

## Dimensionnements des machines à aimants

Les aimants permanents sont utilisés dans les machines depuis longtemps. Les travaux récents effectués sur leur développement ont permis d'améliorer leurs performances, notamment grâce à l'usage des terres rares, ce qui a conduit à élargir leurs domaines d'application. Etant donné le coût de ces matériaux, leur utilisation est souvent limitée aux machines de petites puissances (<10kW).

Néanmoins, étant donné que les puissances massiques des machines utilisant les nouvelles nuances d'aimants (NdFeB) sont plus élevées que les technologies conventionnelles de machine synchrones et que les machines asynchrones, il est possible de rencontrer des machines à aimants plus puissantes (quelques MW) pour certaines applications, dans lesquelles les encombrements doivent être réduits. On peut citer notamment la propulsion navale, la traction ferroviaire et l'éolien.

Dans ce chapitre, nous allons proposer une modélisation de la machine à aimants permanents, qui sera adaptée à des machines où les aimants sont placés en surface, cette modélisation est celle actuellement utilisée par le calcul électrique afin de répondre aux appels d'offres des clients. Nous allons également évoquer la détermination des performances de ce type de machine en donnant un moyen d'estimer analytiquement les pertes dans les parties les plus importantes (cuivre, aimants et tôles magnétiques).

Nous ferons également une présentation des dispositifs utilisés dans le but de réaliser l'alimentation de ce type de machine. Nous nous focaliserons ensuite sur les défauts qui peuvent être rencontrés dans une chaîne de conversion de puissance, le but étant d'avoir une idée assez claire des défaillances afin de proposer une solution avec une fiabilité accrue.

Pour finir, les expressions alors proposées seront utilisées dans le but d'effectuer un calcul d'optimisation, le but étant d'avoir la sensibilité des dimensionnements vis-à-vis de différents paramètres afin de déterminer en fonction du cahier des charges souhaité le design y répondant au mieux.

### 1. Modélisation

#### 1.1. Première règle de dimensionnement pour estimer la longueur et le diamètre

La première étape de dimensionnement d'une machine consiste à estimer les dimensions au niveau de l'entrefer de la machine. L'élément dimensionnant d'une machine est son couple. L'expression de la force de Laplace d'un conducteur placé dans un champ magnétique en présence d'un courant est donnée par [2.1]. Un couple étant le produit d'une force et d'un bras de levier, dans le cas d'une machine électrique le bras de levier correspond au rayon d'entrefer, on obtient alors l'expression [2.2].

$$\vec{F} = Id\vec{l} \wedge \vec{B} \quad [2.1]$$

où  $\vec{B}$  représente l'induction,  $I$  l'intensité du courant qui circule dans la direction du vecteur  $d\vec{l}$ .

$$C = 2F \frac{D}{2} = FD \quad [2.2]$$

Dans cette expression  $F$  représente la norme de la force et  $D$  le diamètre d'alésage de la machine.

En effet comme on peut s'en rendre compte dans la comparaison présentée en Table 2.1. Pour une puissance donnée, une machine à vitesse lente aura un grand diamètre et une longueur faible devant ce diamètre alors qu'une machine rapide aura quant à elle une longueur plus importante que son diamètre.

De façon simplifiée, il est possible d'utiliser le schéma de la Figure 2.1 pour comprendre l'origine du couple dans une machine électrique.

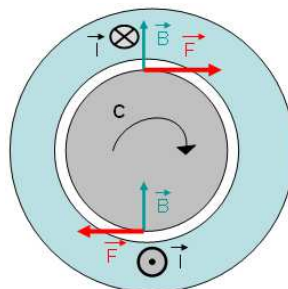




Figure 2.1 Synopsis du couple dans le cas d'une machine 2 pôles

**Table 2.1 Dimensions de 2 machines de puissance équivalente**

Puissance	6 MW	
Technologie	Asynchrone	Synchrone à aimants permanents
Vitesse	18000 tr/min	10 tr/min
Diamètre alésage	0.3 m	7 m
Longueur de fer	0.7 m	1 m
Densité de force	32.2 kN/m <sup>2</sup>	74.4 kN/m <sup>2</sup>
Photos des machines (au moment de l'assemblage en usine)		

Pour estimer de façon approximative le diamètre d'alésage et la longueur de fer de la machine on utilise l'expression [2.3].

$$C = 2.dF \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot L \quad [2.3]$$

où  $L$  représente la longueur de la machine et  $dF$  représente la densité de force, paramètre faisant intervenir les capacités électromagnétique et thermique de la machine.

On peut trouver, dans la littérature, différentes règles qui sont utilisées comme dans [D3520] pour déterminer la densité de force. On peut également estimer cette valeur à partir de l'expression [2.4].

$$dF = B_{ent} \cdot A \quad [2.4]$$

où  $B_{ent}$  représente l'induction de l'entrefer et  $A$  la densité linéique de courant défini par [2.5].

$$A = \frac{At}{\pi D} \quad [2.5]$$

où  $At$  représente les ampères tours situés au stator de la machine

L'induction dans l'entrefer dépend de la technologie de machine et du mode d'excitation. Pour une machine à aimants il est intéressant d'avoir une induction d'entrefer élevée pour exploiter une densité de force élevée. On remarque d'ailleurs Table 2.1 un écart sur les densités de force rencontrées pour les deux machines considérées où le mode de refroidissement est identique. Il convient toutefois de remarquer que cet écart est également en partie dû aux épaisseurs d'entrefer utilisées qui influent sur l'induction, puisque la machine rapide a un entrefer plus important pour des raisons liées à l'application.

La densité linéique a également une signification thermique puisqu'elle contribue à la densité de puissance que doit pouvoir extraire le système de refroidissement choisi.

Dans le cadre des machines, les modes de transfert de la chaleur rencontrés sont :

- la conduction : la chaleur se propage d'élément en élément jusqu'à une source « froide » ; la principale source de chaleur est généralement située dans le cuivre ; l'évacuation de ces pertes est réalisée en partie en transmettant la chaleur d'élément en élément jusqu'à atteindre les surfaces refroidies;
- la convection naturelle : la chaleur est évacuée dans l'air ambiant, phénomène rencontré pour toutes les parties en contact avec l'air extérieur.
- la convection forcée : un circuit est réalisé au cœur de la machine ou dans la carcasse. Dans ce circuit, un fluide (liquide ou gaz, plus généralement air, eau ou huile) sous pression circule afin de refroidir toutes les surfaces en contact avec ce fluide : un ensemble ventilateur et échangeur peut alors être utilisé pour refroidir le fluide ;
- rayonnement : il s'agit d'un échange de chaleur entre deux surfaces voisines par les photons. Ce mode de transfert de chaleur n'est pas celui qui est prépondérant car les dimensions de l'entrefer limitent généralement le transfert de chaleur par rayonnement [D3760]

La performance du refroidissement est également dépendante des surfaces mises en jeu.

Pour améliorer le refroidissement par convection naturelle avec l'air ambiant, des ailettes sont placées sur les carters des machines dans le but d'augmenter les surfaces d'échanges.

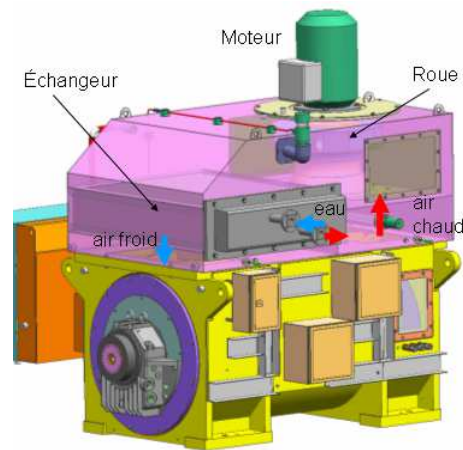
Toutefois, le rendement des machines électriques (pour des puissances autour du mégawatt) étant généralement compris entre 94 et 98%, l'augmentation de la puissance des machines conduit à des pertes à évacuer plus importantes.

Lorsque la convection forcée est privilégiée, les échanges sont réalisés en utilisant des « canaux » placés à l'intérieur de la machine dans lequel le fluide peut circuler.

On distingue 2 familles de machines en fonction de leur mode de refroidissement : celles qui sont autonomes, on parle de mode de refroidissement direct, et celles qui nécessitent l'utilisation d'un dispositif auxiliaire et on parle alors de refroidissement indirect.

Pour le mode direct, la convection naturelle peut être utilisée ou un refroidissement utilisant la convection forcée peut également être ajouté. Dans ce cas, un ventilateur est accouplé à l'arbre de façon à propulser l'air ambiant dans l'entrefer et sur la surface des carcasses.

Pour le mode de refroidissement indirect, un dispositif auxiliaire, intégré dans la structure, est alors utilisé pour forcer la circulation d'un fluide (motoventilateur, pompe) dans les parties actives de la machine comme décrit Figure 2.2.



**Figure 2.2 Schéma d'un système de refroidissement utilisant un moto ventilateur et un échangeur eau/air**

La connaissance du système de refroidissement ne permet pas de déterminer précisément le diamètre et la longueur mais permet d'avoir une première estimation dans le but de pouvoir réaliser le reste du design. Une fois les différentes dimensions choisies, il est nécessaire d'effectuer un calcul thermique afin de vérifier que les échauffements des différentes parties de la machine sont cohérents avec les valeurs attendues. Si ce n'est pas le cas, il est nécessaire d'itérer le processus.

Le retour d'expérience permet également d'estimer de façon plus précise les densités de force qui peuvent être utilisées en fonction de l'application.

### 1.2. L'entrefer

L'entrefer est la zone d'air de la machine situé entre le rotor et le stator. Le flux magnétique d'entrefer est celui qui contribue au couple de la machine ; il résulte de la composition du flux statorique et du flux rotorique.

C'est le lieu de la machine où se concentrent toutes les contraintes :

- thermiques : la dissipation de la chaleur s'effectue par la surface extérieure de la machine. L'entrefer étant de l'air, cette partie crée une isolation thermique et rend plus difficile le parcours de la chaleur vers l'extérieur de la machine. Il est néanmoins possible de faire circuler de l'air dans l'entrefer afin d'extraire une partie de la chaleur.
- électromagnétiques : plus l'entrefer est grand, moins les performances de la machine sont bonnes. Son épaisseur a également un impact sur la valeur des courants de Foucault au rotor et donc sur les pertes.

- mécaniques : plus l'arbre est long plus les masses sur le rotor vont déformer la structure. Il ne faut pas que la flèche maximum de l'arbre soit plus grande que l'entrefer et conduise au frottement du rotor sur le stator. Il faut également veiller à ce que les parties en rotation soient équilibrées pour ne pas que des balourds accentuent ces phénomènes et veiller à ce que les tolérances dimensionnelles des différents éléments constituant la machine permettent de conserver une certaine distance entre la partie fixe et la partie en mouvement. D'autres éléments sont également à prendre en compte et peuvent favoriser la déformation de l'arbre comme l'excentration.

Il est possible de trouver différentes règles dans la littérature (par exemple [D3520]) en vu de déterminer l'épaisseur adéquat d'entrefer. En revanche, pour chaque application, les contraintes peuvent être différentes et il est alors nécessaire, comme pour la thermique, d'effectuer des vérifications dans le but de contrôler que le comportement mécanique de la machine est sain dès que le rotor commencera à tourner.

En ce qui nous concerne une première estimation nous a permis de partir sur une épaisseur de 1mm pour 1m de diamètre avec un minimum de 5mm.

### 1.3. La polarité

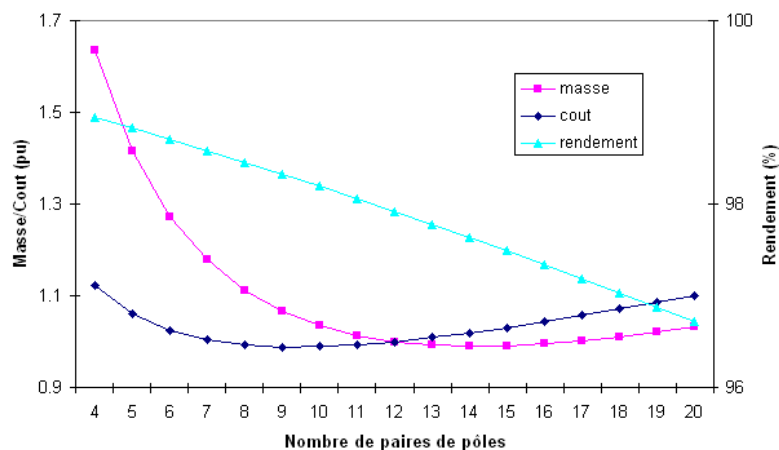
Le choix du nombre de pôles doit se faire en tenant compte de plusieurs aspects.

Il est possible que la fréquence de fonctionnement soit imposée. C'est le cas par exemple, lorsque la machine est directement couplée à un réseau (pas de convertisseur utilisé entre la machine le réseau). Dans ce cas, le nombre de pôles est imposé par la vitesse de rotation selon l'expression [2.6].

$$N = \frac{60f}{p} \quad [2.6]$$

Pour une vitesse  $N$  (en tr/min) donnée, si le nombre de pôles  $p$  (ou la fréquence  $f$ ) n'est pas imposée, son choix est lié au compromis que l'on va faire entre la masse et le rendement de la machine.

Figure 2.3, on peut voir l'évolution, pour une machine particulière, du coût, de la masse et du rendement en fonction de la polarité. L'étude est réalisée en imposant le nombre de phases, le nombre d'encoches par pôles et par phase et le niveau d'induction dans certains éléments (culasses et dents). Ensuite nous faisons varier la polarité ce qui va modifier le nombre et la taille des encoches, ainsi que les épaisseurs de culasses. Nous avons choisi le cas avec douze paires de pôles comme cas de référence.



**Figure 2.3 Evolution des paramètres masse, coût et rendement en fonction de la polarité**

Plusieurs raisons sont à la base de cette observation, voici néanmoins les principaux facteurs qui entrent en jeu.

Quand le nombre de pôles est grand, les culasses (parties où se referme le flux des dents) seront moins épaisses à induction équivalente et les longueurs de têtes de bobines plus courtes, ce qui conduit à réduire les masses des parties actives. En revanche, la fréquence augmentera ce qui conduira à augmenter les pertes dans les parties ferromagnétiques.

D'autre part, si on essaie de conserver le même nombre d'encoches par pôle pour ne pas dégrader le coefficient de bobinage, un grand nombre de pôles conduira donc à un nombre élevé de dents. La largeur des dents est un paramètre qui est limité ; par conséquent le nombre de pôles sera également limité.

En résumé l'étude de sensibilité montre que :

- Un nombre élevé de pôles permet de réduire la masse, mais que les pertes seront importantes
- Un nombre plus faible de pôles conduira à une machine plus lourde avec moins de pertes

Il existe aussi des limites basses sur le nombre de pôles. En effet, il est possible que l'alimentation par convertisseur d'électronique de puissance impose de fonctionner au-delà d'une certaine fréquence, pour ne pas que les composants voient des variations thermiques importantes pendant les phases de fonctionnement à basse fréquence, c'est ce qu'on appelle le cyclage thermique [Sme08] et qui nécessite, pour certaines applications, un surdimensionnement du convertisseur.

Pour les machines rapides, une limite haute en fréquence peut conduire à limiter le nombre de pôles (la plupart des machines rapides ont une paire de pôles) dans le but de limiter les pertes mais également de « soulager » le variateur de vitesse.

Dans la machine à aimants permanents les pôles sont réalisés à l'aide des aimants, nous allons maintenant nous intéresser à ces matériaux qui ont un comportement magnétique particulier.

#### 1.4. Les aimants permanents

Dans les matériaux magnétiques, on trouve deux grandes familles : les matériaux magnétiques durs et les doux. La différence entre ces deux familles vient de leur réaction à un champ magnétique extérieur.

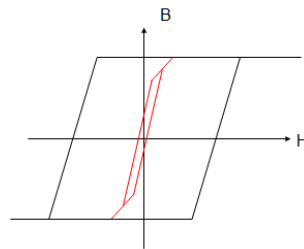
Quand un matériau est placé dans un champ magnétique, une induction magnétique est créée. Cette induction est propre au matériau et est due à la polarisation des domaines magnétiques (orientation des dipôles magnétiques qui le composent).

Quand on supprime le champ extérieur :

- un matériau dur conserve une certaine polarisation, cette polarisation est appelée rémanence,
- un matériau magnétique doux perd sa polarisation et revient dans le même état qu'initialement

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs.

Plus précisément, du point de vue magnétique, un matériau est caractérisé par son cycle d'hystérésis. Les cycles d'hystérésis d'un matériau dur et d'un matériau doux sont donnés Figure 2.4.



**Figure 2.4 Courbes d'hystérésis : matériau ferromagnétique doux (rouge) et dur (noir)**

On remarque un écart sur l'échelle des abscisses entre les 2 caractéristiques. Cela est dû à la différence de perméabilité magnétique entre les matériaux.

La perméabilité magnétique représente la capacité d'un matériau à déformer les lignes de champ qui le traversent. Elle lie l'induction  $\vec{B}$  au champ magnétique  $\vec{H}$  d'un matériau par l'expression [2.7]

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad [2.7]$$

Les matériaux sont définis par leur perméabilité relative  $\mu_r$ , et la perméabilité  $\mu$  du matériau est obtenue à partir de l'expression [2.8].

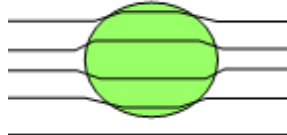
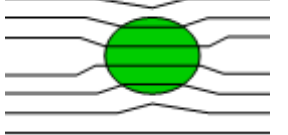
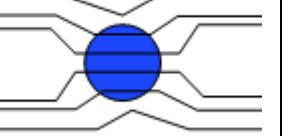
$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad [2.8]$$

où  $\mu_0$  est la perméabilité de l'air ( $4 \pi 10^{-7}$  H/m).

On rencontre trois types de matériaux décrits Table 2.2 :

- les matériaux paramagnétiques (ou amagnétiques), qui ne modifient pas ou très peu les lignes de champ  $1 < \mu_r < 5$  ;
- les diamagnétiques, qui « repoussent » les lignes de champ  $\mu_r < 1$
- les ferromagnétiques, qui « attirent » les lignes de champ  $\mu_r \gg 1$

**Table 2.2 Les différents matériaux magnétiques**

Cas	Diamagnétique	Paramagnétique	Ferromagnétique
Perméabilité relative	$\mu_r \leq 1$	$\mu_r \geq 1$	$\mu_r \gg 1$
Déformation des lignes de champ			

Dans la Table 2.3, on donne quelques perméabilités relatives des matériaux que l'on rencontre usuellement dans les machines électriques.

**Table 2.3 Perméabilité relative des matériaux rencontrés dans les machines électriques**

Matériaux	Perméabilité relative
Acier	~1000
Fer	~1000
Aimant	~1.05
Inox	~1.04
Cuivre	~10 <sup>-5</sup>

Les aimants permanents ont une perméabilité relative proche de 1, ils ne modifient quasiment pas les lignes de flux qui les traversent.

En revanche, comme ce sont des matériaux durs, l'expression [2.7], qui lie le champ à l'induction, doit être adaptée et devient [2.9].

$$\vec{B} = \mu(\vec{H} + \vec{M}) \quad [2.9]$$

Un aimant permanent est souvent décrit par sa caractéristique B(H) dans le quadrant (B>0 et H<0), mais il est également classique de trouver la caractéristique d'aimantation M(H). Les caractéristiques d'un aimant permanent (NdFeB : néodyme-fer-bore) en fonction de la température dans le quadrant (B>0 et H<0) sont données Figure 2.5.

On observe que les valeurs se rapprochent de 0 lorsque la température augmente et que le risque que l'aimant se démagnétise apparaît avant que l'induction ne s'annule quand la température de fonctionnement augmente.

Les premiers aimants permanents utilisés dans les machines électriques à courant continu étaient de type ferrites ou AlNiCo (Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces nuances d'aimants posent toutefois un problème, puisque le risque de désaimantation est grand ou que l'induction rémanente est faible, ce qui a justifié leur remplacement par de nouvelles nuances utilisant des matériaux de types terres rares dans les machines électriques.

Les caractéristiques des différents aimants sont données Figure 2.6.

Aujourd'hui ce sont les aimants à base de terres rares (NdFeB et SmCo) qui sont le plus souvent utilisés dans les applications de forte puissance, notamment car ils sont plus résistants à la démagnétisation (champ coercitif de démagnétisation plus grand), mais aussi et surtout parce que leur induction rémanente est élevée.

A l'heure actuelle, les aimants NdFeB permettent d'avoir les meilleures caractéristiques ( $B_r$  et  $H_{cb}$  grands). Ils sont donc privilégiés pour les applications électriques. L'inconvénient est que leurs performances se dégradent plus rapidement sous l'effet de la température que les aimants de type SmCo (Samarium Cobalt). Dans le cas limite, si un aimant atteint la température de Curie, il perd son aimantation (retour au point (B=0 ;H=0) de la courbe d'hystérésis). Ainsi, on rencontre notamment les aimants SmCo lorsque les températures de fonctionnement sont supérieures à 150°C dans les machines électriques. Les caractéristiques des différentes nuances sont finalement détaillées Table 2.4.

Il y a plusieurs grandeurs qui sont intéressantes sur cette caractéristique :

- l'induction rémanente  $B_r$  : induction lorsque l'aimant est en court-circuit (H=0) ;
- le champ coercitif  $H_{cb}$  : valeur de H lorsque B=0 ;
- le champ coercitif de démagnétisation  $H_{cj}$  : valeur du champ pour lequel l'aimant commence à se démagnétiser.

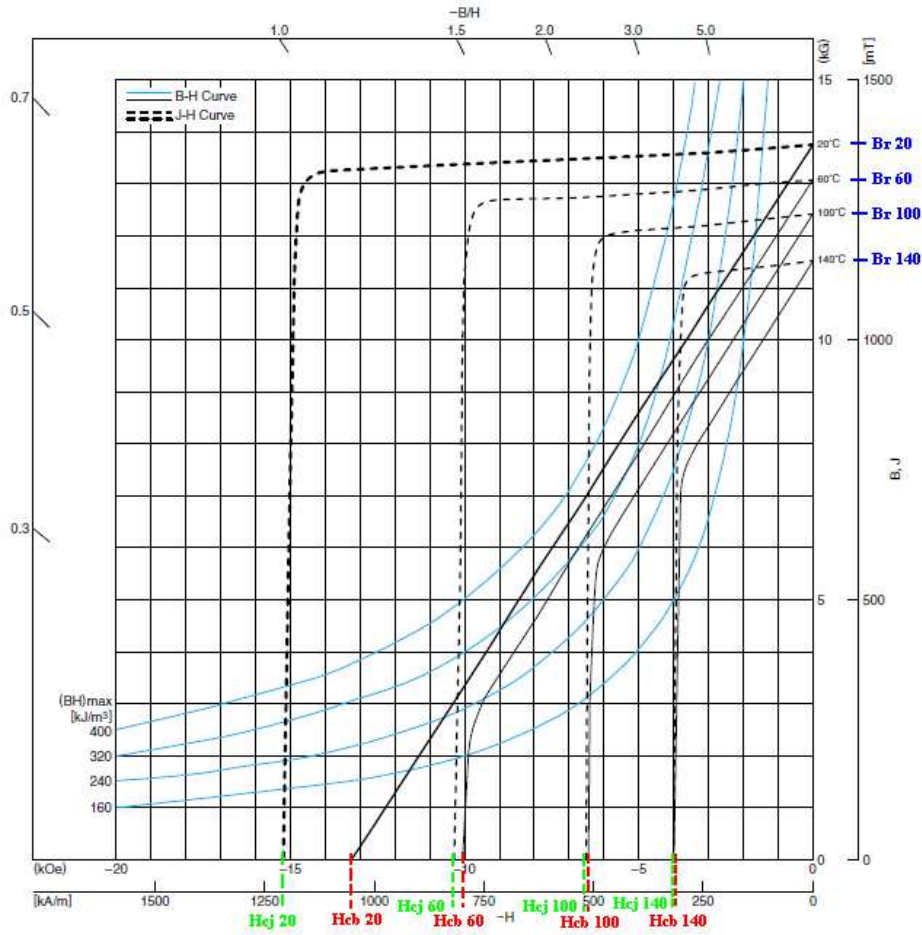


Figure 2.5 Caractéristiques B(H) et M(H) « fournisseur » d'un aimant permanent de type NdFeB (TDK neorec 47B)

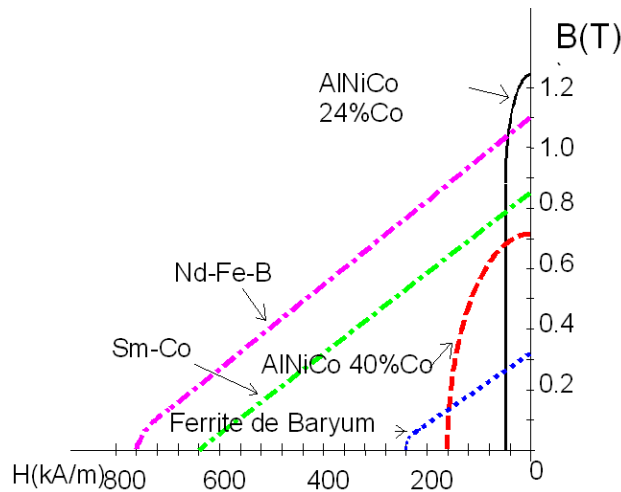


Figure 2.6 Comparaison des caractéristiques B(H) des différentes nuances d'aimant [Mul09]

Table 2.4 Propriétés des différentes nuances

Nuances	$B_r$ (T)	$H_{cb}$ (kA/m)	Température de Curie (°C)	Avantages/Inconvénients
Ferrite	De 0,2 à 0,4	200	~300	Les moins chers
AlNiCo	Jusqu'à 1,2T	50	~800	Faible tenu à la démagnétisation
SmCo	Autour de 1T	800	~750	Résistant à la température
NdFeB	Jusqu'à 1,4T	1000	~300	Température d'utilisation < 120°C

Le choix des aimants permanents va également influencer le dimensionnement du rotor, d'abord en fonction de la topologie qui sera retenue (aimants enterrés ou en surface) ensuite en fonction du niveau d'induction qui sera rencontrée.

Quand les aimants sont collés directement sur une partie massive. Le champ que voit cette partie est un champ fixe (invariant dans le temps) ce qui limite les pertes. Pour ne pas avoir de concentration de flux, il est possible d'utiliser pour l'épaisseur de la culasse (partie sous les aimants) le demi pas polaire, l'épaisseur  $e_j$  de la partie massive est alors déterminée à partir de l'expression [2.10].

$$e_j = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi R}{2p} [2.10]$$

Néanmoins, ce sera au final les contraintes mécaniques qui imposeront une épaisseur minimum à cette partie, de plus dans certains cas (faible fréquence, faible épaisseur d'aimant, faible entrefer, contenu harmonique important), en fonction des courants induits, pouvant être présent dans la culasse, il peut être intéressant d'aménager la zone sur laquelle sont collés les aimants (utilisation de rainure par exemple).

Il est également possible d'envelopper le rotor à l'aide d'une frette. Une frette peut être réalisée à partir de matériaux composites (fibre de carbone...) ou de matériaux amagnétiques (inox). Ce sont les contraintes mécaniques qui permettront de déterminer l'épaisseur qui est nécessaire. La frette peut avoir différentes fonctionnalités:

- maintien des aimants ;
- protection des aimants (corrosion, champ variable...);
- homogénéisation de la surface pour faciliter le parcours de l'air dans l'entrefer.

Mais elle a également des inconvénients :

- contraintes mécaniques sur les aimants ;
- augmentation de l'entrefer magnétique et donc réduction des performances ;
- isolation thermique du rotor.

Il faut également être vigilant avec le « process » utilisé pour installer les frettes car il nécessite souvent de travailler à des températures soit très basses, soit très hautes. Dans ce cas il faut vérifier qu'il n'y a pas de risque pour les aimants. En particulier pour les aimants de types NdFeB, qui ont un comportement différent des autres aimants et de la plupart des matériaux : ils se contractent quand la température augmente.

Nous avons maintenant une bonne idée de comment réaliser le rotor, il faut maintenant déterminer l'induction qui sera induite par le choix des aimants (matières et dimensions). Cela constituera la base du dimensionnement du stator de la machine.

### 1.5. Induction dans l'entrefer

Comme cela a été dit dans le paragraphe précédent, les flux statoriques et les flux rotoriques circulent dans l'entrefer. L'induction dans l'entrefer dépendra de la position et aura la forme donnée dans [2.11].

$$B_{ent}(r, \theta) = \lambda(r, \theta) [B_{rot}(r, \theta) + B_{sta}(r, \theta)] [2.11]$$

où  $\lambda$  représente la perméance et tient compte de l'effet des encoches,  $B_{rot}$  est l'induction rotorique due aux aimants et  $B_{sta}$  est l'induction due aux courants.

Il est possible de dissocier les sources de flux (les courants et les aimants) et d'appliquer le théorème de superposition si on considère un comportement magnétique linéaire.

Ce qui nous intéresse en premier lieu est de déterminer l'induction en présence des aimants seuls dans le but d'estimer la tension à vide de la machine.

Pour une première approche, il est possible de déterminer l'induction dans l'entrefer de la machine en appliquant le théorème d'Ampère au modèle simplifié de la Figure 2.7.

On obtient alors l'expression [2.12] de l'induction créée par les aimants dans l'entrefer.



$$B_{rot} = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_r k_C e}{e_{aim}}} [2.12]$$

où  $B_r$  représente l'induction rémanente des aimants,  $e_{aim}$  l'épaisseur des aimants,  $e$  l'épaisseur de l'entrefer (entrefer mécanique + frette),  $\mu_r$  la perméabilité relative des aimants et  $k_C$  le coefficient de Carter.

L'induction rémanente dépend de la température des aimants comme on a pu le voir Figure 2.5. En règle générale, la perte de performance de l'aimant peut se mettre sous la forme linéaire de l'équation [2.13].

$$B_r(T) = B_r(T = 20^\circ C) \cdot \left(1 - \frac{KT}{100}(T - 20)\right) [2.13]$$

où  $KT$  est un coefficient propre à chaque aimant. Sa valeur est renseignée par les fournisseurs, et elle vaut entre 0.08 et 0.12 pour un aimant de type NdFeB.

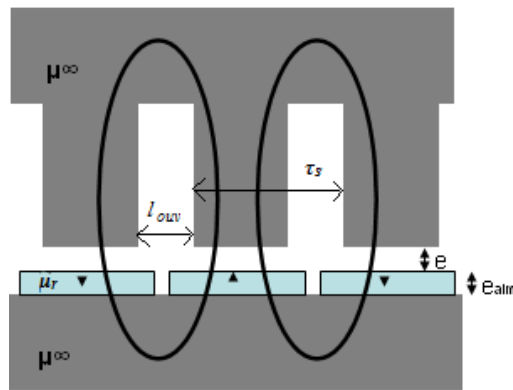


Figure 2.7 Modèle simplifié d'une tranche de la machine

Pour prendre en compte l'effet des encoches dans ce cas, il est possible d'utiliser le coefficient de Carter, défini par l'expression [2.14] qui augmentera l'épaisseur de l'entrefer magnétique.

$$k_C = \frac{1}{1 - \frac{l_{ouv}^2}{\left(5 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right) + l_{ouv}\right) \tau_s}} [2.14]$$

Dans cette expression,  $l_{ouv}$  représente la largeur de l'ouverture des encoches et  $\tau_s$  représente le pas dentaire, qui est défini à partir de [2.15].

$$\tau_s = \frac{\pi D}{N_d} [2.15]$$

où  $N_d$  représente le nombre d'encoches ou dents du stator.

Pour les machines qui auront des formes d'ondes sinusoïdales, il est possible d'estimer les performances de la machine en se contentant d'utiliser le fondamental des différentes grandeurs. En revanche, si l'utilisation du fondamental permet d'estimer les performances, elle ne permet pas de modéliser des phénomènes parasites, comme les ondulations de couples et les pertes harmoniques.

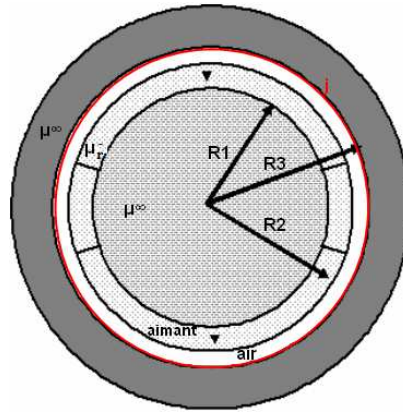
L'expression de la valeur maximale du fondamental de l'induction dans l'entrefer créé par les aimants seuls est alors obtenu à partir de [2.16].

$$B_{1m} = \frac{4}{\pi} B_{rot} \cdot \sin\left(\frac{K_a \pi}{2}\right) [2.16]$$

où  $K_a$  représente le ratio entre l'épanouissement de l'aimant par rapport à l'arc polaire.

Pour avoir une estimation plus précise de l'induction dans l'entrefer et notamment de son évolution en fonction de la position angulaire dans l'entrefer, il est possible de déterminer, de manière analytique en utilisant [Zhu93] et le modèle de la Figure 2.8, le champ magnétique dans les différentes régions de la machine. Ce champ vérifie

les équations de Maxwell et il est alors possible de mettre en équations le potentiel vecteur dans la zone annulaire de l'entrefer et dans celle des aimants.



**Figure 2.8** Modèle simplifié de la machine

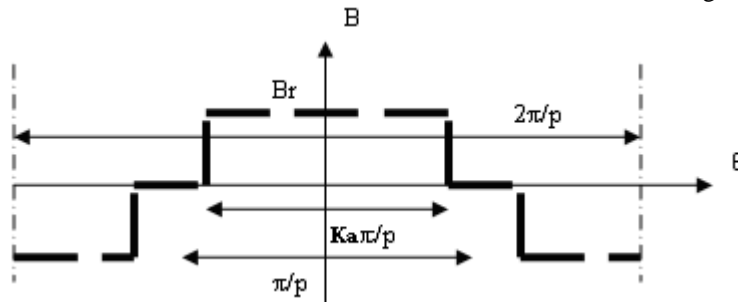
Les expressions [2.17] sont les lois suivies par le potentiel vecteur dans les 2 régions qui sont intéressantes dans le modèle de la Figure 2.8.

$$\begin{cases} \Delta \overrightarrow{A_{ent}} = 0 & \text{dans la zone entrefer (air)} \\ \Delta \overrightarrow{A_{aim}} = -\text{rot} \overrightarrow{B_{aim}} & \text{dans la zone aimant} \end{cases} \quad [2.17]$$

L'expression du laplacien en coordonnées cylindres est donné par [2.18].

$$\frac{\partial^2 A_i}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_i}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_i}{\partial \theta^2} \quad [2.18]$$

Dans le cas d'une aimantation radiale la forme de l'induction des aimants est donnée Figure 2.9.



**Figure 2.9** Forme de l'induction produite par une aimantation radiale

On en déduit alors la forme générale des expressions du potentiel vecteur dans ces 2 régions. Le potentiel vecteur dans la zone entrefer est donné en [2.19], celui dans la zone aimant suit [2.20].

$$A_{ent}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{ent,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{ent,n}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{ent,n}^\theta \cdot \cos(np\theta) + \beta_{ent,n}^\theta \cdot \sin(np\theta)) \quad [2.19]$$

$$A_{aim}(r, \theta) = \sum_{n \neq 0} (\alpha_{ent,n}^r \cdot r^{n \cdot p} + \beta_{ent,n}^r \cdot r^{-n \cdot p}) \cdot (\alpha_{ent,n}^\theta \cdot \cos(np\theta) + \beta_{ent,n}^\theta \cdot \sin(np\theta)) - \sum_{n \text{ impair}} C_l \cdot r \cdot \sin(np\theta) \quad [2.20]$$

où  $C_l$  est une constante.

Les coefficients  $\alpha^r$ ,  $\beta^r$ ,  $\alpha^\theta$  et  $\beta^\theta$  devront être déterminés à partir des conditions aux limites.

Le but est ensuite de déterminer l'induction, qui peut être déduite à partir de l'expression [2.21] qui lie l'induction au potentiel vecteur.

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad [2.21]$$

En coordonnées cylindriques, les expressions des inductions tangentielle et radiale sont donc obtenues à partir de l'expression [2.22] du rotationnel.

$$\begin{cases} B^r(r, \theta) = \frac{1}{r} \frac{\partial A_i(r, \theta)}{\partial \theta} \\ B^\theta(r, \theta) = -\frac{\partial A_i(r, \theta)}{\partial r} \end{cases} [2.22]$$

Dans le but de déterminer ces expressions, on utilise les conditions aux limites entre les 2 régions annulaires:

- le champ sur le diamètre d'alésage est égal à la densité linéique de courant équivalente d'où [2.23].

$$H_{ent}^\theta(R_3, \theta) = j(\theta) [2.23]$$

- le champ sur le diamètre rotor est nul car il n'existe pas de courant linéique dans cette zone, ce qui implique [2.24].

$$H_{aim}^\theta(R_1, \theta) = 0 [2.24]$$

- les lois de conservation du flux au passage d'une frontière fermée conduisent à [2.25].

$$\begin{cases} B_{aim}^r(R_2, \theta) = B_{ent}^r(R_2, \theta) \\ H_{aim}^\theta(R_2, \theta) = H_{ent}^\theta(R_2, \theta) \end{cases} [2.25]$$

Les composantes radiales et tangentielles de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants peuvent être déterminées à partir des expressions [2.26].

Les expressions [Zhu93], qui permettent d'effectuer la détermination analytique des inductions, sont rappelées pour une machine à rotor intérieur, on peut retrouver les expressions pour une topologie à rotor extérieur dans [Zhu93].

$$\begin{cases} B_{rot}^r(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n \cdot p \cdot a_n \cdot \cos(n \cdot p \cdot \theta) \\ B_{rot}^\theta(r, \theta) = \sum_{n \text{ impair}} n \cdot p \cdot b_n \cdot \sin(n \cdot p \cdot \theta) \end{cases} [2.26]$$

Les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  sont obtenus à partir des expressions [2.27] et [2.28].

$$a_n = \begin{cases} \left[ 1 + \left( \frac{R_3}{r} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left( \frac{R_1}{R_3} \right)^2 \right] \left[ 1 - \ln \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^2 \right] c_n & \text{si } np = 1 \\ \left[ \left( \frac{r}{R_3} \right)^{np-1} \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^{n \cdot p+1} + \left( \frac{R_2}{r} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot \left[ (1+n \cdot p) \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1-n \cdot p) - 2 \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{n \cdot p+1} \right] c_n & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.27]$$

$$b_n = \begin{cases} \left[ 1 - \left( \frac{R_3}{r} \right)^2 \right] \cdot \left[ \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left( \frac{R_1}{R_3} \right)^2 \right] \left[ 1 - \ln \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^2 \right] c_n & \text{si } np = 1 \\ \left[ \left( \frac{r}{R_3} \right)^{np-1} \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^{n \cdot p+1} - \left( \frac{R_2}{r} \right)^{n \cdot p+1} \right] \cdot \left[ (1+n \cdot p) \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{2 \cdot n \cdot p} + (1-n \cdot p) - 2 \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{n \cdot p+1} \right] c_n & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.28]$$

La partie  $c_n$  commune à  $a_n$  et  $b_n$  est donnée dans [2.29]

$$c_n = \begin{cases} \frac{2B_r}{\pi \mu_r} \sin \left( n \cdot K_a \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^2 - \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^2 \right]} & \text{si } np = 1 \\ \frac{4B_r}{n \pi \mu_r} \frac{1}{(1-(n \cdot p)^2)} \sin \left( n \cdot K_a \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left( \frac{R_2}{R_3} \right)^{2np} - \left( \frac{R_1}{R_2} \right)^{2np} \right]} & \text{si } np \neq 1 \end{cases} [2.29]$$

où  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  sont définis en Figure 2.8 et  $K_a$  est le ratio entre l'arc polaire et l'arc des aimants.

Avec ces expressions il est possible de déterminer l'induction créée uniquement par les aimants dans l'entrefer d'une machine où le stator est lisse. Pour prendre en compte l'effet des encoches il est nécessaire de tenir compte de la perméance variable d'entrefer, l'expression utilisée est donnée en [2.30].

$$B_{ent}(r, \theta) = B_{rot}(r, \theta) \lambda(r, \theta) = B_{rot}(r, \theta) \lambda_r(r, \theta) \lambda_0 \quad [2.30]$$

La perméance relative  $\lambda_r$ , obtenue à partir des expressions présentées dans la troisième partie de [Zhu93], est rappelée en [2.31] et [2.32].

$$\lambda_r(r, \theta) = \begin{cases} 1 - \beta \cdot \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi \cdot R_3}{0.8 l_{ouv}} \theta\right) \right] & \text{pour } 0 \leq \theta \leq \frac{0.8 \cdot l_{ouv}}{R_3} \\ 1 & \text{pour } \frac{0.8 \cdot l_{ouv}}{R_3} \leq \theta \leq \frac{\pi \cdot R_3}{N_d} \end{cases} \quad [2.31]$$

$$\beta = \frac{1}{2} - \frac{1}{2 \sqrt{1 + \frac{l_{ouv}^2}{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right)^2} (1 + v^2)}}} \quad [2.32]$$

L'expression permettant de déterminer  $v$  est donné en [2.33], où  $l_{ouv}$  est l'ouverture d'encoche,  $N_d$  est le nombre d'encoches,  $e$  est l'épaisseur d'entrefer et  $e_{aim}$  l'épaisseur d'aimant.

$$y \frac{\pi}{l_{ouv}} = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{\sqrt{a^2 + v^2} + v}{\sqrt{a^2 + v^2} - v} \right) + \frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right)^2}{l_{ouv}^2} \text{Arc tan} \left[ \frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right)^2}{l_{ouv}^2} \frac{v}{\sqrt{a^2 + v^2}} \right] \quad [2.33]$$

Les constantes  $a$  et  $y$  sont obtenues à partir des expressions [2.34] et [2.35] quand le rotor est intérieur.

$$a = 1 + \frac{4 \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right)^2}{l_{ouv}^2} \quad [2.34]$$

$$y = r - R_3 + \left(e + \frac{e_{aim}}{\mu_r}\right) \quad [2.35]$$

Les formes des inductions obtenues en utilisant ces expressions seront données au chapitre 3.

### 1.6. Dimensionnement du stator

Le flux créé par les aimants peut alors être obtenu à partir de l'expression [2.36].

$$\phi(\theta) = \iint B(\theta) \cdot dS = LR \int B(\theta) \cdot d\theta \quad [2.36]$$

Et la force électromotrice peut être déduite grâce à l'expression [2.37].

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -\Omega \frac{d\phi}{d\theta} \quad [2.37]$$

En ne considérant que son fondamental, il est possible d'obtenir une expression simple de la force électromotrice (FEM) à vide à partir de l'expression simplifiée de l'induction. On détermine alors la tension efficace induite dans une spire au stator en utilisant [2.38].

La connaissance de l'induction dans les différentes parties de la machine est importante dans la réalisation du stator, l'élément qui va pouvoir maintenant être dimensionné est le bobinage, pour cela nous allons commencer par déterminer le nombre d'encoches.

$$E_1 = 2\pi.k_{b1}k_f \frac{RLf}{p} \frac{B_{1m}}{\sqrt{2}} \quad [2.38]$$

où  $k_{b1}$  correspond au coefficient de bobinage du fondamental,  $B_{1m}$  à la valeur maximale de l'induction fondamentale et  $k_f$  représente le coefficient de foisonnement<sup>3</sup> des tôles.

En fonction du nombre de pôles de la machine et du nombre de phases de la machine, il est possible de déterminer le nombre d'encoches de la machine. Ce nombre sera choisi de manière à obtenir des coefficients  $k_{bn}$  de bobinage, pour les rangs harmoniques  $n$ , qui sont intéressants. Ces coefficients sont définis dans [2.39].

$$k_{bn} = k_{dn}.k_m \quad [2.39]$$

où  $k_{dn}$  représente le coefficient de distribution qui est obtenu à partir de [2.40] et  $k_m$  représente le coefficient de raccourcissement pour le rang harmonique  $n$  défini par [2.41].

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\left(\frac{Nd}{2.m.p}\right) \sin\left(\frac{n.p.\pi}{Nd}\right)} \quad [2.40]$$

$$k_m = \sin\left(\frac{\gamma.n.\pi}{2}\right) \quad [2.41]$$

où  $\gamma$  représente le coefficient de raccourcissement, défini par [2.42].

$$\gamma = \frac{\text{pas de bobinage}}{\text{pas diamétral}} \quad [2.42]$$

Effectuer un bobinage à pas raccourci est possible uniquement quand le bobinage est de type « double couche » : il y a 2 bobines différentes dans chaque encoche.

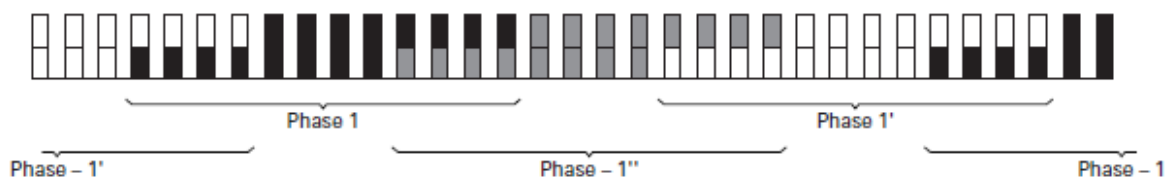
L'un des paramètres qui permet de caractériser le bobinage est le nombre d'encoches par pôle et par phase dont l'expression est donnée en [2.43].

$$Q = \frac{Nd}{2.p.m} \quad [2.43]$$

où  $m$  représente le nombre de phases.

Dans le cas d'un bobinage à pas diamétral où le nombre d'encoches par pôle et par phase est entier, l'augmentation du nombre d'encoches par pôle et par phase permet de réduire les coefficients de bobinage des différents rangs harmoniques. Lorsque ce nombre est grand, les coefficients pour les rangs les plus faibles sont donnés dans la Table 2.5.

Néanmoins, utiliser des bobinages à nombre entier d'encoches par pôle et par phase sans raccourcissement n'est pas la solution qui permet de limiter au mieux les rangs harmoniques autres que le fondamental.



**Figure 2.10 Bobinage à pas raccourci de 5/6 [D3420]**

Dans [D3420] plusieurs configurations de bobinages sont rencontrées. L'une d'entre elles est présentée Figure 2.10. Dans le cas d'une machine triphasée, les coefficients de bobinage des premiers harmoniques tendent vers les valeurs données Table 2.5.

<sup>3</sup> Le coefficient de foisonnement permet de tenir uniquement compte des parties ferromagnétiques sur la longueur de fer.

**Table 2.5 Valeur des coefficients de bobinage quand Q tend vers l'infini**

Rang harmonique	Coefficient de bobinage
1	0.954
5	0.191
7	0.136

Pour réduire les coefficients de bobinage des rangs harmoniques autres que le fondamental, il est nécessaire d'utiliser des pas de raccourcissement.

Les pas les plus rencontrés pour un bobinage triphasé sont 5/6 et 11/12. Le pas de raccourcissement de 5/6 permet de réduire à la fois les harmoniques de rang 5 et 7 tandis que les pas de bobinage 11/12 réduira les harmoniques 11 et 13. En règle générale, le coefficient du fondamental est également affecté par le choix d'un bobinage à pas raccourci. Néanmoins, il est souvent indispensable de limiter les harmoniques ; si ce n'est pas par l'utilisation des bobinages à pas raccourci, il peut être intéressant de travailler la forme de l'ouverture des encoches ou d'utiliser des cales magnétiques pour refermer les encoches.

L'augmentation du nombre de couches du bobinage peut permettre de limiter les harmoniques. En revanche, cela complexifie la réalisation du bobinage.

Généralement il est nécessaire de trouver une configuration où le coefficient de bobinage du fondamental est grand (proche de 1) et les coefficients des autres rangs les plus faibles possibles, afin de limiter les harmoniques d'espace, le but étant de limiter les pertes supplémentaires dans les conducteurs, mais aussi de limiter les courants de circulation dans les aimants.

Une fois que le nombre d'encoches est défini, il reste encore à réaliser le bobinage, dans le sens où il est nécessaire de déterminer la section des spires, leur nombre ainsi que les connexions entre les différentes bobines.

Pour les machines de grandes puissances, les bobines sont préformées avant d'être insérées dans le stator. Les conducteurs utilisés ont généralement des sections importantes.

Dans le but d'avoir des coefficients de bobinages intéressants il est usuel d'utiliser des bobinages à doubles couches avec raccourcissement. Pour des conducteurs rectangulaires, il est alors courant d'utiliser des bobines de type « diamond coil » pour effectuer les transpositions et pour limiter la longueur des têtes de bobines, ces bobines sont présentées Figure 2.11. Dans ce cas, le pas de bobinage doit être conservé pour toutes les bobines.

Dans le cas où le pas de bobinage est variable, il est nécessaire d'avoir recours à d'autres technologies, l'utilisation des bobines « hairpin coil » illustrées Figure 2.11 est une solution.

Dans des cas un peu plus complexes, par exemple les machines à 2 pôles, il est possible d'utiliser des demi bobines qui seront connectées après insertion pour faciliter la réalisation du bobinage.

Il existe néanmoins des contraintes à respecter sur le nombre d'encoches : il ne peut pas être trop important pour ne pas rendre la fabrication trop complexe et il faut éviter d'avoir des dents trop fines. Des dents fines conduisent à des inductions élevées, donc à des pertes dans le fer importantes et à une rigidité mécanique plus faible donc à des vibrations d'amplitude potentiellement plus grandes.

Le pas de bobinage, qui correspond à la distance entre un conducteur aller et un conducteur retour d'une même bobine, peut varier en fonction du bobinage retenu pour le stator. Néanmoins, plus il est important plus les têtes de bobines seront longues.

Une fois que le nombre d'encoches est défini et le bobinage identifié, il faut remplir les encoches. Les conducteurs les plus utilisés pour des machines de fortes puissances sont des conducteurs en cuivre de forme rectangulaire. Ces conducteurs sont plus difficiles à mettre en forme mais permettent d'obtenir des coefficients de remplissage (ratio entre cuivre et isolants) ayant des valeurs importantes.

En cas de fonctionnement à des fréquences faibles, il est possible d'utiliser des conducteurs monobrins ayant de grandes sections. Ce nombre de conducteurs pourra être augmenté dans le but d'éviter les effets pelliculaires de la distribution de courant dans les conducteurs.

Afin de bien utiliser le cuivre il faut vérifier que les dimensions du cuivre sont inférieures à 2 fois l'épaisseur de peau.



**Figure 2.11 Bobines de type « diamond coil » (en haut) et « hairpin coil » [Coi11][Eri12] (en bas)**

Dans les encoches, en plus des conducteurs en cuivre, il est nécessaire d'utiliser des isolants. L'isolation a 2 fonctions : l'isolation entre spires et l'isolation entre les phases et le circuit magnétique (on parle usuellement de masse).

Le rôle de l'isolation est d'éviter la création de courant de fuite ayant des intensités importantes. En comparaison avec l'isolation entre phase et masse, l'isolation entre spires se doit d'être efficace en haute fréquence.

Le choix de l'isolant va également dépendre de sa température d'utilisation et de la tension.

La tension de fonctionnement va permettre de déterminer l'épaisseur de l'isolation : plus la tension est grande plus l'épaisseur d'isolation est grande.

En général, pour le bobinage et l'isolation, il y a des classes d'échauffement normalisées à respecter, ces classes étant spécifiées par le client. Ce paramètre joue un rôle important dans le choix du design de la machine : lorsqu'une classe est basse cela nécessite d'avoir des pertes limitées et également des systèmes de refroidissement élaborés.

Les classes d'échauffements et d'isolation des machines sont données Table 2.6. Les valeurs peuvent varier en fonction du mode de refroidissement, de la puissance, du moyen de mesure. Tous les critères peuvent être retrouvés dans la norme CEI 60034-1 §8.

**Table 2.6 Les classes d'échauffement dans les machines électriques**

Classe	B	F	H
Température associée	130°C	155°C	180°C
Echauffements admissibles	80K	105K	125K
Température ambiante maximale	40°C	40°C	40°C

Une classe doit être affectée à l'échauffement des conducteurs et une autre doit être affectée à l'isolation. En règle générale la classe retenue pour l'isolation est plus importante que celle retenue pour l'échauffement du cuivre.

Pour limiter les échauffements, il est intéressant d'avoir des taux de remplissage d'encoches élevés pour limiter les parties isolantes qui en plus de jouer leurs rôles d'isolant électrique seront de très bons isolants thermiques. Cela conduit à limiter le nombre de spire dans une encoche. Néanmoins, des conducteurs en cuivre de section importante complexifie la réalisation des bobines, imposant là aussi de faire un compromis.

Le nombre de spires a un rôle important. Il sera lié à la tension d'alimentation du stator. Il est également possible de placer des voies en séries ou en parallèles dans la machine afin de modifier le nombre de spires par phase et d'ajuster au mieux la section des conducteurs de façon à faciliter la réalisation de la machine.

Il est possible, voire nécessaire d'ajouter des dispositifs pour retenir les bobines dans les encoches. En effet, en présence d'un champ magnétique, la circulation de courant dans les bobines conduit à la présence d'efforts sur ces bobines. Ces efforts conduisent à ce que les bobines vibrent pendant les phases de fonctionnement.

L'utilisation de becs n'est en général pas possible pour les machines de grandes dimensions, pour lesquelles les bobines sont réalisées avant d'être insérées dans l'empilage de tôles. En revanche il est courant d'utiliser des cales d'encoches qui peuvent être soit magnétiques, soit amagnétiques, en fonction des performances que l'on veut obtenir. Dans le cas d'une machine à aimant, l'utilisation de cales magnétiques conduit néanmoins à augmenter les fuites, mais permet de limiter les effets indésirables liés à la variation de perméance, tels que le bruit, les vibrations, le couple de détente et les courants de Foucault dans les aimants.

Une fois les dimensions des bobines connues, il est nécessaire de déterminer la forme des tôles qui seront nécessaires pour accueillir les bobines.

L'un des paramètres à définir est la hauteur des encoches, elle sera définie à partir de la densité surfacique de courant  $J$  que l'on souhaite utiliser à partir de l'expression [2.44].

$$h_{enc} = \frac{J}{t_r \cdot J_{enc}} \quad [2.44]$$

où  $t_r$  représente le taux de remplissage en cuivre de l'encoche,  $h_{enc}$  la hauteur d'encoches et  $l_{enc}$  la largeur d'encoche.

La largeur des dents  $l_d$  respectera des règles pour limiter l'induction dans les différentes parties de la machine. Ainsi il sera possible de déterminer la valeur minimale de la largeur de dents pour la limite d'induction  $B_d$  que l'on aura imposée à partir de l'expression [2.45].

$$l_d > \frac{B_d}{B_{ent}} \cdot \frac{\pi D}{N_d} \quad [2.45]$$

La dernière partie du stator à dimensionner est la culasse, parties où se referme le flux d'entrefer provenant du rotor ou créé par les courants et traversant les dents.

Comme pour la détermination de la largeur de dent, l'épaisseur de culasse  $e_c$  peut être déterminée à partir de l'expression [2.46] en fonction de l'induction maximale  $B_c$  admise dans cette partie de la machine.

$$e_c > \frac{B_c}{B_{ent}} \cdot \frac{\pi D}{2p} \quad [2.46]$$

A ce niveau nous avons réalisé le dimensionnement géométrique de la machine. Il est maintenant nécessaire de vérifier que les performances obtenues seront cohérentes avec les valeurs attendues ; pour cela nous allons avoir besoin de déterminer le schéma électrique équivalent de la machine.

### 1.7. Déduction des paramètres du schéma équivalent

Le bobinage de la machine étant défini, la résistance équivalente des enroulements stator peut alors être calculée à partir de l'expression [2.47].

$$R_s = \frac{1}{N_{part}} \rho \frac{L_{cu}}{S_{cu}} \quad [2.47]$$

où  $L_{cu}$  représente la longueur totale du cuivre (prise en compte des têtes de bobines) de toutes les spires en série dans la phase,  $S_{cu}$  la section d'un conducteur sans isolation et  $N_{part}$  le nombre de sections en parallèles dans le bobinage.

La résistivité  $\rho$  étant un paramètre qui dépend de la température, il faut en tenir compte quand on estime la résistance des phases de la machine. La prise en compte de la température se fait par l'intermédiaire de [2.48].

$$\rho(T) = \rho(T = 20^\circ C) \cdot (1 + a_{Cu} T) \quad [2.48]$$

où  $a_{Cu}$  est un paramètre qui est propre au cuivre et qui vaut  $3.93 \cdot 10^{-3} (\text{°C})^{-1}$

D'autres paramètres peuvent influencer la résistivité du cuivre : ce sont les effets de peau et de proximité, ils auront tendance à réduire la section de passage des courants et donc à augmenter la résistance.



Ces effets sont liés à la fréquence et il est alors possible de réaliser une modélisation différente de la machine pour chaque rang harmonique en ajustant les sections de cuivre des conducteurs et les fréquences.

Pour éviter ces effets il est possible de recourir à des solutions telles que des conducteurs multibrins, l'utilisation de transposition (barres Roebel) ou de fils de Litz.

La résistance par phase est un élément qui permet de modéliser les pertes qui seront induites dans le bobinage. Il est nécessaire de déterminer d'autres éléments du schéma équivalent, ce sont les inductances, ces éléments vont permettre de tenir compte des couplages magnétiques entre les différentes bobines qui sont insérées dans un même circuit magnétique ainsi que des fuites de flux dans les différentes parties (entrefer, têtes de bobines...)

L'inductance est un paramètre géométrique qui lie le flux au courant. Elle se compose de 2 éléments : l'inductance magnétisante qui représente le flux échangé entre le rotor et le stator (aussi appelé réaction d'induit), et l'inductance de fuite qui prend en compte tous les autres termes représentant le flux perdu dans la géométrie.

L'expression de l'inductance magnétisante pour une machine synchrone peut être obtenue à partir de l'expression [2.49], la méthode pour obtenir cette expression est décrite dans [Pyr08].

$$L_m = \left( \frac{N_{sp} \cdot k_{b1}}{p} \right)^2 \frac{2 \cdot m \cdot \mu_0 \cdot R \cdot L}{\pi \cdot k_c (e + e_{aim} / \mu_r)} \quad [2.49]$$

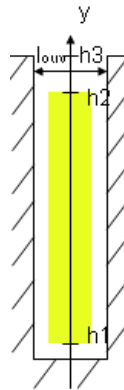
où  $N_{sp}$  représente le nombre de spires en série par phase.

Plusieurs inductances de fuites peuvent être rencontrées. Pour les machines à aimants permanents collés en surface, les principales fuites sont les fuites d'encoches et de têtes de bobines.

Pour une encoche rectangulaire comme celle de la Figure 2.12, l'inductance de fuite d'encoche est donnée par l'équation [2.50].

$$L_e = \frac{\mu_0 N_c^2}{l_{ouv}} \left( \frac{h2 - h1}{3} + (h3 - h2) \right) L \quad [2.50]$$

où  $N_c$  représente le nombre de bobines par encoche.



**Figure 2.12 Encoche rectangulaire**

L'inductance de fuite des têtes de bobines est quant à elle définie selon [2.51] où  $L_f$  dépend de la géométrie.

$$L_t = \frac{\mu_0 m D N_s^2}{p^2} L_f \quad [2.51]$$

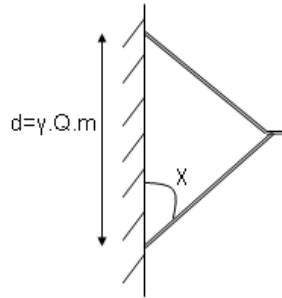
Si on note  $\chi$  l'angle fait par les têtes de bobines, comme décrit Figure 2.13, l'une des expressions utilisées pour  $L_f$  est donnée dans [D3440] et rappelée en [2.52].

$$L_f = \frac{\gamma \tan \chi}{4} \left( 1 - \frac{\sin(\gamma\pi)}{\gamma\pi} \right) + \frac{k_{b1}^2}{6} (1 + 0.12\gamma^2) \quad [2.52]$$

Un autre élément doit être pris en compte pour l'inductance. Il s'agit de l'impact de la non linéarité des propriétés des matériaux en fonction du champ, plus communément nommé saturation magnétique.

Il est alors possible de corriger les valeurs des inductances en tenant compte des propriétés magnétiques de la machine et en déterminant des coefficients de saturation.

Il est également nécessaire de prendre en compte les échanges de flux entre phases de la machine (couplage), effets qui seront pris en compte par l'utilisation d'inductance mutuelle.



**Figure 2.13 Schéma des têtes de bobines**

On représente souvent les couplages magnétiques par une matrice inductance telle que [2.53] pour une machine triphasée équilibrée.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_p & M & M \\ M & L_p & M \\ M & M & L_p \end{bmatrix} \quad [2.53]$$

avec  $L_p$  l'inductance propre déterminée par [2.54] et  $M$  l'inductance mutuelle entre deux phases consécutives. La matrice inductance traduit ainsi le lien entre les flux et le courant d'où l'expression [2.55].

$$L_p = L_m + L_t + L_e \quad [2.54]$$

$$[\phi] = [L][i] \quad [2.55]$$

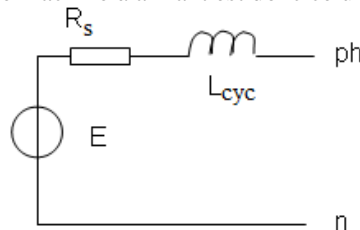
Dans le cas d'une machine triphasée équilibrée, couplée en étoile, on a la relation [2.56] et on peut donc transformer la matrice inductance comme c'est le cas dans [2.57].

$$\sum_{m=1}^3 i_m = 0 \quad [2.56]$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_p - M & 0 & 0 \\ 0 & L_p - M & 0 \\ 0 & 0 & L_p - M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cyc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cyc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cyc} \end{bmatrix} \quad [2.57]$$

où  $L_{cyc}$  représente l'inductance cyclique.

Le modèle équivalent monophasé d'une machine à aimant est donc celui donné Figure 2.14.



**Figure 2.14 Modèle équivalent monophasé d'une machine à aimants permanents**

Comme pour la machine asynchrone, il sera possible de compléter le schéma équivalent de la machine en prenant en compte les pertes fer en ajoutant une résistance  $R_f$  en parallèle de la FEM, les pertes fer pouvant alors être déterminées à partir du schéma par l'expression [2.58].

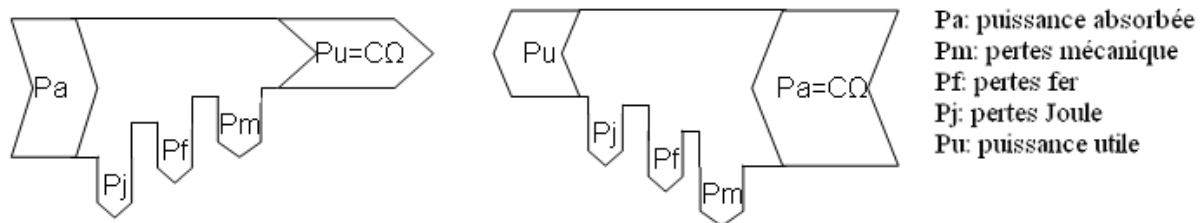
$$Pf = m \frac{E^2}{R_f} \quad [2.58]$$

Néanmoins, l'estimation des pertes fer n'est pas une chose aisée comme nous allons le voir dans le paragraphe qui suit qui aura pour but de déterminer le rendement d'une machine.

## 2. Performance

### 2.1. Bilan de puissance

Le bilan de puissance d'une machine peut se mettre sous la forme donnée Figure 2.15. En fonction du mode de fonctionnement, le transfert de puissance se fait dans deux sens différents. En mode générateur, la puissance mécanique  $C.\Omega$  est convertie en énergie électrique ( $P_u$ ) récupérée aux bornes de la machine. En mode moteur, la puissance absorbée sur le réseau ( $P_a$ ) est convertie en énergie mécanique.



**Figure 2.15 Diagramme des puissances: mode moteur (à gauche), mode générateur (à droite)**

*Remarque :* Dans certain cas, en plus de la dissociation des pertes proposées, les pertes statoriques et rotoriques peuvent être séparées.

Le rendement de la machine utilisée en génératrice est défini par l'expression [2.59].

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + \sum \text{pertes}} \quad [2.59]$$

Il est donc nécessaire d'estimer les différentes pertes de la machine afin de déterminer son rendement. Pour effectuer cette estimation, ce qui est le plus aisé est de dissocier les pertes, comme cela est souvent réalisé en cas d'essais d'une machine.

- Pertes mécaniques

Ce terme désigne les pertes (frottements) dans les différents éléments de liaisons utilisés pour faciliter le mouvement du rotor par rapport au stator ou de transmission mécanique (accouplement).

Les pertes dans les paliers situés sur l'arbre principal sont généralement faibles en présence de vitesses de rotation très faibles, comme c'est le cas dans une application éolienne en attaque directe. On pourra donc, dans ce cas, pour une première estimation, considérer que la puissance sur l'arbre est égale à la puissance récupérée par les pales.

- Pertes par effet Joule

Les pertes dans les conducteurs sont obtenues à partir de leur résistance et du courant les traversant. On peut ramener ces pertes à une phase en utilisant la résistance d'une phase et le courant efficace d'une phase, les pertes sont alors obtenues à partir de l'expression [2.60].

$$P_j = m.R_s.I^2 \quad [2.60]$$

En cas de prise en compte des pertes harmoniques, cette formule peut être adaptée en utilisant les résistances et les courants correspondants, et on obtient l'expression [2.61].

$$P_j = m.\sum_h R_h.I_h^2 \quad [2.61]$$

La résistance pour les rangs harmoniques sera plus grande que celle du fondamental du fait de la réduction des sections de cuivre due à l'effet de peau et à l'effet de proximité.

- Pertes fer

Les pertes fer désignent les pertes dans les tôles empilées de la machine.

Plusieurs modèles existent dans la littérature. La formule de Bertotti donnée en [2.62] peut par exemple être utilisée.

L'estimation des pertes doit tenir compte des caractéristiques propres aux tôles utilisées, caractéristiques qui peuvent varier en fonction du sens de découpe des tôles, du niveau d'induction auquel les tôles sont soumises. On voit qu'en fonction de la partie de la machine considérée et de la fréquence, les pertes seront différentes.

$$P_f = k_h B^2 f^2 + k_e Bf + k_a (Bf)^{\frac{3}{2}} \quad [2.62]$$

Trois termes apparaissent dans cette expression : le premier désigne les pertes par hystérésis, avec coefficient de pertes par hystérésis associé  $k_h$  ; le second représente les pertes par courants de Foucault, avec le coefficient associé  $k_e$  ; et le dernier désigne les pertes par excès, avec le coefficient associé  $k_a$ . Les pertes obtenues correspondent en réalité à une densité de pertes qui peut être définie par unité de masse ou de volume.

Ces coefficients sont déterminés à partir des pertes caractéristiques données par les fournisseurs. Par exemple, une table pour la nuance de tôles M400-50A est donnée Figure 2.16.

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz	W/kg at 100 Hz	W/kg at 200 Hz	W/kg at 400 Hz	W/kg at 1000 Hz	W/kg at 2500 Hz
0,1	0,02	0,07	32,6	0.07	0.16	0,48	2.12	8.64
0,2	0,09	0,18	43,5	0.26	0.64	1,80	7.49	30.1
0,3	0,19	0,33	50,8	0.54	1.35	3,77	15.3	62.7
0,4	0,31	0,50	57,2	0.88	2.25	6,29	25.7	109
0,5	0,46	0,69	63,4	1.27	3.33	9,37	39.0	172
0,6	0,62	0,91	69,9	1.73	4.58	13,1	56.1	256
0,7	0,81	1,16	77,3	2.24	6.03	17,5	77.1	367
0,8	1,01	1,46	86,0	2.80	7.68	22,7	103.1	509
0,9	1,24	1,81	97,2	3.44	9.58	28,8	135.0	685
1,0	1,49	2,23	113,2	4.15	11.7	35,9	173.3	899
1,1	1,76	2,79	137,8	4.95	14.2	44,2	218.8	1155
1,2	2,09	3,60	180,2	5.85	17.0	53,8	272.4	1453
1,3	2,46	5,07	269,5	6.88	20.2	64,9	334.6	1793
1,4	2,96	8,80	516,8	8.18	23.8	77,4	405.6	2130
1,5	3,57	21,6	1307	9.82	28.3	91,7	488.4	
1,6	4,38	57,2	3180					

Figure 2.16 Pertes pour tôle M400-50A pour différentes inductions et différentes fréquences

En règle générale, il est intéressant de dissocier les dents de la culasse pour effectuer le calcul de ces pertes car les caractéristiques de l'induction dans ces 2 parties de la machine diffèrent.

On a souvent plus d'harmoniques dans les dents et des niveaux d'induction plus élevés peuvent être atteints.

La prise en compte des harmoniques peut se faire à partir de l'expression [2.63].

$$Pf = \sum_h \left( k_h B_h^2 (hf)^2 + h k_e B_h f + k_a (h B_h f)^{\frac{3}{2}} \right) \quad [2.63]$$

où  $B_h$  représente la valeur maximale de l'induction pour le rang harmonique  $h$ .

Dans certain cas, le terme « pertes fer » peut aussi désigner les pertes à vide de la machine. En effet, pour une machine à aimants, il est difficile de dissocier les pertes à partir d'essais et l'essai à vide permet d'avoir la somme des pertes (mécaniques et une partie des pertes par courants induits) autres que les pertes liées au courant parcourant les phases (Joule).

Etant donné que beaucoup de paramètres interviennent, l'estimation des pertes dans les tôles de la machine n'est en général pas précise, même si les éléments finis permettent d'avoir une répartition plus précise de l'induction. Le retour d'expérience permet de déterminer des coefficients dans le but de se rapprocher des mesures.

- Pertes par courants induits au rotor

Dans les machines synchrones à pôles saillants de forte puissance, les pôles sont réalisés à partir de tôles empilées et des bobines de cuivre sont enroulées autour pour former des électroaimants, tandis que des barres « amortisseuses » sont logées dans la partie supérieure du pôle. De ce fait, les harmoniques de champ dans l'entrefer induisent dans ces barres des courants de circulation. Dans les machines à aimants, il n'y a généralement pas d'amortisseurs, ce qui conduit à ce que les harmoniques de champ puissent pénétrer « profondément » dans les aimants.

Ces harmoniques de champ, qui peuvent être liés à la présence d'harmoniques de courants, à la présence des encoches ou à la répartition du bobinage, conduisent à générer des courants de Foucault et donc des échauffements. Le parcours de ces courants de Foucault est décrit Figure 2.17 où les dimensions de l'aimant  $b_{aim}$  et  $l_{aim}$  respectent la relation  $b_{aim} < l_{aim}$ .

Ces courants vont être présents dans toutes les parties conductrices de la machine (carcasse, aimants, amortisseurs...).

Dans le cas des aimants, les courants induits sont d'autant plus gênants que les performances des aimants sont sensibles à la température. L'autre point à noter est qu'il est coutume de protéger les aimants en les recouvrant d'une frette ou d'un couvercle ; ces éléments étant généralement de bons isolants thermiques, ils peuvent rendre le refroidissement difficile.

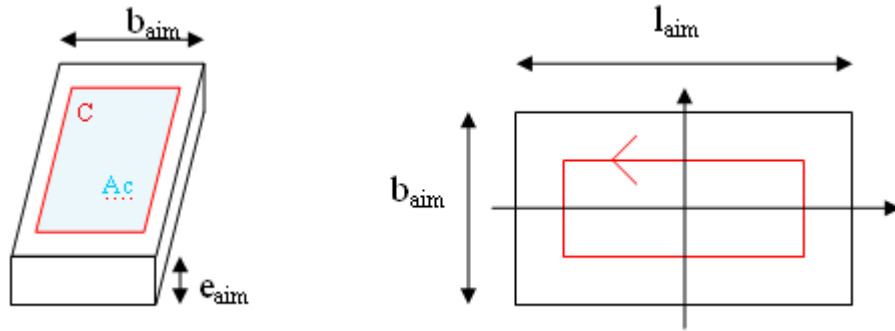


Figure 2.17 Modèle d'un bloc d'aimant

L'équation de Maxwell Faraday [2.64] permet de lier les variations de champ magnétique à la création d'un champ électrique et elle s'applique dans le cas des aimants.

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_{A_c} \frac{d}{dt} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad [2.64]$$

où  $\vec{E}$  représente le champ électrique.

En partant des hypothèses suivantes :

- Parcours des lignes de courant rectilignes,
- Induction constante à la surface de l'aimant,

il est possible d'estimer les pertes dans les aimants. Pour cela, on va développer les termes de l'expression [2.64], le champ électrique étant lié à la densité de courant par l'expression [2.65]

$$\vec{E} = \rho_{aim} \vec{J} \quad [2.65]$$

où  $\rho_{aim}$  correspond à la résistivité des aimants et  $\vec{J}$  le vecteur densité de courant.

Soit  $J_C$  la densité de courant sur le contour  $C$  de longueur  $l_C$  et  $A_C$  la surface fermée par ce contour, on obtient l'expression [2.66] en utilisant [2.64].

$$\rho_{aim} J_C l_C = -A_C \frac{dB}{dt} \quad [2.66]$$

Pour un matériau où des courants circulent, la puissance instantanée, qui correspond aux pertes par effet Joule, est définie par [2.67].

$$P_{aim} = \int_{V_{aim}} \rho_{aim} J_C^2 dV \quad [2.67]$$

où  $V_{aim}$  représente le volume d'aimants.

Les expressions [2.66] et [2.67] conduisent à l'expression des pertes [2.68].

$$P_{aim} = \int_{V_{aim}} \frac{k_{aim}}{2\rho_{aim}} \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dV \quad [2.68]$$

Le facteur  $k_{aim}$  dépend des dimensions de l'aimant et plus précisément du ratio entre la longueur et la largeur de l'aimant. Sa valeur est obtenue dans [Nip99] et en fonction des différentes configurations géométriques, on retrouve les équations [2.69], [2.70] ou [2.71].

$$k_{aim} = \frac{e_{aim}}{128} \left[ (l_{aim} - b_{aim})^4 \ln \left( \frac{l_{aim} + b_{aim}}{l_{aim} - b_{aim}} \right) - 2l_{aim}b_{aim} (l_{aim}^2 - b_{aim}^2 - 4l_{aim}b_{aim}) \right] [2.69]$$

si  $l_{aim} > 2b_{aim}$

$$k_{aim} = \frac{e_{aim}}{2916} \left[ 2(l_{aim} - 2b_{aim})^4 \ln \left( \frac{l_{aim} + b_{aim}}{l_{aim} - 2b_{aim}} \right) - 3b_{aim} \frac{2l_{aim}^4 - 13l_{aim}^3b_{aim} - 54l_{aim}^2b_{aim}^2 - 52l_{aim}b_{aim}^3 + 68b_{aim}^4}{l_{aim} + b_{aim}} \right] [2.70]$$

si  $l_{aim} \gg b_{aim}$

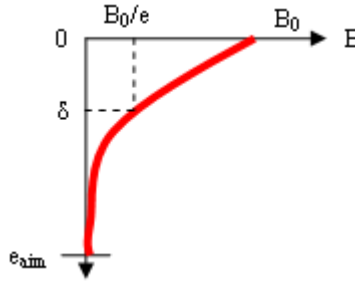
$$k_{aim} = \frac{e_{aim}l_{aim}b_{aim}^3}{12} [2.71]$$

Les expressions obtenues de cette manière ne tiennent pas compte de plusieurs paramètres qui tendent à réduire la valeur des pertes.

L'un de ces paramètres est la non prise en compte de la profondeur de pénétration du champ. En effet, l'induction dans les aimants aura la forme de la Figure 2.18 et la profondeur de pénétration  $\delta$  est définie par l'expression [2.72].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} = \sqrt{\frac{\rho_{aim}}{\pi f_g \mu_r \mu_0}} [2.72]$$

avec  $\sigma$  représente la conductivité et  $\omega$  la pulsation.



**Figure 2.18** Forme de l'induction en fonction de l'épaisseur d'aimant

Dans le cas où les aimants sont en rotation, la fréquence qui entre en jeu dans le calcul de la profondeur de pénétration est en fait la fréquence de glissement en fonction de l'harmonique de l'induction considérée. Cette fréquence est déterminée à partir de l'expression [2.73].

$$f_g = f \left( 1 - \frac{n}{p} \right) [2.73]$$

où  $n$  représente le rang de l'harmonique et  $p$  le nombre de paires de pôles de la machine.

Pour tenir compte de ce phénomène il est possible de corriger l'épaisseur d'aimant dans l'expression des pertes, la nouvelle expression des pertes devient [2.74].

$$p = \frac{k_{aim}k_{ep}}{2\rho_{aim}} \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 [2.74]$$

La valeur du coefficient  $k_{ep}$  est obtenue avec [2.75].

$$k_{ep} = \frac{\delta}{2e_{aim}} \left( 1 - e^{-\frac{2e_{aim}}{\delta}} \right) [2.75]$$

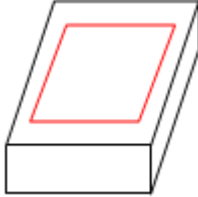
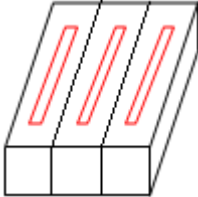
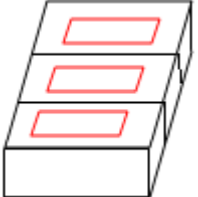
Dans le but de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, il est possible d'utiliser des artifices tels que la segmentation ou le rainurage des parties massives de la machine. La Figure 2.19 illustre l'obtention d'un pôle à partir de plusieurs segments d'aimants.

Il est possible de quantifier l'impact de ces technologies en regardant l'effet que cela a sur le calcul de la résistance équivalente en fonction de la segmentation comme cela est décrit Table 2.7. On peut estimer la résistance sans et avec segmentation en considérant que les lignes de courant sont rectangulaires.



Figure 2.19 Exemple de collage de plusieurs blocs d'aimants identiques pour l'obtention d'un pôle

Table 2.7 Impact de la segmentation

Cas	Sans segmentation	Segmentation radiale	Segmentation axiale
Contour			
Résistance	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(l_{aim} + b_{aim})$	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(N_{aim}l_{aim} + b_{aim})$	$\frac{4\rho_{aim}}{e_{aim}l_{aim}b_{aim}}(l_{aim} + N_{aim}b_{aim})$

La plus grande des dimensions étant la longueur  $l_{aim}$ , l'impact sur la résistance, d'une segmentation radiale, sera plus important que celui d'une segmentation axiale. Cela sera d'autant plus vrai quand l'écart entre longueur et largeur sera grand.

Toutefois, l'estimation analytique des pertes dans les aimants ne conduit pas à des valeurs très précises. Elle permet d'estimer l'ordre de grandeur des pertes dans les parties massives, de vérifier si ces pertes sont acceptables ou non et aussi d'estimer l'effet de la segmentation des aimants.

Afin d'estimer les pertes dans les parties massives, des résultats des calculs par éléments finis 2D seront utilisés. Ces valeurs seront toujours pessimistes et, pour avoir des valeurs plus proches de la réalité, un calcul 3D serait nécessaire.

Pour déterminer les pertes dans les aimants, on force la somme des courants dans un des aimants à être nulle et on essaie également de prendre en compte la segmentation radiale en modélisant plusieurs blocs côte à côte.

Le logiciel FLUX est utilisé pour réaliser les calculs numériques par éléments finis et la modélisation des aimants est donnée Figure 2.20.

Pour les aimants, on modélise l'élément par un conducteur massif dans la partie circuit et on force un courant nul à l'extérieur de cet élément, de manière à imposer que le courant se referme dans cet élément ; pour les parties non finies (carcasse), on modélise toujours l'élément par un conducteur massif en revanche on court-circuite cet élément, de cette façon on n'impose pas au courant de se « refermer » dans la partie de machine modélisée.

Nous avons à partir des éléments donnés dans ce paragraphe les moyens d'estimer le rendement de la machine. Une « bonne » machine n'est pas seulement une machine ayant un bon rendement mais il faut également que son comportement thermique et vibratoire soit bon.

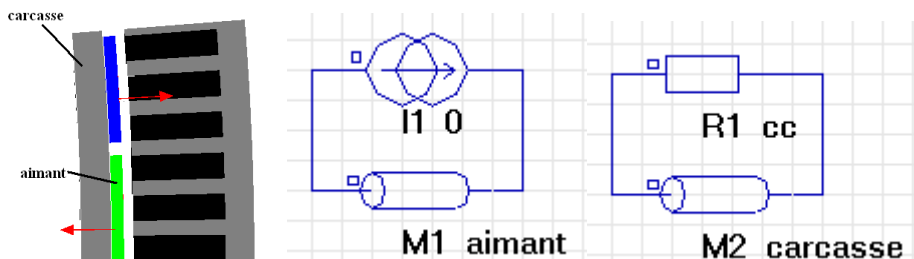


Figure 2.20 Modèle de la machine utilisée sous FLUX et modèles des circuits utilisés pour la détermination des pertes par courant induits dans les différentes parties de la machine.

En se focalisant sur les puissances, pour déterminer les performances, nous avons uniquement considérés des valeurs moyennes. Ces valeurs ne permettent pas à elles seules de conclure sur la qualité d'un dimensionnement : une autre notion est importante pour une machine, c'est le couple.

Pour cette valeur on cherche généralement à avoir un couple le plus « propre » possible ; i.e. un couple constant. Pour prendre en compte la qualité de cet élément il est nécessaire de s'intéresser à des valeurs instantanées. Nous allons maintenant présenter les expressions permettant de déterminer le couple ; la notion d'harmonique sera également mise en avant.

## 2.2. Couple

Le couple peut être obtenu en dérivant l'énergie électromagnétique ou la co-énergie électromagnétique. L'énergie ( $W_{em}$ ) étant définie en [2.76] et la co-énergie ( $W'_{em}$ ) en [2.77] sont illustrées Figure 2.21.

En général, on préfère utiliser la co-énergie car elle dépend du courant et non du flux, dans la mesure où le flux est un paramètre qui n'est pas imposé [Mul04].

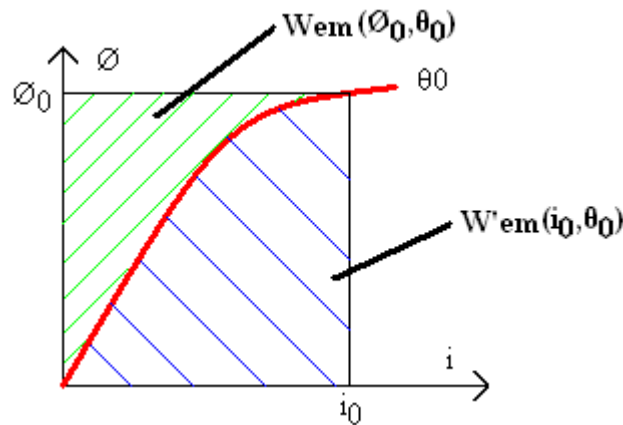


Figure 2.21 Caractéristique du flux en fonction du courant pour une position donnée

$$W_{em} = \int_0^{\phi_0} i(\phi, \theta) d\phi \quad [2.76]$$

$$W'_{em} = \int_0^{i_0} \phi(i, \theta) di \quad [2.77]$$

Le couple peut alors être obtenu à partir de l'énergie en utilisant [2.78] ou à partir de la co-énergie en utilisant [2.79].

$$C = -\frac{\partial W_{em}(\phi, \theta)}{\partial \theta} \quad [2.78]$$

$$C = \frac{\partial W'_{em}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad [2.79]$$

Dans le cas d'une machine synchrone, le flux vu par l'induit est composé du flux propre (dû au courant) et du flux inducteur, créé par le pôle rotor (aimant ou bobine), d'où l'expression [2.80].

$$\phi = Li + \phi_f \quad [2.80]$$

En considérant que le flux inducteur et que l'inductance ne dépendent que de la position on en déduit la co-énergie électromagnétique pour ce type de machine grâce à l'équation [2.81].

$$W'_{em}(i, \theta) = \int_0^i [L(\theta)i + \phi_f(\theta)] di = \frac{1}{2} L(\theta) \cdot i^2 + \phi_f(\theta) \cdot i \quad [2.81]$$

Et on peut en déduire l'expression du couple [2.82] en partant de [2.79].

$$C = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.82]$$



De cette expression, on en déduit que le couple possède deux composantes, la première liée à la saillance de la machine (variation de l'inductance en fonction de la position) qui correspond au couple réactif et la seconde qui provient de l'interaction entre le courant induit et le flux inducteur dénommé couple synchrone.

Dans le cas des machines à pôles lisses, à l'inverse de celles à pôles saillants, l'inductance est indépendante de la position et le couple réactif est nul. Le couple dans les machines à pôles lisses a donc pour expression [2.83].

$$C = i \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.83]$$

L'expression de la force électromotrice étant donnée par [2.84].

$$e = \Omega \frac{d\phi_f}{d\theta} \quad [2.84]$$

La constante mécanique du système étant grande devant la constante de temps électrique, on peut considérer la vitesse constante par rapport aux grandeurs électriques. Cela est d'autant plus vrai dans les génératrices éoliennes, car l'inertie des parties en rotation est grande (inertie des pales) et que, selon la loi de la dynamique [2.85] cette inertie limite les variations de vitesse angulaire.

$$J_z \frac{d\Omega}{dt} = C(t) - C_r(t) \quad [2.85]$$

où  $J_z$  représente l'inertie dans l'axe de rotation et  $C_r$  représente le couple résistant qui peut lui-même dépendre de plusieurs paramètres, tels que la vitesse de rotation.

Pour une éolienne (ou une hélice), le couple résistant est principalement lié à la puissance du vent exercée sur les pales. Ce couple varie proportionnellement au carré de la vitesse pour un angle de calage des pales donné et le coefficient varie quant à lui en fonction de l'angle.

Pour une application où la vitesse est plus élevée, il peut également être intéressant de prendre en compte les frottements (palier), le couple résistant de ces éléments étant proportionnel à la vitesse de rotation.

Dans le cas d'une machine triphasée, l'expression du couple peut être mise sous la forme [2.86].

$$C(t) = \sum_{k=1}^3 i_k(t) \frac{\partial \phi_{f_k}}{\partial \theta} = \sum_{k=1}^3 \frac{i_k(t) e_k(t)}{\Omega} \quad [2.86]$$

Dans le cas d'une machine à forme d'onde sinusoïdale, le couple moyen peut être obtenu à partir de l'expression [2.87].

$$C_{moy} = q \frac{E_{max} I_{max}}{2\Omega} \cos(\psi) \quad [2.87]$$

où  $\psi$  est l'angle d'autopilotage qui correspond au déphasage entre le courant et la force électromotrice. Il peut être obtenu à partir de l'expression suivante :  $\psi = \delta - \varphi$  où  $\delta$  représente l'angle interne de la machine et  $\varphi$  le déphasage entre le courant et la tension, tous ces angles étant représentés sur le diagramme de Fresnel de la Figure 2.22.

Outre le couple moyen, il existe également des pulsations de couple. Ces ondulations peuvent être à l'origine de perturbations sur le contrôle de la machine et être la source de bruits et de vibrations.

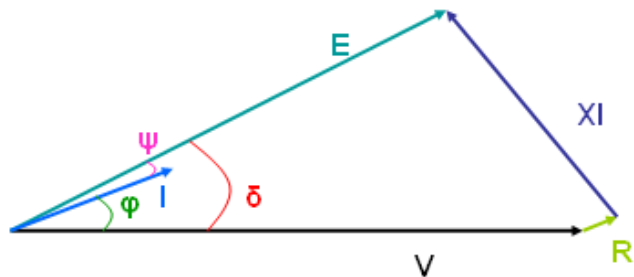


Figure 2.22 Diagramme de Fresnel

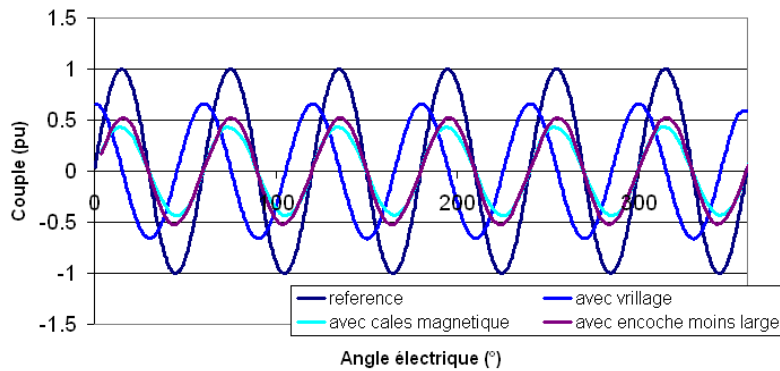
Dans le cas des machines à aimants, ces perturbations peuvent être provoquées par deux phénomènes différents. Le premier est lié à la géométrie : l’alternance entre les encoches et les dents statoriques induit des modifications de la perméance qui correspond également à une variation de champ ; ce champ créé un couple qui est dénommé couple de détente (« cogging » en anglais).

L’expression du couple est obtenue à partir de l’intégrale sur la surface (cylindre de longueur L et de diamètre D) des composantes normales et tangentielles du flux d’entrefer qui peut être mis sous la forme [2.88].

$$C_d = \frac{LR^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{ent}^r . B_{ent}^\theta . d\theta [2.88]$$

Ce couple est présent quelle que soit la vitesse de la génératrice et il peut perturber son fonctionnement si les valeurs qu’il atteint sont importantes surtout pour des points de fonctionnements où le couple moyen est faible.

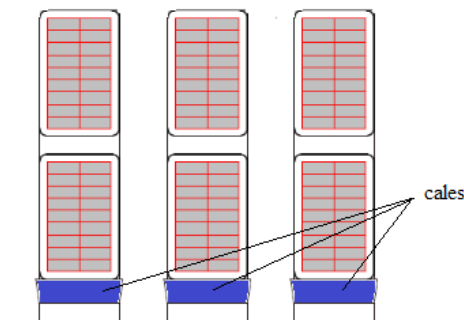
Dans le cas de la machine de la Figure 2.20 (cas de référence), la forme d’onde du couple de détente est donnée Figure 2.23.



**Figure 2.23 Evolution du couple de détente en fonction de la géométrie**

Il y a des moyens de limiter l’amplitude du couple de détente en suivant différentes règles de conception. Par exemple, il est possible de vriller les encoches ou les aimants sur la longueur. On peut également réduire les ouvertures d’encoches ou encore choisir un nombre de dents proche du nombre d’aimants (bobinages fractionnaires).

Dans le cas des machines de forte puissance où les encoches sont rectangulaires, une solution est d’ajouter des cales magnétiques pour avoir des encoches « fermées » comme indiqué sur la Figure 2.24. L’impact de ces différentes modifications sur le couple de détente est présenté Figure 2.23.



**Figure 2.24 Localisation des cales magnétiques**

La deuxième source d’ondulations de couple est liée à l’interaction entre les courants et les FEMs. Si les formes d’ondes rencontrées étaient parfaitement sinusoïdales, il n’y aurait pas d’ondulations.

En revanche, les formes obtenues ont toujours des contenus harmoniques et en fonction de la combinaison de ces harmoniques, il est possible d’obtenir des ondulations à des fréquences variables qui seront un multiple de 6 pour une machine triphasée.

Tout signal peut se décomposer en série de Fourier, donc la FEM peut se mettre sous la forme [2.89] et les courants de phases sous la forme [2.91].

$$e_k(t) = \sum_{h=1}^{\infty} E_h \cos\left(h\omega t - \varphi_{Eh} - h(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) [2.89]$$

Dans l'expression ci-dessus,  $E_h$  est la valeur maximale de l'harmonique de la FEM au rang  $h$  et  $\varphi_{Eh}$  l'angle de l'harmonique du rang  $h$ .

Dans le cas des machines triphasées équilibrées, les harmoniques de forces électromotrices sont de rang impairs, ils sont donc de la forme donnée en [2.90].

$$h = 6n \pm 1 \text{ ou } h = 6n \pm 3 \quad n \in \mathbb{Z} [2.90]$$

$$i_k(t) = \sum_{h'=1}^{\infty} I_{h'} \cos\left(h'\omega t - \varphi_{Ih'} - h'(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) [2.91]$$

De manière équivalente à la FEM, on a  $I_{h'}$  la valeur maximale de l'harmonique du courant au rang  $h'$  et  $\varphi_{Ih'}$  l'angle de l'harmonique du rang  $h'$ .

Dans le cas des machines triphasées couplées en étoile tous les rangs harmoniques des courants sont impairs et non multiples de 3 d'où la forme des rangs harmoniques [2.92].

$$h' = 6n \pm 1 [2.92]$$

On obtient l'expression du couple [2.93] en utilisant [2.86].

$$C(t) = \frac{1}{2\Omega} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=1}^{\infty} E_h I_{h'}. \\ \left[ \cos((h-h')\omega t - (\varphi_{Eh} - \varphi_{Ih'})) \sum_{k=1}^q \cos\left((h-h')(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) - \cos((h+h')\omega t - (\varphi_{Eh} + \varphi_{Ih'})) \sum_{k=1}^q \cos\left((h+h')(k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \right] [2.93]$$

Les seul cas pour lesquels les termes cosinus ne s'annulent pas sont :

- $h = h'$  et dans ce cas le couple produit est un couple constant
- $h \pm h' = 6n \quad n \in \mathbb{Z}$  et on retrouve alors tous les harmoniques multiples de 6.

Il est à noter que les harmoniques de FEM du type  $h = 6n \pm 3$  ne produiront pas de couple s'il n'y a pas de courant de la forme :  $h = 6n \pm 3$ .

Pour éliminer les pulsations de couple, il faut annuler les composantes de FEM et de courant de la forme  $h = 6n \pm 1$  qui sont différentes du fondamental, cela revient à avoir des signaux sans harmonique autre que le fondamental (signaux parfaitement sinusoïdaux) ou de n'avoir que des harmoniques de FEM de type  $h = 6n \pm 3$ . Pour modifier les rangs des harmoniques de FEM, il est par exemple possible d'ajuster l'épanouissement des aimants ou la distribution du bobinage. Plus de détails sur ce sujet sont donnés dans [Lat06].

Les harmoniques de courant sont dus à l'alimentation. Des méthodes pour limiter les harmoniques ou les repousser à des fréquences plus hautes existent et ces modifications dépendent de la stratégie de contrôle mise en place.

*Remarque :* Les observations faites sur les rangs harmoniques de courants et de FEM ne sont vraies que pour une machine triphasée dont les enroulements sont couplés en étoile. Par exemple, en cas de couplage triangle la présence d'harmoniques de courant multiple de 3 peut exister.

Le fonctionnement de la machine va dépendre de la manière de l'alimenter. Nous allons dans ce qui suit décrire les systèmes qui peuvent être rencontrés pour réaliser l'alimentation des machines.

### 3. Alimentation

Comme on a pu le voir au chapitre 1, l'alimentation des machines synchrones à vitesse variable se fait par l'intermédiaire de convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques.

Le plus souvent, un premier convertisseur est placé entre le réseau et le bus continu. En fonction du mode de fonctionnement de la machine, ce convertisseur travaille en onduleur ou en redresseur. Un filtre peut également lui être associé afin de limiter les perturbations induites par le système sur le réseau. Ce filtre est généralement appelé filtre sinus.

Il est nécessaire de passer par un étage continu quand on veut modifier la fréquence de fonctionnement de la machine, puisque la transformation AC/AC ne s'effectue que de cette façon pour conserver des formes d'ondes qui ne sont pas trop dégradées par la présence d'harmoniques.

Avant l'utilisation du système, il est nécessaire de pré-charger ce bus. Plusieurs méthodes peuvent alors être utilisées pour réaliser cette opération, mais le plus souvent un dispositif auxiliaire est rencontré.

Sur le bus continu, on place régulièrement un hacheur de dissipation ou de freinage (nommé parfois « chopper », qui est le terme anglais). Ce dispositif permet en cas de freinage d'un moteur, de dissiper l'énergie s'il n'est pas possible de la renvoyer au réseau. Il peut également être utilisé en cas de défaut sur le réseau ou sur la machine, toujours dans le but de dissiper de l'énergie.

Entre le convertisseur et la machine, il est également possible d'ajouter des filtres pour réduire les harmoniques ou pour limiter les fortes variations de tension qui pourraient dégrader l'isolation.

Afin de se conformer aux exigences de l'exploitant du réseau il est possible de rencontrer des dispositifs de compensation de l'énergie réactive entre le système et le réseau.

Tous ces éléments, qui peuvent être rencontrés entre le réseau d'alimentation et la machine, sont décrits sur la Figure 2.25 et la photo d'une installation (sans la machine) est également proposée Figure 2.26.

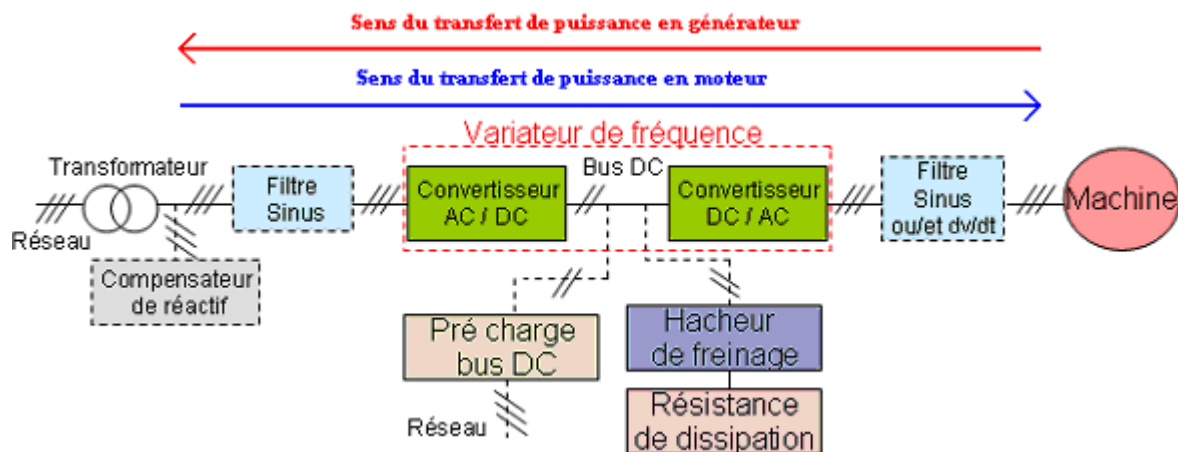


Figure 2.25 Schéma d'une installation avec variateur de fréquence

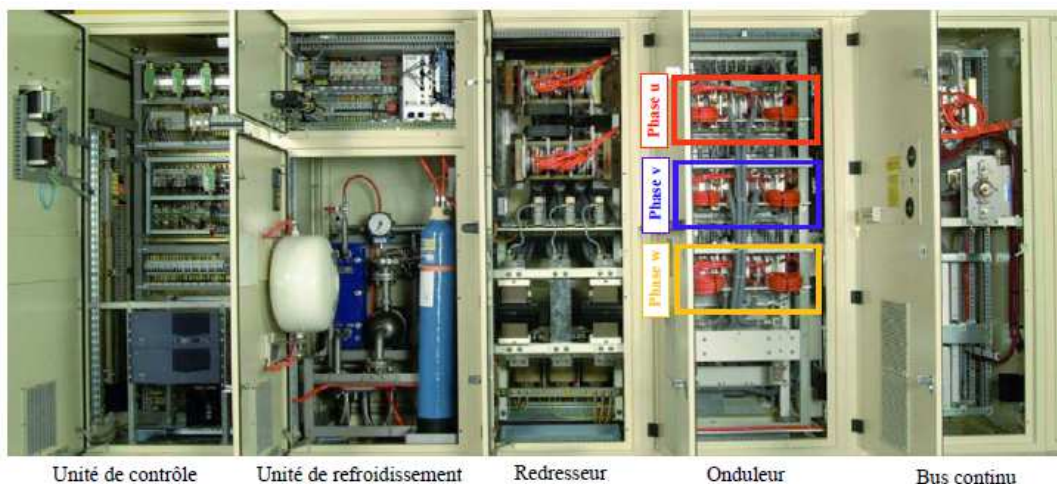


Figure 2.26 Armoires permettant l'alimentation d'une machine électrique

La distance entre ces différents éléments peut varier. Le transport étant effectué par des câbles ayant des propriétés dépendant principalement de leurs longueurs, il est parfois nécessaire de tenir compte des câbles dans la chaîne de puissance pour ne pas surestimer les performances ou omettre des perturbations qui pourraient gêner le bon fonctionnement du système.

### 3.1. Les convertisseurs statiques

Deux topologies peuvent être potentiellement utilisées : les convertisseurs de courant et les convertisseurs de tension. La différence se fait principalement par le type de composants utilisés pour stabiliser le bus continu (condensateur pour le cas de l'onduleur de tension car il correspond en régime transitoire à une source de tension, l'inductance pour l'autre cas car ce composant se comporte en régime transitoire comme une source de courant). L'autre différence réside dans le choix des composants utilisés. Ainsi un convertisseur à base de thyristors sera un convertisseur de courant et un convertisseur à base de transistors sera un convertisseur de tension. Pour les applications de très fortes puissances (>20MW), seuls les composants de type thyristors sont rencontrés, même si cela pourrait changer car les recherches actuelles tendent à augmenter la puissance des convertisseurs de tensions et les calibres des transistors. Il est également possible d'augmenter les puissances en plaçant plusieurs dispositifs en parallèle.

Pour les applications de plus faible puissance, ce sont principalement les convertisseurs de tension qui sont utilisés car ils permettent d'améliorer la qualité des formes d'ondes en multipliant les commutations (utilisation de la MLI).

En vue d'une application éolienne, les puissances étant compatibles avec les convertisseurs de tensions, c'est ce type d'éléments que l'on va privilégier.

Cette solution permet d'avoir une faible distorsion harmonique des signaux d'alimentation et donc de limiter les harmoniques de courant. En outre, les variateurs de vitesse de ce type ont de bons rendements (voisins de 98% pour les systèmes ayant une puissance de l'ordre du mégawatt) et peuvent délivrer la forme des courants que l'on souhaite obtenir.

Les premiers convertisseurs de tensions étaient de type 2 niveaux comme décrits Figure 2.27. Ils sont rencontrés très souvent dans les applications de faibles puissances. En revanche, en vue de limiter les pertes du système et de réduire les taux de distorsions harmoniques, des topologies multi-niveaux deviennent intéressantes.



**Figure 2.27 Description d'un bras de convertisseurs 2 niveaux [Gue10]**

Parmi ces technologies on rencontre les deux topologies trois niveaux actuellement : les convertisseurs de type NPC (Neutral Point Clamped) et les convertisseurs de type NPP (Neutral Point Piloted) qui sont présentés Figure 2.28.

En comparaison avec l'utilisation d'un convertisseur 2 niveaux, les solutions 3 niveaux permettent de réduire les pertes dans le convertisseur.

L'« amélioration » NPP permet de mieux répartir les pertes sur les composants de l'électronique de puissance et donc avec les mêmes composants de travailler soit à plus hautes fréquences soit plus haut en courant.

L'inconvénient principal de ces solutions est l'augmentation du nombre de composants qui aura un impact direct sur le coût du convertisseur. Cet impact est d'autant plus fort que, pour des convertisseurs compris entre 1 et 20 MW, les composants de type transistors sont peu utilisés sur le marché et ont donc un coût élevé (marché de « niche »).

Il existe des solutions avec des nombres de niveaux encore plus importants, mais ces solutions sont surtout étudiées en vue d'augmenter le niveau de tension des systèmes et ont vocations à être utilisées dans des applications de réseaux. En effet, l'augmentation des niveaux de tension sur les machines est limitée pour des raisons d'épaisseurs d'isolations et d'échauffements.

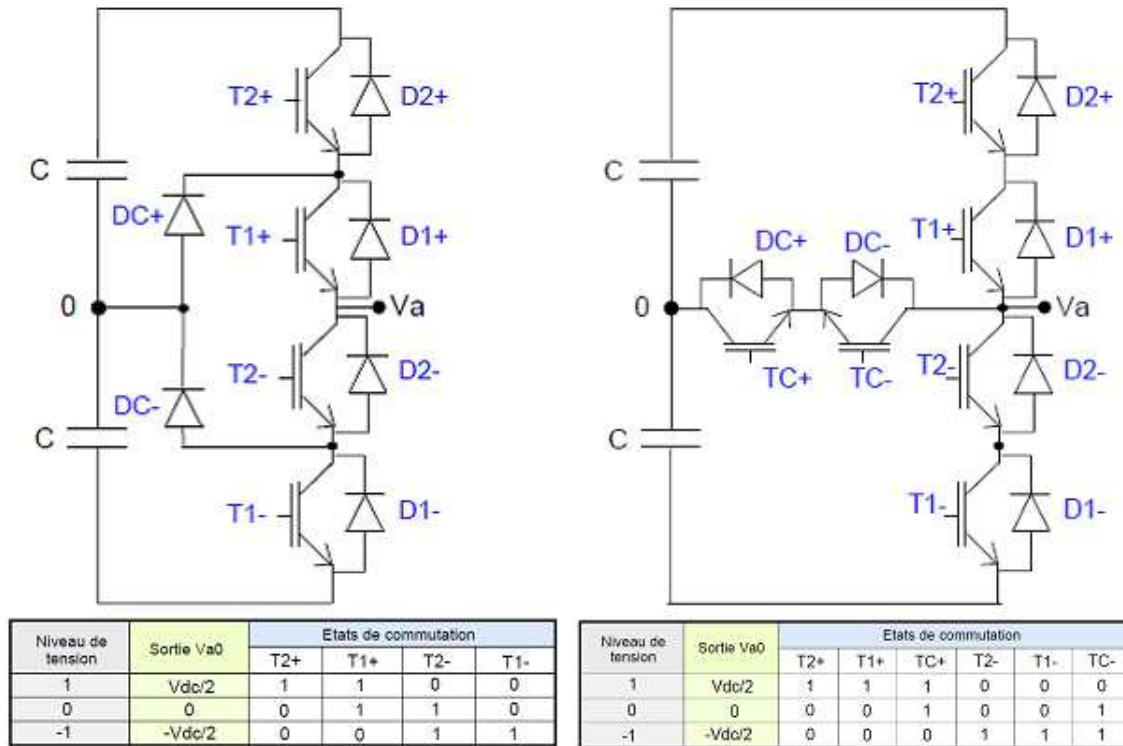


Figure 2.28 Bras de convertisseurs 3 niveaux de type NPC (à gauche) et NPP (à droite) [Gue10]

### 3.2. Contrôle des machines à aimants permanents

Le contrôle d'une machine à aimants nécessite la connaissance de la position angulaire et de la vitesse du rotor. Pour connaître la position du rotor des machines plusieurs solutions existent :

- L'utilisation d'un capteur de position, de type codeur ou resolver : ce dispositif placé sur l'arbre de la machine permet de savoir à chaque instant où se trouve le rotor par rapport au stator, sa précision dépendant de la résolution choisie.
- L'utilisation de 3 capteurs à effet Hall qui permettent de connaître la position du rotor à 60° électrique près, solution qui sera décrite au chapitre 4.
- L'estimation numérique à l'aide de la mesure des courants dans les phases et d'une reconstitution du flux.

La régulation peut être effectuée en boucle ouverte ou en boucle fermée. L'avantage de la boucle ouverte est sa simplicité. Néanmoins, la boucle fermée lui est souvent préférée car elle permet d'avoir un retour du comportement du système. En boucle fermée, 2 systèmes peuvent être rencontrés, le comparateur à hystérésis et celui utilisant la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Prenons le cas d'un convertisseur ayant deux niveaux : les signaux de commande des composants d'électroniques de puissance peuvent être obtenus à partir de ces deux types de régulateurs. Le principe des régulateurs est schématisé Figure 2.29. Le signal binaire de commande *Com* dans les deux cas est délivré à l'un des composants du bras, l'autre reçoit le signal complémenté.

L'avantage de l'hystérésis est qu'il n'est pas nécessaire de connaître le système pour le commander. Son principe est simple, il consiste à comparer la valeur retournée par le système (mesure) à celle que l'on voudrait obtenir (référence).

On commence par imposer une tension aux bornes de la charge : quand la grandeur mesurée devient trop grande devant la référence, on inverse son alimentation, et quand elle redevient trop faible, on effectue à nouveau un changement de l'alimentation : la mesure va donc osciller autour de la référence.

Cette technologie est fiable et permet de contrôler efficacement la grandeur à contrôler. En revanche, peu de paramètres sont maîtrisés : en particulier, celui qui aura le plus d'impact est la fréquence de commutation des interrupteurs. En effet dans ce cas, cette dernière est libre ce qui peut conduire à avoir des pertes importantes dans les composants du convertisseur statique. Ces pertes augmentent la température dans le composant ce qui peut conduire finalement à sa destruction.

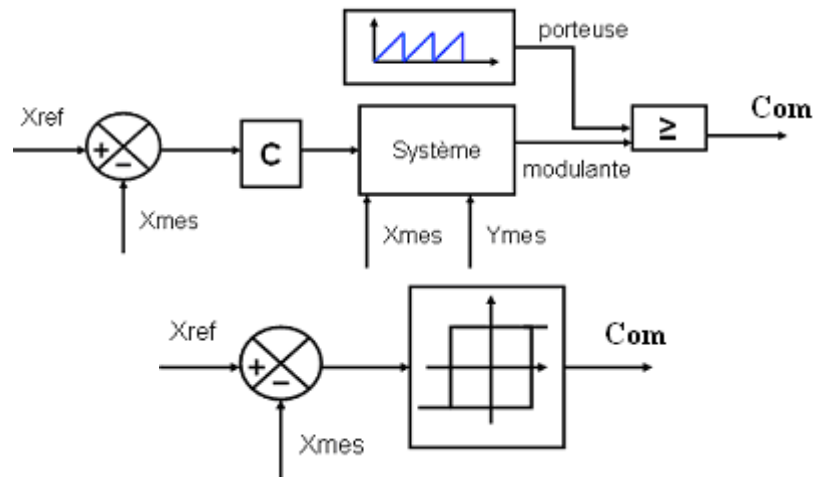


Figure 2.29 Principe des comparateurs à MLI (en haut) et par hystérésis (en bas)

La solution MLI utilise un correcteur  $C$  sur la différence entre la mesure et la référence. Il reconstitue alors le système pour savoir quelle est la bonne tension qu'il faut lui appliquer, cette valeur étant appelée modulante. La modulante est alors comparée à un signal à fréquence imposée, la porteuse, afin d'obtenir les signaux de commandes (pulses). Ce principe permet de limiter la fréquence de commutation du convertisseur statique. Il existe plusieurs sortes de MLI en fonction de la forme de la porteuse. Les stratégies de MLI rencontrées sont nombreuses, elles sont rappelées dans la Figure 2.30 et plus de détails sont donnés dans [Cap02].

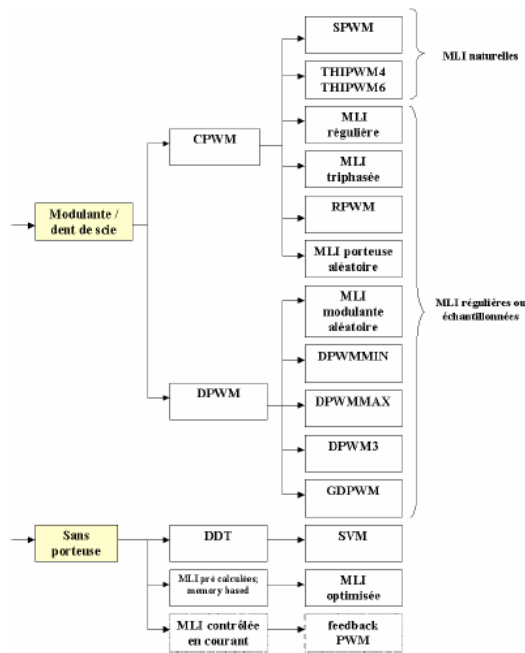


Figure 2.30 Les différentes stratégies de MLI, extrait de [Cap02]

Le choix d'une MLI peut être réalisé en fonction de différents facteurs et il est possible de rencontrer plusieurs stratégies pour une même application en fonction du point de fonctionnement demandé. La solution MLI est la solution privilégiée dans le cas de puissances au-delà du kW.

En résumé un convertisseur multiniveaux contrôlé en boucle fermée sera la solution la plus rencontrée pour les machines à aimants. Nous allons maintenant décrire plus en détail la chaîne de conversion et nous focaliser sur les défauts qui peuvent être rencontrés dans le but, par la suite, de trouver des solutions robustes afin de réduire le risque de les rencontrer ou de proposer des solutions pour fonctionner après que les défauts apparaissent.

#### 4. Modes de défaillance

Comme cela a été dit dans le chapitre précédent, en vue de l'installation de dispositifs éoliens en mer, où les interventions peuvent être rendues difficiles, voire impossibles, par les conditions climatiques, il est nécessaire d'augmenter la fiabilité des systèmes et éventuellement de mettre en place des fonctionnements en régimes dégradés après qu'une défaillance soit intervenue (exemple du régime de neutre IT)

Ce paragraphe a ainsi pour but de décrire les causes de défaillances que peut rencontrer le système ainsi que les dégâts qu'elles peuvent engendrer sur la machine.

Dans le cadre des éoliennes, des études ont permis d'identifier la répartition des défaillances en fonction de leurs occurrences et du temps nécessaire à leurs réparations.

Les principaux chiffres rencontrés sont donnés pour les machines actuellement en service et donc concernent en grande majorité les génératrices à vitesse fixe et les machines asynchrones double alimentées. Il n'y a pas de chiffre disponible sur les machines synchrones en attaque directe ou hybride.

Les observations faites dans le cadre de l'éolien sont données en annexe 3.

Dans le cadre des machines électriques (toutes applications confondues), le court-circuit est l'un des défauts les plus redoutés, car son apparition peut engendrer des dégâts importants.

La Table 2.8 donne uniquement la probabilité d'un cas de court-circuit comparé à un autre. En revanche, nous ne connaissons pas l'occurrence d'un défaut de court-circuit dans une machine électrique.

**Table 2.8 Probabilités des cas de court-circuits [Met05]**

Cas	% des court-circuits
Court-circuit monophasé	80
Court-circuit biphasé	15
Court-circuit triphasé	5

Nous allons également dans ce qui suit détailler le défaut de court-circuit afin d'avoir une base de travail en vue de trouver des solutions afin de limiter leurs occurrences.

##### 4.1. Chaîne de conversion de la puissance

A partir de la description simplifiée de la Figure 2.25, la description de la chaîne de conversion sera complétée et, dans un deuxième temps, les défauts qui peuvent être rencontrés ainsi que les conséquences pour la machine seront décrits.

Seuls les éléments situés entre le convertisseur statique (redresseur pour une génératrice) et la machine seront retenus, puisqu'en cas de défaut avant ce convertisseur il sera possible de ne plus commander le convertisseur et donc d'ouvrir le système dans des délais très courts. Rappelons que la fréquence de commutation pour ce type de système est souvent supérieure à 1kHz, ce qui correspond à un temps très court pour la machine.

- Le convertisseur statique

Il est composé de plusieurs bras avec un nombre de composants électroniques de puissance variant en fonction de sa topologie.

Les composants peuvent être de type press-pack ou flat-pack, la principale différence entre ces deux technologies se situant au niveau du comportement du composant en cas de défaut. Pour le composant de type press-pack, détaillé Figure 2.31, il se comportera en circuit fermé, alors qu'en cas de défaut, le flat-pack se mettra en position « ouverte ».

*Remarque :* L'utilisation d'un composant de type press pack permet donc éventuellement de poursuivre le fonctionnement après qu'un défaut sur un composant soit apparu. On peut alors au moment de la conception du convertisseur prévoir une redondance en plaçant sur un bras d'onduleur un IGBT supplémentaire en série, cela permet de soulager la contrainte en tension (tension vue par un composant réduite) en mode de fonctionnement normal et de poursuivre le fonctionnement en cas de défaut d'un des éléments.

On retrouve également des composants électroniques de commande communément appelés « drivers » : leur rôle est de piloter les interrupteurs de puissance. Le dernier élément que l'on retrouve le plus souvent est un système de refroidissement qui peut varier en fonction de la technologie (eau ou air).



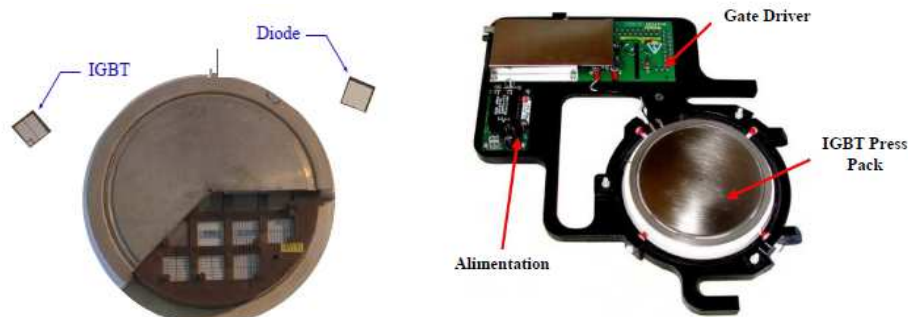


Figure 2.31 Détail de l'IGBT press-pack [Gue10]

- Les filtres dv/dt et/ou filtre sinus

Ce sont des éléments généralement réalisés à partir de bobines et de capacités dans le but de limiter les pentes de tension (filtre de type passe bas pour les hautes fréquences) ou de filtrer les harmoniques aux fréquences choisies (passe bas le plus souvent).

- Organe de protection et/ou d'ouverture

Dans le but de pouvoir dissocier la machine des convertisseurs il est utile (quelquefois imposé par les normes) de placer un organe d'ouverture entre ces deux éléments. Cela peut être un disjoncteur, un sectionneur, des fusibles ou un interrupteur de puissance. Ce dispositif doit également être capable de s'ouvrir dans les pires situations. Dans ces cas, la principale difficulté sera de dissiper l'énergie mise en jeu.

- Les câbles

Ils permettent de relier la machine au convertisseur (dans une éolienne les convertisseurs peuvent être placés dans le mât alors que la machine se trouve dans la nacelle d'où la présence de câbles ayant des longueurs importantes). Un câble est composé d'une partie conductrice l'âme et d'une partie isolante : il est possible également de rencontrer un blindage pour limiter la propagation du champ électromagnétique.

- La boîte à bornes

Les câbles arrivent sur la boîte à bornes avant d'être distribués aux parties actives de la machine. Plusieurs boîtes à bornes peuvent être rencontrées. En effet il est courant de dissocier la partie puissance des auxiliaires (capteurs, ventilateurs...). Des isolateurs sont également utilisés pour respecter les distances de sécurité entre les connexions et la masse (isolation dans l'air environ 1cm/kV).

- Les connexions au stator

On retrouve plusieurs moyens de connexion souples et rigides dans le but de relier les bobines parcourant le stator aux boîtes à bornes et de réaliser les couplages entre les différentes encoches (nombre de phases, circuits parallèles et séries). Il vaut veiller à respecter certaines règles (distances, épaisseur d'isolant) afin de limiter la possibilité d'arc électrique entre les différentes parties placées à des potentiels différents.

- Les bobinages

Des conducteurs, le plus généralement en cuivre, parcourent les encoches du stator en réalisant un certain nombre de spires. Il est indispensable d'isoler chaque spire l'une de l'autre (isolation entre spires) et d'isoler la bobine de la masse (isolation principale).

- Le roulement

Le roulement doit être capable de maintenir l'entrefer de la machine. Il est aussi le seul élément en contact à la fois avec le stator et le rotor de la machine. Pour éviter les courants de circulation entre le stator et le rotor ainsi que dans le roulement, il est nécessaire d'utiliser, soit des balais de masse afin de placer le roulement et les carcasses rotor et stator au même potentiel, soit d'isoler le palier ou d'utiliser des stratégies particulières de MLI.

Dans le cas d'une éolienne, le reste des éléments appartient à la turbine. Tous les éléments nécessaires ne sont pas connus par le machiniste et l'on considérera que les défaillances de ces parties du système n'auront pas d'impact sur la partie électrique.

#### 4.2. Défauts dans la chaîne de conversion

Au niveau du convertisseur et des filtres, plusieurs défauts peuvent perturber le fonctionnement de la génératrice.

Dans la plupart des cas, dans la mesure où ce défaut sera situé avant l'organe d'ouverture, il sera possible de dissocier la génératrice du reste du système. Néanmoins, le temps qu'il faudra pour ouvrir le système dépendra du système retenu, et pourrait ne pas être assez rapide pour ne pas engendrer de dégâts sur la génératrice.

Plusieurs causes peuvent conduire à un défaut de la génératrice. On peut néanmoins les classer en 3 catégories : la première étant le défaut de conception, la seconde le vieillissement et la troisième venant d'un élément extérieur.

Les causes et les conséquences en fonction de la catégorie du défaut sont données Table 2.9.

Le phénomène principal qui sera rencontré en cas de défaut est un échauffement. L'échauffement peut avoir différentes causes mais le résultat sera généralement le même : dégradation des performances et des isolants.

La dégradation de l'isolation aura pour conséquence d'augmenter le risque de contact (direct ou arc) entre deux éléments composants la machine, et donc conduira au court-circuit.

La dégradation des performances peut, quant à elle, être seulement temporaire ; une fois que la température retrouve une valeur inférieure à la limite de bon fonctionnement, il est possible de retrouver les performances attendues.

**Table 2.9 Description des catégories de défauts**

Nature du défaut	Causes	Conséquences
Conception	Erreur dans le dimensionnement Choix des matières Choix des fixations Mauvaises estimation des chargements	Performances plus faibles que celles attendues (pouvant aller jusqu'à un système non opérationnel) Durée de vie inférieure à celle attendue Casses (matière ou fixations)
Vieillessement	Tous les éléments ont une durée de vie : il faut veiller à ce que toutes les durées de vie soient plus grandes que la durée de vie du système (maintenance comprise) il faut également veiller à ce que les conditions de fonctionnements des différents éléments soient respectées	L'usure prématurée d'un élément peut conduire à des dégâts plus ou moins important sur le système. D'où l'importance de lister et de planifier les opérations de maintenances nécessaires pour garantir le bon fonctionnement de l'installation.
Eléments extérieurs	Choc d'un élément sur les parties actives de la machine Condition environnementale extraordinaire	En règle générale, c'est plutôt des phénomènes (casses) mécaniques qui en découlent, mais cela peut engendrer des dégâts d'autres natures.

En fonction du lieu, de l'instant et de la nature du court-circuit celui-ci pourra induire des contraintes plus ou moins importantes pour la machine elle-même, mais également pour la structure complète de l'éolienne. En effet, au moment du court-circuit, des champs importants vont être créés au niveau de l'entrefer et pourront conduire à une démagnétisation des aimants. Ce même champ sera la source d'un couple de court-circuit qui peut être très important : ce couple devra être « absorbé » par la structure pour ne pas occasionner de casse irréversible.

*Remarque :* Le court-circuit induit des champs magnétiques élevés, ces champs vus par les aimants peuvent conduire à une démagnétisation et donc à une réduction des performances de la machine, mais ce cas n'est pas la seule cause de démagnétisation des aimants, un aimant peut se démagnétiser sous l'effet de la température uniquement, ce défaut sera plus détaillé au chapitre 3.

### 4.3. Court-circuits

Selon le dictionnaire un court-circuit est une connexion accidentelle ou intentionnelle par une résistance ou une impédance très faible de deux ou plusieurs points d'un circuit électrique se trouvant à des tensions différentes ; accident plus ou moins grave qui en résulte (interruption du courant, incendie, etc.).

Il est à noter qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un contact entre des parties à des potentiels différents. Il est possible en cas de différences de potentiels importantes, qu'un arc se produise et induise également un cas de court-circuit.

Différents cas, qui vont être décrits dans ce qui suit, pourront être rencontrés.

- Court-circuit phase masse :

Ce cas est le plus fréquent. Dès qu'il y a un défaut d'isolation, étant donné la différence de potentiel entre les phases de la machine et la masse, un courant peut circuler.

En fonction du schéma de connexion à la masse des différentes parties de la machine, ce défaut peut ne pas avoir de conséquence pour la machine.

- Court-circuit entre spires d'une même phase

Ce cas est rencontré lorsque deux spires d'une même bobine entrent en contact. Là aussi une isolation entre spire est prévue mais elle peut se dégrader : quand l'isolation n'est plus suffisante un court-circuit peut se produire.

Dans ce cas, seul le courant dans la partie en défaut peut être important, mais du point de vue de la phase, il est possible que ce défaut ne soit pas détecté du fait de la faible variation d'impédance que ce court-circuit peut engendrer. Néanmoins, il y a création d'un point chaud dans le bobinage qui risque de propager la dégradation de la bobine.

Si on note  $\alpha$  le pourcentage de spires en défaut, le schéma équivalent monophasé de la phase en défaut est donnée Figure 2.32.

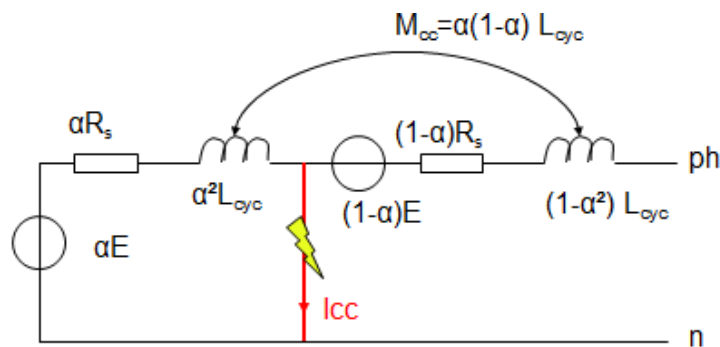


Figure 2.32 Modèle équivalent de la phase en défaut

Les mutuelles avec les autres phases sont « partagées » entre les spires de la phase en défaut, i.e. si  $M$  est la mutuelle entre les phases avant le défaut, la mutuelle entre la phase et la partie court-circuitée sera  $\alpha M$  et l'autre mutuelle sera  $(1-\alpha)M$ . Le cas particulier où toutes les spires de la bobine sont court-circuitées correspond au court-circuit phase neutre.

- Entre les phases :

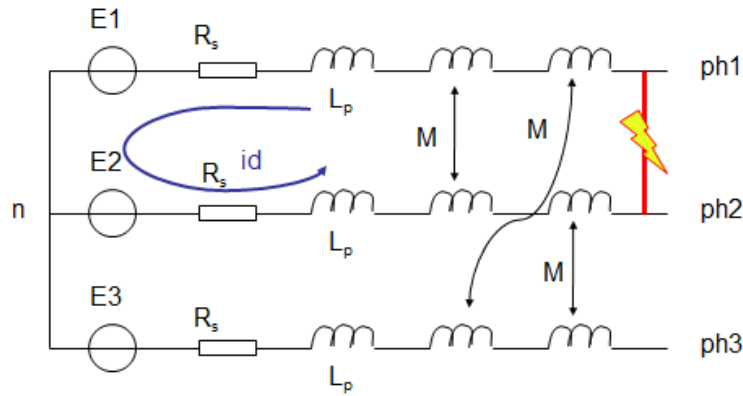
Il est possible de rencontrer deux cas de court-circuits entre phases dans le cas d'une machine triphasée : soit 2 phases sont en court-circuit, on a alors affaire à un court-circuit biphasé, soit les 3 phases sont court-circuitées et on est alors dans le cas d'un court-circuit triphasé.

Les court-circuits entre phases se produisent le plus souvent hors des parties actives de la machine.

Le cas biphasé conduit généralement au couple de court-circuit le plus contraignant. En revanche, l'instant où se produit le court-circuit a un impact très important sur le couple maximum dans le cas biphasé, alors que, quel que soit l'instant pour le cas triphasé le couple maximum reste quasiment inchangé.

Le cas triphasé conduit généralement aux courants les plus importants.

En cas de court-circuit biphasé la machine peut être modélisée par le schéma de la Figure 2.33.



**Figure 2.33** Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit biphasé

On fait l'hypothèse que les courants autre que  $i_d$  s'annulent au moment du court-circuit. Ce ne sera pas le cas car les dispositifs d'ouverture du système ont généralement un temps de réponse non négligeable.

Après application de la loi des mailles dans la boucle, on obtient l'expression [2.94].

$$e_1 - e_2 + 2.R_s.i_d + 2(L_p - M).\frac{di_d}{dt} = 0 \quad [2.94]$$

où  $i_d$  représente le courant de défaut.

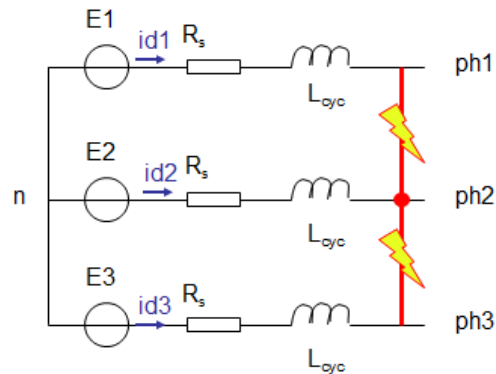
Dans le cas où les formes d'onde des FEMs n'ont pas d'harmoniques, le courant sera de la forme [2.95].

$$i_d(t) = C_1 e^{-t/\tau} + i_p(t) \quad [2.95]$$

où la solution particulière  $i_p$  sera de forme sinusoïdale.

La constante  $C_1$  sera déterminée à partir des conditions initiales (qui dépendront de l'instant du court-circuit).

Dans le cas du court-circuit triphasé, le modèle est différent et il est décrit Figure 2.34. Cette modification du circuit revient à appliquer une différence de potentiel nulle entre les 3 phases de la machine.



**Figure 2.34** Modèle équivalent de la machine au moment du court-circuit triphasé

Sous les mêmes hypothèses que pour le court-circuit biphasé les grandeurs électriques suivent les équations [2.96].

$$\begin{cases} e_1 - e_2 - R_s(i_{d1} - i_{d2}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d1} - i_{d2}) = 0 \\ e_2 - e_3 - R_s(i_{d2} - i_{d3}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d2} - i_{d3}) = 0 \\ e_3 - e_1 - R_s(i_{d3} - i_{d1}) - L_{cyc} \frac{d}{dt}(i_{d3} - i_{d1}) = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} = 0 \end{cases} \quad [2.96]$$

En supposant que le potentiel du point de court-circuit est identique au potentiel du neutre, on peut simplifier l'expression, elle devient [2.97].

$$\begin{cases} e_1 - R_s i_{d1} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d1} = 0 \\ e_2 - R_s i_{d2} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d2} = 0 \\ e_3 - R_s i_{d3} - L_{cyc} \frac{d}{dt} i_{d3} = 0 \\ id1 + id2 + id3 = 0 \end{cases} [2.97]$$

On retrouve l'expression classique d'un système triphasé équilibré.

La résolution conduit à avoir les expressions [2.98] pour les courants, toujours en considérant les FEMs sans harmoniques [Met05].

$$\begin{aligned} id1 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[ \sin(\omega t + \varphi_0 - \psi) - \sin(\varphi_0 - \psi) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \\ id2 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[ \sin\left(\omega t + \varphi_0 - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\varphi_0 - \psi - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \\ id3 &= \frac{E\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + (L_{cyc}\omega)^2}} \left[ \sin\left(\omega t + \varphi_0 - \psi - \frac{4\pi}{3}\right) - \sin\left(\varphi_0 - \psi - \frac{4\pi}{3}\right) e^{-\frac{R_s}{L_{cyc}}t} \right] \end{aligned} [2.98]$$

où  $\varphi_0$  représente le déphasage du courant à l'instant du court-circuit et  $\psi$  le déphasage entre FEM et courant.

*Remarque :* L'estimation analytique des grandeurs obtenues en cas de court-circuits est souvent rendue complexe car les différents temps d'intervention des dispositifs de protections modifient le circuit à plusieurs reprises. Un autre phénomène a une grande influence quand ce type de défaut se produit : il s'agit de la variation des inductances. Au moment d'un court-circuit, le courant créé dans les phases réagit de façon à annuler le flux dans la machine (loi de Lenz), ce qui conduit à modifier le modèle magnétique de la machine. Cela se traduit par une modification de l'inductance. En fonction du temps s'écoulant après le court-circuit, plusieurs inductances sont alors estimées :

- l'inductance transitoire : il s'agit de l'inductance présente pendant la phase « transitoire » du court-circuit.
- l'inductance subtransitoire : cette valeur permet de tenir compte de la diminution de l'inductance juste après le court-circuit.

En tenant compte des différentes inductances, le courant est de la forme donnée par l'expression [2.99] [Met05].

$$i(t) = E\sqrt{2} \left[ \left( \frac{1}{X''} - \frac{1}{X'} \right) e^{-\frac{t}{\tau''}} + \left( \frac{1}{X'} - \frac{1}{X} \right) e^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{1}{X} \right] \cos(\omega t) - \frac{E\sqrt{2}}{X''} e^{-\frac{t}{\tau_a}} [2.99]$$

où :

- $X''$  est la réactance subtransitoire,
- $X'$  est la réactance transitoire,
- $X$  est la réactance synchrone,
- $\tau''$  est la constante de temps subtransitoire,
- $\tau'$  est la constante de temps transitoire,
- $\tau_a$  représente la constante de temps aperiodique (L/R).

La description des différents paramètres et des essais permettant d'obtenir les différentes valeurs est donnée dans la norme IEC 60034-4 pour une machine synchrone à rotor bobiné. Mais certains de ces essais ne peuvent pas être réalisés dans le cas des machines à aimants car il n'est pas possible de faire varier le flux inducteur.

L'allure des courants en présence d'un court-circuit est donnée Figure 2.35, où le court-circuit se produit à l'instant  $t=0s$ .

La valeur atteinte par le courant en régime permanent dépend du cas rencontré, les valeurs efficaces de ces courants sont renseignées Table 2.10.

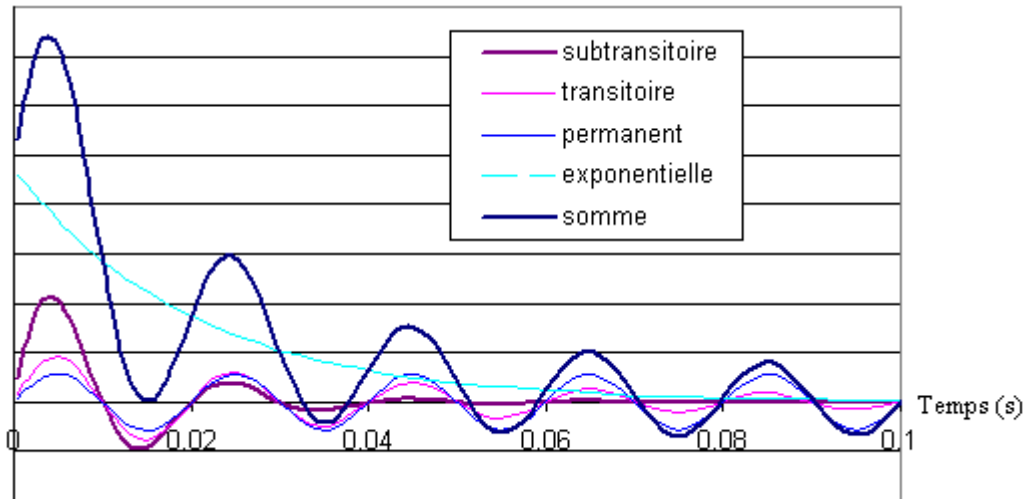


Figure 2.35 Forme du courant et de ses différentes composantes après le court-circuit

L'impédance de défaut  $Z_d$  est, en général, très faible et elle peut être considérée comme négligeable dans le but d'avoir une estimation pessimiste des différentes valeurs. Elle peut toutefois intervenir dans le cas où le défaut se produit loin de la machine et que la longueur de câble entre le défaut et les parties actives est importante. L'impédance neutre/terre va quant à elle dépendre du schéma de mise à la terre de l'installation. Il est possible que beaucoup de paramètres interviennent et que ce soit difficile d'estimer précisément cette valeur.

Table 2.10 Valeurs efficaces des courants de défaut en cas de court-circuit

Cas de court-circuit	Impédances mises en jeu	Tension	Courant en régime permanent
Triphasé	Impédance de phase + impédance des câbles jusqu'au défaut	Phase/Neutre	$I = \frac{E}{(Z_{ph} + Z_d)}$
Biphasé	2* impédance de phase + impédance des câbles jusqu'au défaut	Phase/Phase	$I = \frac{E\sqrt{3}}{2(Z_{ph} + Z_d)}$
Monophasé (entre spires + phase/ neutre)	Pourcentage de l'impédance de phase + impédance de défaut	$\alpha$ .Phase/Neutre	$I = \frac{\alpha E}{\sqrt{[\alpha R_s]^2 + [\alpha^2 L_{cyc} \omega]^2} + Z_d}$
Phase/terre	Impédance neutre/terre + impédance de phase + impédance de défaut	Phase/Terre	$I = \frac{E}{(Z_{ph} + Z_d + Z_{nt})}$

On peut lister ci-après quelques solutions pour lutter contre les court-circuits.

Dans le cas des machines à aimants, il n'est pas possible d'« arrêter » la source de flux (aimants) alors que dans les autres types de machines synchrones c'est l'un des moyens qui est mis en place pour protéger l'installation. Une des solutions pour lutter contre les court-circuits est donc de prévoir des organes d'ouverture dans le circuit. Ces organes peuvent être de type disjoncteurs ou fusibles.

Le plus gros problème avec le court-circuit est son diagnostic, car il n'y a que peu de moyen de prévoir un défaut d'isolation. L'un d'entre eux consiste à contrôler la résistance d'isolement, l'autre est de contrôler ce qui transite par la terre. Des contrôles sont généralement faits à la réalisation du stator mais une fois la machine en fonctionnement sur site, peu de contrôles sont réalisés ; idéalement il faudrait vérifier périodiquement ces paramètres (résistance d'isolement) et les comparer aux valeurs initialement obtenues sur la machine. Mais même dans ces conditions, la notion de dégradation sera difficile à estimer car beaucoup de paramètres interviendront. Ainsi même si une valeur plus faible de la résistance permettrait d'identifier une dégradation de l'isolation, on ne pourra pas pour autant, avec cette seule comparaison, dire que la dégradation est suffisante pour occasionner un court-circuit, car la différence de potentiel entre phase et masse joue également un rôle important. De plus, on sait qu'en vieillissant et qu'en présence d'humidité, l'isolation se dégrade.

En revanche, une fois que le défaut s'est produit (et que les dégâts ne sont pas trop importants), il est possible de localiser le défaut. L'utilisation d'un montage du type « pont de Wheatstone » permet de manière assez précise d'estimer la localisation du défaut.

Une estimation analytique des grandeurs au moment d'un court-circuit est rendue difficile par le fait que le comportement magnétique de la machine est modifié et que le modèle utilisé en régime permanent devrait être modifié. Dans le but d'avoir des valeurs plus cohérentes, il faut avoir recours à une simulation numérique par éléments finis.

Des simulations seront réalisées pour la machine réalisée et les résultats seront présentés au chapitre 5. On verra également que des choix ont été réalisés dans le but de pouvoir, dans la plupart des cas, continuer à produire de l'énergie même après que la machine ait subi des dégradations.

A partir des éléments donnés dans ce qui précède nous avons des outils permettant de dimensionner une machine, d'estimer ses performances, d'avoir une idée de son mode d'alimentation et des défauts qui pourraient compromettre son bon fonctionnement. En revanche, nous n'avons pas de moyen de déterminer si la machine identifiée est celle qui répond le mieux au cahier des charges demandé tout en étant compétitive devant celles proposées par des concurrents.

Pour cela, il sera nécessaire d'effectuer une « optimisation » de la solution. La base du procédé repose essentiellement sur une étude de sensibilité, afin d'avoir connaissance des modifications qui peuvent être apportées et de leurs impacts.

Deux configurations peuvent pousser à modifier légèrement un design.

La première vient généralement du retour du client sur le design proposé. La seconde est réalisée dans le but d'utiliser l'outillage déjà existant : utiliser une matrice de découpe des encoches ou une forme de bobines existantes peuvent être des facteurs à prendre en compte afin de proposer des machines ayant des coûts et des délais de fabrication avantageux.

## 5. Optimisation

Depuis quelques années l'optimisation est souvent utilisée dans le domaine des machines électriques. Il est vrai qu'avec les nouvelles normes et les nouvelles politiques qui visent à augmenter les rendements des machines, il devient très intéressant d'avoir des outils qui permettent de directement cibler les solutions et qui permettent d'obtenir les objectifs escomptés.

Pour cela, il est nécessaire de considérer les expressions reliant les paramètres dimensionnants d'une machine, afin d'y appliquer ensuite un algorithme d'optimisation.

### 5.1. Objectifs

Le but ici n'est pas de décrire ces méthodes mais juste de donner une idée de l'impact que certains paramètres ont dans le dimensionnement d'une machine en termes de masse, de coût et de rendement.

Dans un premier temps, précisons qu'il est nécessaire d'avoir des modélisations de bonne qualité. Les calculs numériques par éléments finis permettent d'être précis sur l'estimation des performances, mais ils ne sont pas adaptés à ce type d'étude car les temps de calcul sont trop importants et le calcul souvent nécessaire des gradients est instable numériquement. En revanche, ils peuvent être utilisés pour valider les concepts qui ressortent d'une étude d'optimisation.

Pour autant, le piège de ce type de démarche est qu'il est très facile de passer à côté d'aspects physiques ou d'omettre des contraintes de fabrication. Par exemple, la réduction de l'entrefer permet en général d'avoir de meilleures performances électriques. En revanche, si la flèche du rotor n'est pas considérée, on peut se trouver avec un dimensionnement où il y a contact entre le rotor et le stator.

En ce qui nous concerne, nous avons effectué des études de sensibilité dans le but d'identifier les paramètres sur lesquels il serait possible d'agir dans le but de répondre au mieux au cahier des charges d'un client.

Les paragraphes qui suivent vont présenter l'impact des paramètres dimensionnants des parties actives de la machine sur la masse, le coût et le rendement.

### 5.2. Optimisation de la masse et du coût

L'optimisation de la masse de la génératrice est une chose importante. Pour une éolienne, réduire la masse des éléments situés dans la nacelle permet de réduire les contraintes sur le mât et sur les fondations.

Dans le cas des machines à aimants, on a vu au paragraphe 1.3 de ce chapitre que le choix de la polarité avait un impact sur la masse et le coût.

Néanmoins, pour un nombre de pôles donné il est également possible de modifier la masse des parties actives.

Ce qui va avoir le plus d'impact est l'induction dans l'entrefer produit par les aimants. Cette valeur peut être soit modifiée en réduisant l'entrefer (ce qui est difficile) soit en augmentant l'épaisseur d'aimant (ce qui est coûteux). L'impact sur les parties actives est régi par la règle suivante : plus il y a d'aimants moins il y a de cuivre.

Dans le cas inverse, l'augmentation du cuivre conduit également à augmenter la hauteur des dents de la machine et donc à augmenter le volume des tôles magnétiques.

Le fait que la variation de l'induction dans l'entrefer en fonction de l'épaisseur d'aimant n'est pas linéaire implique que, lorsqu'une certaine épaisseur d'aimant est atteinte, elle ne permet plus de réduire le cuivre. On peut voir Figure 2.36 l'évolution de la masse des parties actives dans le cas d'une machine ayant un entrefer de 9 mm.

Un autre point sera également à prendre en compte : lorsque la masse de cuivre est réduite, et que les aimants sont privilégiés, la valeur du couple en cas de court-circuit sera plus importante qu'un design avec moins d'aimants et plus de cuivre mais le risque de démagnétisation sera plus important.

En revanche, réduire la masse de la génératrice ne conduit pas forcément à réduire son coût.

Etant donné le cours des matériaux de type terres rares donnée Figure 2.37 et les restrictions d'exportation de la Chine, le cours de ces matériaux est volatile, ce qui rend la machine à aimant moins attractive, sauf si des solutions sans dysprosium sont trouvées.

*Remarque :* Dans un aimant NdFeB, il y a autour de 30% de Nd et le Dy peut être présent jusqu'à 10%, cet élément permettant d'augmenter le champ coercitif.



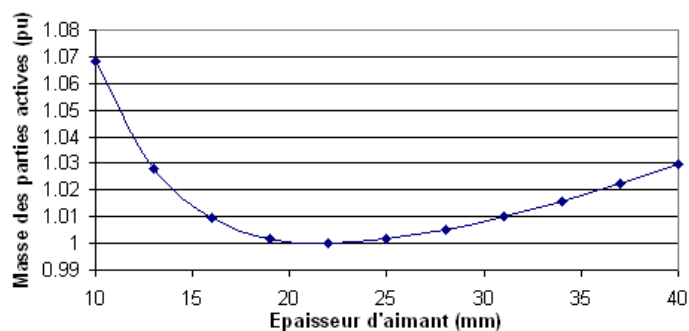


Figure 2.36 Evolution de la masse en fonction de l'épaisseur d'aimant.

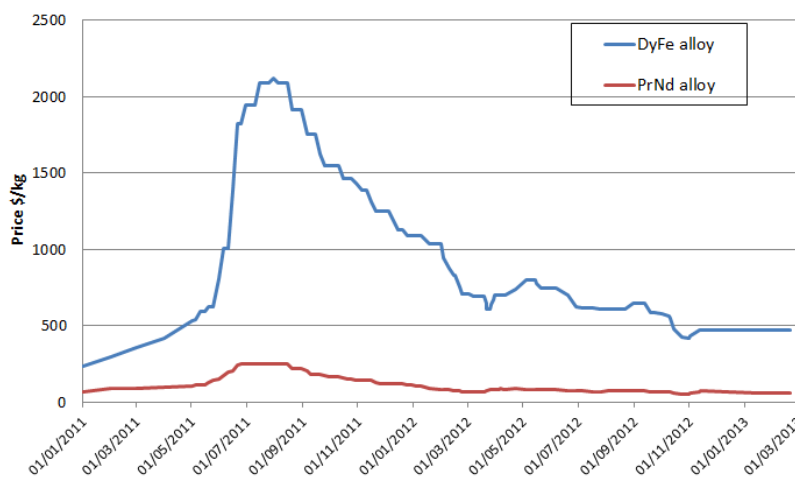


Figure 2.37 Cours des terres rares (Nd en rouge et Dy en bleu) utilisées pour les aimants NdFeB en\$/kg

La solution avec la masse la plus faible ne conduit donc pas nécessairement au coût le plus faible et un design intéressant économiquement à une date ne le sera pas forcément à une autre.

Nous avons considéré les coûts de la Table 2.11 pour réaliser la comparaison de la Table 2.12 où la polarité et les diamètres de la machine sont imposés (en cas de polarité non imposée des valeurs non entières sont obtenues). Les équations utilisées pour la comparaison sont celles décrites précédemment et rappelés en annexe 4. Le calcul a donc pour but de modifier l'épaisseur d'aimant, les dimensions du cuivre, la largeur de dent et l'épaisseur de culasse qui permet d'obtenir un dimensionnement plus adapté. Ces coûts ne correspondent pas à la matière brute mais aux coûts obtenus chez un fournisseur après modification en vue d'être utilisé pour l'assemblage des machines.

Table 2.11 Coût des matériaux utilisés pour le calcul

Matériau	Coût (€/kg)
Cuivre (Cu)	15
Aimant (NdFeB)	72
Tôles (FeSi)	3

Table 2.12 Comparaison de design pour une machine de 5MW à 125 tr/min ayant un rendement de 98%

Cas	Référence	Masse optimisée	Coût optimisé
Masse des parties actives (t)	18.6	18	18.2
Coût des parties actives (k€)	208	215	200

Dans le but d'optimiser la masse, l'épaisseur d'aimant est plus importante que le cas de référence, la densité de courant a également augmenté et l'induction dans les tôles est plus élevée.

En vue de réduire le coût, l'épaisseur d'aimant a été réduite et l'induction rencontrée dans les dents est élevée.

Au vu de la comparaison réalisée, il semble plus avantageux de se tourner vers le cas où le coût est optimisé car rapporté au cas de référence la machine est moins chère et moins lourde.

### 5.3. Optimisation du rendement

Une autre stratégie vise à rechercher les solutions ayant le meilleur rendement : on a vu dans ce cas que réduire le nombre de pôles de la machine permettait de réduire les pertes.

Il y a également, comme pour la masse, d'autres moyens de modifier le rendement que de jouer sur la polarité.

Dans ce cas, comme pour la réduction de la masse, l'utilisation d'aimants d'épaisseurs plus importantes peut permettre d'améliorer le rendement, en réduisant le courant nécessaire et en augmentant le facteur de puissance. Cette observation est vraie si les pertes Joule sont prépondérantes devant les pertes fer, ce qui est généralement le cas pour les machines lentes, mais qui n'est pas forcément vrai pour des machines plus rapides.

Les autres méthodes pour réduire les pertes conduisent à augmenter la masse, on peut :

- augmenter les sections de cuivre pour réduire les pertes Joule ;
- augmenter la largeur des dents et des culasses, pour réduire l'induction dans celles-ci et ainsi réduire les pertes dans les parties ferromagnétiques.

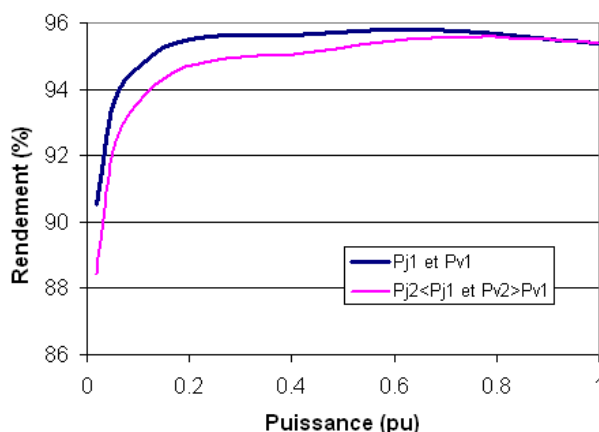
En partant du cas précédent, nous allons effectuer un calcul d'optimisation. Nous allons pour cela imposer une masse ou/et un coût. Les valeurs qui vont être utilisées sont les valeurs maximales rencontrées Table 2.12, soient un coût de 215k€ et une masse de 18.6t. Le résultat des calculs réalisés est donné Table 2.13.

**Table 2.13 Optimisation du rendement**

Cas	Référence	Masse limitée	Coût limité	Coût et Masse limités
Rendement (%)	98	98.14	98.24	98.13
Masse des parties actives (t)	18.6	18.6	19.5	18.6
Coût des parties actives (k€)	208	225	215	215

On observe que, pour le même coût, il serait possible d'avoir une machine avec un meilleur rendement, l'impact sur la masse étant néanmoins non négligeable (+5%). Imposer la masse ne permet pas de tendre vers les meilleurs rendements.

*Remarque :* L'optimisation du rendement en un point de fonctionnement d'une machine n'est pas forcément la chose la plus intéressante à faire. En fonction de la répartition des pertes (pertes par effets Joule ( $P_j$ ) et pertes à vide ( $P_v$ )) au point de fonctionnement nominal, il est possible pour un même rendement au point nominal d'avoir des valeurs différentes pour les points de fonctionnements à plus basse puissance comme le montre la Figure 2.38.



**Figure 2.38 Evolution du rendement en fonction de la puissance pour une répartition des pertes différentes**

Dans le cas de l'éolien, on introduit un rendement pondéré ( $\eta_p$ ) qui permet de tenir compte du nombre d'heures passées à un point de fonctionnement, ce rendement est défini par [2.100].

$$\eta_p = 1 - \frac{\sum h^* P_t^* (1 - \eta)}{\sum h^* P_t^*} [2.100]$$

Dans l'expression  $h$  désigne le nombre d'heures passées au point de fonctionnement  $P_t$  délivrée par la turbine quand la génératrice a un rendement  $\eta$ .

## 6. Conclusion

Les designs considérés dans ce chapitre correspondent aux solutions proposées jusqu'à maintenant par le service « calcul électrique » de l'entreprise pour répondre aux appels d'offres des clients.

En revanche, en suivant les règles énoncées, et même en ayant recours à des études d'optimisation, ces études ne nous ont toutefois pas permis de trouver un design permettant de répondre au mieux aux appels d'offres des clients en termes de coûts, de masses, de performances et de fiabilité pour des applications de génératrice à attaque directe.

Nous allons nous intéresser à d'autres topologies de machines et d'autres stratégies de commande afin de proposer des solutions compétitives sur le marché des génératrices éoliennes.

Dans ce contexte, la société General Electric a décidé de proposer exclusivement des solutions à aimants permanents pour le marché de l'éolien avec une priorité sur les topologies de machines à attaque directe.

Les travaux réalisés dans le cadre de la thèse ont donc été réalisés dans le but de répondre aux attentes de l'entreprise qui est de proposer une solution lui permettant d'avoir des commandes de génératrices pour les applications éoliennes dans un délai très court.

D'un point de vue stratégique, l'entreprise a réussi à bien s'implanter dans le marché des énergies renouvelables grâce à ses convertisseurs statiques, en revanche, elle n'a jusque maintenant pas obtenu de part de marché en ce qui concerne les génératrices.

Le but était de se placer comme fournisseur pour le marché de l'offshore qui nécessite le développement de nouvelles technologies et qui commencent seulement à se développer.

Pour respecter les délais, nous avons pris la décision de nous appuyer sur la littérature existante, pour retenir une topologie intéressante au vu des premiers résultats, le challenge étant alors de se focaliser sur le développement, la sécurisation et la validation de cette technologie.

Deux solutions vont être explorées dans l'optique d'augmenter la densité de couple des machines à aimants permanents placés en surface.

La première, qui sera proposée au chapitre 3, consiste à modifier le stator de la machine. Dans ce cas, le bobinage n'est plus obtenu en insérant des bobines dans des encoches mais des bobines sont réalisées individuellement et placées ensuite dans une carcasse.

La seconde, sujet du chapitre 4, consiste à utiliser (ou injecter) les harmoniques, aussi bien du courant que de la force électromotrice, pour maximiser la production de couple. On verra alors que c'est surtout sur l'alimentation de la machine qu'il faut travailler, le design de la machine pouvant être jugé « mauvais » dans le sens où il ne respecte plus certaines règles évoquées précédemment qui avaient pour but de limiter les harmoniques (nombres d'encoches par pôles, utilisation d'un pas de raccourcissement...). On a dans ce cas pour des designs assez proches des machines décrites dans ce chapitre des possibilités d'accroître la densité de couple.