

Optimisation de l'alimentation des machines

Comme évoqué chapitre 1, en présence de forme d'onde de FEM trapézoïdale, l'alimentation de la machine par des courants ayant des formes adaptées permet (à pertes équivalentes) d'augmenter la puissance de celle-ci. Le gain théorique maximum pouvant être atteint, à pertes identiques, est de 41% si l'on compare à une machine où les formes d'ondes de courant et de FEM sont parfaitement sinusoïdales.

Nous allons dans ce chapitre regarder l'impact des formes d'ondes (i.e. l'utilisation des harmoniques) sur la densité de couple des machines électriques. Il sera alors possible d'adapter les designs pour les rendre plus avantageux. En effet, les modifications induites par le choix d'une alimentation différente peuvent réduire les contraintes de dimensionnement et permettre de s'intéresser à des concepts de machines différents de ceux que l'on rencontre actuellement.

Le cas idéal consisterait à être en présence de forme d'ondes dites rectangulaires ; identiques à celles rencontrées dans le cadre des machines à courant continu, qui sont des machines connues pour leur puissance massique élevée et adaptées aux applications où le couple en jeu est élevé.

Dans un premier temps, en se basant sur le principe de fonctionnement de la machine à courant continu et en l'adaptant aux machines à courant alternatif où l'utilisation du contact collecteur/balai sera remplacé par une commutation électronique.

Une topologie de machine, reposant sur ces principes, est déjà rencontrée dans de nombreuses applications (robotique, aéronautique, informatique, électroménager...) utilisant des formes d'ondes de FEM trapézoïdale, elle sera présentée. L'alimentation de cette machine, où les puissances rencontrées dépassent rarement 10kW, est réalisée avec des courants constants sur 120° électrique. Le gain sur la puissance massique attendue étant dans ce cas de 15%. Son utilisation est limitée à cause de la qualité du couple qu'elles peuvent délivrer.

La recherche d'autres solutions nous a conduits à des machines où les harmoniques de couple sont encore plus importants. Pour atténuer cet handicap des solutions, permettant de réduire les harmoniques de couple, sont étudiés. Deux solutions sont proposées dans ce but, la première qui consiste à se tourner vers des machines polyphasées, et la seconde qui adapte les courants d'alimentation des machines triphasées.

Nous terminerons ce chapitre en présentant des solutions innovantes qui reposent sur l'utilisation des harmoniques de FEM et la modification des formes d'ondes des courants d'alimentation. Nous verrons alors qu'il est possible de se tourner vers des designs où l'électronique de puissance et la partie électromagnétique sont rassemblées au sein d'une même structure, le but étant d'avoir des systèmes compacts et par conséquent des puissances massiques plus importantes que les systèmes actuels quand la machine nécessite l'alimentation par un variateur de vitesse.

1. Principe de la commutation électronique

La commutation électronique désigne le fait que des interrupteurs d'électronique de puissance sont utilisés pour faire évoluer dans le temps les séquences de fonctionnement d'une machine. Il diffère du contact mécanique balai/collecteur utilisé classiquement dans le cadre des machines à courant continu. L'objectif de ces deux modes d'alimentations est d'obtenir deux flux (induit et inducteur ou stator et rotor) en quadrature dans le but de maximiser le couple.

En effet, en reprenant l'expression [2.1] de la force de Laplace, on obtient la norme la plus élevée quand le produit vectoriel, entre la direction du courant et l'induction est le plus grand, ce qui correspond alors à des flux orthogonaux.

Nous décrirons donc le fonctionnement des machines à courant continu avant de montrer comment il est possible de remplacer le contact mécanique par une commutation électronique.

1.1. La machine à courant continu

Les machines à courant continu sont réalisées à partir d'une partie fixe, l'inducteur et d'une partie mobile l'induit.

L'inducteur génère un champ fixe comme présenté Figure 4.1 et ce champ est obtenu à partir d'aimants permanents ou d'électroaimants alimentés par des courants continus ou quelque fois par la combinaison des deux.

L'induit est réalisé à partir d'enroulements reliés à un collecteur. L'inversion du sens des courants parcourant les encoches, qui est effectuée par la rotation, permet de conserver un champ ayant une direction figée vue par l'inducteur comme décrit Figure 4.2.

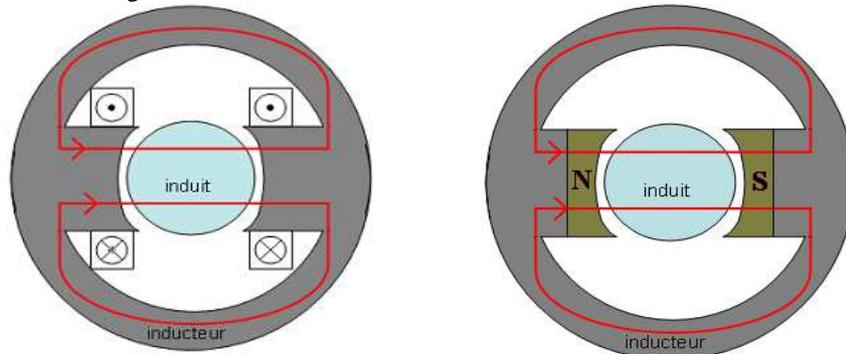


Figure 4.1 Schéma de l'inducteur et des lignes de champs, avec électroaimants (à gauche) et aimants (à droite)

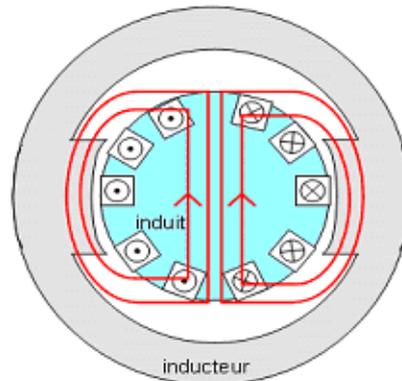


Figure 4.2 Schéma de l'induit et des lignes de champs

Le bobinage de l'induit est réalisé de manière à avoir tous les enroulements en série et entre chacun une connexion est réalisée au collecteur par les balais. De cette manière quand l'une des lames du collecteur est alimentée, le courant se sépare entre les 2 enroulements connectés à ce collecteur.

L'alimentation de l'induit se fait par l'intermédiaire de balais en carbone qui viennent frotter sur le collecteur, d'où la nécessité d'un contact mécanique entre les parties fixes et les parties mobiles pour réaliser l'alimentation. Une illustration des connexions entre les enroulements du bobinage et de la distribution des courants est donnée Figure 4.3 pour une machine 2 pôles avec 2 encoches par pôle et un pas de raccourcissement d'une encoche.

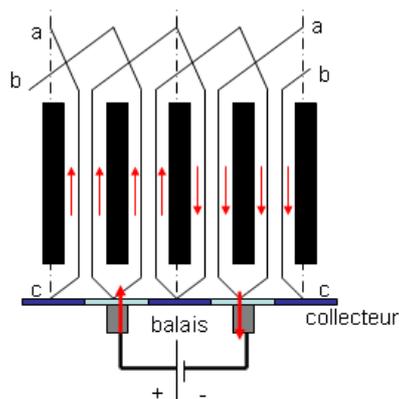


Figure 4.3 Bobinage et alimentation de l'induit

Des « astuces », au niveau de la réalisation de la machine, peuvent être utilisées dans le but d'améliorer leur fonctionnement.

Par exemple, il est généralement utile d'utiliser un nombre d'encoches par pôle d'induit de 5 ou 7 pour minimiser les impacts des commutations sur les ondulations de couple et il est coutume d'utiliser des pôles supplémentaires.

Ces pôles ont globalement deux fonctions, comme expliqué dans ce qui suit.

- Les pôles d'aide à la commutation : ce sont des pôles supplémentaires qui permettent d'améliorer la commutation, le but étant de limiter l'énergie (arc électrique) qui doit être dissipée à la fin de la commutation. Ces pôles sont placés sur la partie fixe, entre deux pôles inducteurs, à l'endroit où sur l'induit le courant dans les enroulements s'inverse. Leur rôle est de compenser les effets inductifs pour améliorer le passage du courant d'une valeur négative à une valeur positive. On peut voir sur l'allure du courant donnée Figure 4.4 l'impact de ces pôles sur la commutation au moment où le courant dans l'enroulement s'inverse.

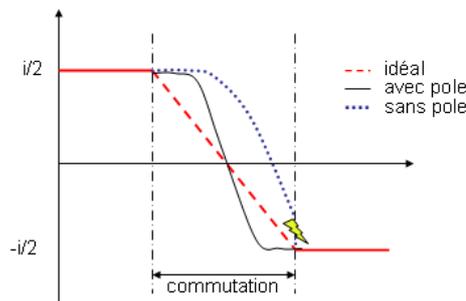


Figure 4.4 Influence du pôle d'aide à la commutation sur le courant dans l'enroulement d'induit

Un bon réglage de la position du pôle est néanmoins nécessaire pour que la commutation se passe sans arc.

- Les pôles de compensation de la réaction d'induit : le niveau d'induction dans les parties ferromagnétiques de l'inducteur varie et cela est notamment dû à la présence du champ de l'induit, ce qui déforme les lignes de champ comme décrit Figure 4.5. Pour avoir des lignes de champ rectilignes, on ajoute au niveau de l'alésage de l'inducteur des encoches parcourues par des enroulements identiques aux enroulements de l'induit, autrement dit ayant les mêmes Ampères-tours que les pôles de l'induit.

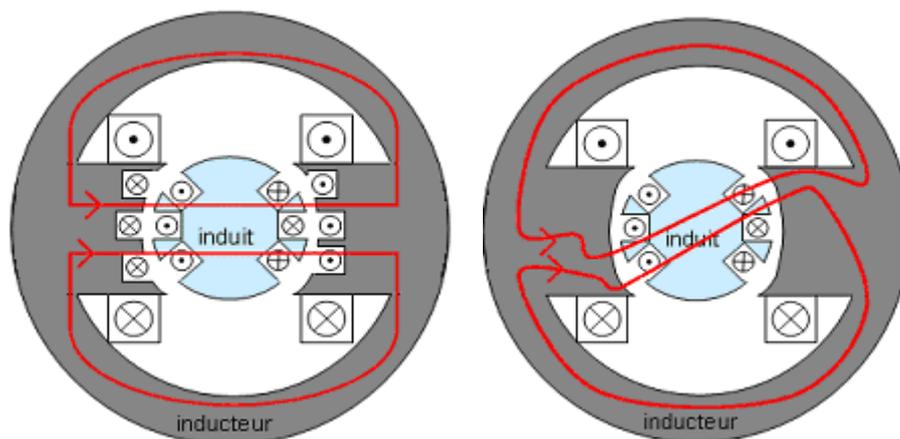


Figure 4.5 Impact de la réaction d'induit sur les lignes de champ, avec pôles de compensation de réaction d'induit (à gauche), sans (à droite)

D'ailleurs, en général, on garde des enroulements ayant le même nombre de tour que les enroulements de l'induit et on place en série avec l'induit les pôles auxiliaires (commutation et réaction d'induit) pour qu'ils soient parcourus par le même courant et ne nécessitent pas de source supplémentaire.

La localisation de ces pôles est indiquée Figure 4.6.



Figure 4.6 Photos d'une machine à courant continu (insertion de l'induit)

L'un des moyens mis en œuvre pour alimenter une machine à courant continu est donné Figure 4.7 : il nécessite l'utilisation de deux sources indépendantes. Ce montage est couramment appelé machine à courant continu à excitation séparée.

D'autres montages existent, il est également possible de placer en série l'induit et l'inducteur ou d'avoir d'autres montages (excitation série, shunt ou compound) [D3555].

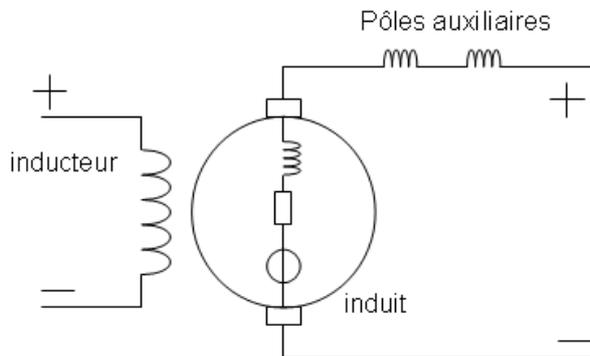


Figure 4.7 Alimentations indépendantes des machines à courant continu

Le contact mécanique entre le balai et le collecteur, et le choix du transport en courant alternatif, a conduit petit à petit à réduire l'utilisation des machines à courant continu pour les applications de fortes puissances, la technologie reste utilisée pour certaines applications comme des actionneurs dans l'automobile. Néanmoins, la densité de couple élevée de ces machines a initié l'étude de solutions à commutation électronique.

1.2. La commutation électronique remplace le contact Balai/Collecteur

Dans une machine à courant continu la commutation des courants est effectuée grâce à la rotation et au passage du balai d'un collecteur au collecteur suivant. Le frottement entre les 2 parties conduit à l'usure des balais qui doivent être remplacés périodiquement. Pour que le contact soit bien réalisé, même quand les balais sont usés, on applique généralement une force sur les balais (ressort qui pousse sur les balais) qui permet d'augmenter le temps entre 2 opérations de maintenance. Le réglage des pôles d'aide à la commutation n'est pas une chose facile à réaliser, il est donc difficile de garantir que les commutations se passent sans arc électrique. La présence d'arc peut également limiter les applications de ce type de machine (par exemple pas d'utilisation en présence de gaz inflammable). D'autres inconvénients comme le bruit (dû aux frottements) et la présence de poussière (à cause de l'usure des balais) limitent les applications de ce type de machine.

Le but de la commutation électronique est d'éviter les arcs et les contacts mécaniques. Pour cela, le passage d'un collecteur au suivant va être remplacé par la conduction d'un interrupteur électronique de puissance à un autre qui va permettre d'inverser le sens du courant dans une partie des enroulements.

Pour effectuer cette opération il n'est plus nécessaire d'utiliser la rotation mais des circuits de commande séquencés en fonction de la position du rotor. Il est alors plus facile d'utiliser les interrupteurs pour alimenter la partie fixe et de réaliser un champ tournant au lieu d'un champ fixe dans l'induit (qui devient le stator).

Il faut néanmoins réaliser un autre champ. Ce champ doit être un champ « fixe » placé sur une partie mobile. Il peut alors être réalisé à partir d'aimants ou d'enroulements. On retrouve alors une machine proche des machines synchrones décrites au chapitre 2, la différence provenant de la forme d'onde des courants d'alimentation.

Le bobinage du stator de la machine peut alors être réalisé comme celui des enroulements de l'induit. Et dans ce cas, il suffit d'actionner un interrupteur par pôle de la machine pour réaliser l'alimentation. En partant de la Figure 4.3 et en remplaçant les collecteurs par des interrupteurs on obtient le schéma de bobinage du stator qui est donnée Figure 4.8.

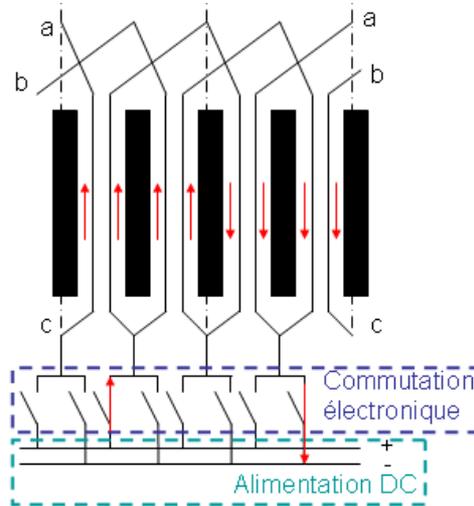


Figure 4.8 Bobinage du stator d'une machine 2 pôles à commutation électronique

Au moment des commutations, l'inductance des enroulements va impacter le temps nécessaire à la variation de courant, ce phénomène sera contraignant.

1.3. Contraintes des commutations : les ondulations de couple

Dans les 2 cas (mécanique ou électronique) la commutation consiste en l'inversion du courant dans l'un des enroulements, plusieurs commutations simultanées peuvent également être nécessaires. Pendant la commutation, il y a des enroulements qui sont court-circuités comme on peut le voir Figure 4.9.

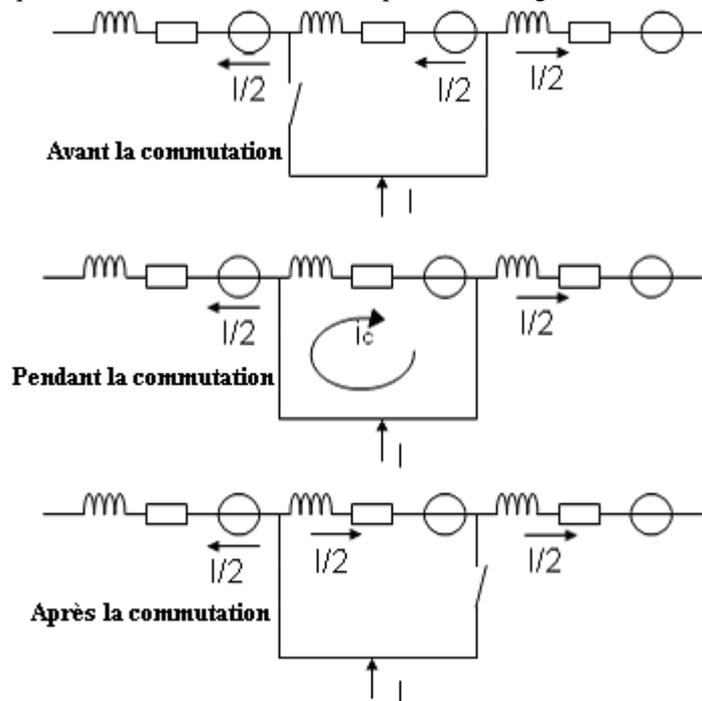


Figure 4.9 Description de la commutation

La commutation est un phénomène qui introduit des perturbations dans le système. En effet, elle induit des ondulations de couple du fait que l'inversion du courant ne se fait pas de manière instantanée.

La fréquence de ces ondulations dépendra du nombre d'encoches par pôle.

Quand celui-ci est impair, la commutation d'un enroulement est réalisée pour chaque séquence de commutation. Dans le cas d'un nombre pair, deux enroulements verront leurs courants s'inverser simultanément ce qui augmentera l'impact sur le couple de la machine.

Il est possible de changer l'instant de la commutation pour que l'impact soit moindre sur le couple au moment des commutations comme abordé dans [Mul04].

La précision de la détermination de l'instant de passage de la FEM d'une valeur positive à une valeur négative est nécessaire pour savoir à quel moment il faut lancer le processus de commutation.

L'utilisation de la commutation électronique devient intéressante quand des formes d'ondes trapézoïdales de FEM sont rencontrées dans le but d'augmenter la densité de couple. Des solutions reposant sur ce mode de commutation vont être abordées en commençant par la machine « brushless DC ».

2. Machine sans balais à FEMs trapézoïdales (Brushless DC)

En partant du principe de base du fonctionnement des machines à courant continu énoncé précédemment une topologie de machine a vu le jour à la fin des années 90, il s'agit de la machine couramment dénommée « Brushless DC ».

L'obtention de formes d'ondes constantes sur une période électrique est difficile. En revanche il est plus facile d'obtenir des formes d'ondes constantes sur 2/3 de cette période, le principe des machines BLDC repose sur cet aspect. Comme dans ce cas seulement 2 des 3 phases voient simultanément des FEMs constantes, on alimente uniquement ces 2 phases.

La connexion en étoile des enroulements permet de faciliter ce mode d'alimentation.

2.1. Principe

Cette machine est une machine triphasée à aimants permanents qui possède donc de manière idéale des forces électromotrices dites trapézoïdales.

Des courants en créneaux de 120° sont alors utilisés pour alimenter ce type de machine, ce type d'alimentation conduit donc à avoir en permanence un courant nul dans une des phases de la machine (celle pour laquelle la FEM n'est pas constante).

Sur une période électrique on retrouve ainsi 6 séquences de fonctionnement qui sont décrites Figure 4.10.

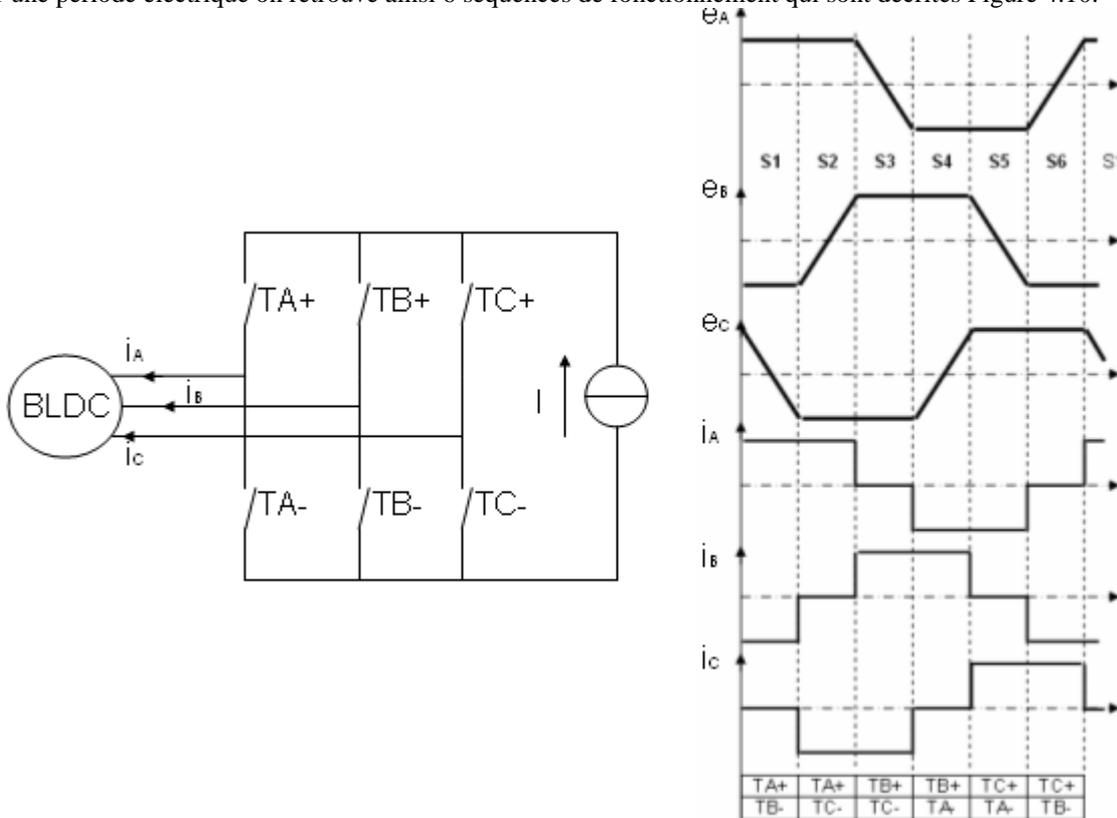


Figure 4.10 Séquences de fonctionnement et formes d'ondes de la BLDC

Dans le but d'obtenir une force électromotrice entre phase et neutre constante sur 120° électrique, il est possible de jouer sur plusieurs paramètres tels que : le bobinage statorique, le nombre d'encoches par pôle, la modification de l'ouverture d'encoche, l'utilisation de cales magnétiques, la modification de la largeur polaire ou la direction d'aimantation des aimants.

Par exemple, il est possible d'augmenter le contenu harmonique des formes d'ondes de la FEM en gardant un nombre unitaire d'encoches par pôle et par phase. Ce principe conduit également à avoir un coefficient de bobinage unitaire, ce qui est intéressant pour la densité de couple.

Ce choix, en revanche, conduit à avoir un couple de détente ayant une amplitude importante, il est alors possible d'utiliser les moyens cités au chapitre 1 pour limiter la valeur de ce couple.

Comme le souligne [Jah96] il est également possible de modifier les formes d'ondes de la FEM en optimisant la forme des aimants et leur direction d'aimantation. L'impact de l'aimantation a été donné au chapitre 1.

Le fait qu'uniquement 2 phases soient utilisées simultanément, pendant que la troisième ne voit pas de courant, peut induire des adaptations de la modélisation de la machine. Ces modifications vont maintenant être présentées.

2.2. Modélisation

La modélisation de la machine à FEM trapézoïdales est proche de celle proposée au chapitre 2 pour les machines synchrones à aimants (ayant des formes d'ondes sinusoïdales), l'expression de l'induction dans l'entrefer étant toujours la même. Par contre, la modélisation est différente au niveau de l'expression de la FEM et du couple.

Pour ce type de machine, il est nécessaire de déterminer la valeur maximale de la FEM qui peut être obtenue à partir de l'expression [4.1].

$$E_{\max} = B_{\max} . L . R . \Omega . N_{sp} \quad [4.1]$$

Il n'y a plus dans ce cas de facteur de correction, qui est présent uniquement pour tenir compte de la relation entre la valeur max de l'induction et la valeur max du signal sinusoïdal (premier harmonique).

L'expression des pertes par effet Joule reste inchangée. En revanche, étant donné que l'expression entre la valeur maximale du courant et la valeur efficace [4.2] est différente, il est fréquent de retrouver, pour ce type de machine, l'expression [4.3] pour le calcul des pertes par effet Joule.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\max} \quad [4.2]$$

$$P_J = 2 . R_s . I_{\max}^2 = 3 . R_s . I_{eff}^2 \quad [4.3]$$

où la valeur maximale du courant a alors plus d'intérêt que la valeur efficace.

Cette même remarque vaut aussi pour le couple de la machine qui vérifie toujours l'expression [2.86] mais qui peut être ramené à l'expression [4.4] du fait que seules 2 phases conduisent simultanément.

$$C = \frac{2 . E_{\max} I_{\max}}{\Omega} \quad [4.4]$$

L'alimentation des machines « brushless DC » étant réalisée par des créneaux de courant elle sera différente de celles abordées au cours des chapitres 2 et 3 où des courants sinusoïdaux étaient rencontrés. Le prochain paragraphe présente les solutions pouvant être rencontrées.

2.3. Alimentation

Pour alimenter ce type de machine, il est possible d'utiliser soit un convertisseur de courant utilisant des thyristors, soit des convertisseurs de tension utilisant des transistors.

Dans le cas d'une alimentation en courant, on se retrouve dans la configuration de la Figure 4.11.

La source de courant peut alors être réalisée par un pont de thyristors couplé au réseau, mais une inductance de lissage est toutefois nécessaire entre le pont réseau et le pont machine pour ne pas connecter directement deux sources de tension (réseau et machine).

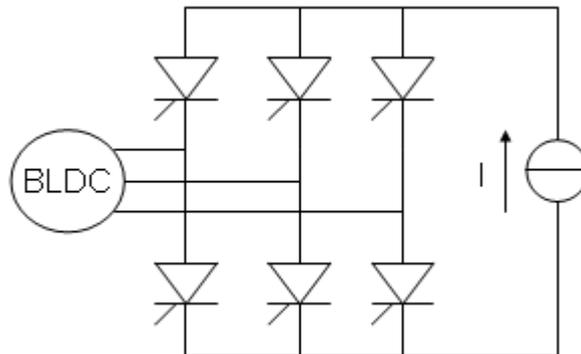


Figure 4.11 Alimentation source de courant et thyristors

Cette technologie est principalement rencontrée pour des applications de fortes puissances. Dans la mesure où les solutions utilisant des transistors commencent seulement à émerger pour des puissances supérieures à 100 MW, car les composants sont coûteux.

On a alors, dans cette configuration, le couple qui est imposé par le niveau de courant du bus DC et la vitesse qui est imposée par la fréquence de commutation des différents interrupteurs.

L'utilisation des convertisseurs à thyristors nécessite d'avoir le courant en avance sur la tension, ils ne permettent donc pas de garder la tension induite en quadrature avec le courant et il n'est pas possible (à l'inverse des machines à courant continu) de se trouver en présence du couple maximum [Mul06].

Dans ces conditions où il n'est pas possible d'avoir les FEMs et les courants en phases, le recours à des formes d'ondes trapézoïdales ne permet pas d'avoir un couple constant.

Il est possible également d'utiliser les thyristors pour une machine avec des FEMs sinusoïdales. Dans ces conditions, l'impact de l'angle d'amorçage (qui est supposé égal à l'angle entre le courant et la FEM pour cette configuration) est donné Figure 4.12 (courbe théorique). Le couple de référence est le couple moyen qui serait obtenu avec un angle d'amorçage de 0° .

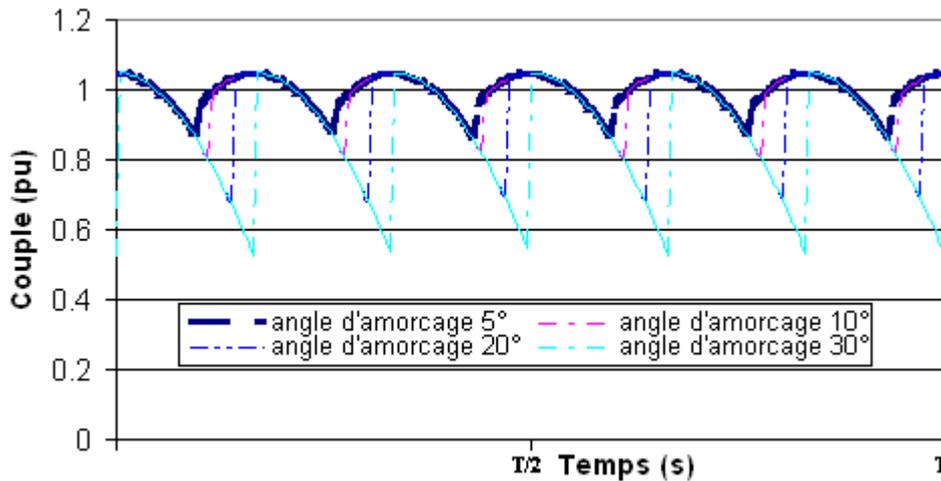


Figure 4.12 Impact de l'angle d'amorçage des thyristors sur le couple en présence de FEMs sinusoïdales et de créneaux de courants de 120°

On observe que, plus l'angle sera grand, plus les ondulations de couple seront importantes. Dans le cas de l'utilisation de transistors on se retrouve dans la configuration de la Figure 4.13.

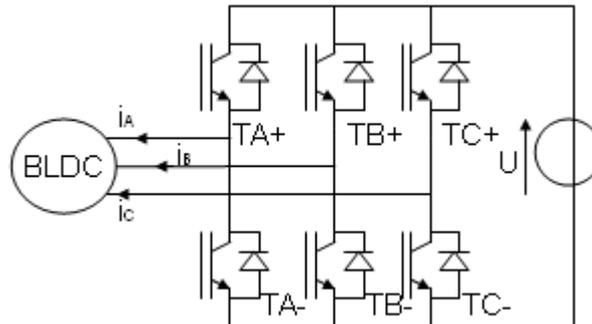


Figure 4.13 Alimentation en tension et utilisation de transistors

L'utilisation des transistors peut se faire de deux manières différentes. La première est de les utiliser en pleine onde, la commande étant alors identique à celle des convertisseurs en courant. En revanche, la forme du courant sera dépendante du temps de montée (autrement dit de l'inductance). La seconde manière consiste à utiliser des convertisseurs alimentée par MLI.

Dans le cas de l'alimentation pleine onde, les formes des courants et du couple sont données Figure 4.14.

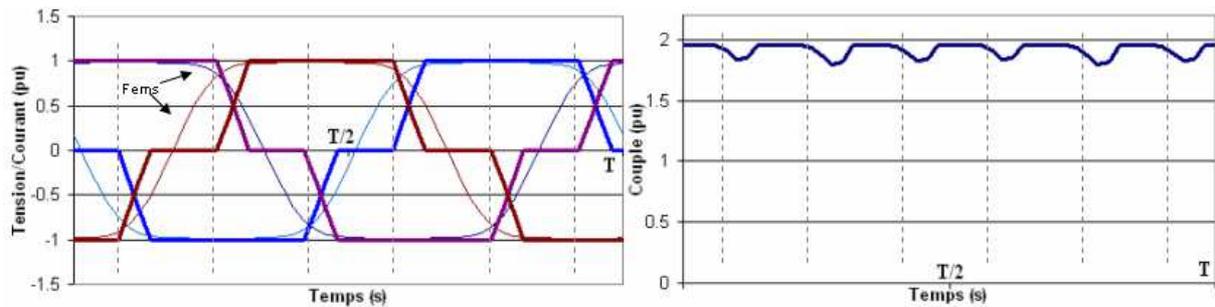


Figure 4.14 Formes d'ondes des courants et du couple avec un temps de commutation⁸ long

On observe des ondulations de couple sur le couple obtenu, il est néanmoins possible de réduire ces ondulations en effectuant un chevauchement des commutations.

L'autre solution est d'utiliser des signaux de type MLI. L'inductance va alors limiter les variations de courant et donc conduire à des ondulations de couple.

Néanmoins, un autre paramètre peut également modifier la dynamique de la commutation des courants, il s'agit de la valeur de la tension de bus. L'expression [4.5] montre qu'il est possible d'améliorer le temps de réponse en augmentant la différence entre la tension et la FEM : dans le cas d'une alimentation MLI, la tension varie entre deux seuils de tensions ($U_{DC}/2$ et $-U_{DC}/2$ pour un convertisseur 2 niveaux et $U_{DC}/2$ et 0 pour un convertisseur 3 niveaux). Cette solution présente l'avantage d'améliorer les commutations.

$$\frac{di}{dt} = \frac{v(t) - e(t)}{L} \quad [4.5]$$

Cette solution est en revanche contraignante pour le bobinage des machines, car une tension de bus élevée augmente les contraintes sur l'isolation et conduit à utiliser les variateurs à de faible taux de modulation.

L'alimentation de la machine nécessite l'identification de la séquence de fonctionnement, parmi les 6 exposées. Pour cela il est possible d'avoir recours à un dispositif simple pour contrôler la machine dans de bonnes conditions.

2.4. Contrôle

La commande de cette machine nécessite la connaissance de la position du rotor. Etant donné que la modification de l'alimentation n'intervient que 6 fois sur une période de fonctionnement il est alors possible d'utiliser 3 capteurs à effets Hall comme décrit Figure 4.15 qui permettent de déterminer précisément les instants où il y a un changement de séquence de fonctionnement.

Ces capteurs ne permettent pas de faire du positionnement mais permettent de savoir en permanence dans quelle séquence de fonctionnement se trouve le système même quand la machine est à l'arrêt comme le montre la Table 4.1. On retrouve une précision comparable à celle obtenue avec un système balais/collecteur.

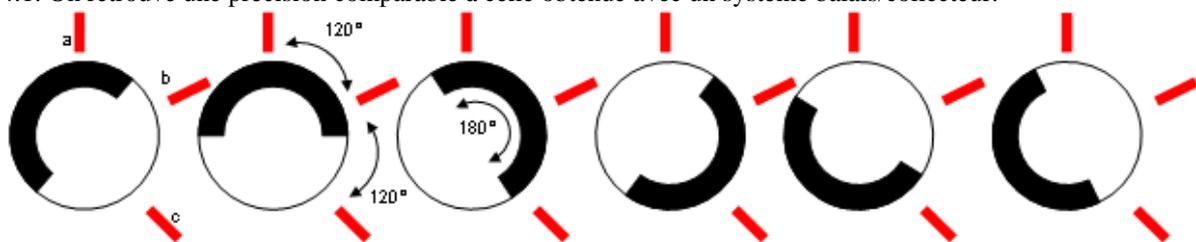


Figure 4.15 Schéma du positionnement des capteurs à effet Hall

Pour que le changement de séquence soit connu précisément, il faut que les capteurs soient placés de manière précise.

Les avantages de ce mode de détermination de la position sont nombreux : coûts, simplicité, robustesse.

Néanmoins, il est également possible d'utiliser d'autres principes pour la détermination de la position, comme dans les autres types de machines, tels que les codeurs ou estimateurs de flux.

⁸ Les débuts de commutations sont marqués par des traits pointillés. Les fems sont celles de la Figure 4.16.

Table 4.1 Séquences et valeurs des capteurs

	a	b	c
S1	1	0	0
S2	1	1	0
S3	1	1	1
S4	0	1	1
S5	0	0	1
S6	0	0	0

Les machines à FEMs trapézoïdales sont très répandues dans les systèmes de faibles puissances (robotique, aéronautique, moteur roue). En revanche, elles sont peu rencontrées dans les domaines des plus fortes puissances.

Les avantages de ce type de machine sont nombreux et on notera principalement la simplicité de la réalisation du contrôle, l'utilisation d'un système peu coûteux pour la détermination de la position et un gain sur la puissance massique.

Les principaux inconvénients de la machine BLDC sont les ondulations de couple mais aussi le fait que l'on utilise en permanence seulement deux tiers de la machine puisqu'il y a toujours une phase non utilisée.

La simplicité de cette technologie lui a permis de se développer dans des applications à faible couple et également dans l'aéronautique où la présence de fréquences élevées limite l'utilisation des régulateurs à MLI. Des solutions avec des bobinages concentriques sont également possibles même si dans cette configuration il est plus difficile d'avoir des contenus harmoniques intéressants pour les FEMs.

Pour une même machine (FEMs données Figure 4.16 et obtenues par les éléments finis), avec des formes d'ondes quasi trapézoïdales, le changement d'alimentation (utilisation des courants de la Figure 4.17) a pour impact une augmentation des ondulations de couple comme on peut le voir Figure 4.18 (le couple n'est pas obtenu par éléments finis) et peut nécessiter une modification des connexions (pour le cas 180° au moins, les enroulements ne peuvent pas être connectés en étoile car la somme des courants n'est plus nulle).

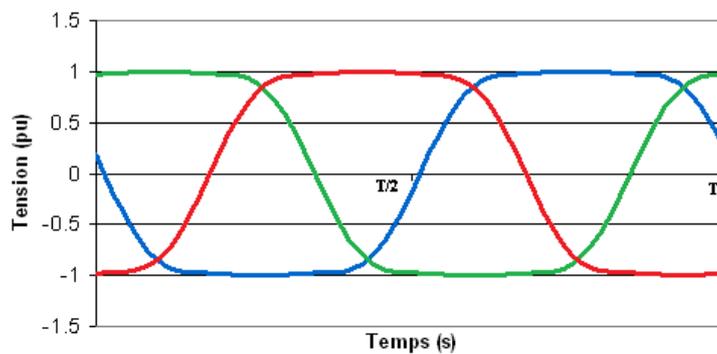


Figure 4.16 Formes d'onde des FEMs

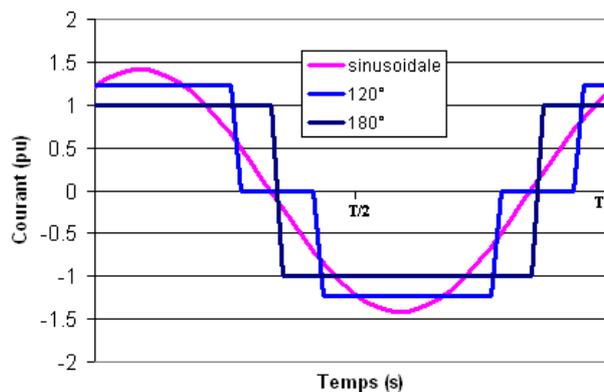


Figure 4.17 Courants en conservant la même valeur efficace (1pu)

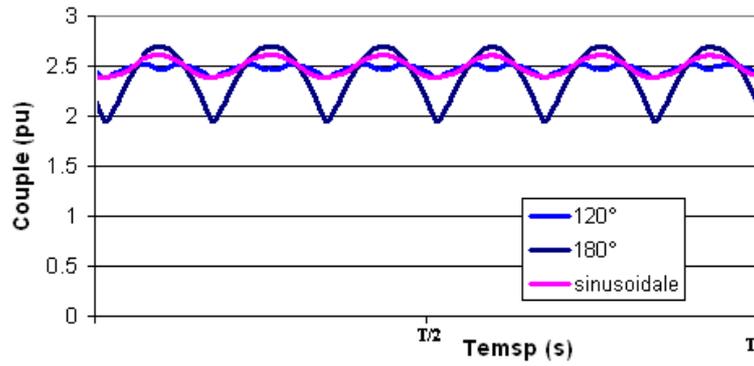


Figure 4.18 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation

Même si les formes d'ondes de FEMs sont quasiment constantes sur 120° électrique, l'alimentation de cette machine par des courants sinusoïdaux ne conduit pas à d'importantes ondulations de couple en comparaison avec le cas d'une alimentation par des courants de type 120° .

Nous remarquons que l'alimentation des 3 phases de la machine par des créneaux de courant ne permettra pas d'avoir des comportements intéressants : trop d'ondulations de couple et un couple moyen plus faible que pour les autres configurations.

Nous allons, dans le paragraphe suivant, présenter les moyens qui peuvent être mis en place pour rendre l'utilisation de ce type d'alimentation intéressant et pour obtenir par la suite un gain sur la densité de couple.

3. Alimentations optimisées

Pour améliorer les performances de la machine, l'idéal serait de se retrouver avec des formes d'ondes parfaitement rectangulaires : créneaux de 180° pour le courant et la force électromotrice et ainsi alimenter de la sorte les 3 phases de la machine.

L'alimentation de la machine par des créneaux de courant de 180° rend impossible l'utilisation d'enroulements connectés en étoile, il faut alors se tourner vers d'autres circuits.

Deux solutions peuvent alors être proposées. La première consiste à utiliser une connexion en polygone. Dans le cas d'une machine triphasée on se retrouve avec un couplage de type triangle. La seconde solution consiste à alimenter indépendamment les enroulements entre lesquelles il n'y a pas de couplage électrique. L'inconvénient, dans ce cas est que le nombre d'éléments nécessaires à l'alimentation est doublé.

Pour une machine fonctionnant sur ce principe, il est possible d'avoir un gain sur la densité de couple allant jusque 41%, ceci en comparaison avec une solution classique avec des formes d'ondes sinusoïdales (à pertes équivalentes) comme cela a été mentionné au chapitre 1.

En conservant un bobinage avec une encoche par pôle et par phase, il est alors possible d'obtenir les formes d'ondes les plus proches des créneaux souhaités. Cela conduit aussi à avoir un coefficient de bobinage unitaire.

Néanmoins, l'obtention de formes d'ondes rectangulaires n'est pas possible pour une technologie où les aimants sont montés en surface à cause des fuites inter aimants. La forme de la FEM pour une machine triphasée, quand l'épanouissement des aimants est égal à l'arc polaire est donnée Figure 4.19.

L'impossibilité d'obtention de forme rectangulaire conduit également pour ce type de machine à la création d'ondulations de couple.

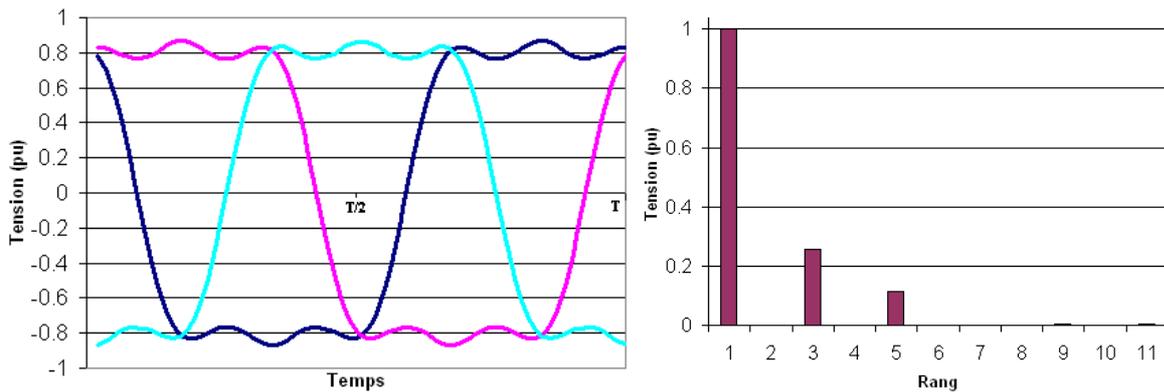


Figure 4.19 FEM (éléments finis) et FFT lorsque l'épanouissement des aimants est égal au pas polaire

Néanmoins, si l'on reprend l'expression [2.93] du couple, on remarque que les interactions entre les différents rangs harmoniques des FEMs et des courants peuvent conduire à la production de couple. Il est donc possible d'utiliser ces harmoniques dans le but d'augmenter la densité de couple de ce type de machine.

L'impact de l'épanouissement des aimants sur les harmoniques de FEM (pour une forme en créneau comme celle de la Figure 4.20) peut être obtenu à partir de l'expression [4.6] qui correspond aux coefficients de Fourier pour un signal en créneaux.

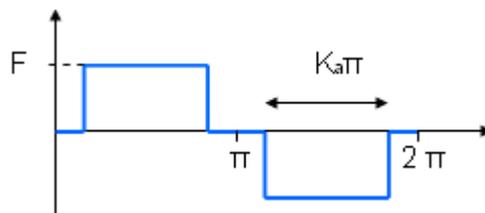


Figure 4.20 Forme d'onde de FEM en créneaux

$$F_h = \frac{4}{\pi h} F \cdot \sin\left(\frac{hpK_a\pi}{2}\right) [4.6]$$

On constate que l'amplitude des rangs harmoniques de la FEM va dépendre de l'épanouissement des aimants comme le montre la Figure 4.21.

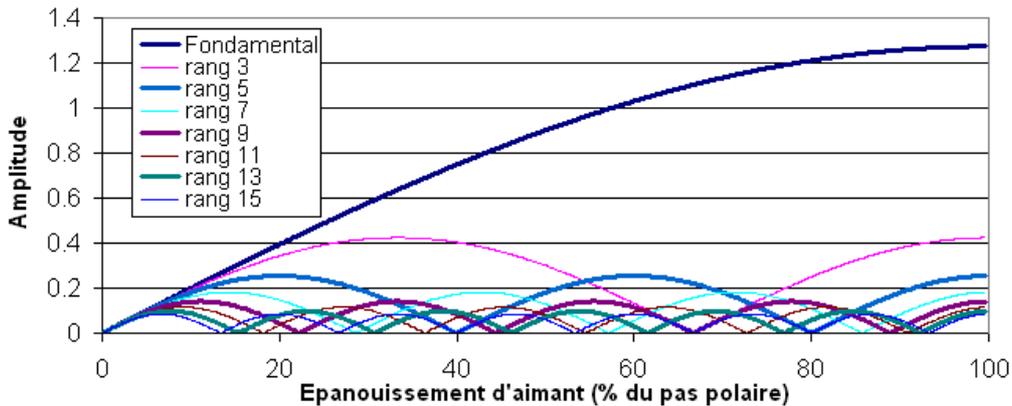


Figure 4.21 Amplitude des harmoniques en fonction de l'épanouissement de l'aimant

Remarque : dans le cas d'une machine triphasée dont les enroulements sont connectés en étoile, il est intéressant d'avoir des aimants sur 80% de l'arc polaire ; dans ce cas, pour les rangs 3 et 5, l'amplitude est nulle. Le premier harmonique pouvant être présent est alors celui de rang 7. Une autre stratégie serait de choisir la valeur de 83% afin de minimiser les rangs 5 et 7 et afin de ce fait, de limiter les harmoniques de couple de rang 6 en cas d'alimentation par des courants sinusoïdaux.

Si on alimente la machine ayant les FEMs de la Figure 4.19 par des courants en créneaux de 180 degrés électriques on obtient le couple de la Figure 4.22. Ce couple est également comparé à ceux obtenus avec les autres types d'alimentations.

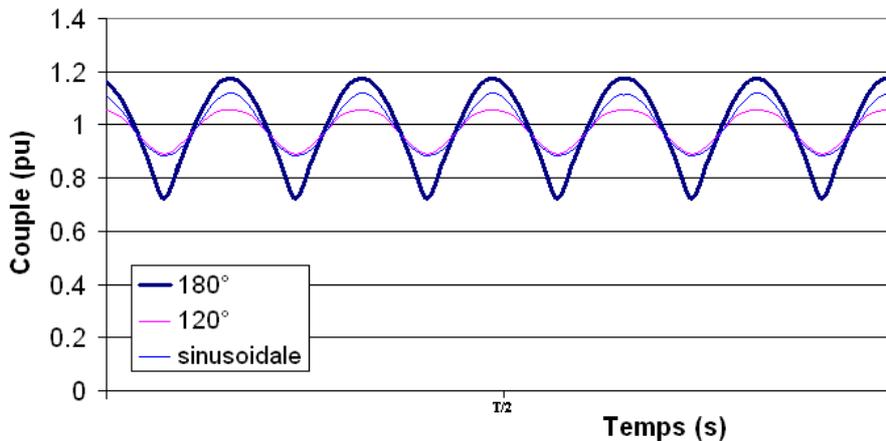


Figure 4.22 Formes du couple en fonctions des courants d'alimentation

On observe des ondulations de couple importantes sur ces formes d'ondes (40% du couple moyen) et ces ondulations sont problématiques dans la plupart des applications et plus spécifiquement pour des machines de fortes puissances.

Pour atténuer les ondulations de couple qui seront rencontrées, deux solutions sont proposées ici :

La première consiste à augmenter le nombre de phases de la machine.

La deuxième consiste en l'adaptation des formes des courants, cette solution sera possible dans le cas d'une alimentation par convertisseurs de tension (sauf pour le cas d'une alimentation de type pleine onde).

On observe néanmoins que la forme des courants n'a que peu d'influence sur la valeur moyenne du couple obtenu (le couple moyen est légèrement plus faible dans le cas d'un courant en créneau de 120°)

3.1. Augmentation du nombre de phases

Si l'on conserve une encoche par pôle et par phase, l'augmentation du nombre de phases aura pour effet d'augmenter le nombre d'encoches par pôle ce qui permet, comme pour la machine à courant continu, de limiter l'impact des commutations qui devront être plus nombreuses.

Si l'épanouissement polaire est conservé l'augmentation du nombre de phases conduit également à rétrécir la largeur des encoches et l'amplitude du couple de détente sera réduit (sa fréquence est alors augmentée).

Du point de vue des formes des FEMs, on observe Figure 4.23 que le fait d'avoir un nombre d'encoches par pôle plus grand permet d'obtenir des contenus harmoniques plus importants pour tous les rangs.

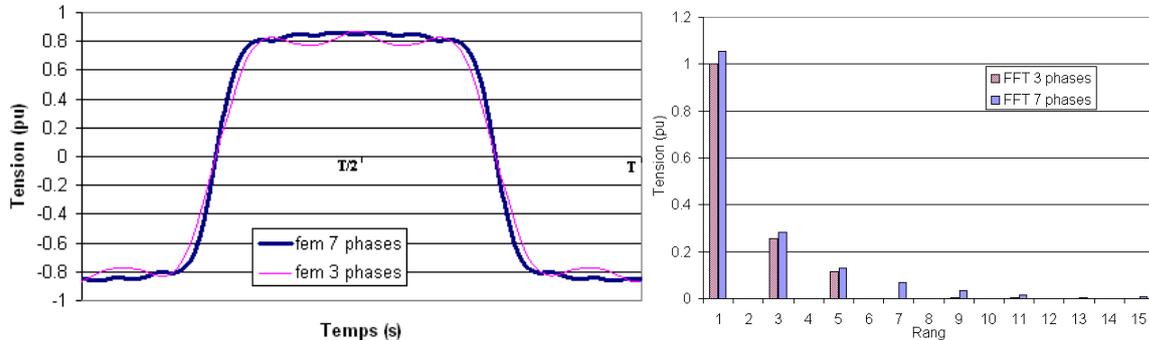


Figure 4.23 Comparaison des FEMs (éléments finis): cas 7 phases et 3 phases

Avec les formes obtenues dans le cas précédent où sept phases sont utilisées, les couples résultant de l'utilisation de courants sinusoïdaux ou de créneaux de 180° sont donnés Figure 4.24, les créneaux de 120° n'ayant plus d'intérêt dans ce cas. Les résultats sont obtenus à partir d'expression analytique et non à partir d'une simulation par éléments finis.

En revanche, il pourrait éventuellement être intéressant d'avoir un fonctionnement basé sur le principe de celui des machines triphasées alimentées en courant de 120°, c'est-à-dire n'alimenter qu'une partie des phases, soient (m-1) phases. Dans le cas d'un nombre impair de phases, les largeurs des créneaux de courant utilisés vont tendre vers 180°, et si l'objectif est d'avoir une machine ayant une forte densité de couple, cela conduira toujours à un couple plus faible qu'avec une configuration ayant des créneaux de 180° électriques.

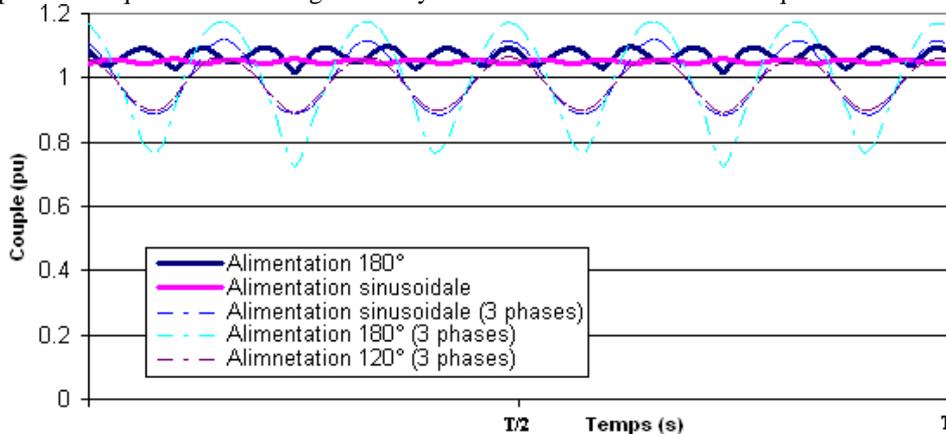


Figure 4.24 Comparaison des couples en fonction de l'alimentation pour la FEM de la Figure 4.23

La comparaison des cas rencontrés dans ce paragraphe (les couples sont obtenus en respectant l'expression [4.7] est donnée Table 4.2.

$$I_3 = \frac{7}{3} I_7 \text{ [4.7]}$$

Table 4.2 Comparaison des couples obtenus

Nombre de phases	Forme des courants	Couple (pu)	Ondulations de couple (%)
3	Sinusoïdales	1	23.1
3	Créneaux 120°	0.986	17.4
3	Créneaux 180°	1	44.8
7	Sinusoïdales	1.05	1.4
7	Créneaux 180°	1.07	7.3

On observe que l'alimentation d'une machine possédant des FEMs non sinusoïdales par des créneaux de courant de 180° n'est pas forcément la meilleure solution. Cette solution propose la densité de couple la plus élevée mais les ondulations de couple dans ce cas sont les plus importantes.

L'alimentation des machines ayant des harmoniques de FEMs, par des courants sinusoïdaux, reste intéressante car le couple résultant est proche de celui obtenu avec des créneaux ; les ondulations de couple sont également plus faibles.

Le changement de phases a en revanche permis de réduire les ondulations de couple.

L'évolution des ondulations de couple en fonction du nombre de phases pour une alimentation avec des créneaux de courants de 180° est donnée Figure 4.25.

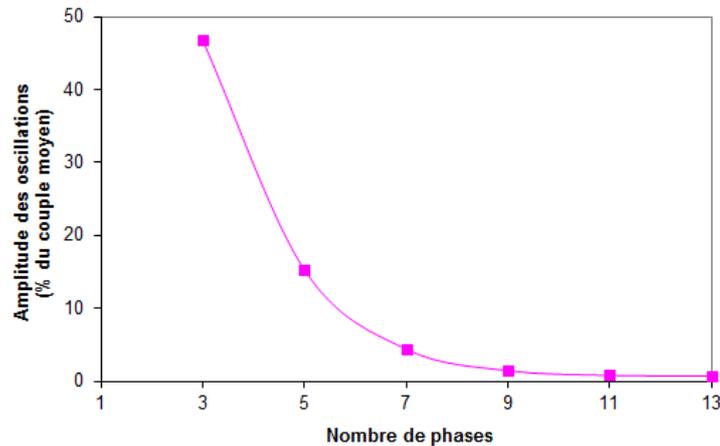


Figure 4.25 Impact du nombre de phases sur les ondulations de couple quand la machine est alimentée par des créneaux de courant.

En plus de l'impact sur les ondulations de couple, l'augmentation du nombre de phases permet comme pour les machines présentées au chapitre 3 d'augmenter la densité de couple de celles-ci.

Ces observations sont réalisées sans tenir compte de certains paramètres qui pourraient modifier les conclusions (réduction du couple moyen et augmentation des ondulations de couple). En effet, les allures de couple présentées ici ne tiennent pas compte des effets liés à la présence des courants dans les encoches de la machine qui vont modifier le niveau de saturation et déformer les FEMs (même principe que la réaction d'induit des machines à courant continu).

L'augmentation du nombre de phases va en revanche conduire à augmenter le nombre d'interrupteurs (commutateurs) nécessaire au bon fonctionnement de la machine.

L'autre impact, déjà mentionné au chapitre précédent concerne l'augmentation du nombre de phases qui permet de fonctionner en mode dégradé lors de la présence de défauts.

On verra par la suite que plusieurs concepts qui utilisent des nombres importants de phases sont à l'étude. L'un d'entre eux est déjà souvent rencontré : les machines double étoiles, alimentées par des convertisseurs de courant, qui sont en réalité deux machines « brushless DC » dont les formes d'ondes sont déphasées de 30° et qui partagent le même circuit magnétique.

3.2. Adaptation de la forme d'ondes des courants

Pour la compensation des ondulations de couple, un algorithme a été identifié, il permet la détermination du courant nécessaire pour atténuer leurs amplitudes. Plusieurs étapes sont nécessaires :

1. Choisir une forme de courant de référence, les formes qui seront retenues ici sont : sinusoïdales, créneaux de 120° et créneaux de 180° .
2. Déterminer le couple obtenu avec ces courants.
3. Déterminer les nouveaux courants ; pour cela on exploite l'expression [4.8]. Dans les cas où le couple de détente atteint des valeurs non négligeables, il est possible de le prendre en considération en utilisant [4.9].

$$i_{new}(t) = \frac{C_{ref}}{C(t)} i_{ref}(t) \quad [4.8]$$

$$i_{new}(t) = \frac{C_{ref} - C_d(t)}{C(t) - C_d(t)} i_{ref}(t) \quad [4.9]$$

4. Alimenter la machine avec les nouveaux courants.
5. Vérifier les couples obtenus

On applique cette méthode dans le cas d'une machine avec les FEMs présentées Figure 4.26. Les différentes formes d'ondes rencontrées au cours du processus sont données Table 4.3, les formes d'ondes des couples sont obtenues par des calculs par éléments finis pour cette étude.

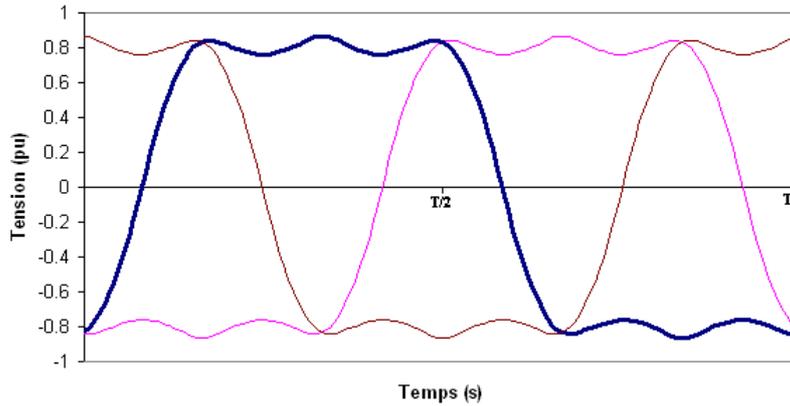


Figure 4.26 FEMs de la machine utilisées pour l'étude

Table 4.3 Détail de la méthode proposée

Etape 1	Courant de référence	Sinusoidal	Créneaux de 120°	Créneaux de 180°
Etape 2	Couples (pu) obtenus avant compensation			
Etape 3	Nouveaux courants (pu)			
Etape 5	Couples (pu) obtenus après compensation			

On observe que les couples obtenus possèdent toujours des ondulations de couple, cela est dû au fait que la méthodologie proposée ne tient pas compte des effets de la saturation des matériaux ferromagnétiques.

Néanmoins, une solution existe pour prendre en compte ce phénomène : elle consiste à itérer le processus précédent jusqu'à obtenir les couples pulsatoires souhaités.

L'influence du nombre d'itérations, dans le cas de l'alimentation par courants sinusoïdaux, sur les ondulations de couple est donnée Figure 4.27.

La comparaison des formes d'ondes avant itération et après quatre itérations est donnée Figure 4.28 pour le couple et Figure 4.29 pour le courant dans l'une des trois phases de la machine.

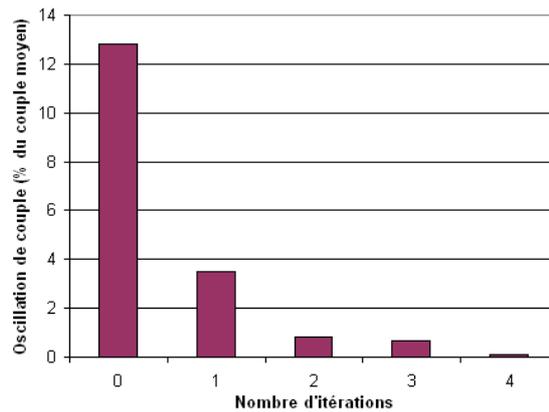


Figure 4.27 Évolution des ondulations de couple en fonction du nombre d'itérations

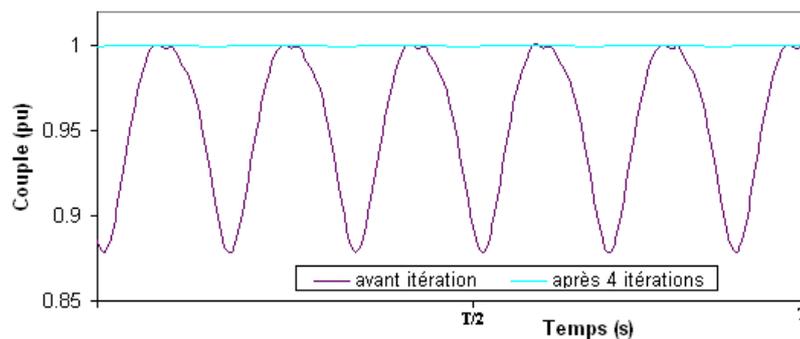


Figure 4.28 Evolution de la forme temporelle du couple

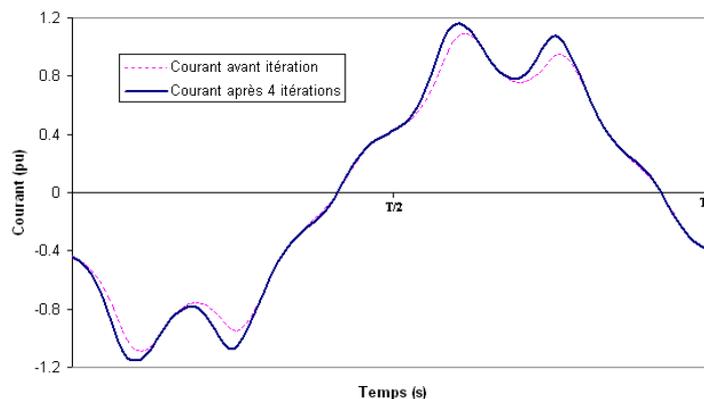


Figure 4.29 Évolution du courant dans les phases de la machine

Ce mode de compensation nécessite la connaissance du couple instantané de la machine. Pour des machines de fortes puissances, l'utilisation d'un couplemètre ne semble pas envisageable, et la reconstruction par des estimateurs nécessite une très bonne connaissance de la machine.

L'autre solution, serait de prédire pour chaque point de fonctionnement le courant optimal (celui qui permet d'annuler les ondulations de couple). Dans ce cas, il est nécessaire de connaître les paramètres du modèle équivalent, l'impact des températures et de la saturation des matériaux non linéaires. Une modélisation très fine de la machine tout en considérant l'impact de tous les paramètres est alors nécessaire : par exemple les éléments finis seuls ne conduisent pas à prendre en compte suffisamment de paramètres pour avoir une estimation précise.

Une boucle « tant...que » semble être la plus intéressante afin de trouver la forme des courants permettant d'effectuer l'opération souhaitée.

La première étape étant un choix entre trois formes de courant de référence, on s'aperçoit que la forme de courant trouvée après utilisation de l'algorithme n'est pas la même.

Une analyse des harmoniques des formes d'ondes des courants, après itération, est donnée Figure 4.30. Elle nous permet de voir que ce ne sont pas les mêmes harmoniques qui sont utilisés pour effectuer la compensation des ondulations de couple.

Pour le cas sinusoïdal, des harmoniques de rang 5 et 7 (dans la même proportion) ainsi que 11 et 13 sont ajoutés alors que dans le cas 180° c'est l'harmonique 7 qui est privilégié.

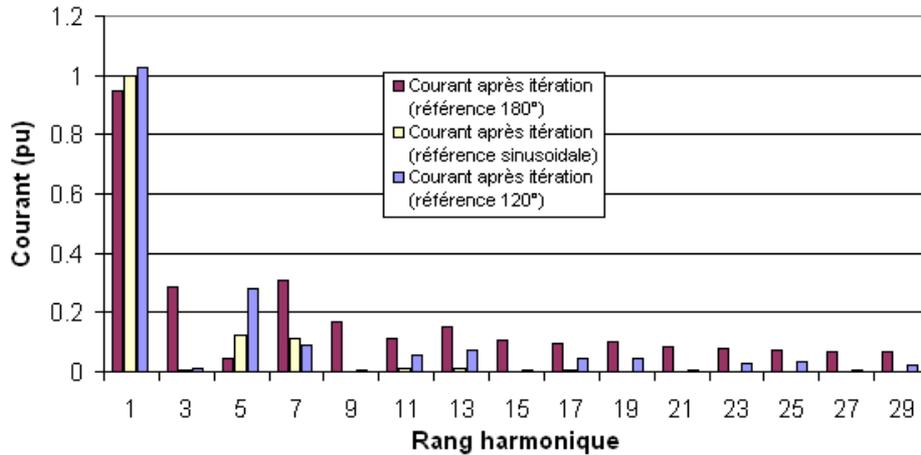


Figure 4.30 Contenus harmoniques des courants après itération

En fonction des formes trouvées avec l'algorithme, nous réalisons une comparaison des pertes trouvées pour la même machine alimentées de différentes manières, le résultat de cette comparaison est donné Table 4.4.

Table 4.4 Comparaison des pertes en présence de compensation des ondulations de couple

Cas	Sinusoïdale			180°		120°	
	Sans	Avec	Avec	Sans	Avec	Sans	Avec
Nombre d'applications de l'algorithme	0	1	4	0	1	0	1
Ondulation de couple (%)	43.5	12.83	0.6	39	4.6	13	0.9
Courant efficace (pu)	1	1.01	1.03	1.045	1.14	1.08	1.09
Pertes par effet Joule (pu)	1	1.02	1.06	1.09	1.3	1.17	1.2
Pertes fer (pu)	1	1.00	1.03	1.72	2.33	1.63	1.85
Pertes globales	1	1.02	1.06	1.12	1.33	1.2	1.23

Les pertes dans le fer des machines sont importantes en présence de créneaux de courant. En effet, les fortes variations de courant impliquent des variations de champ importantes, d'où l'augmentation des pertes dans le fer. La compensation des ondulations de couple a un coût car elle conduit à augmenter les pertes dans la machine. On relève que la configuration utilisant des formes d'ondes sinusoïdales permet de limiter les pertes supplémentaires et le gain sur les ondulations de couple est alors important.

Il est logique d'obtenir ce résultat puisque dans ce cas, il y a uniquement des harmoniques utiles à la production de couple qui sont ajoutés.

On remarque donc que l'adaptation de la forme des courants est intéressante uniquement si la réduction des ondulations est imposée par l'application.

Même quand la détermination des courants est possible, il restera une autre difficulté à surmonter pour que la machine fonctionne dans de bonnes conditions, c'est la réalisation du contrôle de ce type de machine.

La régulation est relativement aisée dans le cas d'un régulateur à hystérésis, en revanche, pour un régulateur MLI cela semble plus compliqué. En effet, le recours aux transformations couramment utilisées pour les machines

triphasées (transformation de Park et de Concordia) ne conduit pas, en présence d'harmoniques, à réguler des grandeurs continues. Néanmoins, comme proposé dans [Oli05] des solutions peuvent être mises en place pour adapter les transformations.

Il pourrait également être intéressant d'identifier les harmoniques de courants et de réguler les modèles (d,q) de chaque machine harmonique équivalente comme décrit Figure 4.31, l'identification des paramètres sera néanmoins complexe.

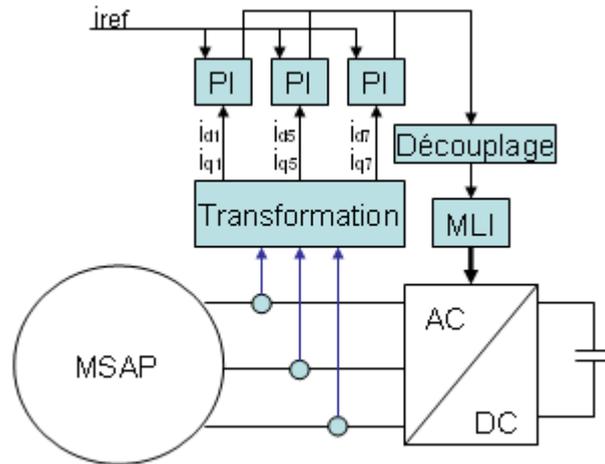


Figure 4.31 Régulation de plusieurs système (d,q)

Même si la présence d'harmoniques dans la FEM permet d'améliorer la densité de couple des machines, le bénéfice apporté par l'utilisation de courants autres que sinusoïdaux n'est pas flagrant puisque, avec les deux solutions proposées, i.e. l'augmentation du nombre de phases et le choix d'une alimentation optimisée, les performances obtenues avec des courants en créneaux de 180° et des courants sinusoïdaux sont proches (voir meilleures pour le cas de courants sinusoïdaux).

Remarques :

- En présence de peu ou pas d'harmoniques de force électromotrice, l'insertion d'harmoniques de courants n'est pas utile et engendre des pertes supplémentaires.
- Une solution avec un bobinage concentrique et 2 bobines par encoche ne permet pas d'avoir des harmoniques de temps compatibles avec la production de couple. Il sera plus intéressant de se tourner vers une solution avec une bobine par encoche, pour laquelle le contenu harmonique des FEM est plus important (forme d'onde plus trapézoïdale). Dans tous les cas de bobinage à pas fractionnaire, le contenu harmonique reste limité en comparaison avec un bobinage à une encoche par pôle et par phase.

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent des solutions dans lesquelles les formes d'ondes de FEMs possèdent des harmoniques peuvent devenir intéressantes dans le but d'augmenter la densité de couple des machines.

L'utilisation de solutions qui reposent sur le principe des machines à courant continu associées à des commutateurs électroniques et une optimisation de l'alimentation doivent conduire à augmenter la densité de couple des machines.

Il a également été mentionné que ce principe avait un intérêt en présence de FEMs riches en harmoniques. Dans ce cas on utilise des règles différentes de celles généralement rencontrées : utilisation d'une encoche par pôle et par phase, ouverture des aimants proche de l'épanouissement polaire... Ces solutions entraînent des modifications au moment du dimensionnement des machines et peuvent conduire à des designs particuliers. Nous allons maintenant détailler quelques-unes des solutions qui pourraient être rencontrées.

4. Conceptions innovantes

Nous allons commencer par regarder ce qu'apporte l'alimentation par des créneaux de courant, non plus sur 120° électrique comme c'est le cas pour les machines « Brushless DC » mais par des créneaux de 180° électrique.

4.1. Commutation électronique et alimentation par créneaux de courants de 180°

Un brevet [Cra06] a été déposé sur les machines utilisant un stator proche de celui de la Figure 4.8 et le stator en question est représenté Figure 4.32.

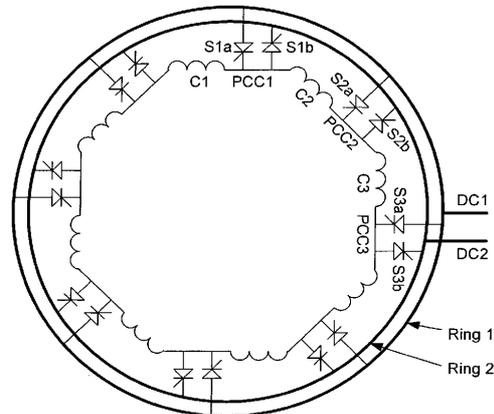


Figure 4.32 Machine à commutation électronique [Cra06]

L'utilisation de thyristors permet d'alimenter les enroulements de la machine connectés en série, par des créneaux de courants. Dans le but d'améliorer les commutations pour ce type de machine, des travaux ont été réalisés.

Des circuits d'aide à la commutation ont été étudiés : le détail de ces circuits et la description des commutations sont donnés dans [Cra07] et [New07].

On remarque donc que, comme pour la machine à courant continu, des solutions pour améliorer la commutation peuvent être mises en place. En revanche, dans le but de compenser la réaction d'induit, qui perturbe les formes d'ondes de l'induction dans l'entrefer, il n'y a pas de travaux proposés à l'heure actuelle pour les machines à commutations électroniques.

Plusieurs machines, sous le nom « active stator », utilisant un stator de ce type ont ainsi été réalisées :

Le premier prototype correspond à une machine à 4 pôles de 120kW à rotor bobiné, le nombre de composants d'électronique de puissance étant de 2 par encoches.

Deux interrupteurs par paire de pôle conduisent simultanément et tous les enroulements de la machine sont alimentés par le même courant (en valeur efficace). Le temps de commutation dépend de l'inductance d'un enroulement.

Cette première machine ayant un nombre pair d'encoches par pôle imposait que 2 commutations aient lieu simultanément, ce qui engendre des ondulations de couple importantes. Pour cette première machine, les thyristors étaient situés dans une armoire alimentant la machine, ce qui imposait un très grand nombre de câbles reliant la machine à l'armoire.

De cette première tentative, il a été conclu qu'il était plus intéressant d'avoir un nombre impair d'encoches par pôle et de placer les composants de l'électronique de puissance au plus près des parties actives.

Un deuxième prototype a alors été réalisé, dans le but de réduire le nombre de commutateurs. Un nombre plus faible d'encoches par pôle a été également utilisé et l'autre modification majeure fut la réalisation d'un convertisseur statique pouvant être inséré dans les parties active de la machine afin d'alimenter directement la machine par un bus continu.

Les résultats satisfaisants obtenus à partir de ces premiers prototypes ont permis de développer de nouvelles machines et de proposer des solutions pour la propulsion marine et les applications d'énergies renouvelables à base d'une machine synchrone à rotor bobiné ou à aimants [Lod10].

Cette solution utilise un bobinage qui nécessite un nombre important de composants d'électronique de puissance et seulement une partie d'entre eux est utilisée simultanément. En effet un seul composant conduit ($1/p$ fois la puissance) par pôle.

Malgré le fait que la machine soit polyphasée, son fonctionnement en mode dégradé pour l'alimentation n'est pas aisé, à cause des connexions (les enroulements sont connectés en série : forme un polygone) existantes entre les enroulements.

L'utilisation d'une alimentation indépendante des enroulements pourrait améliorer le fonctionnement pour les modes dégradés. Le nombre de composants pour cette solution est doublé comme on peut le voir Figure 4.33 en comparaison avec le cas de la Figure 4.8, mais dans cette configuration la moitié des composants est utilisée simultanément.

Cette solution entraîne la modification des caractéristiques des composants d'électronique de puissance nécessaires à la réalisation des commutations. Une comparaison est donnée Table 4.5, m représentant le nombre de phases qui est équivalent au nombre d'encoches par pôle.

Table 4.5 Comparaison des puissances des convertisseurs en fonction de l'alimentation

Cas	Active stator	Alimentation indépendante
Puissance (bus)	$P=UI$	$P=UI$
Tension bus	U	U
Courant par composants	I/p	$I/(m.p)$
Nombre de composants	$4.p.m$	$8.p.m$
Puissance Silicium	$4.m.P$	$8.P$

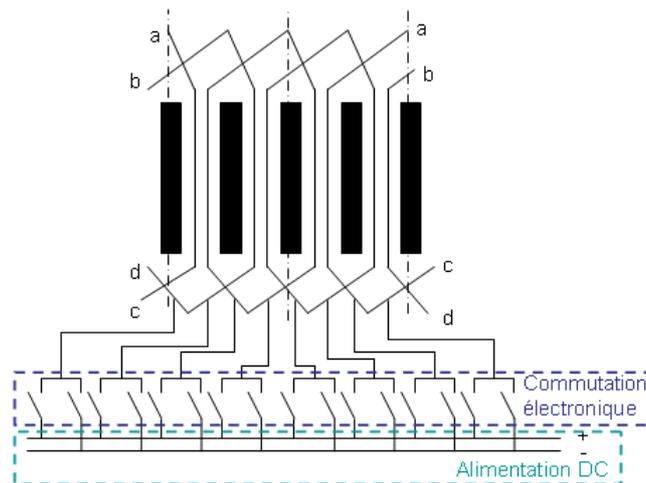


Figure 4.33 Alimentation indépendante des enroulements

Dans le cas d'une alimentation indépendante, le nombre de composants pourrait également être adapté en fonction des caractéristiques (tension, courant) les plus utilisés sur le marché, sans modifier la puissance Silicium. Cela est rendu possible par le libre choix du nombre de spires grâce aux associations en série et/ou parallèle, alors qu'il est imposé pour la solution « active stator » (le nombre de voies parallèles étant égal au nombre de pôles).

4.2. Solution sans têtes de bobines

A partir de la solution proposée où le nombre de voies en série et en parallèle est libre, il apparait qu'un cas particulier où toutes les encoches seraient placées en parallèle peut alors conduire à une solution sans têtes de bobines comme cela est illustré Figure 4.34.

Les encoches de la machine sont alors parcourues par des conducteurs uniques, autrement dit une barre. Celle-ci est connectée au bus par l'intermédiaire d'interrupteurs d'électronique de puissance. Il est également nécessaire de pouvoir inverser le sens du courant et l'alimentation d'une barre peut par exemple être réalisée par un convertisseur de tension de type pont en H comme celui proposé Figure 4.35. Un convertisseur de courant avec des thyristors peut lui aussi être rencontré.

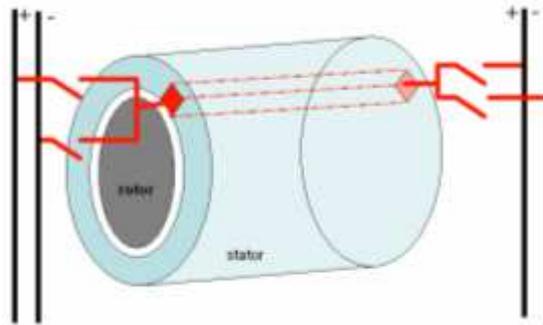


Figure 4.34 Machine sans têtes de bobines

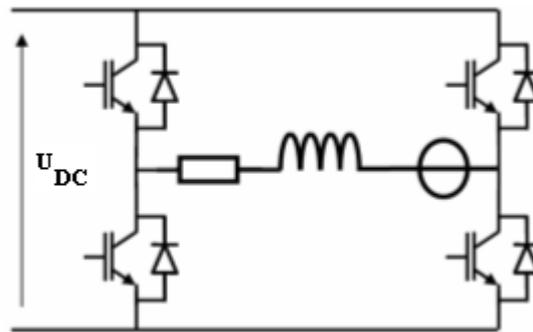


Figure 4.35 Modèle et alimentation d'une encoche de la machine

L'inductance d'une barre sera néanmoins très faible ce qui conduira à des dynamiques très rapides du système et cela peut être un inconvénient (variations de tensions importantes par exemple).

En revanche, comme on a pu s'en rendre compte dans les paragraphes précédents, les machines synchrones sont généralement le plus adaptées aux applications où la vitesse de rotation est faible.

Or, dans ce cas, si l'on adapte l'expression [4.1] la tension induite dans l'encoche (où une barre serait alors logée) devient [4.10], où la notion de spire n'intervient plus ; la valeur de la tension induite sera donc faible.

$$E_{\max} = B_{\max} . L . R . \Omega \quad [4.10]$$

Afin de limiter le courant dans les barres, il sera possible de placer plusieurs barres en parallèle, ce qui revient à augmenter le nombre d'encoches par pôle (équivalant à augmenter le nombre de phases).

Cette topologie permettra d'être en présence d'un coefficient de remplissage d'encoche important car peu d'isolation est nécessaire en présence de tension faible et la forme de la barre peut épouser parfaitement la forme d'encoche (au jeu de montage près).

Du fait de la forme des conducteurs, il sera également possible de se tourner vers d'autres matériaux comme l'aluminium qui est également rencontré dans les cages de machines asynchrones. Toutefois, l'aluminium est difficile à former, il est compliqué de réaliser des bobines avec ce matériau.

Si l'on considère les propriétés des matériaux de la Table 4.6, on en déduit l'impact que cette modification aurait.

Table 4.6 Propriétés des matériaux

Matériau	Cuivre (Cu)	Aluminium (Al)
Densité (kg/m ³)	8960	2698
Résistivité (μΩ.cm)	1.673	2.65

A volume équivalent le passage du cuivre à l'aluminium conduirait à une augmentation de la résistance et donc des pertes de près de 60% mais à une réduction de la masse des conducteurs de 330%.

En revanche si l'on veut conserver les pertes de la machine, en augmentant la section des barres en aluminium, le gain sur la masse des conducteurs serait alors de 210%.

Une comparaison des dimensionnements pour le cahier des charges de la Table 4.7, est donnée Table 4.8 : trois cas sont comparés, deux d'entre eux n'ayant pas de têtes de bobines mais des barres de différentes matières et un cas où le bobinage est proche de celui de la Figure 4.33 autorisant des bobines avec plusieurs spires en série par phase.

Table 4.7 Caractéristiques des machines comparées

Paramètre	Valeur
Puissance	3 MW
Vitesse	15 tr/min
Courants d'alimentation	Créneaux 180°
Convertisseur	1 Pont en H par bobine
Nombre de pôles	80
Nombre d'encoches par pôle	7

Table 4.8 Comparaison des dimensionnements

Conducteurs	Aluminium	Cuivre	Cuivre
Têtes de bobines	Sans	Sans	Avec
Nombre d'encoches	560		
Bobines	1 barre par encoche	1 barre par encoche	560 spires en série par phase
Tension induite par phase (V)	3.38	3.38	1890
Courant par conducteur (A)	1591	1589	227
Masse des bobines (t)	1.7	3.3	5
Masse des parties actives (t)	21	20.4	23.5
Pertes par effet Joule (kW)	118	124	120
Pertes dans le fer (kW)	32	25	30
Rendement (%)	95		

On observe que cette nouvelle topologie de machine permet d'augmenter la densité de couple. Malgré une masse des bobines plus faible pour la solution aluminium, la masse des parties actives de la machine est plus importante que celle de la solution cuivre car les encoches ont besoin d'être plus profondes et il est nécessaire d'avoir plus de fer. En revanche, en terme de coût, nous pouvons imaginer que la solution aluminium serait la plus intéressante.

Du fait de la faible tension induite et de la présence de courants importants, la réalisation du convertisseur nécessaire à l'alimentation nécessite l'utilisation d'un nombre important de composants. Ces deux points vont conduire à un convertisseur avec des performances médiocres comme on peut le voir Table 4.10. Les composants utilisés, pour la comparaison, sont ceux de la Table 4.9.

Table 4.9 Paramètres des composants utilisés

Référence	ST Microelectronics STV300NH02L	Westcode T0340VB45G
Type	MOSFET	IGBT
Courant continu à 100°C	200 A	380 A
Tension d'utilisation	24 V	4500 V
Paramètres de conduction	Résistance en conduction : $R_{DS}=1.1\text{ m}\Omega$	Chute de tension : $V_{CE}=4.1\text{ V}$

Table 4.10 Comparaisons des convertisseurs

Cas	Sans têtes de bobines	Avec têtes de bobines
Nombre de composants en parallèles par bobines	8	1
Nombre de bobines	560	7
Nombre de composants	17920	28
Pertes par conduction (kW)	394	13
Rendement convertisseur (%)	86.9	99.5
Rendement du système global (%)	82.5	94.5

Les pertes par commutations sont négligées car elles seront faibles pour un système à basse fréquence alimenté en pleine onde de courant.

Étant donné la chute de tension importante dans les composants électroniques de puissance, le rendement du variateur sera dégradé. De ce fait, même si la machine présente de bonnes performances, le système global aurait un rendement médiocre.

En plus de cela, les pertes dans les composants seraient importantes et nécessiteraient un système de refroidissement adéquat. Ce dernier serait rendu difficile par l'intégration des composants au plus près du stator dans le but de limiter les parties de conducteurs à l'extérieur du fer de la machine.

Un autre inconvénient apparaît : il est nécessaire d'utiliser un bus continu avec une faible tension et donc un fort courant, ce qui pour les puissances rencontrées (plusieurs MW) va engendrer énormément de pertes.

En conclusion, dans le cas de l'application envisagée de type génératrice éolienne à attaque directe, cette topologie ne permet pas d'avoir un système avec des performances intéressantes.

Il peut être envisagé que l'évolution des performances des composants de l'électronique de puissance conduira cette topologie à une solution viable.

D'autre part, la présence d'un nombre important de composants pour l'électronique de puissance aura tendance à dégrader la fiabilité du système. Néanmoins, chaque barre étant indépendante, il sera aisé de poursuivre le fonctionnement de la machine avec une faible dégradation des performances en cas de défaillance d'une ou plusieurs branches.

Pour des machines très rapides, pour lesquelles les dimensions des têtes de bobines sont importantes devant la longueur utile de cuivre cette topologie pourrait convenir.

La solution sans têtes de bobines permet de réduire la longueur des connexions et nécessite de placer l'électronique de puissance au plus près (voir au sein même) des parties actives de la machine.

Nous allons introduire et présenter des systèmes où la machine et le convertisseur l'alimentant sont insérés au sein d'une même enceinte.

4.3. Intégration de l'électronique de puissance

Cette démarche peut permettre de limiter l'encombrement du système complet (machine + convertisseur associé).

Les principales difficultés qui sont rencontrées dans ce cas sont donc :

- le manque d'espace : en général le but est de limiter l'espace non utilisé dans les machines électriques, cet espace ne pouvant être suffisant si le nombre de composants à intégrer devient important (cas de l'« active stator ») ;
- les contraintes de compatibilité électromagnétique (CEM) : en effet dans l'enceinte de la machine il est fréquent d'être en présence de champs magnétiques importants qui pourraient interagir avec l'électronique de commande des commutateurs et être source de dysfonctionnement ;
- les contraintes thermiques : les commutateurs électroniques ont généralement besoin d'un moyen de refroidissement propre pour limiter leurs températures et les dysfonctionnements, ils vont dans ce cas être placés au plus près des parties actives et ainsi être situés dans un endroit où la température ambiante sera élevée du fait des pertes de la machine. L'avantage dans ce cas pourrait être de partager le circuit de refroidissement avec celui prévu pour la machine ;
- les contraintes liées à la maintenance : les opérations de maintenances sont généralement difficiles pour les systèmes (machine et convertisseur statique) non intégrés. Aussi, l'intégration de l'électronique de puissance au plus près des parties actives complexifiera d'autant plus toutes les opérations de maintenance.

Néanmoins le gain sur l'encombrement qui peut être fait a déjà incité les scientifiques à s'attarder sur le sujet et on peut rencontrer dans la littérature plusieurs cas qui vont être maintenant présentés.

i. Véhicules hybrides

Dans les véhicules hybrides, un moteur électrique est associé au moteur thermique.. Le fonctionnement en moteur peut être effectué pendant que le moteur thermique est en fonctionnement ou quand il est à l'arrêt.

Dans ce type de dispositif (Toyota Prius par exemple) la puissance de la partie électrique reste généralement plus faible que celle du moteur thermique.

Dans le cas d'un montage série, la machine électrique doit être sur la même ligne d'arbre que le moteur thermique, elle peut donc être placée entre le moteur thermique et la boîte de vitesse, comme on peut le voir Figure 4.36.

Pour que l'encombrement soit le plus faible possible, la partie électronique (de puissance et de commande) est placée dans la même enceinte que la partie électromagnétique. Le but étant également de limiter les connexions (câbles sous le capot du véhicule).

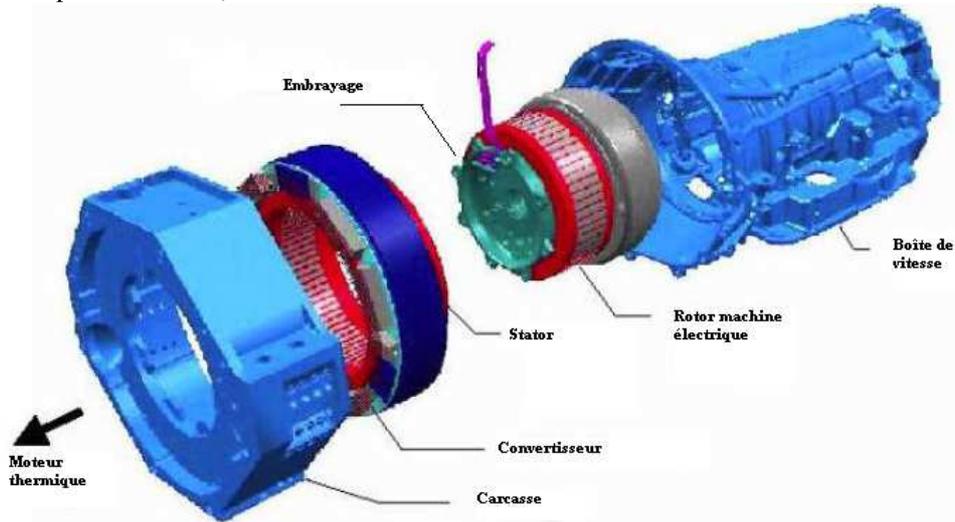


Figure 4.36 Insertion de machine électrique à électronique intégrée pour véhicule hybride [Mae05]

ii. Machine modulaire

Une solution est proposée Figure 4.37 en vue de la réalisation d'un stator à partir de différents modules ; chaque module comporte alors son électronique associée. La technologie utilisée est celle décrite au chapitre 3 pour des machines avec des bobinages à pas fractionnaire permettant ainsi d'éviter les croisements entre les têtes de bobines.

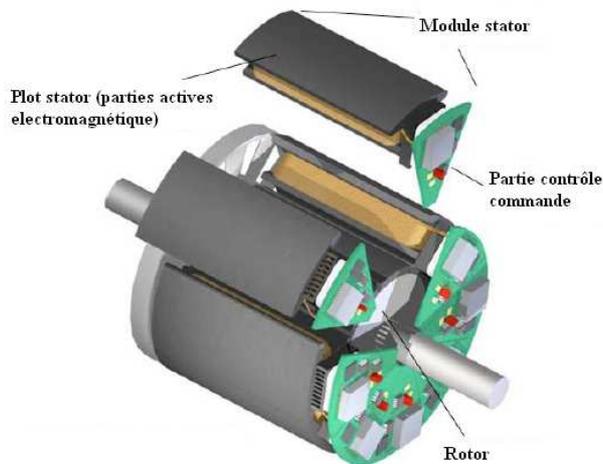


Figure 4.37 Machine modulaire à électronique intégrée [Bro07]

Cette solution pourrait avoir un intérêt dans le cadre d'une machine présentée au chapitre 3, dans la mesure où l'un des avantages de la partie électromagnétique est sa modularité. Il pourrait alors être intéressant d'utiliser un convertisseur lui aussi modulaire pour alimenter la machine.

Les puissances qui seront mises en jeu seront toutefois beaucoup plus importantes et comme mentionné dans [Bro07], la gestion de l'aspect thermique deviendra une priorité.

iii. Réalisation des inductances avec les tôles du stator

Les culasses des machines sont généralement de forme circulaire. Les tôles utilisées sont découpées dans des bobines qui sont déroulées, ce qui conduit à ne pas utiliser toute la surface de tôles (nombreuses chutes de matière). Dans les travaux de [The02], en plus de l'intégration de l'électronique de puissance, les « coins » des tôles empilées sont utilisés pour réaliser les inductances du schéma de la Figure 4.38.

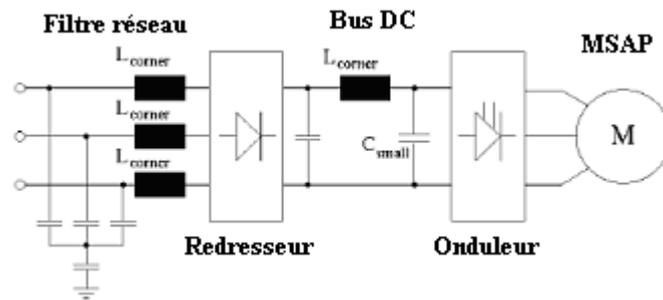


Figure 4.38 Schéma des éléments intégrés dans une même enceinte [The02]

Le but étant pour un encombrement identique à celui d'une machine asynchrone, de réaliser non seulement une machine à aimants permanents, mais aussi le variateur de fréquence associé ainsi que les filtres nécessaires au bon fonctionnement du système.

C'est une solution astucieuse qui permet d'utiliser les parties non utiles des culasses et qui offre un gain non négligeable au niveau de l'encombrement. En revanche, des aménagements seront nécessaires pour découpler les deux circuits magnétiques, on voit d'ailleurs la présence de barrière de flux sur le schéma de la Figure 4.39, en plus des aimants enterrés et disposés en V.

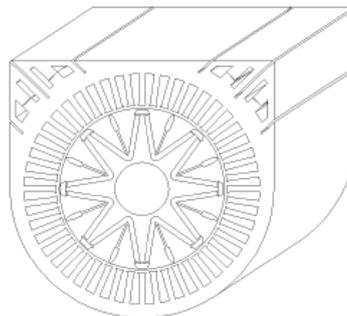


Figure 4.39 Schéma des tôles utilisées [The02]

iv. Propulsion marine polyphasée

Les dispositifs précédents sont destinés aux systèmes de petites puissances, mais on trouve néanmoins des travaux dans le domaine de la propulsion marine où l'encombrement est une problématique importante lors de la réalisation des projets.

L'un des cas rencontré concerne l'alimentation d'un moteur de propulsion de 20MW ayant 12 pôles dont l'encombrement est donné Figure 4.40. L'alimentation de ce moteur qui doit fonctionner entre 0 et 150 tr/min est réalisée à partir d'un convertisseur 15 phases qui est décrit Figure 4.41.

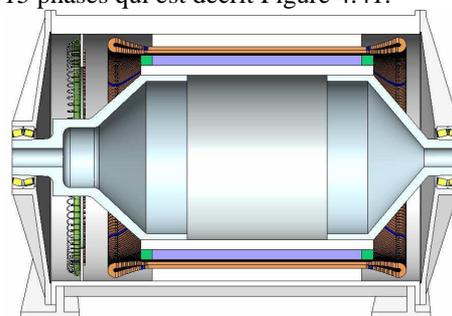


Figure 4.40 Encombrement de la machine avant insertion de l'électronique [Sch04]

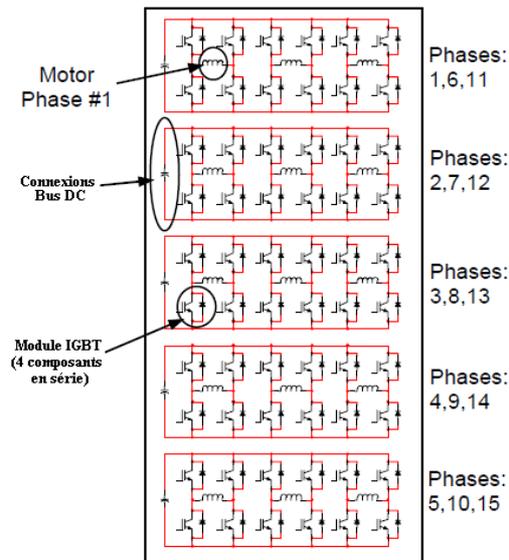


Figure 4.41 Schéma de l'onduleur qui alimente le moteur [Sch04]

Dans l'étude [Sch04], un premier mode d'insertion « classique », qui consiste à placer l'électronique de puissance au niveau du stator, a été étudié. Cette solution est illustrée Figure 4.42.

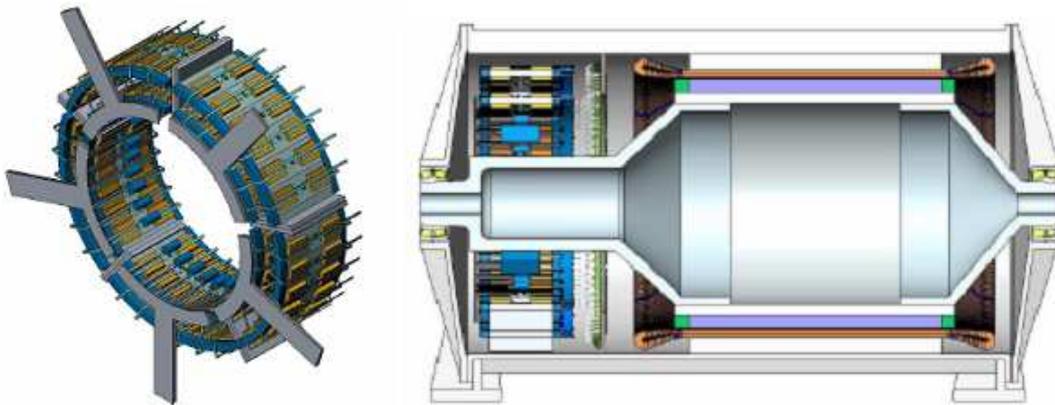


Figure 4.42 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion dans la carcasse (à droite) [Sch04]

Une autre solution est également proposée, elle consiste à utiliser l'espace vide à l'intérieur du rotor pour placer l'électronique comme décrit dans la Figure 4.43. En effet les moteurs de propulsions présentent des couples importants ce qui conduit généralement à des machines avec des hauteurs d'axe non négligeables imposant une épaisseur importante entre l'arbre et les parties actives rotoriques, non utilisée (sauf transmission du couple à l'arbre). De plus, ces machines ont généralement des polarités élevées ce qui nécessite une faible épaisseur pour refermer le flux en dessous des pôles.

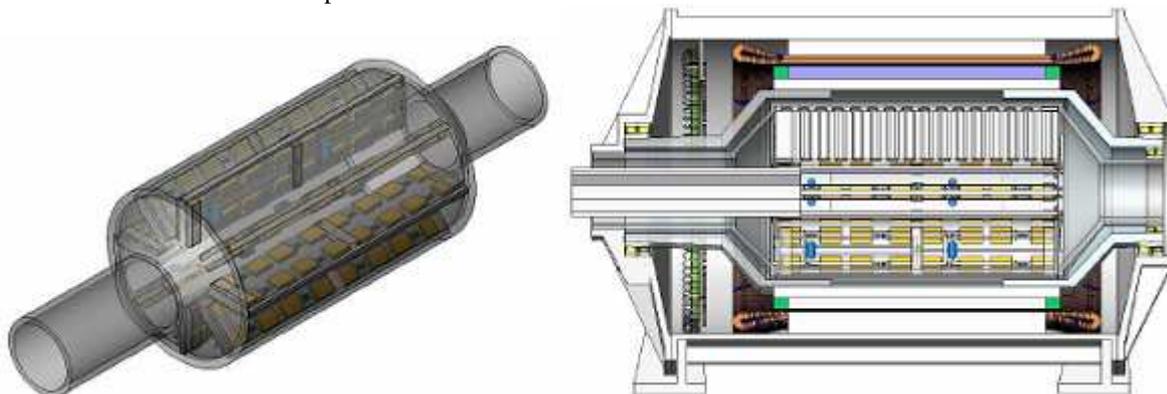


Figure 4.43 Onduleur de la machine (à gauche) et insertion au centre du rotor (à droite) [Sch04]

L'étude réalisée montre que cette solution peut conduire à un gain important sur l'encombrement. Les résultats sont rappelés Table 4.11.

Table 4.11 Comparaison des solutions

	Moteur avec convertisseur externe	Electronique intégrée à l'extérieur du rotor	Electronique intégrée à l'intérieur du rotor
Masse (t)	118	110	113
Puissance massique (kW/kg)	0.169	0.182	0.177
Volume (m ³)	68	60	53
Puissance volumique (kW/m ³)	294	333	377

Le choix de placer l'électronique de puissance dans la même enceinte que la partie électromagnétique permet d'augmenter la puissance massique et volumique du système machine+convertisseur en comparaison avec une solution classique.

Le gain sur la masse reste néanmoins faible, ce qui s'explique par le fait que les mêmes éléments sont nécessaires quelle que soit leur localisation. En revanche, concernant le volume qui est la principale raison de cette insertion, le gain peut aller jusqu'à 28% pour la solution où l'électronique est placée au centre du rotor.

Mais, l'accès aux dispositifs de puissances est rendu complexe (voir impossible) par sa localisation. De plus, le but de ces convertisseurs étant d'alimenter le stator de la machine, il faut donc réaliser les connexions entre les convertisseurs placés dans un cylindre fixe inséré dans le rotor (qui a une forme de cloche) et les bobinages statoriques.

Un deuxième critère est très important dans le domaine de la propulsion marine : il s'agit de la disponibilité, ce qui conduit généralement à une redondance des systèmes. Celle-ci peut être réalisée sur la machine avec l'utilisation de systèmes multi étoiles, mais également sur les convertisseurs statiques pour lesquels plusieurs d'entre eux sont placés en parallèle. On retrouve une règle générale identique à celle rencontrée dans le domaine de l'aéronautique, où la panne du moteur n'est pas souhaitable et les dommages que l'arrêt peut engendrer peuvent être très importants.

Dans la solution proposée afin d'augmenter la disponibilité de la machine en cas de défaut un système polyphasé (15 phases, 5 étoiles indépendantes) est ainsi utilisé et plusieurs composants sont associés en série (pour tenir la tension mais pas uniquement puisque cela peut également rendre le système redondant et donc plus fiable).

5. Conclusion

Les solutions utilisant des harmoniques de FEM permettent d'augmenter la densité de couple des systèmes. Pourtant, les formes d'ondes rencontrées ne permettent pas d'obtenir des systèmes avec des faibles ondulations de couple.

Une investigation plus poussée sur l'alimentation est nécessaire, cette étude aurait pu faire partie des travaux menés. Un prototype, dans le but de travailler sur le contrôle des machines alimentées par des courants avec des harmoniques « sélectionnés », était envisagé mais étant donné l'opportunité de travailler sur la réalisation d'une génératrice éolienne qui devait équiper l'éolienne ayant le plus grand diamètre de pale du marché, une solution n'utilisant pas les harmoniques, i.e. la machine est alimentée avec des courants sinusoïdaux, a été privilégiée.

Les solutions de machines utilisant les harmoniques peuvent conduire à des systèmes où l'alimentation de la machine serait réalisée au plus proche des parties actives de la machine ce qui conduirait idéalement à une machine n'ayant pas de connexions entre les conducteurs parcourant les différentes encoches. Ces solutions sont néanmoins limitées par le fait que les tensions induites sont trop faibles en comparaison avec la chute de tension dans les composants actuels de l'électronique de puissance.

On a vu également que des systèmes où l'électronique de puissance est intégrée au plus proche des parties électromagnétiques actives commencent à apparaître dans le monde industriel.

Il semble donc possible de résoudre les problèmes liés à l'intégration (CEM, thermique...) dans le but de réaliser des systèmes avec un encombrement réduit et ainsi des systèmes où les densités de couple deviennent importantes.

On voit néanmoins qu'une étape doit encore être franchie dans le but de réaliser un système qui regroupe à la fois l'optimisation de l'espace et l'utilisation de manière optimale des parties actives des machines en utilisant les harmoniques des signaux (FEMs et courants). Mais des travaux sur l'« active stator » sont réalisés en vue de l'optimisation globale du système (machine+convertisseur). Par exemple, l'utilisation de cette technologie pour des applications éoliennes est sous investigation, comme le montre [Lod10] qui propose également un modèle 3D de ce principe de machine ; ce dispositif est rappelé Figure 4.44.

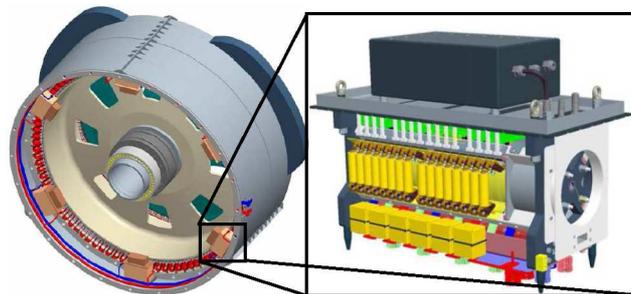


Figure 4.44 « Active stator » pour une application éolienne (à gauche) et bloc avec électroniques de puissances (à droite) [Lod10]

Les verrous restant à lever étant encore trop importants avant de se retrouver en présence d'une solution viable et commercialisable, la solution qui sera retenue sera classique avec une alimentation par des convertisseurs éloignés de la machine.

Ce qui ressort néanmoins des différentes études c'est que les systèmes polyphasés deviennent intéressants dans l'optique d'augmenter la fiabilité des systèmes et leur densité de couple. L'utilisation des systèmes avec des nombres de phases non multiples de 3 sont rares dans le monde de l'industrie du fait de la complexité des moyens de contrôles surtout du fait de leur nouveauté.

Le dernier chapitre concerne la machine dimensionnée en vue d'équiper l'éolienne Haliade 150 commercialisée par Alstom Wind et destinée aux applications en mer avec laquelle le consortium associant EDF et Alstom a obtenu 3 des 5 sites concernés par l'appel d'offre du gouvernement français.

Outre la description de la machine, le chapitre présentera quelques études réalisées dans le but de concevoir l'assemblage de la machine et de prédire les contraintes mécaniques que les aimants vont induire sur les structures. La présentation des tests et de leurs résultats sera également abordée.