 20/8 avant et après la transformation du rotor en rotor bi-harmonique (en ajoutant des pôles supplémentaires)

	<i>Rotor classique mono-harmonique</i>	<i>Rotor bi-harmonique</i>
$(\Phi_1)_{spire}$	0.0011 (web)	0.000633 (web)
$(\Phi_3)_{spire}$	0.000178 (web)	0.000515 (web)
$(L_{d1})_{spire}$	$1.896 \times 10^{-7}$ (H)	$2.133 \times 10^{-7}$ (H)
$(L_{d2})_{spire}$	$2.465 \times 10^{-7}$ (H)	$3.745 \times 10^{-7}$ (H)
$(J_1)_{min}$ <i>densité de courant minimale pour que la machine fondamentale fonctionne en puissance constante</i>	$\frac{2901}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	$\frac{1484}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )
$(J_3)_{min}$ <i>densité de courant minimale pour que la machine secondaire fonctionne en puissance constante</i>	$\frac{361}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	$\frac{687}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )
$(J)_{min} = \sqrt{\frac{(J_1)_{min}^2 + (J_3)_{min}^2}{2}}$ <i>densité efficace totale de courant nécessaire pour fonctionner en puissance constante</i>	$\frac{2067}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )	$\frac{1156}{S_{encoche}}$ (A/mm <sup>2</sup> )

Afin de confirmer le résultat du Tableau 3-4, la plage de fonctionnement est tracée pour les deux structures précédentes. Ainsi, une tension de bus continu et un nombre de spires doivent être imposés. On a développé un outil analytique sous Matlab pour tracer les caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse d'une machine synchrone, à partir de ses paramètres mesurés ou calculés en éléments finis. La stratégie de défluxage appliquée par cet outil pour chacune des machines fictives se base sur :

- Maximisation du rapport  $\frac{Couple}{I_{efficace}}$  en basses vitesses
- Maximisation du couple en grandes vitesses

L'Annexe 5.5 présente deux exemples qui illustrent les points optimums de fonctionnement dans le plan  $(i_d, i_q)$  qui sont recherchés par la stratégie de défluxage appliquée, en grande et basse vitesse. Les figures de cette annexe montrent clairement que cette stratégie développée prend en compte la résistance électrique et l'effet de réductance.

Les paramètres nécessaires pour calculer la plage de fonctionnement des structures étudiées sont affichés dans le Tableau 3-5. Une application basse tension (MHYGALE) est considérée, puis en utilisant l’outil précédent, les nombres de spires sont choisis pour que les deux machines comparées fournissent la même puissance maximale de 15kW. Les flux et les inductances sont calculés en éléments finis. Enfin, la relation (3-7) donne les courants exigés afin de maintenir un fonctionnement à puissance constante. Les caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse calculées analytiquement grâce à l’outil présenté au-dessus sont affichées dans la Figure 3-24.

Tableau 3-5 Les paramètres électromagnétiques qui permettent de calculer la plage de fonctionnement pour les machines qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique

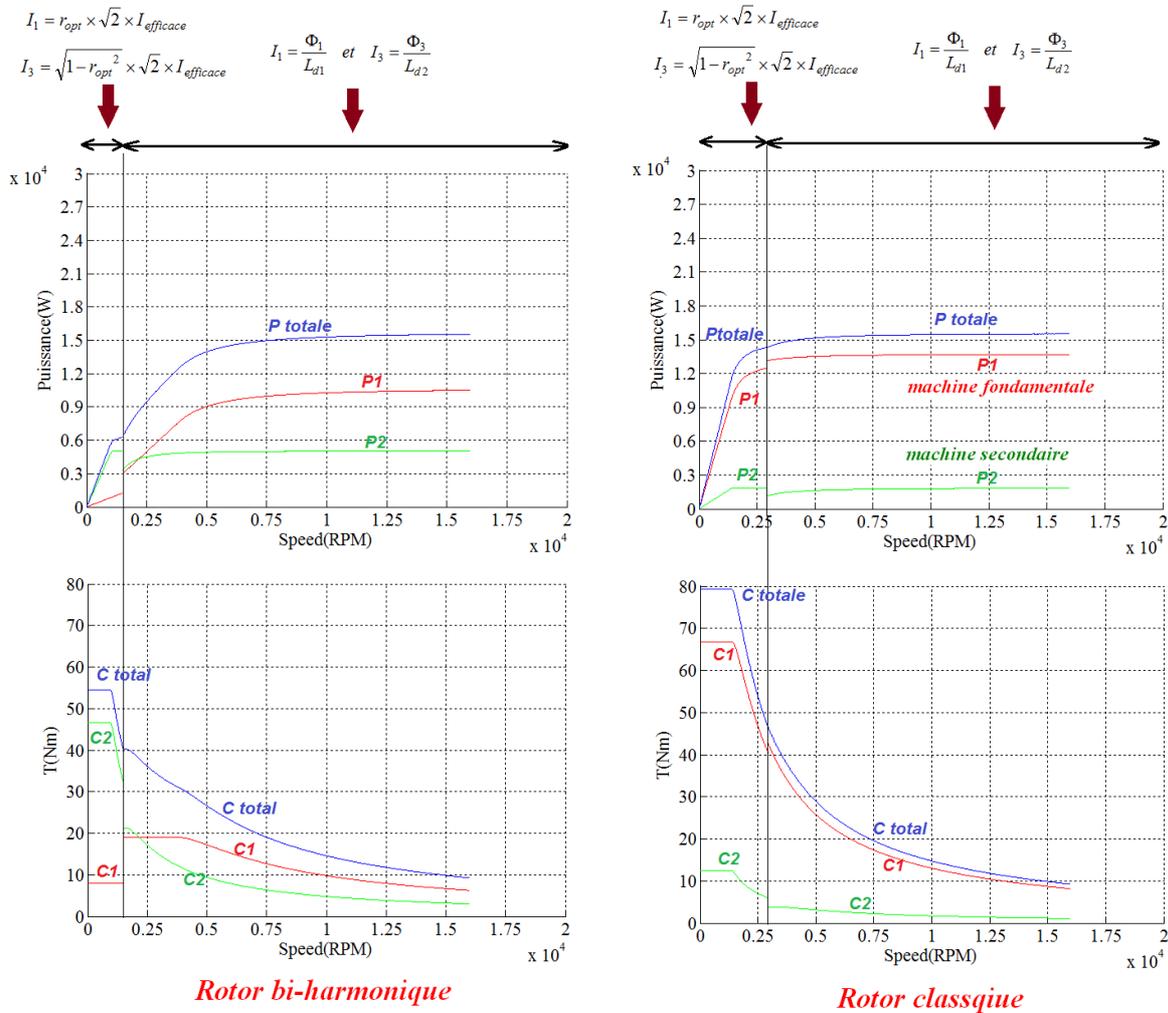
	<i>Structure1</i>	<i>Structure2</i>	<i>Procédé de calcul</i>
<b>Structure de Rotor</b>	<i>Mono-harmonique (classique)</i>	<i>Bi-harmonique</i>	
<b>Dimensions de rotor</b>	<i>mêmes</i>	<i>mêmes</i>	
<b>Stator</b>	<i>même</i>	<i>même</i>	
<b>Puissance</b>	<i>15 kW</i>	<i>15 kW</i>	
$V_{dc}$ ( <b>Bus Continu</b> )	<i>60 (volt)</i>	<i>60 (volt)</i>	<i>imposée</i>
$(\Phi_1)_{phase}$	<i>0.0318 (web)</i>	<i>0.0127 (web)</i>	<i>éléments finis</i>
$(\Phi_3)_{phase}$	<i>0.0051 (web)</i>	<i>0.0103 (web)</i>	<i>éléments finis</i>
$L_{d1}$	<i>0.16 (mH)</i>	<i>0.09 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
$L_{q1}$	<i>0.27 (mH)</i>	<i>0.1 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
$L_{d2}$	<i>0.21 (mH)</i>	<i>0.15 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
$L_{q2}$	<i>0.2 (mH)</i>	<i>0.15 (mH)</i>	<i>éléments finis</i>
$N_{couches}$	<i>2</i>	<i>2</i>	
$C_{par}$	<i>4</i>	<i>4</i>	
$N_{bobine}$ <b>Nombre de spires par bobine</b>	<i>29</i>	<i>20</i>	<i>analytiquement pour obtenir 15 kW</i>
<b>courant fondamental minimal pour fonctionner en puissance constante</b>	<i>199 (A)</i>	<i>141 (A)</i>	$(I_1)_{min} = \frac{\Phi_1}{L_{d1}}$
<b>courant 3<sup>ème</sup> harmonique minimale pour fonctionner en puissance constante</b>	<i>24 (A)</i>	<i>69 (A)</i>	$(I_3)_{min} = \frac{\Phi_3}{L_{d2}}$
<b>valeur efficace du courant nécessaire pour fonctionner en puissance constante</b>	<i>142 (A)</i>	<i>111 (A)</i>	$I_{efficace} = \sqrt{(I_1^2 + I_3^2)}/2$

Dans cette figure, on peut remarquer la puissance et le couple livrés par chaque machine fictive. En basse vitesse, une répartition optimale du courant efficace (calculé dans le Tableau 3-5) entre les machines fictives est effectuée. Puis, au-delà d’une certaine vitesse, chaque machine fictive est défluxée par son propre courant nécessaire pour garder sa puissance constante (voir le Tableau 3-5). La vitesse qui correspond à la commutation précédente est choisie pour obtenir une continuité dans la puissance totale fournie. Autrement dit, lorsqu’on arrive à cette vitesse, la puissance totale générée par la répartition optimale baisse jusqu’à la puissance liée au défluxage propre de chaque machine fictive.

En comparant les densités de courant qui permettent aux deux machines de maintenir une puissance de 15 kW en grande vitesse, on trouve que, le rotor bi-harmonique permet une diminution importante de

cette densité menant à des pertes Joule volumiques dans les encoches qui sont largement plus faibles (71% moins que le cas d'un rotor classique). En outre, à cause de l'injection du même courant efficace en basse et haute vitesse, un couple supérieur a lieu avec le rotor classique à basse vitesse. Par contre,

le rapport  $\frac{\text{Couple}}{\text{Pertes Joule encoches}}$  associé au rotor bi-harmonique est  $\frac{54.53/(1110)^2}{79.25/(2059)^2} = 2.37$  fois plus grand que celui du rotor classique.



$$J_{efficace} = \frac{N_{bobine} \times I_{efficace}}{C_{parl} \times \frac{S_{encoche}}{N_{couches}}} = \frac{1110}{S_{encoche}} \text{ A/mm}^2$$

$$J_{efficace} = \frac{N_{bobine} \times I_{efficace}}{C_{parl} \times \frac{S_{encoche}}{N_{couches}}} = \frac{2059}{S_{encoche}} \text{ A/mm}^2$$

$$(P_{joule})_{vol} = \rho_{cu} \cdot \left( \frac{1110}{S_{encoche}} \right)^2 \text{ Watt/mm}^3$$

$$(P_{joule})_{vol} = \rho_{cu} \cdot \left( \frac{2059}{S_{encoche}} \right)^2 \text{ Watt/mm}^3$$

Figure 3-24 Caractéristiques Couple-Puissance/Vitesse tracées pour les deux machines comparées qui correspondent à la combinaison 20/8 fournie avec un rotor classique et un rotor bi-harmonique

En observant la Figure 3-24, on peut facilement remarquer que, le rôle majeur de la machine fictive secondaire se limite aux basses vitesses (booster le couple), tandis qu'une participation moins importante de cette machine a lieu aux grandes vitesses.

Afin de valider le calcul analytique des caractéristiques Puissance/Vitesse pour le rotor bi-harmonique, un calcul en éléments finis est effectué pour le point  $(\omega_m, P) = (10000 \text{ rpm}, 15.4 \text{ kW})$  qui appartient à la plage de fonctionnement dans la Figure 3-24. Le résultat est illustré dans la Figure 3-25, où un écart d'environ 20% peut être remarqué par rapport au calcul analytique. Cet écart est probablement lié au fait que dans ce calcul on suppose que les machines fictives sont complètement indépendantes. De plus, les inductances du Tableau 3-5 peuvent varier selon le point de fonctionnement, sans oublier des autres phénomènes pris en compte dans le modèle par éléments finis (fuite, non-linéarité...).

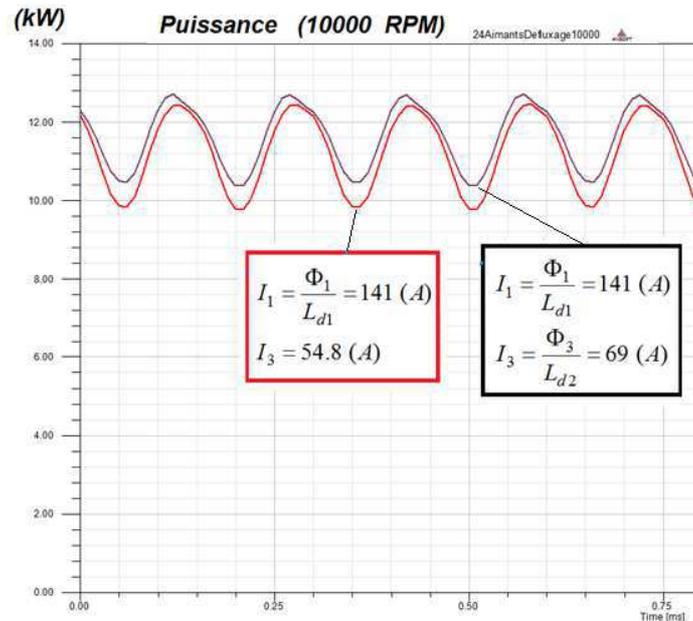


Figure 3-25 Puissance mécanique calculée en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique

L'autre courbe rouge dans la Figure 3-25 montre que, une réduction de 20% dans le courant de la machine fictive secondaire (3<sup>ème</sup> harmonique) influence légèrement la puissance totale. Cela est prouvé par la plage de fonctionnement dans la Figure 3-24, où, une participation d'un tiers est calculée pour cette machine secondaire dans la fourniture de puissance à grande vitesse.

En revanche, cette réduction du 3<sup>ème</sup> harmonique de courant permet de réduire largement les pertes rotoriques liées aux harmoniques nocifs de FMM. Ce fait est illustré dans la Figure 3-26, où une chute significative dans la valeur moyenne de pertes d'aimants  $(\frac{330-200}{330} = 40\%)$  a lieu, grâce à la réduction précédente du  $I_3$ .

La chute dans les pertes est approximativement égale au ratio  $\frac{(I_3)^2_{ancien} - (I_3)^2_{réduit}}{(I_3)^2_{ancien}} = 37\%$ . Ce fait prouve que, ces pertes sont liées presque entièrement à l'exploitation de la machine fictive secondaire  $Pertes \text{ d'aimants} \propto (champ \text{ magnétique})^2 \propto Courant^2$ , comme l'explique le paragraphe 3.2.3.3.

Cependant, la technique précédente pour baisser les pertes rotoriques n'est plus faisable lorsque la machine est en court-circuit. Ce cas ressemble au fonctionnement à grande vitesse, mais sans aucun contrôle des courants (voir le paragraphe 3.2.2). Par conséquent, la structure fournie avec un rotor bi-

harmonique n'est pas très convenable pour les applications où la tenue en court-circuit à grande vitesse est imposée (MHYGALE).

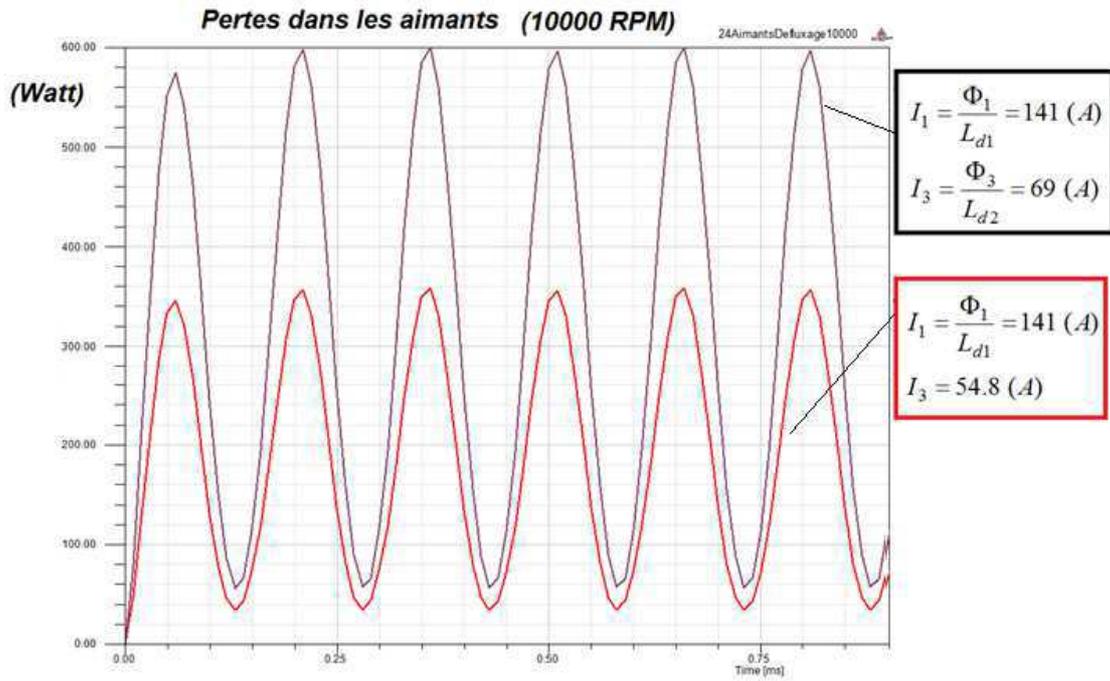


Figure 3-26 Pertes dans les aimants calculées en éléments finis pour la structure2 fournie avec un rotor bi-harmonique