



**HAL**  
open science

# MOTEUR SUPRACONDUCTEUR A AIMANTS PERMANENTS

Christophe Berriaud

► **To cite this version:**

Christophe Berriaud. MOTEUR SUPRACONDUCTEUR A AIMANTS PERMANENTS. Energie électrique. Université Joseph Fourier (Grenoble I), 1992. Français. NNT: . tel-02160036

**HAL Id: tel-02160036**

**<https://hal.science/tel-02160036>**

Submitted on 19 Jun 2019

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THESE

présentée par

**Christophe BERRIAUD**

pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de **L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER - GRENOBLE I**

*(arrêté ministériel du 5 juillet 1984)*

Spécialité : **PHYSIQUE**



# MOTEUR SUPRACONDUCTEUR A AIMANTS PERMANENTS

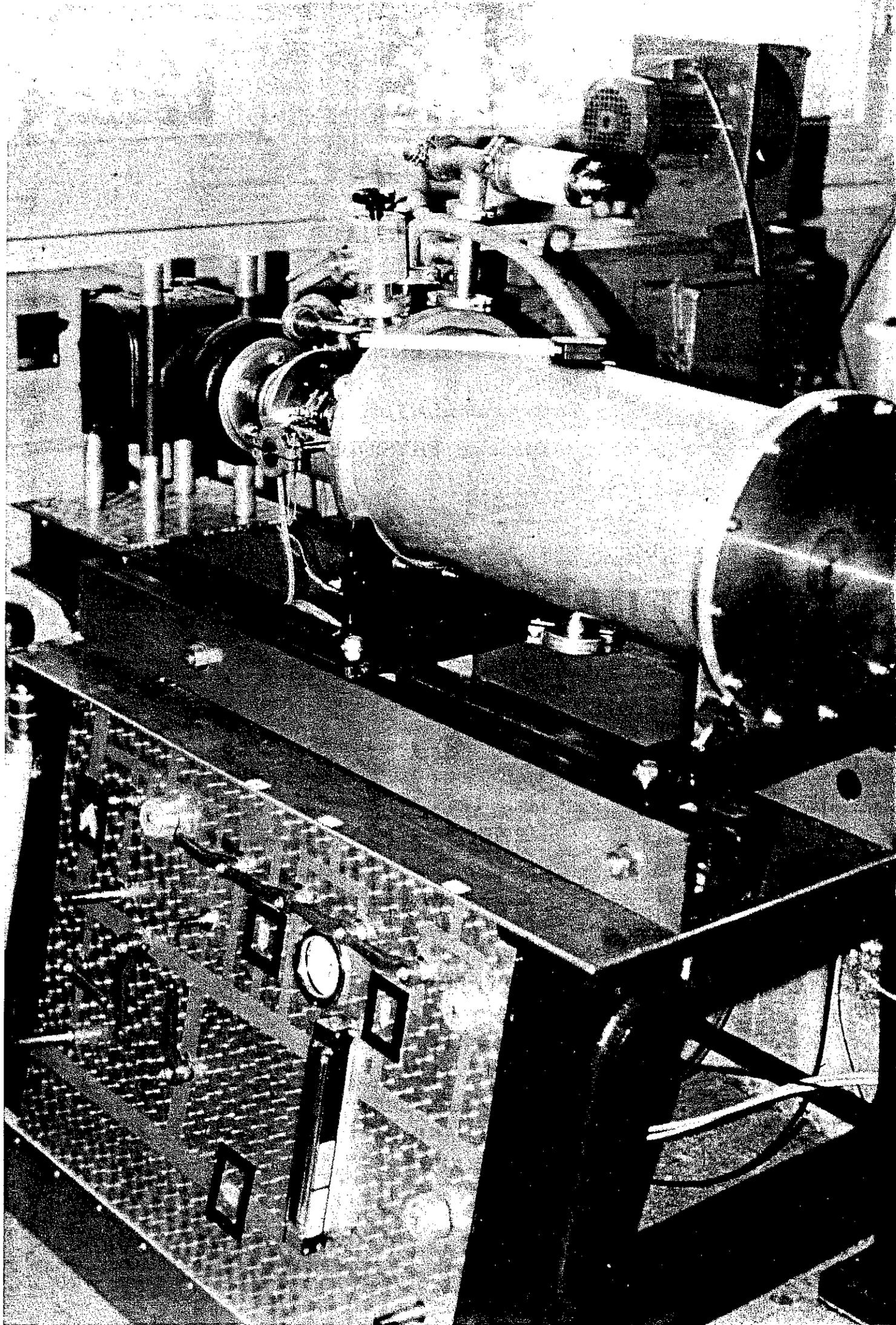


Date de soutenance : 7 juillet 1992

Composition du jury :

Monsieur	<b>BRISSONNEAU</b>	Président
Messieurs	<b>AMIET</b>	
	<b>BRUNET</b>	
	<b>CANINI</b>	
	<b>GIVORD</b>	
	<b>LAJOIE - MAZENC</b>	
	<b>RENARD</b>	
	<b>TIXADOR</b>	examineurs

*Thèse préparée au sein des laboratoires : C.R.T.B.T. et L.E.G.*



*A tous ceux qui ont  
participé à ce projet ,  
instant de l'histoire de  
la Supraconductivité.*



## REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Centre de Recherche sur les Très Basses Températures et du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Je tiens à remercier M. MONCEAU Directeur du C.R.T.B.T. et M. SABONADIERE Directeur du L.E.G. qui ont permis le bon déroulement de cette thèse.

Je suis très reconnaissant à M. BRISSONNEAU d'avoir bien voulu présider ce jury.

Je témoigne ma reconnaissance à tous les membre du Jury :

- M. AMIET qui a soutenu financièrement ce projet ;
- M. BRUNET, mon directeur de thèse, qui m'a proposé ce sujet ;
- M. CANINI représentant l'intérêt de l'industrie pour ce type de machine ;
- M. GIVORD intéressé par l'utilisation des aimants permanents ;
- M. LAJOIE - MAZENC pour l'intérêt qu'il porte au moteur à aimants permanents de forte puissance ;
- M. RENARD spécialiste de la cryo-électrotechnique ;
- M. TIXADOR qui m'a guidé et aidé tout au long de mon travail.

Je tiens à mentionner M. REYNAUD, concepteur de la machine ; M. GILLIA, qui a usiné la plupart des pièces ; M. PILON pour son savoir-faire en matière de collage et sa disponibilité ; M. BOULBES pour la minutie avec laquelle il a réalisé le bobinage ; et enfin M. LEGGERI qui a fait de ces pièces un tout cohérent et prêt à fonctionner.

Je ne pourrais oublier l'efficacité des différents services qui ont résolu tous les problèmes posés :

- Le service électronique
- L'atelier de mécanique avec M<sub>r</sub>. BLEIN, M<sub>r</sub>. DI CHIARO ET M<sub>r</sub>. PERLI qui ont participé à la fabrication de la machine ;
- Les tests d'étanchéité de M<sub>r</sub>. ESCALON ;
- L'atelier central trop souvent oublié.

Je remercie enfin M<sup>me</sup> POIRIER pour sa participation à la frappe de ce document.



# INTRODUCTION



Dès leur apparition, les supraconducteurs (SC) ont fasciné les hommes et surtout les électrotechniciens. La contrainte, due à l'échauffement thermique limitant toutes les machines électriques, était supprimée. L'apparition des supraconducteurs à haute température critique a fait renaître, un instant, cet espoir. Simultanément des fils supraconducteurs utilisables avec de faibles pertes de courant alternatif, font leur apparition en 1983 et permettent à la supraconductivité d'entrer dans le monde de l'électrotechnique alternative.

Un alternateur entièrement SC a été réalisé au CNRS/CRTBT/LEG en coopération avec GEC ALSTHOM, et, pour la première fois, un alternateur tout supraconducteur a été couplé au réseau.

Les performances des machines électriques peuvent également être améliorées en utilisant des aimants permanents dont les caractéristiques ont considérablement progressé. Les SC 50 Hz, ne fonctionnant que sous des inductions inférieures au Tesla, peuvent très bien se combiner avec les aimants qui produisent des inductions de cet ordre. La cryogénie tournante est supprimée. De même, les aimants peuvent être refroidis et avoir des performances exceptionnelles. L'association supraconducteurs et aimants peut être envisagée avec intérêt.

Nous avons donc réalisé un moteur supraconducteur à aimants permanents. La structure cylindrique est simple à construire. Les tôles statoriques sans encoches ne peuvent être mises dans l'hélium à cause des pertes qui sont multipliées par le facteur de mérite ( $\sim 1000$ ), mais elles sont placées au niveau de l'écran thermique pour réduire l'énorme entrefer. La machine a été dimensionnée pour que les supraconducteurs ne transitent pas en cas de court-circuit brusque déséquilibré, de même qu'une machine classique doit subir sans dommage un court-circuit brusque. L'utilisation de ce type de moteur peut concerner les propulsions de forte puissance, aussi le prototype fonctionne-t-il à basse vitesse.

Après une présentation générale du sujet dans le chapitre I, le chapitre II décrit des supraconducteurs avec leurs performances théoriques et pratiques. Le chapitre III présente l'aspect électromagnétique avec la disposition des aimants et le positionnement du bobinage. Une modélisation surfacique du bobinage de type selle de cheval a permis de calculer les surchamps. Les chapitres suivants (IV et V) présentent les aspects thermiques et mécaniques qui sont la plupart du temps opposés. Les essais du moteur électrique font l'objet du chapitre VI. Enfin, le dernier chapitre traite d'un pré-dimensionnement, avec une structure cylindrique à encoche, d'un moteur de 10 MW à 100 tr/min. Le plan de la maquette et les principales équations sont rassemblés dans l'annexe.



# I - GENESE



## 1 - Historique de la supraconductivité

L'histoire de la supraconductivité est récente. En effet, les très basses températures sont difficiles à atteindre et c'est en 1909 que Kamerlingh Onnes liquéfia, pour la première fois, de l'hélium. Deux ans plus tard, il découvre le phénomène de la supraconductivité avec le mercure. Rapidement, d'autres matériaux (plomb, étain) sont découverts en tant que supraconducteurs (SC), mais leur champ critique étant faible, aucune application n'apparaît intéressante excepté les lignes de transport de courant. Avec les supraconducteurs de type II, les champs magnétiques critiques deviennent beaucoup plus importants. De même, les températures critiques augmentent avec ces nouveaux produits. A partir des années 60, progrès, théories et applications se succèdent.

En 1982 commence l'ère commerciale de la supraconductivité : l'Imagerie par Résonance Magnétique (I.R.M.) ouvre la porte de la technologie supraconductrice au grand public : un véritable marché se crée.

En 1984, Alsthom met au point le premier fil SC en Nb.Ti. utilisable en alternatif avec de faibles pertes. Un nouveau champ s'ouvre pour les applications des SC, 80 % de l'électrotechnique fonctionnant en alternatif 50 ou 60 Hz.

En 1986, apparaissent les supraconducteurs à haute température critique (le premier avait une température critique de 35 K !). Cette découverte déclenche un nouvel attrait pour les SC. Pendant deux années, les températures critiques vont augmenter jusqu'au record de 125 K. Les médias ont bien retransmis cette fièvre vers les hautes températures ; mais les applications, en particulier en électrotechnique, se font encore attendre.

En 1990, pour la première fois, un alternateur tout SC est couplé au réseau. Cette machine a été réalisée au CRTBT-LEG en collaboration avec GEC ALSTHOM. (Références [I-1- 2]).

La supraconductivité est désormais présente, au moins au stade du laboratoire dans tous les domaines électriques en courant continu comme en alternatif.

Les principaux supraconducteurs sont présentés dans le tableau I-1.

	Elément	T <sub>c</sub> en K	μ <sub>0</sub> H <sub>c</sub> en T
Type I	He <sub>3</sub>	0,0028	
	Al	1,19	1,05.10 <sup>-3</sup>
	Hg	4,15	4,12.10 <sup>-2</sup>
	Pb	7,18	8.10 <sup>-2</sup>
Type II			μ <sub>0</sub> H <sub>c2</sub> en T
	Alliage métallique	Nb.Ti.	----- 11
	J <sub>c</sub> ~ 10 <sup>9</sup> à 10 <sup>11</sup> A/m <sup>2</sup>	Nb <sub>3</sub> .Sn.	20 à 4,2 K
		Nb <sub>3</sub> .Ge.	35
HT SC J <sub>c</sub> ~ 10 <sup>9</sup> A/m <sup>2</sup>	YBaCuO	92	à 77 K { 6 (H // c) 67 (H ⊥ c)
	BiSrCaCuO	110	
	TiBaCuO	125	

**Tableau I-1** - Propriétés de quelques matériaux SC

## 2 - Thèmes abordés par l'équipe cryoélectrotechnique du CRTBT-LEG

L'alternateur tout supraconducteur est l'aboutissement du savoir-faire acquis par les expériences antérieures. Une première cryomachine, réalisée à la fin des années 70, est un alternateur hypersynchrone de 500 kW [I-3]. Ensuite, le stator de la machine toute supraconductrice a été étudié et construit au milieu des années 80. Les premiers tests ont été effectués avec un rotor classique. Le rotor supraconducteur a été construit ensuite. La réalisation de cette machine toute supraconductrice fait partie d'un projet de groupement de production d'énergie utilisant la technologie supraconductrice [I-4]. Cet ensemble comprend, outre l'alternateur [I-5], un transformateur [I-6] et un régulateur de courant (celui-ci est étudié par E.D.F.). Une étude porte aussi sur un limiteur de courant supraconducteur [I-7].

C'est dans ce contexte que le moteur supraconducteur à aimants permanents est apparu, utilisant la même technologie. Il permet de compléter les connaissances, dans le domaine des cryomachines alternatives et d'ouvrir des voies intéressantes pour les moteurs de propulsion.

### 3 - Historique des aimants

Le faible niveau du champ d'excitation (à cause des pertes) dans le générateur tout supraconducteur a permis d'envisager l'utilisation d'aimants pour l'excitation. Depuis le début du siècle, les matériaux magnétiques ont été constamment améliorés. En 1930, sont apparus les premiers aimants modernes avec des champs rémanents supérieurs à 1 T. Ensuite, le champ coercitif s'est progressivement accru pour donner des aimants véritablement permanents : c'est-à-dire difficiles à désaimanter. Les aimants terres-rares ne se désaimantent que sous un champ supérieur à 1 T, champ habituellement atteint en électrotechnique. Pour caractériser les performances des aimants, le produit  $(BH)_{\max}$  est souvent pris comme critère : il représente la densité maximale d'énergie emmagasinée dans les aimants. L'accroissement des performances des matériaux magnétiques durs est représenté sur la figure I-1 [I-8].

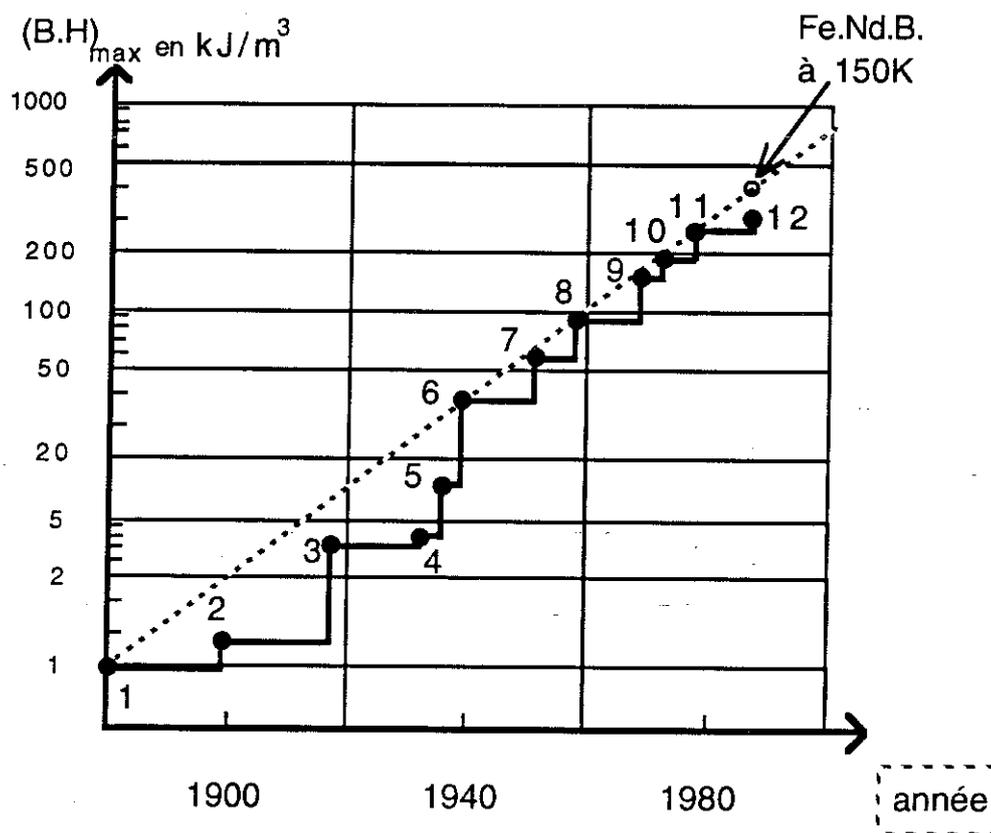


Fig.I-1 : Evolution du produit -  $(BH)_{\max}$  des aimants à 300 K

- 1 - Acier au carbone
- 2 - Acier au tungstène
- 3 - Acier au cobalt
- 4,5 - Alnico
- 6,7,8 - Ticonal
- 9,10,11 - Samarium-Cobalt
- 12 - Fer Néodyme bore (1987)

Cette évolution offre des possibilités supplémentaires dans l'utilisation des aimants, notamment en électrotechnique. Les performances exceptionnelles de Nd.Fe.B. à froid (voir chap. III-1) ouvrent la voie à leur utilisation dans des cryomachines.

#### **4 - Intérêt du moteur supraconducteur à aimants permanents : M.A.P.S.**

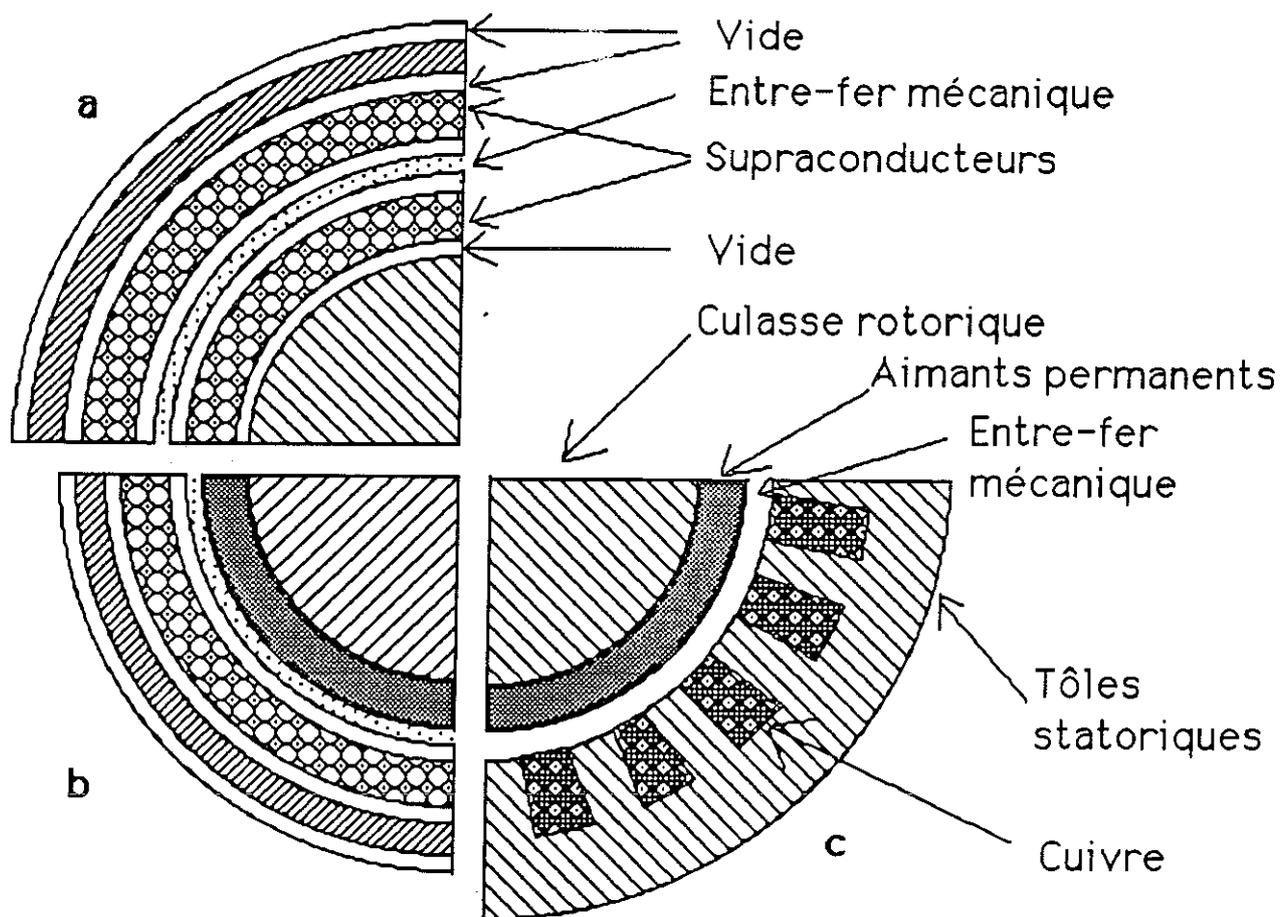
Les aimants permanents sont souvent comparés à la solution supraconductrice qui est un peu concurrente. Avec l'arrivée sur le marché de fils SC performants en alternatif, l'idée est venue d'associer ces deux matériaux permettant chacun d'obtenir des machines à forte puissance volumique pour construire un moteur très performant. Pour découvrir les intérêts du M.A.P.S., il faut le comparer aux solutions suivantes : machine toute supraconductrice et moteur classique à aimants permanents.

Vis-à-vis des machines classiques, la solution supraconductrice a des avantages du point de vue poids et volume (typiquement un facteur 2 à 3 sur le poids). Un deuxième avantage est le meilleur rendement des machines supraconductrices (jusqu'à 3 fois moins de pertes pour les machines de fortes puissances). De plus, l'utilisation d'aimants dans une machine cryogénique permet leur refroidissement et donc un gain sur les valeurs des aimantations rémanentes et surtout coercitives pour certains matériaux. (Pour les Nd.Fe.B., l'aimantation est accrue de 20 % à 150 K et il n'y a plus de risque de désaimantation accidentelle parce que le champ coercitif est supérieur à 3 T.). Par contre, la technologie supraconductrice est beaucoup plus lourde à mettre en oeuvre....

Par rapport aux machines toutes supraconductrices, la cryogénie du rotor se trouve pratiquement supprimée dans le cas du moteur à aimants. De plus, le rotor est simplifié par l'absence de bobinage et de bagues. L'excitation fournie par les aimants possède une valeur honorable, mais limitée et surtout fixée, ce qui limite l'utilisation de la machine en tant que moteur car on ne peut réaliser une régulation de l'excitation qui permettrait le contrôle de la puissance échangée entre le générateur et le réseau.

La figure I-2 compare les trois solutions :

- a) toute supraconductrice.
- b) supraconducteur à aimant.
- c) classique à aimant.



**Fig. I-2 :** Comparaison des structures du MAPS avec une machine tout SC et une machine classique à aimants :

- a) toute supraconductrice.
- b) supraconducteur à aimant.
- c) classique à aimant.

Dans les machines à encoches (SC et classique), la saturation des dents limite la valeur de l'excitation. Dans une structure lisse, le circuit magnétique permet une excitation plus importante avant de se saturer : un gain d'un facteur 2 est possible sur le flux magnétique.

L'association des aimants permanents et de la supraconductivité n'est pas usuelle :

- A partir d'un certain volume, il est plus facile et économique de créer un champ important avec un bobinage qu'avec un aimant. Les machines à aimants se sont donc imposées pour les petites puissances (inférieures au kW).
- La supraconductivité au contraire, à cause de la cryogénie associée à la machine, n'est rentable que pour les installations de fortes puissances (supérieures au MW).

Les aimants, de part leur épaisseur, créent facilement des entrefers importants. Pour bien magnétiser ces larges volumes, l'utilisation des supraconducteurs est une solution.

Les supraconducteurs ne peuvent être utilisés sous des champs magnétiques (B) importants (supérieurs à 1 T) car :

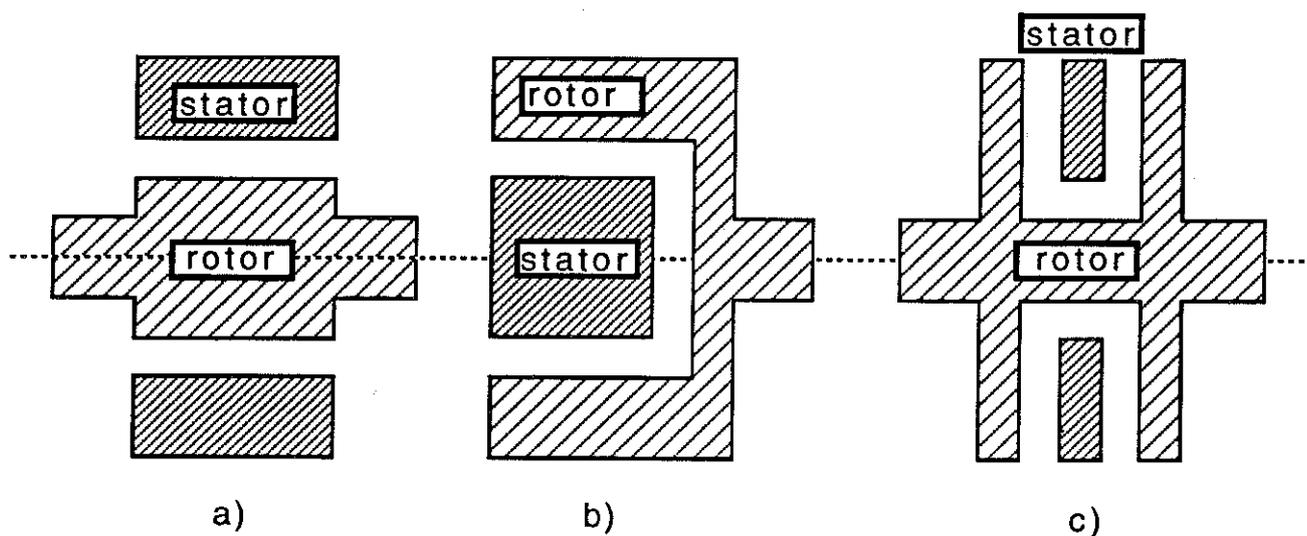
- \* les pertes de supraconducteurs croissent en  $B^{2,5}$ ,
- \* la densité de courant décroît en " $\frac{1}{B_0 + B}$ ". ( $B_0$  est une constante dépendant du SC.)

Le faible niveau d'induction de l'excitation pour une machine supraconductrice, l'absence de contrainte thermique imposée par les aimants et surtout l'amélioration de leurs performances à froid justifie leurs présences simultanées au sein d'une même machine. Cette association non conventionnelle est donc légitime et bénéfique.

### 5 - Comparaison des différentes configurations de machines électriques

Les différentes structures possibles pour réaliser des machines électriques sont présentées figure I-3.

- \* la structure classique, de forme cylindrique avec le rotor à l'intérieur du stator,
- \* la structure inversée (le rotor se retrouve à l'extérieur du stator),
- \* la structure disque : le rotor et le stator discoïdes sont montés imbriqués.



**Fig.I-3** : Les différentes structures des machines électriques

- a) classique
- b) inversée
- c) disque

### $\alpha$ ) Allure des champs magnétiques dans une machine cylindrique

Pour simplifier au maximum cette première étude comparative, on se place dans l'approximation d'une machine infiniment longue et sans culasse magnétique.

Soit, dans un repère cylindrique  $(r, \theta, z)$ , une densité linéique de courant  $\vec{J}$  sinusoïdal, répartie sur un rayon  $r_0$ , définie par l'équation :

$$\vec{J} = J_0 \sqrt{2} \sin p\theta \vec{u}_z \quad \boxed{\text{I-1}}$$

$p$  : nombre de paires de pôles du moteur

$J_0$  : densité efficace de courant.

$\vec{u}_z$  : vecteur unitaire dans la direction  $z$ .

La résolution des équations de Maxwell donne l'induction magnétique dans le vide en tout point de l'espace :

$$\begin{cases} \text{si } r < r_0 & \begin{aligned} B_z &= 0 \\ \begin{pmatrix} B_r \\ B_\theta \end{pmatrix} &= \frac{\mu_0 J_0}{\sqrt{2}} \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p-1} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ -\sin p\theta \end{pmatrix} \end{aligned} \\ \text{si } r > r_0 & \begin{aligned} \begin{pmatrix} B_r \\ B_\theta \end{pmatrix} &= \frac{\mu_0 J_0}{\sqrt{2}} \left(\frac{r_0}{r}\right)^{p+1} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ \sin p\theta \end{pmatrix} \end{aligned} \end{cases} \quad \boxed{\text{I-2}}$$

Pour l'extérieur, le champ, créé par une répartition d'aimants, a une expression similaire. Le terme  $\mu_0 J_0 \sqrt{2}$  doit être remplacé par la valeur maximale de l'aimantation rémanente  $J_r$  :

- \* Pour la structure des machines classiques à aimants,  $r_0$  doit être remplacé par le rayon extérieur des aimants et les expressions de  $B_r$  et  $B_\theta$  ne sont valables que pour  $r > r_0$ .
- \* Pour la structure inversée,  $r_0$  est remplacé par le rayon intérieur des aimants et les expressions de  $B_r$  et  $B_\theta$  ne sont applicables que pour  $r < r_0$ .

La similitude entre le champ créé par une densité de courant et celui créé par des aimants place l'excitation et l'induit d'une machine sur le même plan du point de vue du calcul des champs magnétiques : le champ, créé par les sources situées le plus à l'extérieur, varie en  $r^{p-1}$  vers l'intérieur et celui créé par les sources situées au centre

varie en  $\frac{1}{r^{p+1}}$  vers l'extérieur. Une machine classique et une machine de type cylindrique inversée possèdent les mêmes allures de champs ; seule la nature des sources est inversée.

### B) Allure des champs magnétiques dans une structure disque

La modélisation la plus simple du courant d'une structure disque est une densité de courant sinusoïdal de direction radiale, répartie sur un disque en  $z = 0$ . Quelque soit le rayon, le courant reste sinusoïdal en fonction de  $\theta$  et conserve la même amplitude : la densité linéique  $J$  varie donc en  $\frac{1}{r}$ . Elle a pour équation :

$$\vec{J} = J_1 \sqrt{2} \frac{r_1}{r} \sin p\theta \vec{u}_r \quad \boxed{\text{I-3}}$$

$J_1$  : densité efficace de courant en un rayon  $r_1$  quelconque (par exemple, le rayon moyen de la machine réelle).

Toujours en l'absence de culasse magnétique, l'expression du champ vaut :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } z < 0 \\ \text{si } z > 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} B_r = 0 \\ \begin{pmatrix} B_z \\ B_\theta \end{pmatrix} = \frac{\mu_0 J_1}{\sqrt{2}} e^{\frac{pz}{r_1}} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ -\frac{r_1}{r} \sin p\theta \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} B_z \\ B_\theta \end{pmatrix} = \frac{\mu_0 J_1}{\sqrt{2}} e^{-\frac{pz}{r_1}} \begin{pmatrix} \cos p\theta \\ \frac{r_1}{r} \sin p\theta \end{pmatrix} \end{array} \quad \boxed{\text{I-4}}$$

Dans une machine réelle, les conducteurs n'étant pas infinis, les équations ne modélisent bien la réalité qu'à proximité des conducteurs.

L'allure du champ créé par une répartition d'aimants à l'extérieur est similaire à celle obtenue par ces formules en gardant le même  $r_1$  et en transformant  $\mu_0 J_1 \sqrt{2}$  par l'amplitude maximale de l'aimantation  $J_r$ .

**γ) Comparaison des champs dans les différentes structures de machines**

La puissance volumique d'une machine est proportionnelle à l'énergie magnétique qui est liée au produit du champ magnétique du rotor par celui du stator.

Le produit de la valeur du champ de l'excitation au niveau de l'induit par celle de l'induit au niveau de l'excitation donne une image de la puissance volumique. Pour simplifier la comparaison, seuls les termes de décroissance des champs sont gardés. Les notations sont les suivantes :

$r_i$  : rayon intérieur  $\left\{ \begin{array}{l} \text{rayon de l'inducteur pour une machine classique} \\ \text{rayon de l'induit pour une machine inversée} \end{array} \right.$

$r_e$  : rayon extérieur  $\left\{ \begin{array}{l} \text{rayon de l'inducteur pour une machine inversée} \\ \text{rayon de l'induit pour une machine classique} \end{array} \right.$

$r_0$  : rayon moyen de l'entrefer pour la structure cylindrique

$r_1$  : rayon moyen de l'entrefer pour la structure disque

$\Delta r$  :  $r_e - r_i$  distance séparant l'induit de l'inducteur pour la structure cylindrique

$e$  : distance séparant l'induit de l'inducteur pour la structure disque

Le tableau I-2 présente l'image de la puissance volumique ainsi qu'un développement limité en  $\frac{\Delta r}{r_0}$  ou  $\frac{e}{r_1}$  pour les deux structures envisagées.

	Structure cylindrique (classique et inversée)	Structure disque (disque mono entrefer)
Image de la puissance volumique	$\left(\frac{r_i}{r_e}\right)^{p+1} \times \left(\frac{r_i}{r_e}\right)^{p-1}$	$\exp\left(-p \frac{e}{r_1}\right) \times \exp\left(\frac{pe}{r_1}\right)$
Développement limité de cette image	$1 - \frac{2 p \Delta r}{r_0}$	$1 - \frac{2 p e}{r_1}$

**Tableau I-2 :** Image de la puissance volumique pour différentes structures

Le développement limité est justifiable compte tenu des hypothèses déjà formulées.

Pour un même rayon moyen, ( $r_0 = r_1$ ) et une même largeur d'entrefer ( $\Delta r = e$ ), aucune structure n'est vraiment plus avantageuse que les autres. Avec le même volume de sources magnétiques et le même volume à aimanter, l'énergie magnétique emmagasinée est semblable pour les deux structures. L'accroissement du rayon moyen est légèrement avantageux surtout pour un nombre de paires de pôles élevé (situation justifiée pour pouvoir placer les pôles à la périphérie de la machine).

Le passage à une structure poly-entrefer (deux moitiés d'aimant placées de chaque côté du bobinage) est légèrement avantageux. Les aimants procurent le même champ au niveau de l'induit, mais ils reçoivent plus de réaction d'induit car ils sont en moyenne plus proche (du quart de la largeur totale des aimants pour un même entrefer et un même volume d'aimant).

### δ) Comparaison générale des différentes structures

#### *a) Volume d'induction et d'excitation*

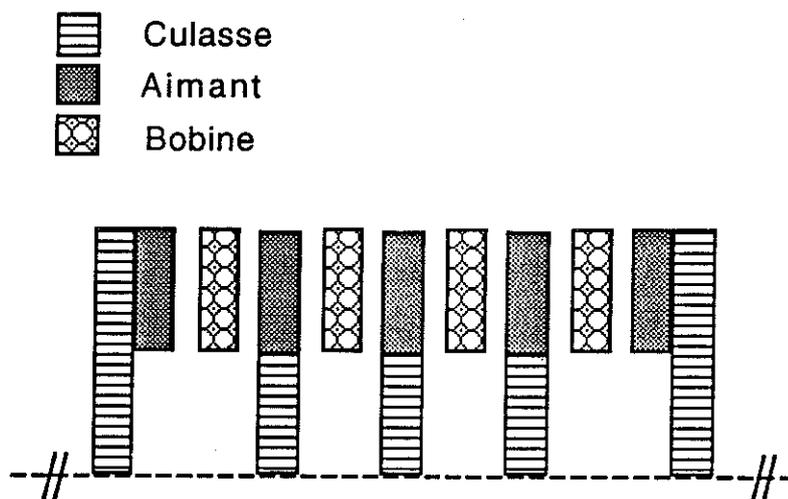
On peut comparer le volume des aimants entre la structure classique et celle inversée. Le tableau I-3 donne le volume d'aimant de la structure inversée en prenant la structure classique pour référence ; ceci pour différents critères constants pour les deux structures cylindriques de même puissance volumique.

	$\frac{\text{Vol. aimants structure inversée}}{\text{Vol. aimants structure classique}}$
Champs d'excitation constants	$\frac{r_i}{r_e}$
$x_d$ (réactance synchrone de l'axe d) constant	compris entre $\frac{r_i}{r_e}$ et 1
Densité linéique de courant constant	1
Densité surfacique de courant constant	$\frac{r_e}{r_i}$

**Tableau I-3** - Comparaison des volumes d'excitation pour les machines cylindriques

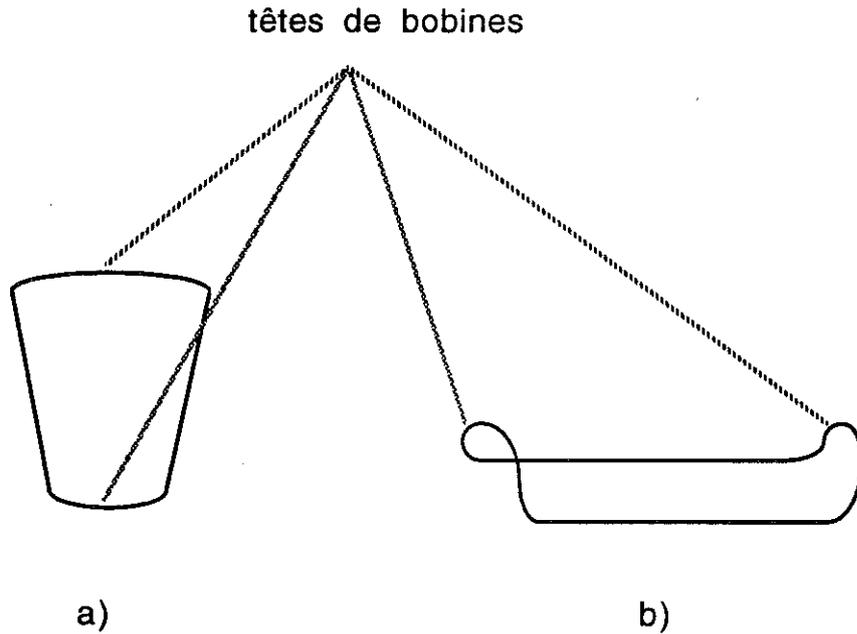
Le passage, pour un même volume d'excitation, d'une structure cylindrique à une structure inversée permet d'augmenter le champ d'excitation ce qui est contrebalancé par une réduction du champ d'induction du même ordre. La différence de prix entre les supraconducteurs ( $\sim 10$  k F/kg) et les aimants ( $\sim 1$  k F/kg) provoque un léger avantage pour la structure classique qui minimise le volume de supraconducteur. Le volume d'aimants devrait être sensiblement le même dans les trois structures.

Le volume de supraconducteur sera plus important dans la structure disque surtout dans le cas multi-disques. La figure I-4 présente la structure multi-disques : c'est un assemblage emboîtant plusieurs stators et rotors.



**Fig. I-4 :** Structure multi-disques

Pour un même rayon moyen de l'inducteur, le volume des têtes de bobine d'une structure cylindrique est identique à celui de la structure disque pour un seul disque. De plus, la longueur des parties droites, dans le cas discoïdal, est plus faible que dans celui cylindrique. Aussi la proportion des têtes de bobine par rapport aux parties droites est-elle plus importante pour une machine disque, comme le montre la figure I-5.



**Fig. I-5** : Comparaison des têtes de bobines dans la structure cylindrique a) et la structure disque b)

*b) Volume des circuits magnétiques*

Le volume des circuits magnétiques des différentes structures est décrit par le tableau I-4 dans le cas d'entrefer lisses (cas préférable pour des raisons cryogéniques).

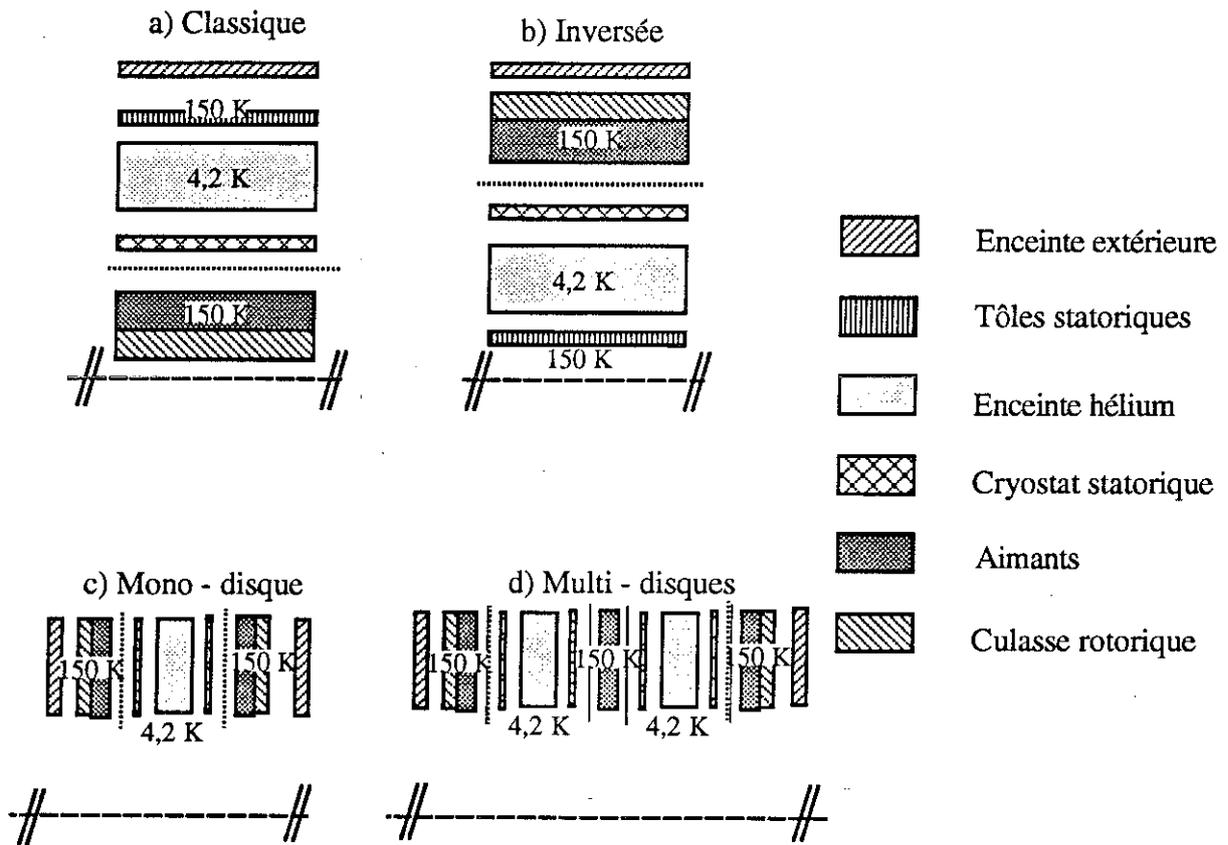
	Structure classique	Structure inversée	Structure disque
Tôles statoriques	légeres	très légères	inexistantes
Culasse(s) rotorique(s)	moyenne	importante et usinage difficile	moyennes, voir petites dans le cas multi-disques

**Tableau I-4** : Importance du circuit magnétique pour les différentes structures de machines électriques

Ces caractéristiques (circuits magnétiques) permettent de comparer le poids des trois solutions. La plus légère est la machine discoïdale, puis la classique et enfin la structure inversée.

*c) Aspect cryogénique*

L'aspect thermique est très important dans le cas où des SC. sont utilisés. La figure I-6 montre les dispositions particulières à chaque structure.



**Fig. I-6 :** Configuration cryogénique des différentes structures

L'aspect thermique étant important, la disposition inversée pourrait être idéale, s'il n'y avait pas de tôles statoriques. Leur présence indispensable aux fortes puissances oblige pratiquement à construire un anti-cryostat. Aussi, la configuration cryogénique de la structure inversée est-elle identique à celle de la structure classique : l'enceinte hélium est entourée dans les deux cas par le circuit magnétique qui sert d'écran thermique. De la même façon, la structure disque permet d'encadrer l'enceinte hélium par un circuit magnétique qui sert encore d'écran thermique. Cette disposition est pratique quand il n'y a qu'un seul stator. Dans le cas multi-disques, le volume d'isolation thermique devient

très important excepté le cas où le rotor et le stator sont à la même température. Mais l'intérêt des aimants est réduit par rapport à la solution toute supraconductrice.

De même, la forme aplatie de cette machine est pénalisante : la courte longueur du moteur, dans le cas mono-disque, favorise les apports de chaleur et le volume du vide d'isolement est important.

Pour conclure, la disposition de la structure disque est pénalisante du point de vue cryogénique vis-à-vis des structures cylindriques (classique et inversée).

#### *d) Aspect pratique*

Pour les basses vitesses, même dans la structure disque, les vitesses périphériques ne sont pas critiques. Les contraintes mécaniques restent faibles. La longueur des parties droites de la structure disque est limitée :

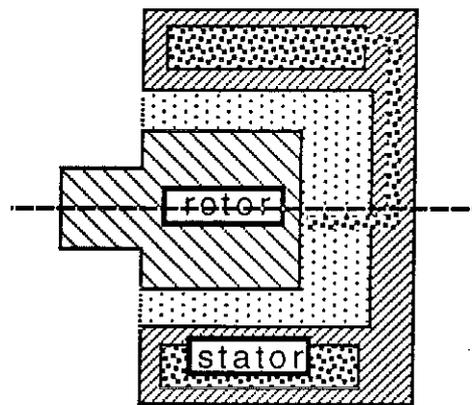
- \* le diamètre minimum est donné par la résistance mécanique du rotor.
- \* le diamètre maximal extérieur est lié à la limitation de la vitesse périphérique du rotor.

Du point de vue pratique, la forme cylindrique est la plus commode. La structure inversée pose le problème de l'arbre en porte-à-faux. L'emplacement des aimants est plus délicat, notamment si la surface du support des aimants doit être usinée. De plus, un ensemble extérieur tournant est moins commode qu'une partie fixe. Par contre, les aimants sont bien tenus par la culasse magnétique qui sert ainsi de frette, les forces centrifuges étant plus élevées dans ce contexte. La structure disque est quand à elle très difficile à monter. L'imbrication du stator et des disques rotoriques entraîne un assemblage quasi-impossible dans le cas multi-disques. De plus, des problèmes d'instabilités magnétiques (un conducteur, placé au centre de l'entrefer, parcouru par un courant, aura tendance à se rapprocher de l'un ou l'autre des aimants et sa position sera instable) peuvent entraîner des vibrations dans la machine peu compatibles avec les supraconducteurs et la cryogénie.

Pour conclure, la structure inversée s'avérant plus lourde et ne présentant pas d'avantages importants n'est pas intéressante. La forme disque malgré ses avantages, présente un surplus de difficultés techniques qu'il vaut mieux éviter dans un premier prototype. La solution cylindrique bien connue a donc été retenue pour la réalisation d'une maquette.

## 6 - Présentation de la maquette

Le prototype est prévu pour aborder quelques aspects d'une machine de forte puissance tournant relativement lentement. La puissance de la maquette a été fixée à 15 kW à 750 tours par minute. La structure cylindrique a été retenue et, pour refroidir les aimants, la solution d'un rotor en porte-à-faux avec une injection de réfrigérant axiale a été choisie comme la figure I-7 le représente.



**Fig. I-7 :** Structure cylindrique et rotor en porte-à-faux

Cette forme facilite le refroidissement du rotor : l'hélium est le seul fluide réfrigérant de la machine.

Le fait de refroidir les aimants et donc la culasse rotorique permet de supprimer un écran thermique entre le rotor et le stator. De même, les tôles statoriques sont refroidies afin de servir elles-mêmes d'écran thermique malgré l'augmentation des pertes dues aux champs magnétiques variables qui les traversent. Ceci permet de réduire l'entrefer magnétique de la machine ( qui, compte tenu des contraintes cryogéniques, est pourtant pratiquement égal au rayon extérieur du rotor dans le cas de notre prototype de faible puissance). L'entrefer mécanique ne devant pas apporter de chaleur de l'extérieur peut être à basse pression (pour éviter les apports de chaleur par turbulences) ou parcouru par un réfrigérant. Cette dernière solution a l'avantage de simplifier les problèmes de l'étanchéité tournante et facilite la récupération d'hélium gazeux. Elle a donc été retenue.

La réalisation d'un premier stator triphasé supraconducteur pour le générateur tout supraconducteur a apporté le savoir-faire de base pour la réalisation du stator du moteur. Cette connaissance a permis d'améliorer la conception en rendant la machine plus compacte. L'optimisation excessive de la masse et du volume a pourtant été sacrifiée pour faciliter la réalisation et la fabrication d'un prototype robuste fonctionnant de façon satisfaisante. Les performances, comme la puissance volumique, n'étant pas comparables avec celle d'une machine plus puissante, cette maquette de laboratoire n'a pas les caractéristiques d'une machine industrielle. La figure I-8 schématise la structure du prototype.

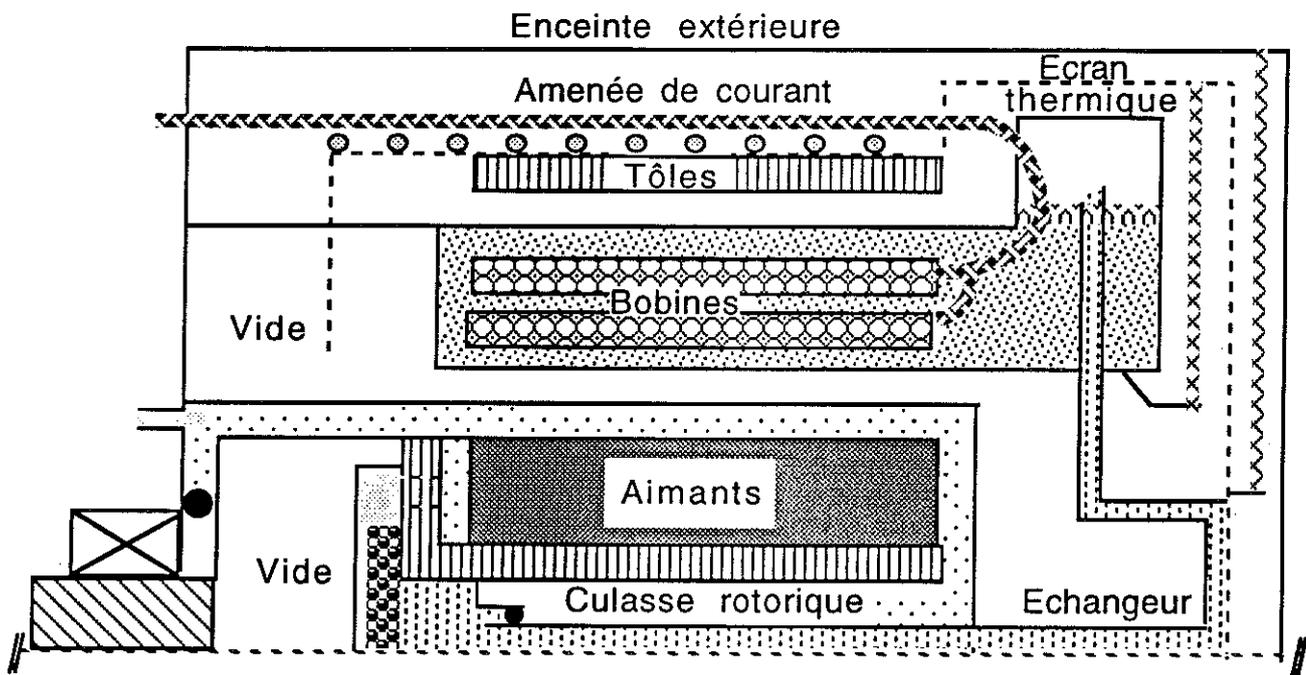


Fig. I-8 : Schéma de la maquette

Les caractéristiques sont indiquées dans le tableau I-5.

Couple maximal (Nm)	190
Vitesses de rotation nominales (tr/min)	750/900
Fréquences d'alimentation (Hz)	50/60
Puissance (KW)	15/18
Nombre de pôles	8
Tension à vide (V) à 750 tr/min	55
Tension nominale (V) à 750 tr/min (couple max)	130
Courant nominal (A)	92
Pertes de l'induit S.C. (à 4,2 K) (W)	1.1
Réactance synchrone (p.u.)	2.1
Réactance subtransitoire (p.u.)	2.0
Rayon extérieur de l'inducteur (mm)	50
Rayon intérieur de la culasse magnétique Fe-Ni 50/50 (mm)	24
Rayon moyen des enroulements d'induit (mm)	72
Rayon intérieur/extérieur de la couronne magnétique (mm)	88/93
Longueur active (mm)	200
Diamètre extérieur (mm)	254
Longueur extérieure (mm)	564
Aimants permanents Nd-Fe-B (Refema 35) (kg)	4.3
Matériaux magnétiques doux (Fe-Ni et Fe-Si) (kg)	8.4
Matériaux conducteurs (Nb-Ti) (kg)	0.9
Conducteurs type 6+1 ; brin 0,25 mm/600 000 filaments 0,14 $\mu$ m	
Poids du prototype (kg)	36

**Tableau I-5 : Les principales caractéristiques de la maquette**

$P_{\text{volumique}}$  à 3 000 tr/min : 2 MW/m<sup>3</sup>

$P_{\text{massique}}$  à 3 000 tr/min : 1,7 kW/kg



## **II - SUPRA- CONDUCTEURS EN ALTERNATIF**



## 1 - Présentation des fils supraconducteurs utilisés

Le fil supraconducteur utilisé est un conducteur disponible dans le catalogue de la Compagnie GEC-ALSTHOM. Compte tenu de l'induction de travail dans la machine, nous avons choisi le brin T (fonctionnant autour de 0,5 T) et un conducteur composé de six brins T torsadés autour d'une même âme centrale résistive en Cu.Ni. pouvant transporter des courants importants (jusqu'à 400 A<sub>eff</sub> sous champ nul). De plus, l'âme centrale est utilisée comme détecteur de transition (retour de l'état SC à l'état normal). En effet, l'âme centrale présente une inductance mutuelle identique à l'inductance propre du bobinage. En soustrayant la tension aux bornes de l'âme de celle aux bornes du bobinage, il ne reste plus que le terme "résistif" qui permet de contrôler si le fil est toujours dans l'état supraconducteur (référence [II-1]). Les caractéristiques d'un brin supra-conducteur sont données dans le tableau II-1.

Diamètre du brin nu	0,25 mm
Diamètre du brin émaillé	0,286 mm
Diamètre des filaments	0,14 $\mu$ m
Nombre de filaments	597 102
Pas de torsadage	1,2 mm
% de supraconducteur	18,6 %
% Cu.Ni.	79,1 %
% Cu.	2,3 %

**Tableau II-1 : Caractéristiques du brin élémentaire**

Le diamètre moyen d'un assemblage (6 + 1) est de 0,87 mm. Les variations du courant critique d'un (6 + 1) en fonction du champ magnétique sont représentées sur la figure II-1. La limite de l'état supraconducteur est donnée par le critère de 0,1  $\mu$ V/cm à 4,2 K.

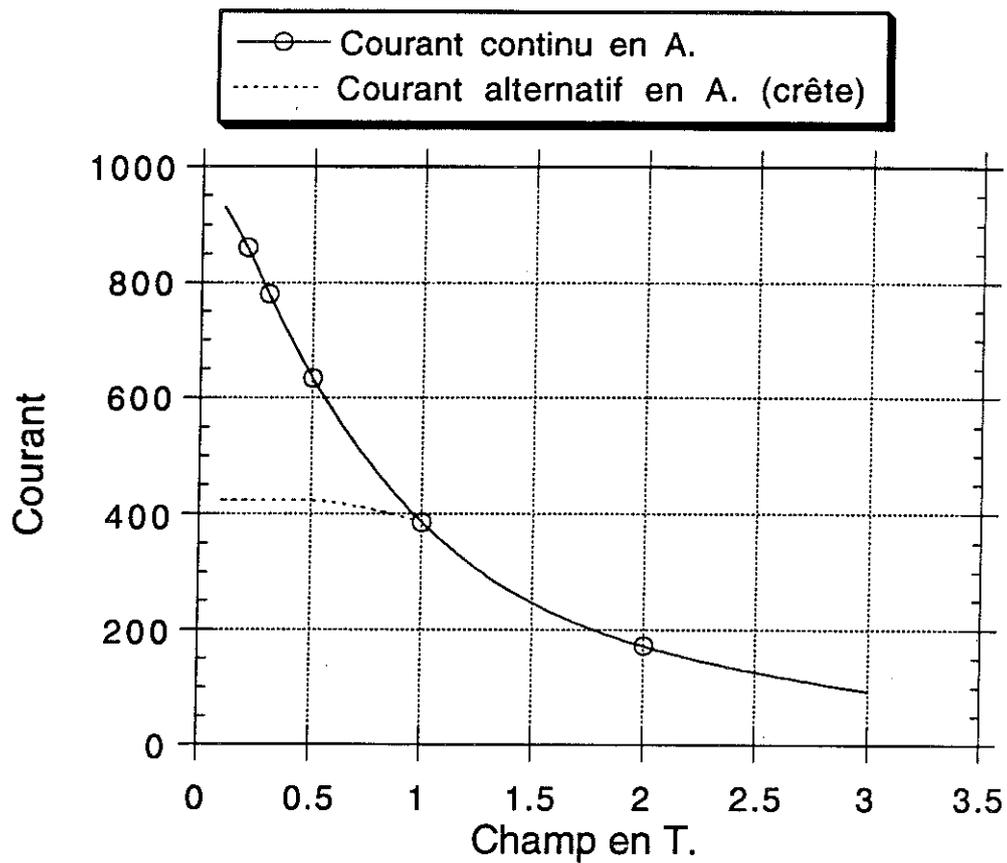


Fig. II-1 : Courants critiques mesurés du brin T en (6 + 1) de GEC-ALSTHOM

Seul les filaments extérieurs du brin sont utilisés sous induction alternative en dessous d'un seuil de champ magnétique. Les performances de ces brins dépendent fortement de la température. Le courant critique peut être relié à la température par la relation suivante :

$$I_c(T,B) = I_c(4,2; B) \cdot \frac{T_c^* - T}{T_c^* - 4,2} \quad \text{II-1}$$

La variation de la température  $T_c^*$  (différente de la température critique) en fonction du champ magnétique est déterminée empiriquement.

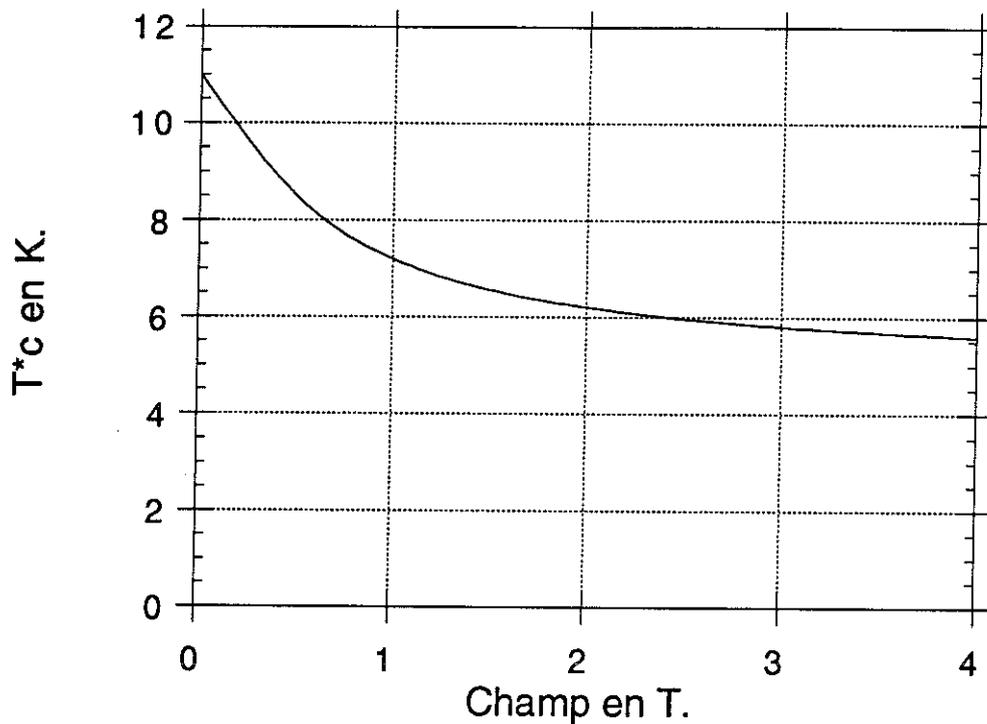


Fig. II-2 : Influence du champ magnétique sur la température  $T^*_c$ .

## 2 - Les pertes des fils supraconducteurs

### α) Introduction

Les pertes sous induction alternative dans les supraconducteurs ont deux origines :

- \* l'hystérésis du cycle d'aimantation du supraconducteur,
- \* les courants induits dans la matrice résistive.

Le calcul exact de ces pertes est très compliqué.

Les pertes dépendent en particulier de la saturation des filaments supraconducteurs. La présence d'un champ magnétique extérieur variable provoque des courants de circulation qui peuvent saturer les filaments supraconducteurs. La saturation commence par les filaments extérieurs, puis continue avec ceux situés plus à l'intérieur.

La figure II-3 présente les courants de Foucault pour un champ extérieur perpendiculaire aux brins (cas a) et pour un champ parallèle aux brins (cas b).

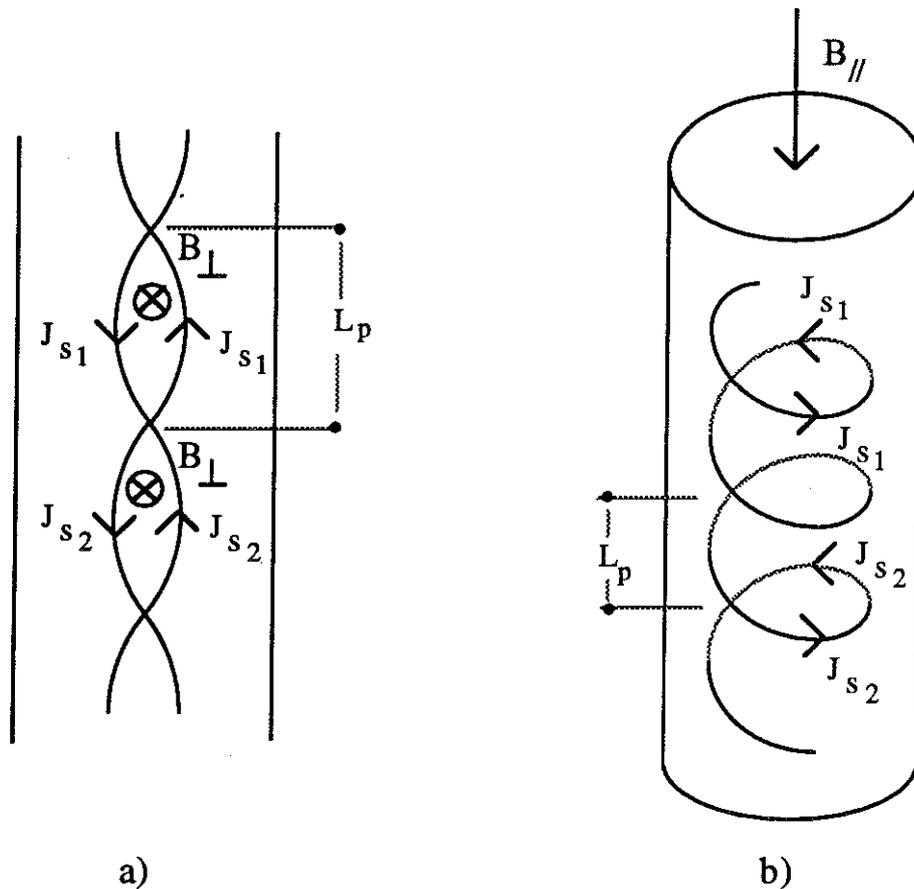


Fig. II-3 : Courant de Foucault dans un brin SC en fonction du champ extérieur

Des formules approchées présentent les contributions relatives des différents paramètres.

Les notations utilisées sont les suivantes :

- df : diamètre du filament élémentaire supraconducteur (m)
- dm : épaisseur de la matrice entre deux filaments (m)
- $J(t)$  : densité de courant apparente instantanée ( $A/m^2$ )
- $J_t(t)$  : densité apparente du courant de transport instantanée ( $A/m^2$ )
- $J_c(B)$  : densité apparente de courant critique ( $A/m^2$ )
- B : induction magnétique (T)
- $\rho_{tr}$  : résistivité transverse ( $\Omega m$ )
- $r_s$  : rayon du brin supraconducteur (m)
- $L_p$  : longueur du pas de torsadage (m)
- $L_s$  : largeur du brin supraconducteur (m)
- $\alpha_s$  : coefficient sans dimension proche de 1 en théorie
- $\beta_s$  : coefficient dépendant de la géométrie du brin.

### B) Champ magnétique perpendiculaire aux brins

Dans le cas d'un champ magnétique perpendiculaire aux filaments, les pertes volumiques ( $W/m^3$ ) par hystérésis vérifient la formule suivante [II-2] :

$$Ph_{\perp} = \alpha_s \frac{\sqrt{\pi}}{8} df J_c(B) \left[ 1 + \left[ \frac{J(B)}{J_c(B)} \right]^2 \right] \left| \frac{dB_{\perp}}{dt} \right| \quad \boxed{\text{II-2}}$$

De plus, les pertes volumiques ( $W/m^3$ ) par courants induits sont : [II-2]

$$Pi_{\perp} = \frac{\beta_s}{2 \rho_{tr}} \left( \frac{L_p}{2\pi} \right)^2 \left( \frac{d B_{\perp}}{dt} \right)^2 \quad \boxed{\text{II-3}}$$

Pour diminuer les pertes par hystérésis, le diamètre du filament élémentaire a été réduit jusqu'à  $0,1 \mu m$ . Les filaments supraconducteurs doivent être suffisamment séparés les uns des autres par une barrière résistive afin de ne pas être couplés électromagnétiquement et se comporter comme un filament unique. Ceci explique la faible proportion du matériau supraconducteur dans les brins alternatifs ( $< 20 \%$ ). La limitation des pertes par hystérésis peut également être réalisée en utilisant une densité de courant relativement faible devant la densité critique. Mais cela revient à déclasser le supraconducteur utilisé.

Le champ magnétique de fonctionnement détermine le diamètre d'un brin SC. En effet les filaments du centre du brin ne sont utilisés complètement qu'au dessus d'une certaine induction. En alternatif, un certain champ est nécessaire pour répartir le courant dans tous les filaments, notamment ceux du centre. Ce champ minimal, perpendiculaire aux brins est de  $0,5 T$  pour les conducteurs utilisés.

Afin de réduire les pertes par courant de Foucault, la résistivité de la matrice a été augmentée en utilisant du Cu.Ni. au lieu du cuivre. De plus, la longueur du pas de torsadage a été diminuée jusqu'à 5 fois le diamètre du brin.

### γ) Champ parallèle aux brins

Lors d'une saturation totale des brins, la densité de pertes dues au couplage électromagnétique entre le filament vaut : [II-3]

$$P_{h// \text{ saturé}} = \frac{\pi}{4} J_c(B) \frac{r_s^2}{L_p} \left( 1 + \left( \frac{J_t(t)}{J_c(B)} \right)^2 \right) \left| \frac{dB_{//}}{dt} \right| \quad \text{II-4}$$

Aux fréquences industrielles, la saturation totale en champ parallèle des filaments supraconducteurs se produit dès que : [II-3]

$$B_{//} = \frac{\mu_0 J_c(B) L_p}{4 \pi} \quad \text{II-5}$$

Dans le cas du brin T, la saturation est totale au-dessus d'un champ parallèle supérieur à 0,05 T. En l'absence de saturation des filaments SC, les pertes volumiques des courants induits en champ parallèle sont égales à :

$$P_{i// \text{ non saturé}} = \frac{2 \pi^2}{3 \rho_{tr}} \frac{df + dm}{dm} \frac{r_s^2}{L_p^2} L_s^2 \left( \frac{dB_{//}}{dt} \right)^2 \quad \text{II-6}$$

### δ) Calcul des pertes de la maquette

Les formules [II-2] à [II-6] étant approchées ne sont pas concrètement utilisables pour le calcul des pertes dans le supraconducteur de la maquette. De manière plus empirique, le constructeur fournit quelques valeurs de pertes volumiques, pour le brin T utilisé dans le tableau II-2. Les essais ont été réalisés sur des petites bobines, donc pour un champ principalement perpendiculaire aux conducteurs.

	$I_c$	$I/I_c$	Pertes kW/m <sup>3</sup>
B = 0,5 T	80	0,06	~ 2
		0,22	10,9
B = 1,5	40	0,22	15,3
		0,84	64,5

**Tableau II-2 : Pertes d'un brin supraconducteur T de GEC-ALSTHOM [II-2]**

Pour évaluer les pertes du supraconducteur de la maquette, nous avons tenu compte des hypothèses suivantes :

- les supraconducteurs du moteur sont soumis à un champ elliptique. Pour le calcul des pertes, nous avons considéré que le champ était uniaxial, de même fréquence et d'amplitude égale à l'amplitude maximale du champ elliptique,
- les pertes sont calculées pour un fonctionnement au couple maximum,
- au niveau des têtes de bobine, la densité de pertes volumique est prise égale à celle des parties droites,
- les pertes ont été évaluées en ne tenant compte que du fondamental du champ magnétique,
- la densité volumique de pertes est déterminée par les données du constructeur (tableau II-2), pour des essais réalisés sur des bobines cylindriques.

L'induction moyenne au niveau de l'induit est de  $0,35 T_{\max}$ . Au courant nominal, le rapport  $\frac{I}{I_c}$  est de l'ordre de 0,25. En prenant la densité de pertes égale à :

$$10,9 \text{ kW/m}^3 \quad (B = 0,5 \text{ T}, \frac{I}{I_c} = 0,22).$$

Les pertes totales du supraconducteur s'élèvent à 1,2 W à 4,2 K.

### 3 - Réalisation du bobinage

La maquette ayant quatre paires de pôles, l'ensemble du bobinage constitue déjà une petite série. Nous avons donc recherché la façon la plus commode de les fabriquer. Les deux couches du bobinage ont été réalisées l'une après l'autre, de façon à placer les sorties vers l'extérieur. La bobine n'a ainsi pas de surépaisseur au niveau des sorties. Le bobinage est réalisé couche par couche autour d'un gabarit, entre deux flasques. Les conducteurs sont imprégnés, dans une résine époxyde au fur et à mesure du bobinage.

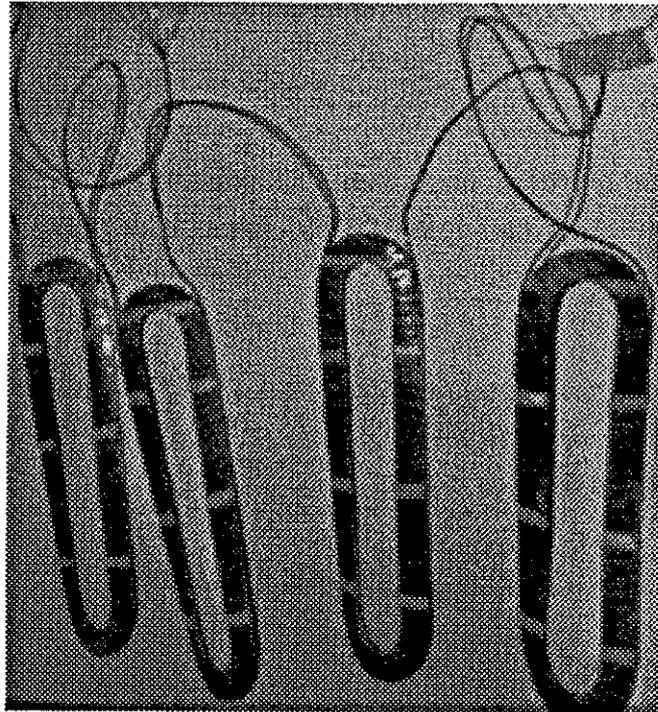
Une connexion entre deux conducteurs (6 + 1) comprend six soudures des brins supraconducteurs sur plus de 5 cm, isolées les unes des autres. Il faut ajouter en plus la soudure des âmes centrales. Pour réduire le nombre de soudures, les bobines ont été réalisées par groupe de 4 sans couper les fils supraconducteurs. Les bobines sont disposées sur les faces internes et externes de deux cylindres isolants pour éviter leur

recouvrement. Chaque série de 4 bobines correspond à une demi-phase seule. Au montage, il ne reste qu'une connexion à réaliser par phase entre les deux cylindres.

Pour atteindre de bonnes performances, les supraconducteurs doivent être bien tenus mécaniquement. L'imprégnation ne suffisant pas, les bobines ont été frettées avec du tissu de fibre de verre. Un compromis entre la tenue mécanique et le bon refroidissement doit être trouvé.

Le galbage des bobines d'une série a été effectué, en dernier lieu, en même temps que la polymérisation complète de la résine d'imprégnation.

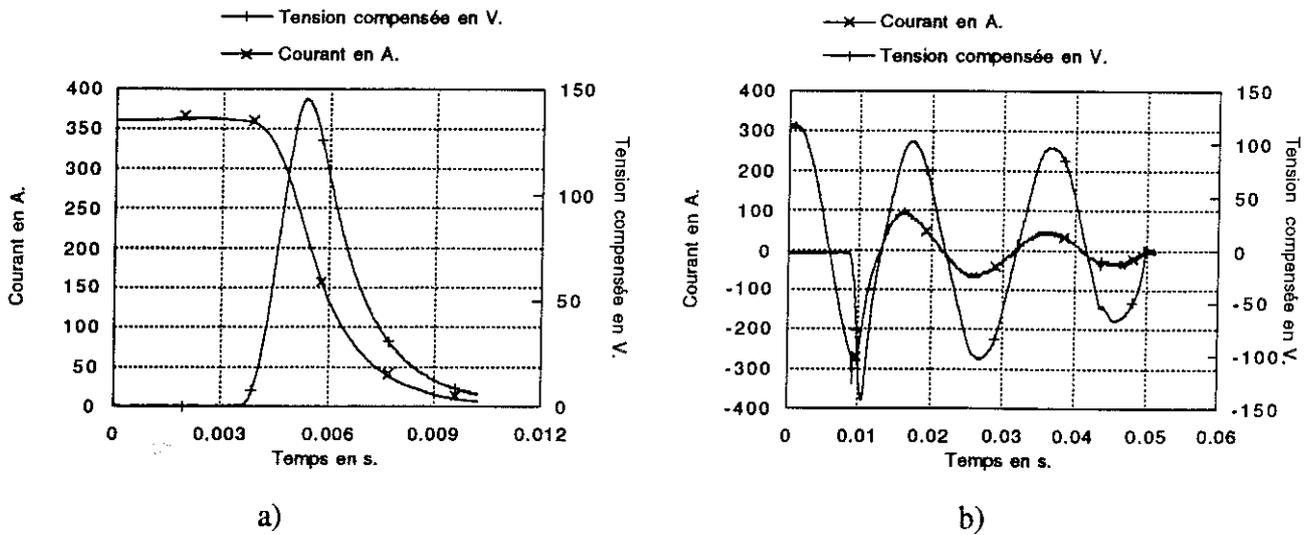
La figure II-4 présente une série de quatre bobines complètement terminées.



**Fig. II-4** : Les quatre bobines d'une série

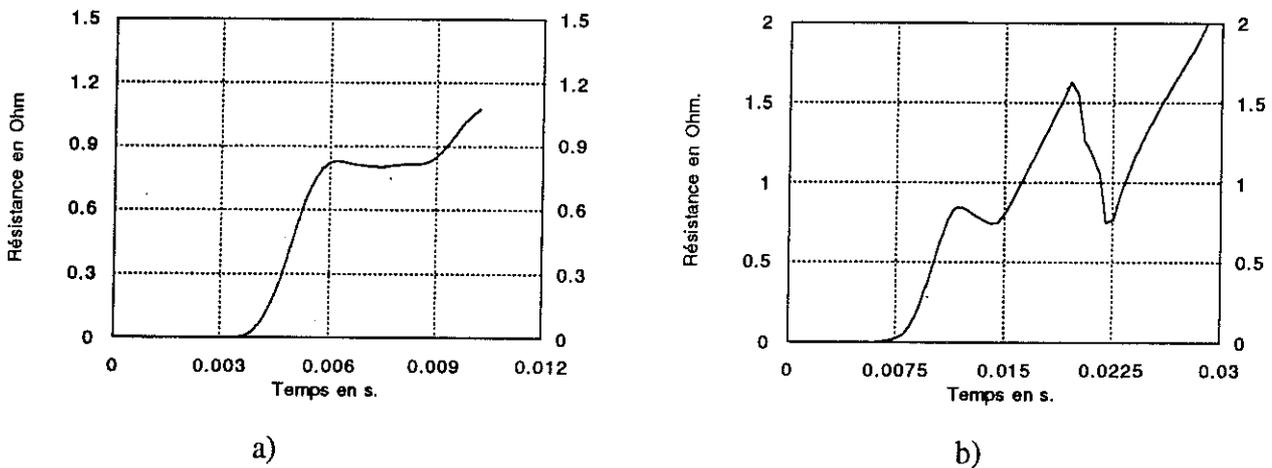
#### **4 - Transition des bobines supraconductrices**

Sur deux séries de quatre bobines, le courant et la tension compensée (l'effet de l'inductance propre étant compensé par une inductance mutuelle), sont représentés sur la figure II-5 lors de la transition en continu et alternatif.



**Fig. II-5 :** Courant et tension compensée lors d'une transition :  
 - a) en continu  
 - b) en alternatif

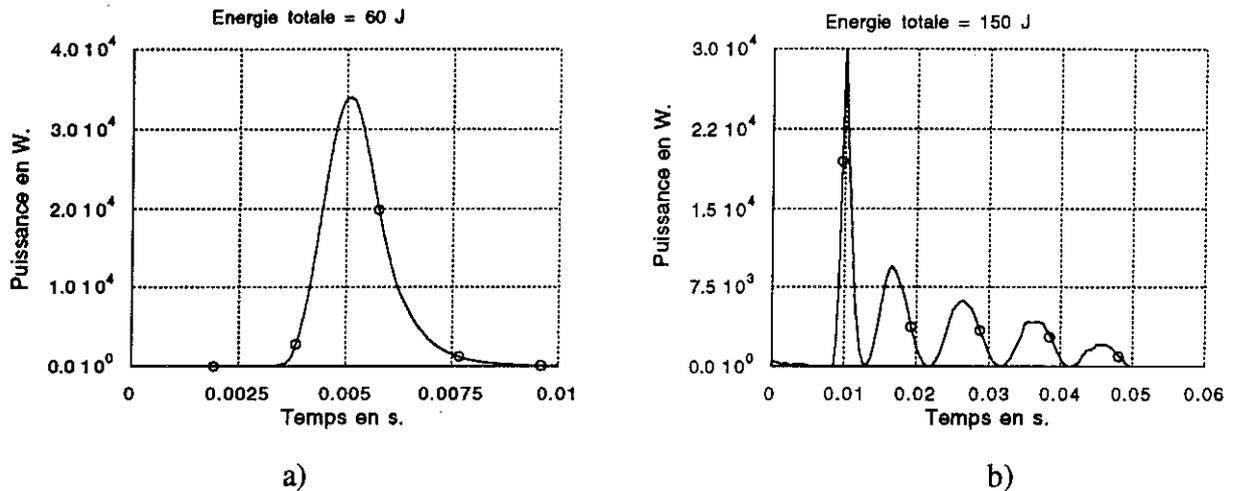
L'apparition de la résistance peut ainsi être suivie sur la figure II-6 pour les deux cas.



**Fig. II-6 :** Apparition de la résistance lors d'une transition :  
 - a) en continu  
 - b) en alternatif

La vitesse de propagation est de 4 km/s en continu et de 1 km/s en alternatif. La valeur du palier correspond à la résistance à froid d'une demi-bobine : la couche collée sur le support est moins bien refroidie que la couche extérieure et transite entièrement.

Sur les figures II-7 a et b, la puissance instantanée est représentée en fonction du temps.



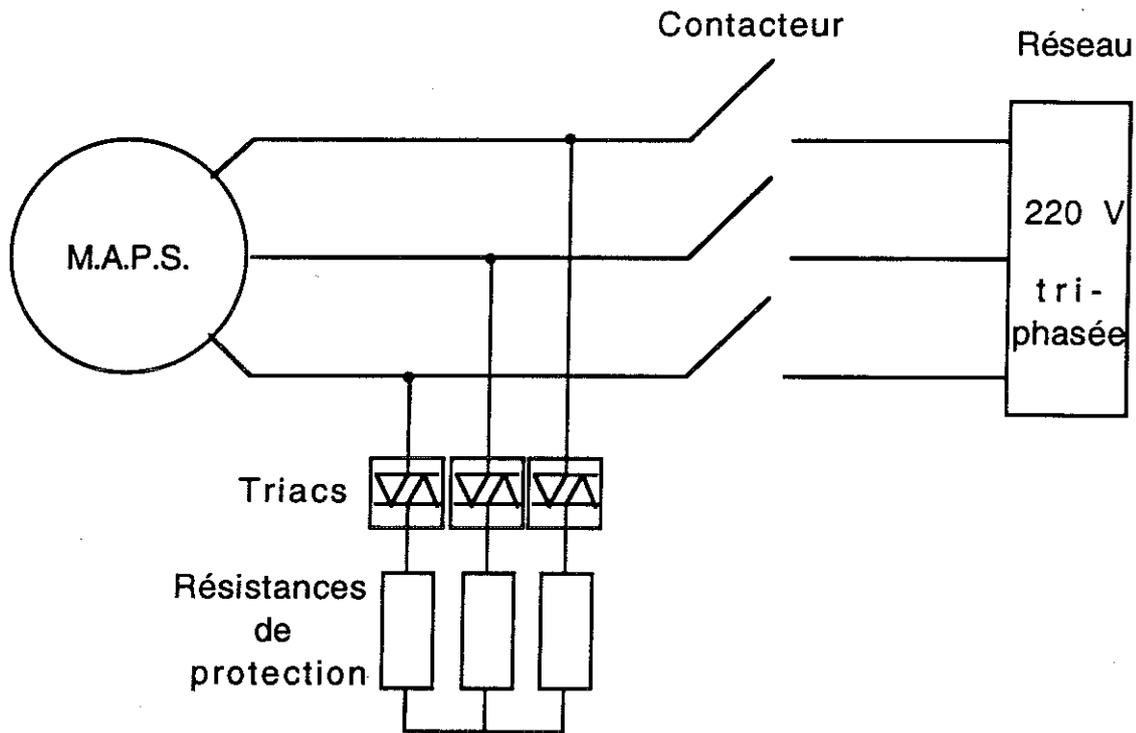
**Fig. II-7 :** Puissance instantanée lors d'une transition :

- a) en continu
- b) en alternatif

La transition en continu, pour  $I = 400$  A, apporte 60 J sur la demi-bobine qui transite. Si l'énergie se répartit uniformément, la demi-bobine s'élève en température jusqu'à 60 K en considérant l'ensemble adiabatique.

En alternatif, l'énergie récupérée dans le bobinage lors d'une transition est plus importante soit 150 J dans notre cas pour un courant initial de 200 A<sub>eff</sub> et une durée de 40 ms. La vitesse de propagation est plus faible, donc la répartition de l'énergie est moins bonne. L'élévation de température, bien que difficile à évaluer, ne dépasse pas 150 K.

Lors d'une transition, le moteur ne peut être arrêté instantanément. De plus, l'ouverture brusque du courant d'alimentation du moteur provoquerait des surtensions importantes et même peut-être des claquages diélectriques. Un dispositif, figure II-8 protège donc les bobinages en faisant débiter le moteur après une transition sur des résistances de décharge en limitant ainsi l'énergie dissipée dans les enroulements.



**Fig. II-8** : Schéma de protection pour le bobinage supraconducteur

Pour limiter la surtension à 400 V, les résistances prises valent  $4 \Omega$  et elles sont montées en étoile. L'énergie cinétique de l'ensemble du banc ( $\sim 4$  kJ) (contre 60 J pour le MAPS), peut ainsi être évacuée à l'extérieur. Lors d'une transition, l'électronique de protection assure dans l'ordre les fonctions suivantes :

- \* brancher les résistances de décharge
- \* couper l'alimentation du moteur
- \* arrêter rapidement (2 s) la rotation de la machine ( frein électromagnétique ).

### 5 - Performances des différentes séries de bobines

Les différentes séries de bobines ont été testées, dans un cryostat vertical en acier inoxydable, une première fois après la fabrication, en courant continu, puis en alternatif. Un deuxième test a été effectué après leur collage sur le support en fibre de verre. Enfin, un troisième essai a été réalisé, toujours en position verticale, dans la configuration finale en l'absence de couronne magnétique. Les performances des différentes bobines sont rassemblées dans le tableau II-3. Pour les deux premiers essais, les bobines étaient testées par quatre, dans le dernier, les huit pôles d'une phase étaient en série. Les essais ont été effectués les uns après les autres. Le courant nominal de la maquette est de  $92 A_{eff}$ .

		Phase n° I		Phase n° II		Phase n° III	
		a	b	a	b	a	b
essais en continu en A.	1er	270	270	345	365	375	200
	2ème	>250	345	330	300	300	300
	3ème	2 66		2 76		2 55	
essais en alternatif en A eff.	1er	200	200	220	230	210	160
	2ème	180	180	175	175	185	200
	3ème	1 50*		1 50*		1 50*	

\*Par limitation de l'alimentation.

**Tableau II-3 : Performances des courants critiques des bobines réalisées**

Une bobine d'essai a été entièrement frettée sur un mandrin. Elle n'a pas transité pour 400 A. continu (limitation de notre alimentation). La limitation des performances est donc bien un problème de tenue mécanique. (Les bobines transitent sans la présence de tension compensée).

Le tableau II-4 présente les dégradations au cours du montage des caractéristiques pour les bobinages réalisés. Le courant de transition est comparé au courant critique théorique.

	$I_c$ théorique	$(\frac{I}{I_c})_{max}$	$(\frac{I}{I_c})_{min}$
Essai 1 et 2 en continu	500	0,75	0,6
Essai 3 continu	480	0,57	0,53
Essai 1 et 2 en alternatif	$\frac{500}{\sqrt{2}}$	0,65	0,5

**Tableau II-4 : Dégradation du supraconducteur utilisé**

En alternatif, la transition a lieu alors que le brin n'est pas totalement saturé : les couches internes ne sont pas utilisées.

Pour améliorer la tenue mécanique sans pénaliser le refroidissement, les solutions suivantes pourraient être utilisées :

- \* polymérisation sous vide,
- \* utilisation d'une frette pré-contrainte,
- \* support plus rigide que la fibre de verre époxyde utilisée.

## 6 - Isolation électrique

L'isolation entre les brins supraconducteurs doit être réalisée afin d'éviter des courants de circulation. Ceux-ci empêcheraient tout passage important de courant alternatif.

Nous avons rencontré quelques problèmes d'isolation tout au long de la fabrication. Une série de bobines avait un défaut de ce type (elle avait un courant critique de  $10 A_{eff}$ ). Après le collage d'une autre série, ce problème a été rencontré de nouveau.

Enfin, durant un essai, un claquage diélectrique est survenu entre deux bobines de deux phases différentes. La réparation de l'isolation d'un brin d'un conducteur (6 + 1 ) par rapport aux autres n'est pas facile. La solution la plus souvent employée est de couper ce brin et de faire des soudures.

L'amélioration de cette isolation est en cours dans des laboratoires d'ALCATEL-ALSTHOM RECHERCHE. Une autre voie consiste à supprimer l'isolation classique et à la remplacer par un traitement de surface.



# **III - ETUDE ELECTRO- MAGNETIQUE**



## 1 - Présentation des inducteurs

### α) Nature des aimants

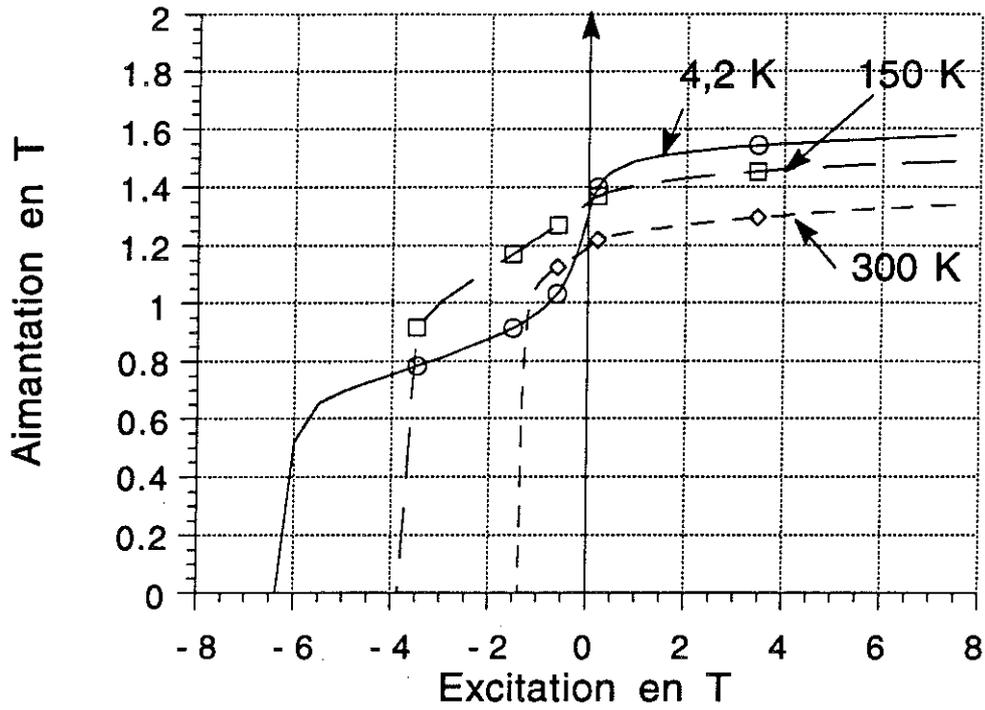
L'inducteur est composé d'aimants permanents. Trois types d'aimants sont susceptibles d'être utilisés : les ferrites, les samarium-cobalt et les néodyme-fer-bore.

Les ferrites ne sont pas performantes ( $J_r = 0,46 \text{ T}$ ), mais sont économiques. Leur aimantation rémanente augmente sensiblement lorsque la température diminue [III-1], mais leur champ coercitif diminue : elles ne sont donc pas utilisables à basse température.

Le samarium-cobalt possède une bonne induction rémanente ( $> 1 \text{ T}$ ) et une température de Curie élevée. Aussi, l'accroissement du champ rémanent, suivant la loi de Curie, est-il faible à basse température. Le champ coercitif atteint  $7,5 \text{ T}$  à  $4,2 \text{ K}$  pour un  $\text{SmCo}_5$  [III-2]. Les nuances  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  favorisent l'induction rémanente ( $1,1 \text{ T}$ ) au détriment du champ coercitif. Le champ coercitif augmentant suffisamment à basse température, le  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  est donc préférable au  $\text{SmCo}_5$ .

Les Nd.Fe.B. sont plus récents et possèdent une énergie spécifique supérieure. Ils ont une densité moindre ( $7,5$  au lieu de  $8,5$  pour  $\text{SmCo}_5$ ) et leur température de Curie est plus basse ( $580 \text{ K}$ ). Une diminution de température accroît leur induction rémanente de façon plus significative que pour les composés Sm.Co., mais une réorientation des spins vers  $135 \text{ K}$  provoque une baisse de l'aimantation aux températures inférieures ; en champ démagnétisant, l'aimantation n'est plus uniaxiale [III-3], cette transition est heureusement réversible. Cette température de réorientation ( $T_s$ ) peut être abaissée par un dopage au praséodyme ou dysprosium, mais ces composés ne sont pas commercialisés et sont légèrement moins performants [III-4].

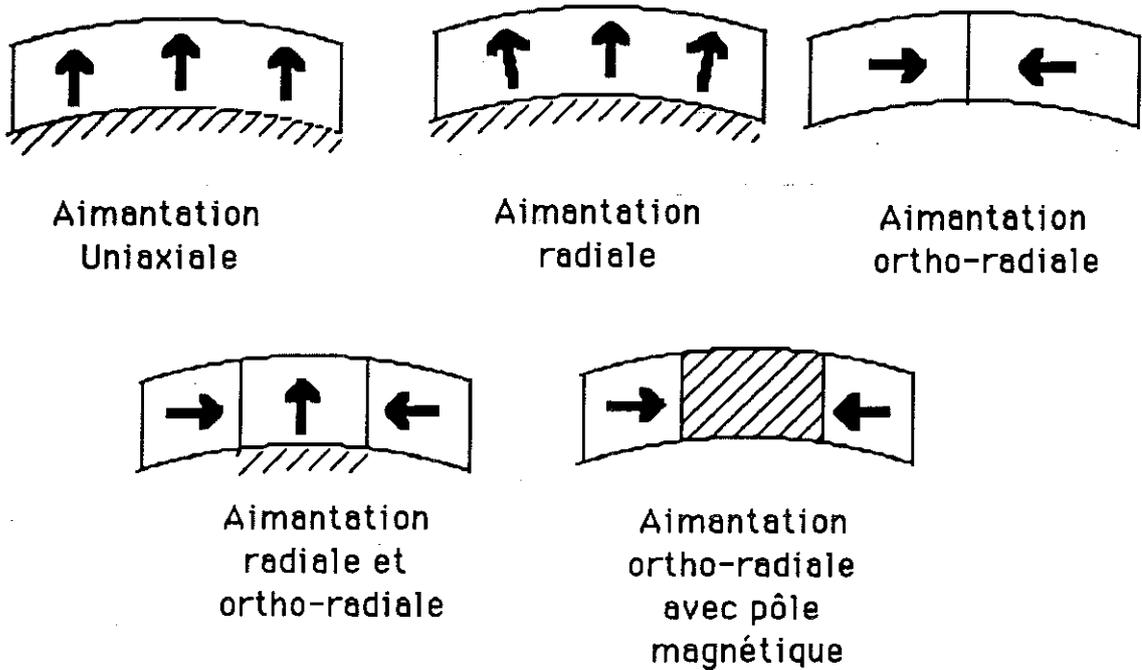
Nous avons donc retenu les Nd.Fe.B. utilisés à la température de  $150 \text{ K}$  pour bénéficier d'une aimantation maximale. Ces aimants sont des REFEMA 35 de UGIMAG. La figure III-1 montre leurs caractéristiques à différentes températures.



**Fig. III-1 :** Caractéristiques magnétiques des Nd.Fe.B. à différentes températures  
(Collaboration avec Louis Néel)

### β) Positionnement des aimants sur une structure cylindrique

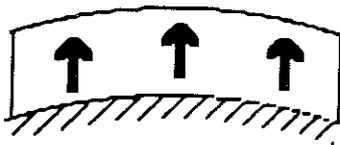
Les aimants peuvent être placés de différentes manières comme le montre la figure III-2 :



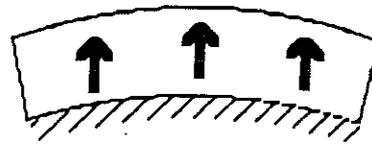
**Fig. III-2 :** Les différentes configurations de l'inducteur

L'aimantation peut être parallèle au rayon (radiale) ou parallèle à l'axe de l'aimant (uniaxiale). Les deux solutions procurent sensiblement la même induction dans l'entrefer d'une machine cylindrique, mais les aimants radiaux sont plus difficiles à fabriquer et possèdent des caractéristiques légèrement inférieures ( $J_r$  diminué de 7 %). Enfin, pour des aimants de type uniaxial, les bords des aimants peuvent être radiaux ou parallèles comme le montre la figure III-3.

La forme à bords parallèles est un peu plus performante.



Aimantation  
uniaxiale à  
bords  
parallèles



Aimantation  
uniaxiale à  
bords radiaux

**Fig. III-3** : Forme d'aimants uniaxiaux

Dans la position orthoradiale, le champ créé dans l'entrefer est moindre. Par contre, l'ajout des pièces polaires permet de concentrer le flux sans être trop pénalisé par le couple réactif. La présence d'un large entrefer limite l'écart entre les valeurs de  $x_d$  et  $x_q$ . Cette concentration permet de diminuer la hauteur d'aimant se trouvant dans l'entrefer. Cette solution est intéressante quand la largeur de l'ouverture électrique est faible devant le rayon (i.e.  $p$  grand), ce qui autorise de fortes concentrations de flux. Cette solution est réalisée avec un circuit magnétique plus important, ce qui accroît le poids du rotor. A basse température, les réseaux cristallins cubiques à faces centrées ne deviennent pas cassants contrairement aux autres structures cristallines. Le Fe-Ni (50-50) répond à ce critère. Il a une induction à saturation de 1,6 T, ce qui limite la concentration du champ magnétique.

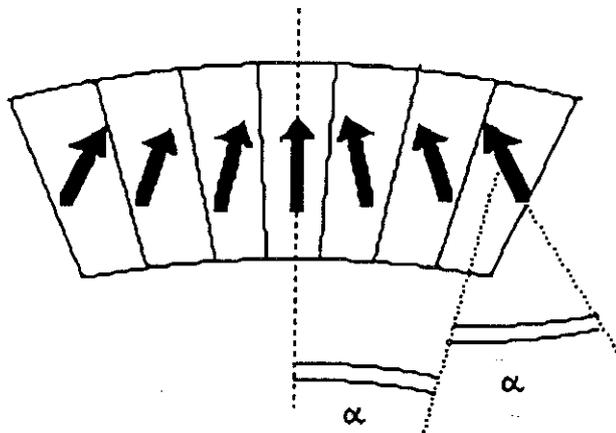
Dans ces conditions, la concentration du flux rotorique entraîne surtout un gain en puissance volumique plutôt qu'en puissance massique. A volume d'aimant constant, la concentration de flux accroît  $x_d$  et le couplage. Un bon couplage induit amortisseur est contraignant dans une machine supraconductrice étudiée pour ne pas transiter lors d'un court-circuit triphasé : un couplage parfait provoquerait un courant infini lors d'un court-circuit brusque.

Une combinaison des deux positions radiale et ortho-radiale permet d'accroître la valeur du fondamental de l'excitation.

Plus généralement, deux optiques d'utilisation des aimants peuvent être définies :

- \* l'obtention du minimum d'harmonique tout en recherchant le maximum du fondamental,
- \* la recherche des mêmes performances, mais en privilégiant le volume minimum d'aimant employé.

Une approche du premier critère est la suivante : tout l'espace disponible est rempli avec des blocs d'aimants à bords radiaux et aimantation uniaxiale. La figure III-4 représente la répartition des blocs sur un pôle. La direction de l'aimantation d'un bloc est inclinée vers le centre d'un angle  $\alpha$  correspondant à la position électrique de ce bloc dans le pôle. Les harmoniques sont ainsi minimaux. Ceci correspond à une généralisation du cas bipolaire [III-5].



**Fig. III-4** : Pôles à 7 blocs d'aimants à aimantation inclinée

Le deuxième critère est couramment utilisé en prenant une ouverture angulaire électrique de  $120^\circ$  pour annuler l'harmonique 3.

Une étude avec ce critère a été réalisée dans le cas d'aimants dans la position axiale et orthoradiale [III-6].

Les aimants à position orthoradiale sont inefficaces pour la partie située contre la culasse magnétique du rotor où ils sont localement complètement court-circuités magnétiquement. La figure III-5 présente deux façons d'éviter ce défaut.

- \* en a, la partie des aimants en court-circuit est supprimée,
- \* en b, la culasse provoquant le court-circuit est supprimée.

Cette dernière solution est un peu plus performante pour le critère considéré.



Fig. III-5 : Disposition des aimants

Un optimum peut être trouvé en combinant ces deux principes : orienter l'aimantation pour obtenir un maximum de fondamental en contrôlant les harmoniques et espacer la culasse des aimants qu'elle court-circuite.

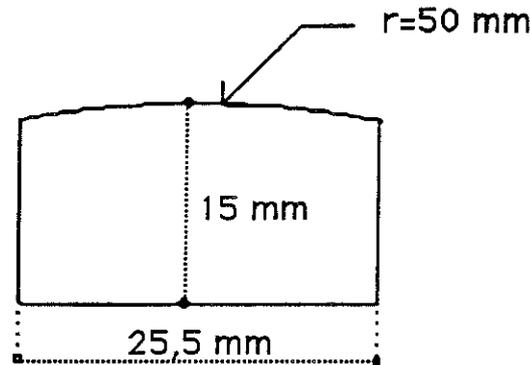
Par rapport à une machine avec des aimants à aimantation radiale sur toute l'ouverture angulaire, les différentes solutions peuvent être classées pour leur performance par rapport au fondamental dans le tableau III-1.

	Référence				
	$\beta = 180$	$\beta = 120$	$\beta = 180$	$\beta = 180$	$\beta = 180$
Performance approximative en % de la référence	100	90	110	120	125

Tableau III-1 : Comparaison des différentes positions d'aimants pour le champ d'excitation sans tenir compte du volume d'aimant

### γ) Structure choisie et mesures effectuées

Bien que cette disposition ne soit pas, la plus performante nous avons retenu la solution à aimants unidirectionnels à bords parallèles présentant une ouverture angulaire de  $120^\circ$  pour sa simplicité, pour sa facilité de montage et de refroidissement . La figure III-6 représente leur forme, facile à usiner.



**Fig. III-6 :** Forme des aimants de la maquette

Ils se placent aisément sur un plan de la culasse magnétique. Cette disposition permet la circulation du fluide de refroidissement entre les aimants et la frette qui les ceinture.

Les aimants sont formés de blocs de 4 cm de long. Il faut 5 aimants le long de la partie active.

Ils ont été aimantés à 300 K sous un champ de 7 T. Le champ magnétique a été mesuré (à 2 %) à 5 millimètres au-dessus du centre de l'aimant du côté de la partie bombée. Les aimants ont aussi été répartis selon leurs performances. En comparant les valeurs trouvées avec une simulation numérique (avec Flux 2D) d'un aimant dans l'air, la valeur de l'aimantation rémanente a été déduite à 5 % près. Ces valeurs se situent autour d'une moyenne de 1,21 T. La valeur typique donnée par le constructeur est de 1,25 T et une valeur minimale de 1,19 T. La figure III-7 montre la distribution des valeurs mesurées. La plus faible valeur correspond à un Nd.Fe.B qui a été aimanté successivement dans les deux directions de facile aimantation.

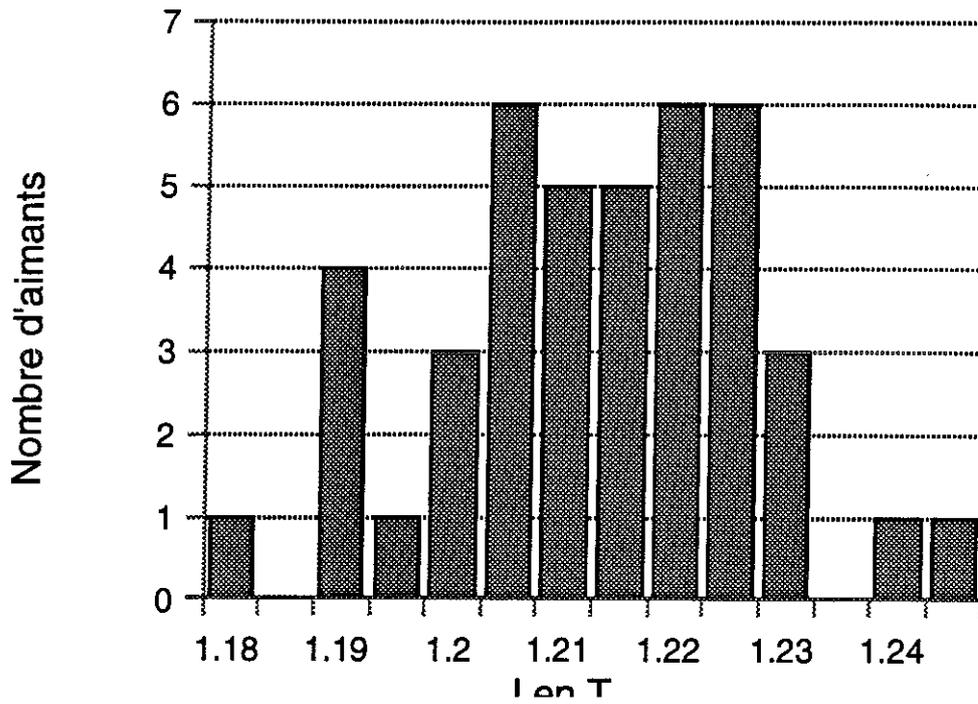


Fig. III-7 : Distribution des aimantations rémanentes pour les 40 aimants testés

Les aimants ont été répartis tout autour du rotor de façon à avoir une excitation la plus équilibrée possible (0,6 %). L'excitation des 8 pôles est montrée sur la figure III-8.

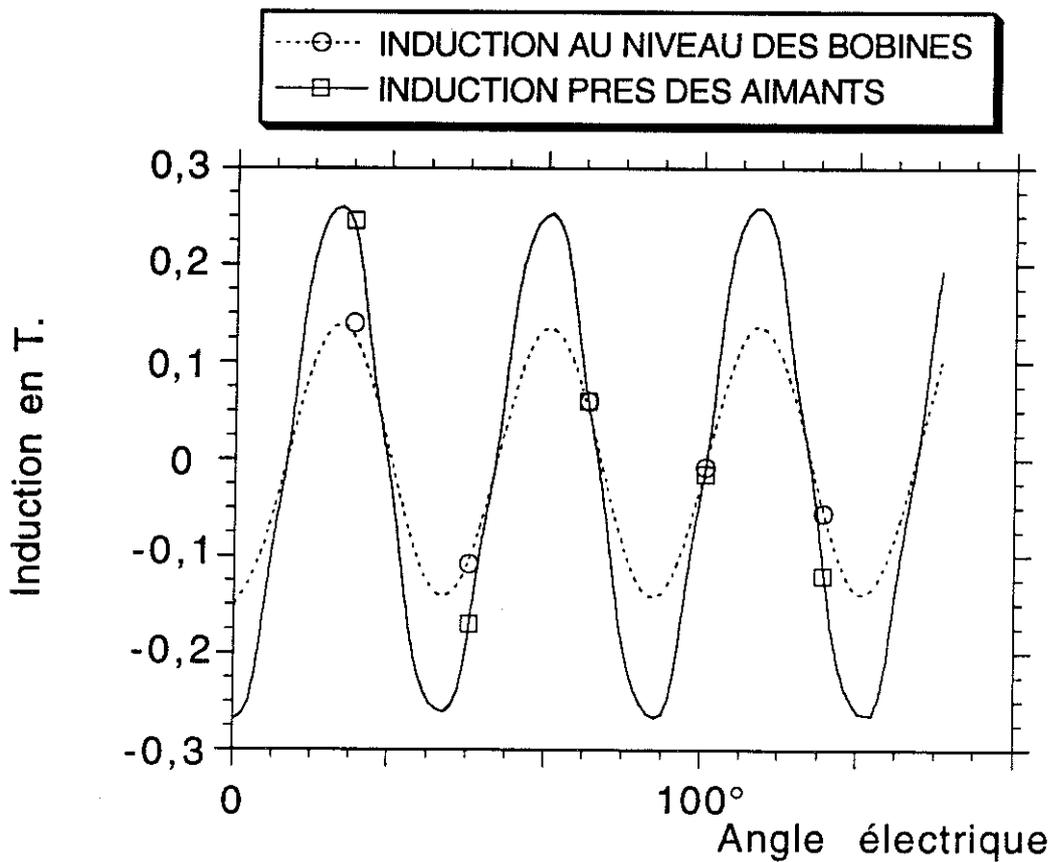


Fig. III-8 : Excitation des 8 pôles au niveau du rayon moyen  $r_0$  de l'induit et près des aimants

L'entrefer étant très large et le nombre de pôles élevé, l'induction est bien sinusoïdale au niveau de l'inducteur. A un millimètre des aimants, l'excitation présente quelques harmoniques comme le montre le tableau III-2.

Amplitude de l'harmonique en %	Harmonique 3	Harmonique 5	Harmonique 7
Harmonique au niveau des bobines	0,5	0,5	0,2
Harmonique près des aimants	0,8	3,8	1,2

**Tableau III-2 : Importance des harmoniques du champ d'excitation**

## 2 - Présentation de l'induit supraconducteur

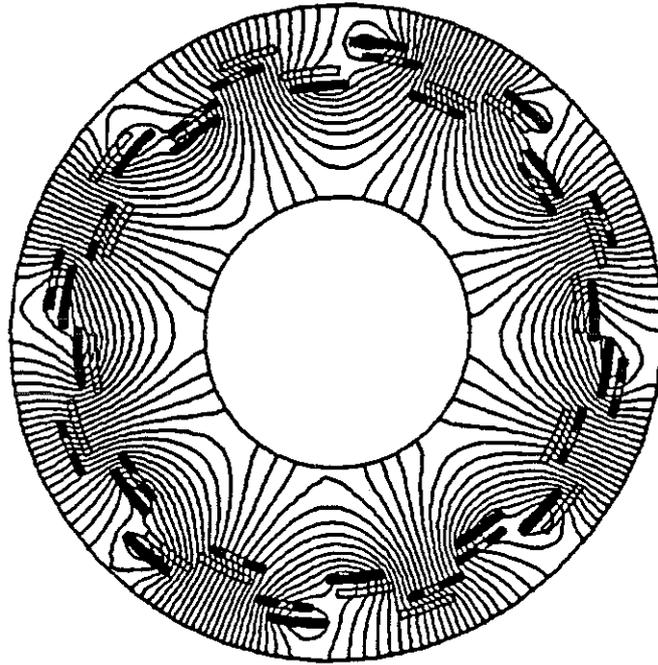
### α) Structure du bobinage

Les bobines sont composées de deux couches de conducteurs pour favoriser les échanges thermiques et limiter l'élévation de température des supraconducteurs.

Les différents pôles, ne pouvant être collés les uns sur les autres, sont placés sur des rayons différents.

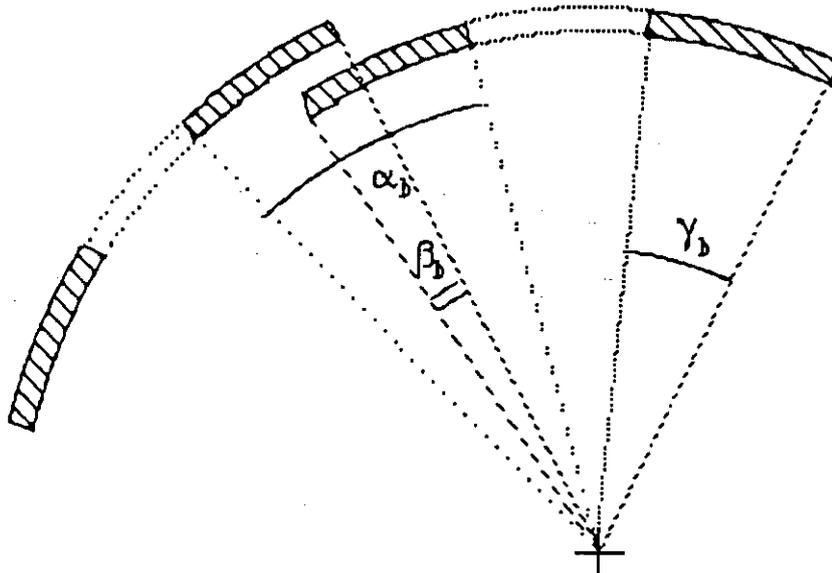
La répartition des conducteurs sur deux cylindres aurait provoqué des enchevêtrements au niveau des têtes de bobines et aurait donc compliqué la réalisation tout en posant des problèmes thermiques.

Du point de vue électrique, le système doit être équilibré. Dans notre cas ( $p = 4$ ), une répartition sur quatre rayons différents permet d'obtenir un système symétrique et équilibré. Un schéma d'ensemble est donné par la figure III-9.



**Fig. III-9 :** Carte des équipotentiels créées par l'induit (alimentation triphasée)

Cette structure présente l'avantage de créer une densité de courant ayant moins d'harmoniques car les deux bobines peuvent se recouvrir. La figure III-10 indique les notations utilisées.



**Fig. III-10 :** Recouvrement des bobines

où  $\alpha_b$  : ouverture angulaire du bobinage

$\beta_b$  : angle de recouvrement de deux bobines

$\gamma_b$  : ouverture angulaire d'une bobine.

Le coefficient  $k_d(n)$  du bobinage pour l'harmonique de rang  $2n+1$  vaut dans cette configuration :

$$k_d(n) = \frac{\sin(2n+1) \frac{\alpha_b}{2} + \sin(2n+1) \frac{\beta_b}{2}}{(2n+1) \frac{\alpha_b + \beta_b}{2}} \quad \text{III-1}$$

L'angle  $\gamma_b$  est déterminé par la section de supraconducteur, le nombre de spires et le nombre de couches. Aussi,

$$2 \gamma_b = \alpha_b + \beta_b \quad \text{III-2}$$

Tout en cherchant une valeur élevée  $k_d$  pour le fondamental, nous avons annulé l'harmonique 5 :

$$\begin{cases} \alpha_b = \gamma_b + \frac{\pi}{5} \\ \beta_b = 2 \gamma_b - \alpha_b \end{cases} \quad \gamma_b \text{ est déterminé par le produit NI.}$$

En angle électrique, les valeurs sont les suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_b = 84^\circ \\ \beta_b = 12^\circ \\ \gamma_b = 48^\circ \\ k_d = 0,92 \end{cases}$$

### B) La réaction d'induit

La disposition choisie présente un léger inconvénient : la réaction d'induit n'a pas la même amplitude pour tous les pôles (9 % d'écart en triphasé calculé par le logiciel flux 2D). Cela entraînera de faibles pertes au niveau des aimants (~ 30 mW).

L'inductance propre du bobinage a été calculée par la formule analytique (voir annexe) en considérant le bobinage rapporté sur le rayon moyen. En utilisant le logiciel flux 2D, les caractéristiques de la géométrie réelle (dans les parties droites) donne une valeur de l'inductance propre du bobinage. Enfin, les inductances propres ont été mesurées dans la configuration réelle. Les valeurs obtenues par ces trois méthodes ont été reportées dans le tableau III-3. Elles sont voisines les unes des autres.

	Calcul analytique	Flux 2D	Mesure
Inductance d'une phase en mH	2,8	2,65	2,85

**Tableau III-3 : Inductances propres du bobinage**

La valeur expérimentale est supérieure à la valeur numérique calculée par FLUX2D à cause des têtes de bobinage qui limitent la validité d'un modèle à 2 dimensions (~ 10 %).

### 3 - Modélisation du bobinage

Le champ maximal supporté par le supraconducteur doit être connu pour déterminer le courant critique.

#### α) Influence de la forme

La modélisation des brins SC pose un premier problème dû à la répartition du courant non uniforme : comment modéliser cette répartition ? De plus, le fil SC utilisé est composé de six brins torsadés autour d'une même centrale. Deux formes ont été choisies pour la modélisation afin d'étudier l'influence de la forme sur le champ magnétique maximal produit :

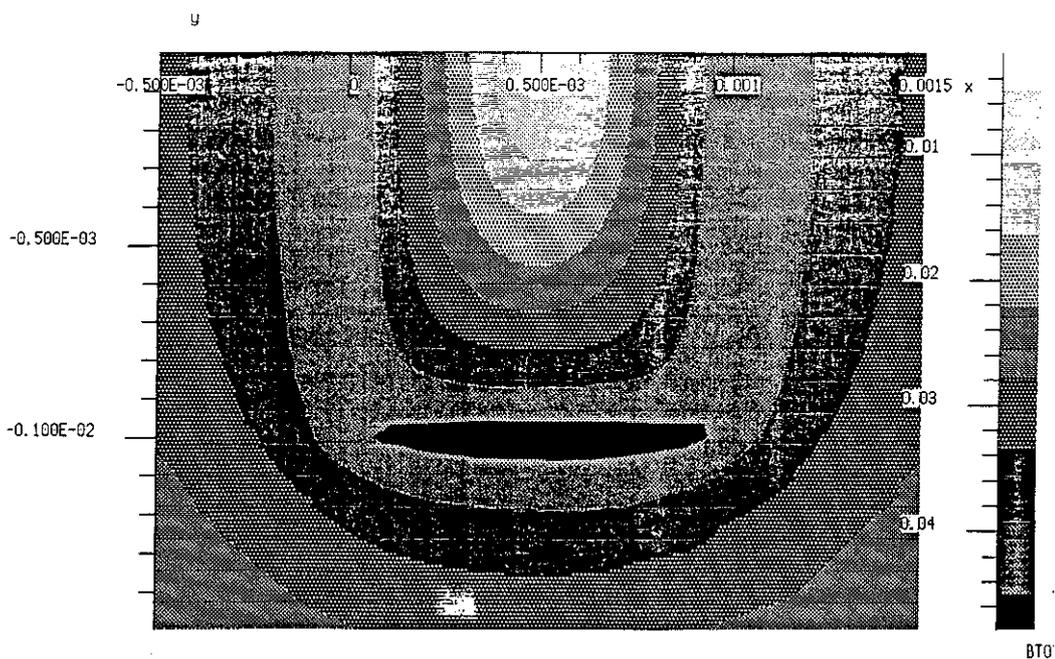
- \* 2 fils ronds infinis juxtaposés (⊗⊗)
- \* 2 fils carrés infinis juxtaposés (⊗□)

Le champ magnétique du premier modèle se calcule facilement analytiquement. Il sert de référence par rapport aux calculs du logiciel d'éléments finis. Les valeurs du champ magnétique maximal obtenu sont comparées dans le tableau III-4 pour un courant de 100 A, un diamètre équivalent aux (6 + 1) (diamètre égal au côté du carré) et un maillage moyen de la géométrie correspondant à celui utilisé par la suite.

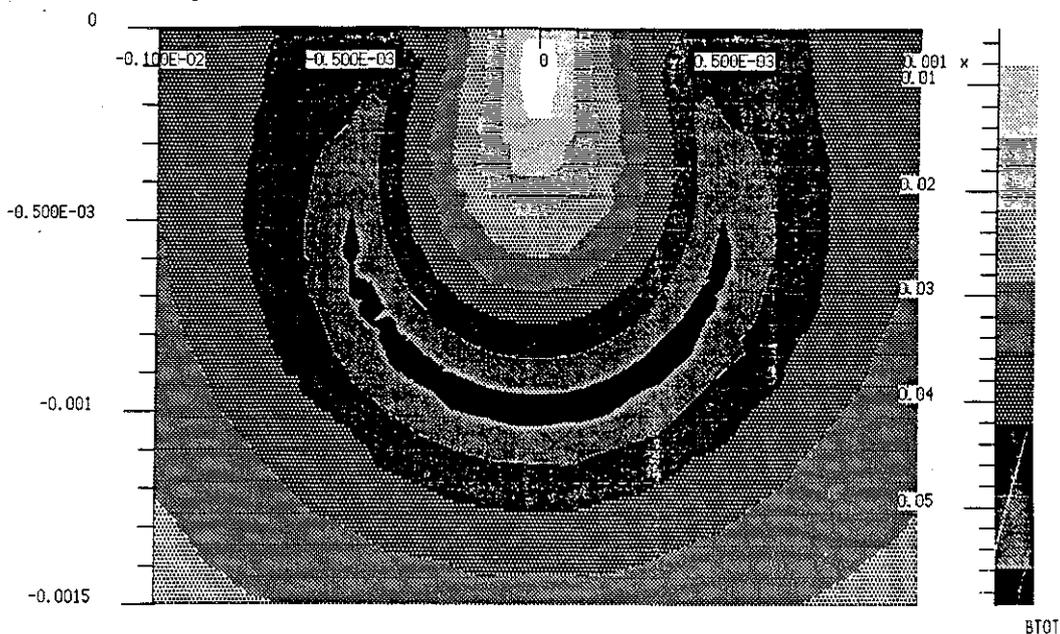
	Calcul analytique ⊗⊗	Calcul flux2D ⊗⊗	Calcul flux2D ⊗□
$B_{max}$ en mT	53	59	48

**Tableau III-4 : Influence de la forme de la modélisation sur le champ maximal de deux fils supraconducteurs**

La figure III-11 montre la répartition du champ dans les deux cas.



a) 2 fils carrés infinis juxtaposés



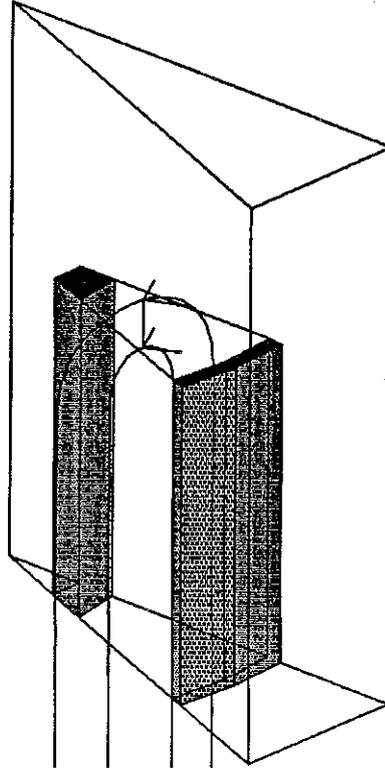
b) 2 fils ronds infinis juxtaposés

Fig. III-11 : Champ magnétique pour les deux modélisations

La modélisation entraîne donc une erreur de l'ordre de 10 % sur le résultat.

### **B) Modélisation en dimension 3**

Le deuxième problème est dû à la géométrie en trois dimensions du bobinage. En effet, les bobines sont galbées sur le rayon de l'induit (figure III-12).



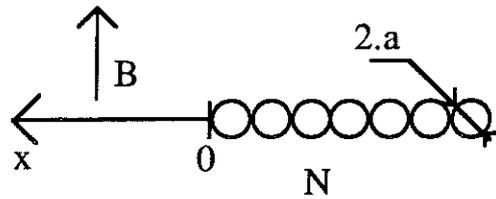
**Fig. III-12 : Géométrie 3D de l'induit**

Un bobinage surfacique a été développé dans le logiciel flux 3D pour résoudre ce problème [III-7-8]. L'épaisseur du bobinage ayant un ordre de grandeur de différence par rapport à sa largeur, le modèle surfacique a été retenu. Ce modèle est à la fois plus simple et plus rapide que le modèle volumique. Par contre, dans un plan où est située une densité de courant, le champ magnétique diverge près de celle-ci. La valeur du champ en cet endroit correspond à celle donnée à la demi-épaisseur réelle dans le plan au courant surfacique, cela à 10 % près.

## **4 - Etude des surchamps dans les parties droites**

### **α) Approche analytique**

Le fil SC est modélisé par une section circulaire de longueur infinie et de rayon  $a = 0,5 \text{ mm}$ . Il est parcouru par un courant de 100 A. La figure III-13 présente la modélisation d'une couche de N conducteurs alignés et juxtaposés avec les notations utilisées.

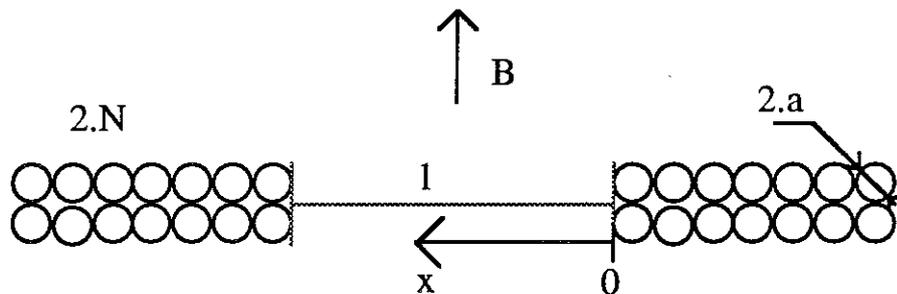


**Fig. III-13 :** Champ créé par une couche de N conducteurs

Le champ maximal s'obtient facilement en  $x=0$  :

$$B_{1c}(x) = \frac{\mu_0 i}{2 \pi} \sum_{n=1}^N \frac{1}{(2n-1).a + x} \quad \text{III-4}$$

Sur ce principe, il est possible de calculer le champ créé dans le plan de symétrie par 2N conducteurs de 2 couches contiguës. La figure 14 présente les notations.



**Fig. III-14 :** Coupe des parties droites des bobines

En notant  $x$  la distance dans le plan de symétrie du point où l'on cherche le champ aux bords des premiers conducteurs, le champ magnétique vaut :

$$B_{2c}(x) = \frac{\mu_0 i}{\pi x} \sum_{n=1}^N \frac{1 + (2n - 1) \frac{a}{x}}{\left[ 1 + (2n-1) \frac{a}{x} \right]^2 + \left( \frac{a}{x} \right)^2} \quad \text{III-5}$$

Le champ est maximal sur les bords au voisinage de  $x = 0$ .

Dans ce cas, il faut rajouter la partie symétrique du bobinage (i. e. la valeur  $x$  est égale à la longueur de l'ouverture de la bobine).

$$\text{D'où } B_{\max} = B_{2c}(0) + B_{2c}(l)$$

### β) Cas d'une seule bobine

Pour les valeurs numériques choisies ( $N = 17$ ,  $I = 100$  A et  $l = 30$  mm), les résultats sont donnés pour les trois approches : calcul analytique, flux 2D (cas de fils infinis) et flux 3D (cas du bobinage réel : 1 seule bobine).

	Analytique	Flux 2D	Flux 3D
$B_c$ en mT au centre des bobinages	60,6	58	63
$B_{max}$ 2D en mT. Champs à 1 m des parties droites	166	163	150

**Tableau III-5 : Champ magnétique pour une bobine**

Le champ du centre est un peu plus important dans le cas 3D car l'ouverture de la bobine diminue de 5 % à cause de la courbure. De plus, la précision du champ maximal, donnée par le logiciel flux 3D, est moins bonne à cause du modèle surfacique utilisé. En effet, le champ diverge sur le contour de la densité de courant surfacique.

Pour étudier cette divergence, nous reprenons le modèle uni-couche de la figure III-13. En définissant la couche surfacique, supposée infiniment longue, par sa densité de courant  $i_s$  et sa largeur  $l_s$ , l'équation III-4 devient :

$$B_{1c}(x) = \frac{\mu_0 i_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\frac{l_s}{2a}} \frac{1}{(2n-1) + \frac{x}{a}} \quad \text{III-6}$$

Pour modéliser une couche d'épaisseur nulle, il faut faire tendre "a" vers zéro. Dans ces conditions, la valeur de la somme tend vers la valeur de l'intégrale.

La formule devient, après intégration :

$$B_{1c}(x) \underset{a=0}{\sim} \frac{\mu_0 i_s}{2\pi} \text{Log} \frac{l_s + x - a}{x + a} \quad \text{III-7}$$

La divergence, pour  $x = 0$ , est bien visible quand a tend vers zéro.

Si l'on reprend la formule III-4, la valeur du champ maximal (i.e.  $x = 0$ ) vérifie les inéquations suivantes :

$$\frac{\mu_0 i_s}{2\pi} \operatorname{Log} \frac{\ell_s - a}{a} < B_{1c}(0) < \frac{\mu_0 i_s}{\pi} \left[ 1 + \frac{1}{2} \operatorname{Log} \frac{\ell_s - a}{a} \right]$$

Si la géométrie est modélisable par des densités de courant surfaciques (c'est-à-dire si  $\ell \gg a$ ), le champ magnétique vaut :

$$B_{1c}(0) \sim \frac{\mu_0 i_s}{2\pi} \operatorname{Log} \frac{\ell_s}{a} \quad \text{III-8}$$

La valeur du champ maximal est donc calculable en utilisant le modèle surfacique en prenant comme valeur du champ magnétique celle située à la demi-épaisseur du bobinage réel.

Dans notre cas ( $a = 1 \text{ mm}$ ,  $\ell_s = 15 \text{ mm}$ ), cela correspond à une surestimation du champ magnétique de 10 % environ. Toutes les valeurs calculées avec le logiciel d'éléments finis en trois dimensions, sont prises à 1 mm du bobinage, ce qui correspond bien à la demi-épaisseur des bobines.

### $\gamma$ ) Contribution des autres bobines d'une même phase

Le champ à l'intérieur d'une bobine est la somme des contributions apportées par l'ensemble du bobinage. Ceci influe à la fois sur le champ au centre d'une bobine et sur la valeur du champ maximal.

En ne considérant que trois bobines juxtaposées dans un même plan, le surchamp s'écrit en fonction de  $B_{2c}(x)$ . Dans notre cas, le surchamp vaut :

$$S_{3B/1\varphi} = \frac{194}{80} = 2,4$$

La contribution des autres bobines d'une même phase diminue la valeur du surchamp (de 2,7 à 2,4).

### δ) Contribution des autres phases

Pour évaluer le surchamp dans ces conditions, nous proposons les hypothèses suivantes :

- toutes les bobines sont placées dans un même plan,
- nous ne considérons que les deux bobines les plus proches pour chaque phase,
- le courant est maximal dans la phase centrale où le surchamp est à calculer. Le courant est moitié moins important dans les deux autres phases (triphase équilibré).

La figure III-15 présente les différentes positions des bobines. ( Par souci de clarté dans le dessin, les trois phases ont été placées sur des plans différents au lieu d'être superposées.)

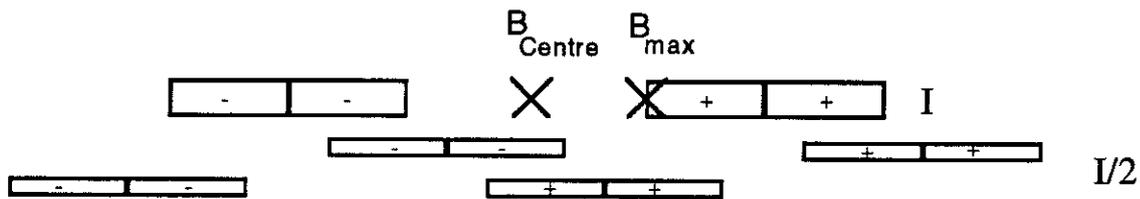


Fig. III-15 : Modèle pour l'évaluation du surchamp avec deux bobines par phase

Le surchamp peut s'écrire en fonction de  $B_{2c}(x)$  et il vaut :

$$S_{2B/3\phi} = \frac{254}{191} = 1,3$$

Le passage en triphasé équilibré diminue beaucoup le surchamp.

### ε) Autres influences

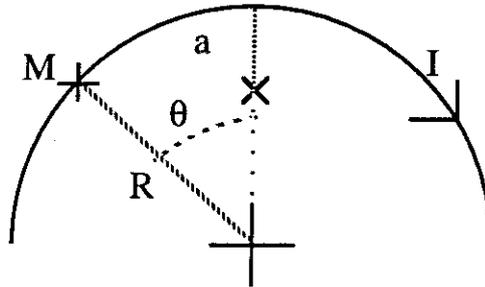
La courbure diminue un peu le surchamp. En effet, pour une bobine donnée, la bobine diamétrale est à égale distance des lieux du champ au centre et du surchamp.

Le surchamp pour une phase, est évalué à 2,4 par le calcul ; le logiciel numérique, qui prend en compte la courbure et les têtes de bobines, donne une valeur de 1,9 (voir tableau III-5).

## 5 - Etude des surchamps dans les têtes de bobines

### α) Approche analytique dans le cas d'une bobine sans culasse magnétique

Dans une première approche, nous calculons le champ créé par une spire dans son plan en utilisant les notations de la figure III-16.



**Fig. III-16** : Notations utilisées pour calculer le champ magnétique créé par une spire dans son plan

Le champ élémentaire en M vaut :

$$dB = \frac{\mu_0 i}{4 \pi} R \frac{[R(1 - \cos \theta) + a \cos \theta]}{[a^2 + 2(R-a)R(1 - \cos \theta)]^{3/2}} d\theta \quad \text{III-9}$$

L'expression se simplifie dans les conditions suivantes :

$$a \ll R \text{ et } \theta \gg \frac{a}{R} \quad dB = \frac{\mu_0 i}{16 \pi R} \frac{d\theta}{\left| \sin \frac{\theta}{2} \right|} \quad \text{III-10}$$

Le champ créé par une demi-spire peut être calculé par l'intégrale de la formule III-9 ou à l'aide de l'approximation suivante à quelques pour cents près.

$$B_{\frac{1}{2}s}} = \frac{\mu_0 i}{2 \pi a} + \frac{\mu_0 i}{4 \pi R} \text{Log} \frac{\text{tg} \frac{\pi}{8}}{\text{tg} \frac{a}{4R}} \quad \text{III-11}$$

Le premier terme correspond à celui d'un fil infini et le deuxième représente la contribution de la courbure ou encore le résultat de l'intégrale de la formule **III-6** entre l'angle  $\frac{a}{R}$  et  $\frac{\pi}{2}$ .

Pour les valeurs numériques considérées, le premier terme vaut 40 mT et le second 2,6 mT.

Pour obtenir le champ total, créé par une tête de bobine, le résultat d'une demi-spire doit être multiplié par la contribution de tous les conducteurs :

$$2. \sum_{n=1}^N \frac{2 N-1}{1 + (2n - 1)^2}$$

Les parties droites du bobinage influent aussi sur le champ maximal au niveau des têtes de bobine. Leur contribution est évaluée à :

$$B_{\text{parties droites}} = \left[ \sin \arctg \left( \frac{L + 2R}{R} \right) - \sin \frac{\pi}{4} \right] \times B_{2c} \left( \frac{\varrho}{2} \right) \quad \text{III-12}$$

où  $L$  est la longueur de la partie droite  
 $B_{2c}(x)$  est la formule **III-5**.

La valeur du champ magnétique maximal, pour l'ensemble des demi-spires dans notre configuration est de 159 mT. Les parties droites accroissent le champ de 18 mT. La contribution de l'autre tête de bobine est très faible. Les résultats de cette méthode et de celle par éléments finis sont comparés dans le tableau III-7.

	Calcul numérique	Calcul analytique
$B_{\text{max}}$ (mT)	177	180

**Tableau III-7** : Champ maximal sur une tête de bobine

L'influence du galbage du bobinage est bien négligeable devant la courbure des têtes de bobines. Pour une seule bobine, la modélisation peut être considérée comme plan.

Le passage à plusieurs bobines et différentes phases n'est pas aisé à réaliser de manière analytique.

**β) Calcul par éléments finis des surchamps au niveau des têtes de bobines**

Les résultats obtenus pour différentes configurations sont rassemblés dans le tableau III-8.

	B centre en mT	S <sub>2D</sub>	S <sub>3D</sub>
1 bobine sans fer	63	2,4	2,9
1 phase sans fer	85	1,9	2,4
3 phases sans fer sur un même rayon	158	1,3	1,5
3 phases avec fer sur un même rayon	201	1,3	1,35
3 phases avec fer sur 4 rayons	200	1,2	1,4

**Tableau III-8 : Surchamps pour différentes configurations**

Nous n'avons nulle part tenu compte du champ créé par les aimants de 150 mT.

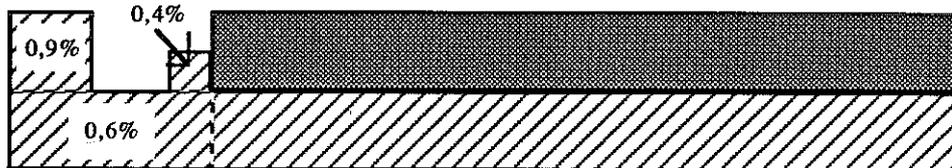
**γ) Influence de la longueur des culasses magnétiques**

La longueur de la culasse a été choisie après la modélisation par éléments finis. Plus les culasses ont une longueur élevée, plus le flux produit par les bobines, mais aussi les surchamps au niveau des têtes de bobine sont importantes. En pratique, les valeurs obtenues par le logiciel d'éléments finis varient peu (~ 3 %).

La longueur de la culasse statorique a été fixée à 210 mm. La longueur de la culasse rotorique ne doit pas être plus longue que les aimants afin de ne pas les court-circuiter. Mais, pour des raisons de tenue mécanique, la culasse a été rallongée pour permettre une bonne fixation au rotor.

## 6 - Champs de fuite au bord de la culasse rotorique

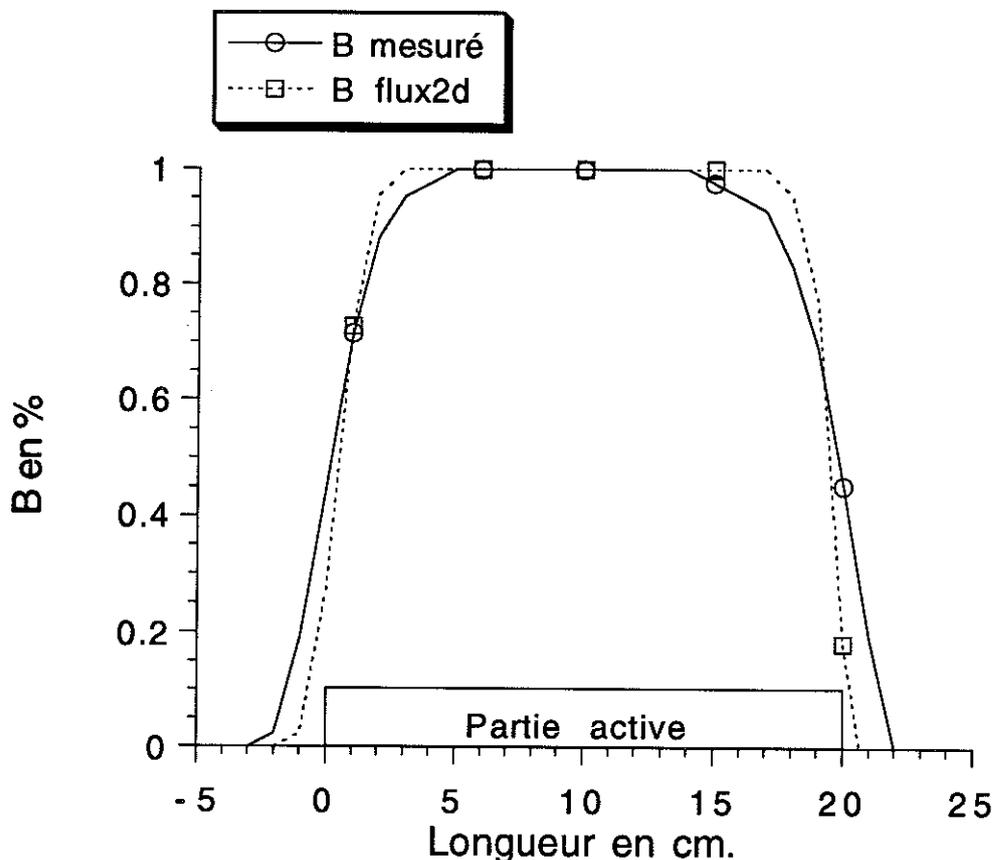
La forme de la culasse rotorique a été étudiée avec le logiciel d'éléments finis afin de minimiser le flux de fuite. La culasse doit tenir les aimants et être facilement liée au rotor. Elle a la forme de la figure III-17. L'extrémité gauche servant à la fixation est représentée avec la diminution du flux qu'elle procure



**Fig. III-17 :** Contribution des différentes parties de fixation sur la diminution du flux total

Les parties de fixation diminuent faiblement le flux total ( $\sim 1,9\%$ ).

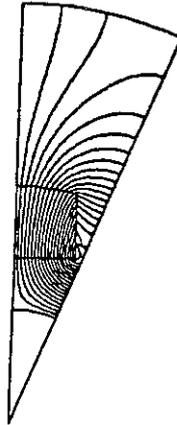
La modélisation pour cette étude est réalisée en considérant que la coupe axiale de la culasse a une épaisseur infinie. La figure III-18 montre que le champ obtenu au niveau de l'induit est sensiblement le même que celui mesuré.



**Fig. III-18 :** Comparaison de l'excitation au niveau des bobines entre le modèle 2D et les mesures effectuées

Le modèle théorique utilisé est bien conforme à la réalité. La valeur théorique de l'induction au niveau du rayon moyen de l'induit vaut 0,15 T. Cette valeur est faible à cause de l'importance de l'entrefer. Ce champ a été calculé grâce à l'expression analytique fournie en annexe.

Les équipotentiels sont présentées sur la figure III-19.



**Fig. III-19 :** Equipotentiels créées par le rotor

# **IV - ETUDE THERMIQUE**



## 1 - Présentation du cryostat

La présence de champs magnétiques variables implique la construction d'un cryostat avec un matériau non conducteur afin d'éviter les pertes par courants de Foucault. Le cryostat a donc été réalisé en fibre de verre excepté l'enceinte extérieure située hors du champ magnétique.

L'enceinte hélium est tenue par le tube support de couple thermalisé en un point comme le montre la figure IV-1.

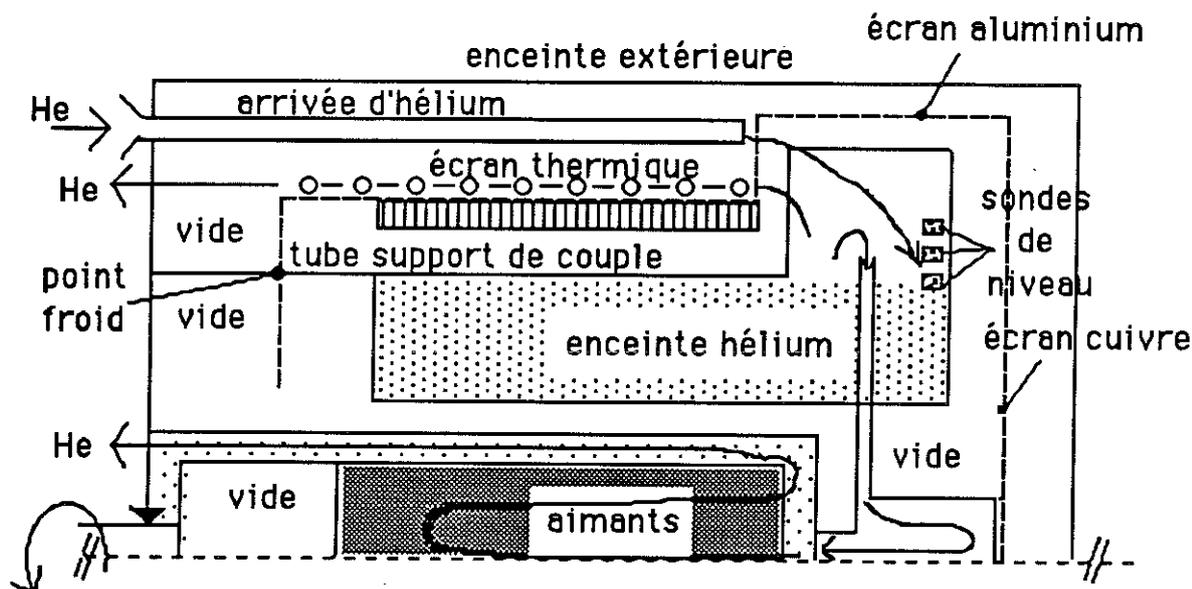


Fig. IV-1 : Le cryostat de la maquette

A l'autre extrémité, des tirants en fibre de verre maintiennent l'enceinte par rapport à l'écran thermique.

L'écran thermique protège l'enceinte hélium des apports de chaleur par rayonnement, il l'englobe entièrement. Il est tenu au niveau du point froid par le tube support de couple. De l'autre côté, des tirants en fibre de verre fixent l'écran par rapport à l'enceinte extérieure.

Pour diminuer l'entrefer de la machine, la culasse statorique a été placée sur l'écran thermique. Cette solution qui refroidit la culasse magnétique, apporte un léger accroissement des pertes pour un moteur de forte puissance fonctionnant avec un réfrigérateur. (Les pertes fer statoriques s'effectuant à froid, il faut tenir compte du facteur de mérite pour les ramener à 300 K.) Dans notre cas, l'hélium étant récupéré chaud, nous utilisons l'enthalpie disponible sans créer des pertes supplémentaires.

L'écran thermique peut être composé de fibres de carbone favorisant la conduction thermique avec l'échangeur. Un compromis avec la bonne conductivité électrique de ces fibres devrait être trouvé. (Un composite fibre de carbone-époxyde peut avoir une résistivité électrique seulement un ordre de grandeur supérieur à celle du cuivre.)

L'écran thermique est refroidi principalement par une sortie d'hélium gazeux au travers d'un serpentin de cupronickel. Les vapeurs arrivent dans cet échangeur à une température de 10 K pour en ressortir vers 50 K. Dans ces conditions, les 6 m de tube provoquent une chute de pression de 100 mbar pour un débit de 5 m<sup>3</sup>/h d'hélium chaud.

L'écran thermique opposé à l'arbre est en dehors des champs magnétiques variables ; aussi il est réalisé par une plaque de cuivre thermalisée par les vapeurs d'hélium allant vers le rotor. Cette plaque est démontable pour rendre accessible les bobines supraconductrices. Une bonne conduction thermique, entre cette plaque et l'écran où se trouvent les tôles magnétiques, est réalisée par des rubans en aluminium pour limiter les courants de Foucault créés par les champs de fuite.

L'ensemble étant démontable, différents joints d'étanchéité ont été utilisés suivant les matériaux et la température :

- Le couvercle de l'enceinte hélium en fibre de verre est rendu étanche par deux joints silicones.
- L'extrémité de l'enceinte à vide entourant le rotor est en acier inoxydable. Ce cylindre est refroidi par les vapeurs d'hélium de la sortie rotorique. Le joint utilisé est un joint en indium.
- L'enceinte extérieure, à température ambiante, est métallique ; des joints toriques réalisent cette étanchéité.

## **2 - Situation du point froid**

L'enceinte hélium d'un cryostat doit être tenue mécaniquement par des supports conduisant mal la chaleur. Dans le cas d'un moteur, la tenue mécanique doit permettre la transmission du couple de la machine. Afin de minimiser les pertes du cryostat, les supports doivent être thermalisés.

Une sortie de vapeur d'hélium offre une très bonne thermalisation continue. Toutefois, dans la plupart des cas, l'utilisation d'un point froid est suffisante pour bien diminuer ces pertes. Il faut maintenant localiser ce point froid. La figure IV-2 présente une modélisation du problème.

- Le support de longueur  $L_f$  relie l'extérieur (300 K) à l'enceinte hélium (4,2 K).
- Le point froid (température  $T_f$ ) se situe à la distance  $x_f L$  de l'enceinte hélium.
- L'enceinte hélium reçoit une puissance de  $W$  (Watts) du point froid.
- Le point froid fournit une puissance de  $Q$  (Watts) à la source de thermalisation (température  $T_0$ ), une résistance  $R_f$  caractérise ce transfert.

Pour la même équation, une autre interprétation peut être faite :

La source froide est réalisée par un apport d'hélium. Pour un débit donné, l'enthalpie disponible entre 4,2 K et la température  $T_f$  fournit la puissance  $Q$  qui est échangée. Cette interprétation est valable quand la résistance thermique, entre la source froide et le point froid, est faible et quand l'hélium échange complètement son enthalpie.

Nous supposons que les échanges par rayonnement sont négligeables : i.e. le modèle est pris adiabatique latéralement.

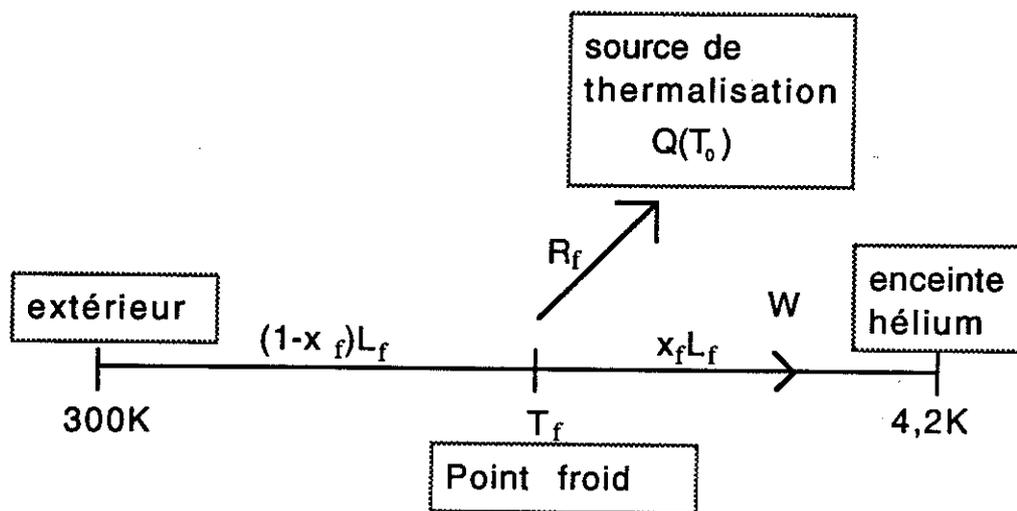


Fig. IV-2 : Modèle du point froid

Les inconnues sont :  $x_f$ ,  $T_f$ ,  $Q$  et  $W$

Les équations sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} W = \frac{S_f}{x_f \cdot L_f} \int_{4,2}^{T_f} k(T) dT \\ W + Q = \frac{S_f}{(1-x_f) L_f} \int_{4,2}^{300} k(T) dT \\ T = R_f \cdot Q + T_0 \\ \frac{dW}{dx_f} = 0 \quad (\text{minimum de pertes de l'enceinte hélium}) \end{array} \right. \quad \boxed{\text{IV-1}}$$

soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} W = \frac{S_f}{L_f} \left[ k(T_f - T_0) + \int_{4,2}^{T_f} k(T) dT \right] \\ Q = \frac{T_f - T_0}{R_f} \\ x = \frac{\int_{4,2}^{T_f} k(T) dT}{k(T_f) (T_f - T_0) + \int_{4,2}^{T_f} k(T) dT} \\ W + (1 - x_f) Q = \frac{S_f}{L_f} \int_{4,2}^{300} k(T) dT \end{array} \right. \quad \boxed{\text{IV-2}}$$

En remplaçant les 3 premières équations dans la dernière, une équation en T est obtenue :

$$k(T_f) (T_f - T_0) + \int_{4,2}^{T_f} k(T) dT + \frac{L_f}{S_f \cdot R_f} \frac{k(T_f) (T_f - T_0)^2}{T_f} = \int_{4,2}^{300} k(T) dT \quad \boxed{\text{IV-3}}$$

( $k(T) = 37 \cdot 10^{-5} T^{0,55} \text{ W.cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ , pour de la fibre de verre).

La connexion entre le point froid et la source froide est réalisée par 3 tresses en cuivre de section  $0,2 \text{ cm}^2$  et de longueur 10 cm. Celles-ci sont vissées sur la sortie d'hélium servant à refroidir l'écran thermique et les tôles. En prenant une conductivité

thermique de  $10 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$  pour les tresses de cuivre et une conductivité de  $0,1 \text{ W/K}$  pour chaque contact vissé, la résistance thermique obtenue est de  $5 \text{ K/W}$ .

Dans notre cas, la résistance thermique est assez importante. De plus, l'hélium n'échange pas toute son enthalpie car les tresses de cuivre sont soudées en un point sur le serpentin de l'échangeur. Aussi pour la 3<sup>e</sup> équation de la formule  $\boxed{\text{IV-1}}$ , nous gardons  $R_f = 5 \text{ K/W}$  et nous prenons  $T_0 = 30 \text{ K}$  (température moyenne de l'échangeur).

Les autres données sont :

$$L_f = 12 \text{ cm}$$

$$S_f = 18 \text{ cm}^2$$

Pour ces valeurs, la valeur de T obtenue est :

$$T_f = 56 \text{ K}$$

Ensuite, les autres valeurs sont :

$$\begin{cases} Q = 5,2 \text{ W} \\ x_f = 0,58 \\ W = 310 \text{ mW} \end{cases}$$

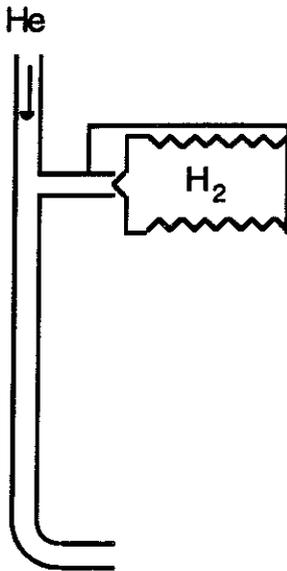
Initialement, le refroidissement était prévu par conduction au travers d'une nappe de fils de cuivre. Pour le calcul de  $x_f$ ,  $T_0$  avait été pris à  $80 \text{ K}$ . Lors du changement du principe de refroidissement, " $x_f$ " n'a pas été modifié. Cela rajoute  $16 \%$  sur les pertes par conduction du point froid à  $4,2 \text{ K}$ .

Les températures mesurées en régime permanent sont de  $50 \text{ K}$  pour  $T_f$  et moins de  $30 \text{ K}$  pour  $T_0$ . (La sonde de température est une résistance platine qui n'est plus utilisable en dessous de  $30 \text{ K}$ .)

### 3 - Thermo-valve

Pour refroidir un cryostat, le fluide réfrigérant (ici l'hélium) doit arriver par le bas. Au début les vapeurs refroidissent ainsi l'ensemble du vase avant de ressortir par le haut. Par contre, quand le niveau normal est atteint, le siphonnage par le bas apporterait des turbulences importantes, proportionnelles au débit, qui accroissent la pression, il est alors préférable d'injecter l'hélium au niveau du liquide. Une valve automatique est utilisée pour réaliser cette fonction, elle s'ouvre et se ferme en fonction de la température.

Le montage est schématisé sur la figure IV-3.



**Fig. IV-3 :** Montage de la thermo-valve

La valve est composée d'un soufflet dans lequel se trouve de l'hydrogène (sous 22 bars à 300 K) exerçant une pression qui plaque un pointeau sur son siège. L'hydrogène, en se liquéfiant, permet l'ouverture de la valve. Lors de l'ébullition de l'hydrogène (21 K), elle se referme automatiquement : la pression repousse le pointeau sur son siège.

Le système pointeau-siège ne garantit pas de réaliser une étanchéité parfaite, mais il fournit une perte de charge suffisante dans notre cas. Les fuites sont de l'ordre de 1 litre d'hélium par heure pour 1 bar de surpression à chaud. La même fuite est obtenue à 25 K pour une surpression de 0,1 bar. Nous ne devrions pas dépasser 50 mbar de surpression.

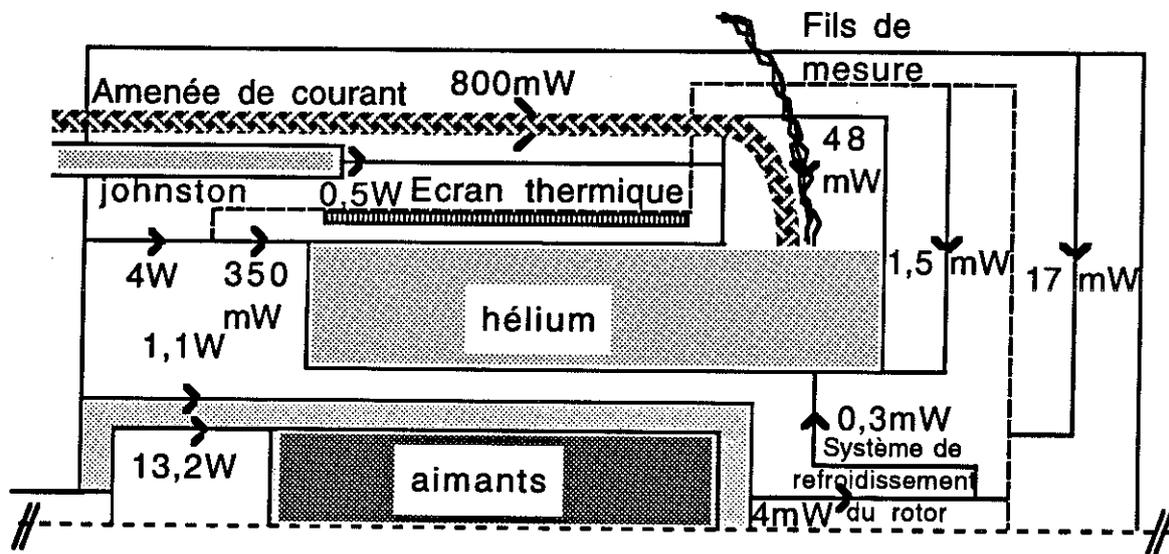
Théoriquement, la valve s'ouvre vers 20 K ; la liquéfaction de l'hydrogène commence à 21 K. En pratique, la valeur expérimentale d'ouverture de la valve (peu précise) est de 18 K. La reproductibilité est bonne, ce qui nous donne une valve fiable.

Cette valve permet de diminuer très sensiblement les pertes lors du siphonnage. Nous évaluons les pertes par turbulence à 0,5 W alors que dans le stator précédemment construit pour la machine toute supraconductrice, celles-ci étaient de l'ordre de 2 W lors du siphonnage. L'utilisation du même siphon a facilité cette comparaison. Une mesure directe par des sondes de température ne permet cependant pas de conclure sur la bonne ouverture de la valve.

#### 4 - Bilan des pertes de la maquette

Les pertes de l'enceinte hélium dues à la conduction dans la fibre de verre proviennent essentiellement du tube support de couple.

Les autres pertes par conduction sont dues aux amenées de courant refroidies par des vapeurs d'hélium et aux fils de mesure non refroidis. Lors du siphonnage, le raccord Johnston apporte environ 0,5 W de perte par conduction. Toutes ces valeurs sont rassemblées dans la figure IV-4.

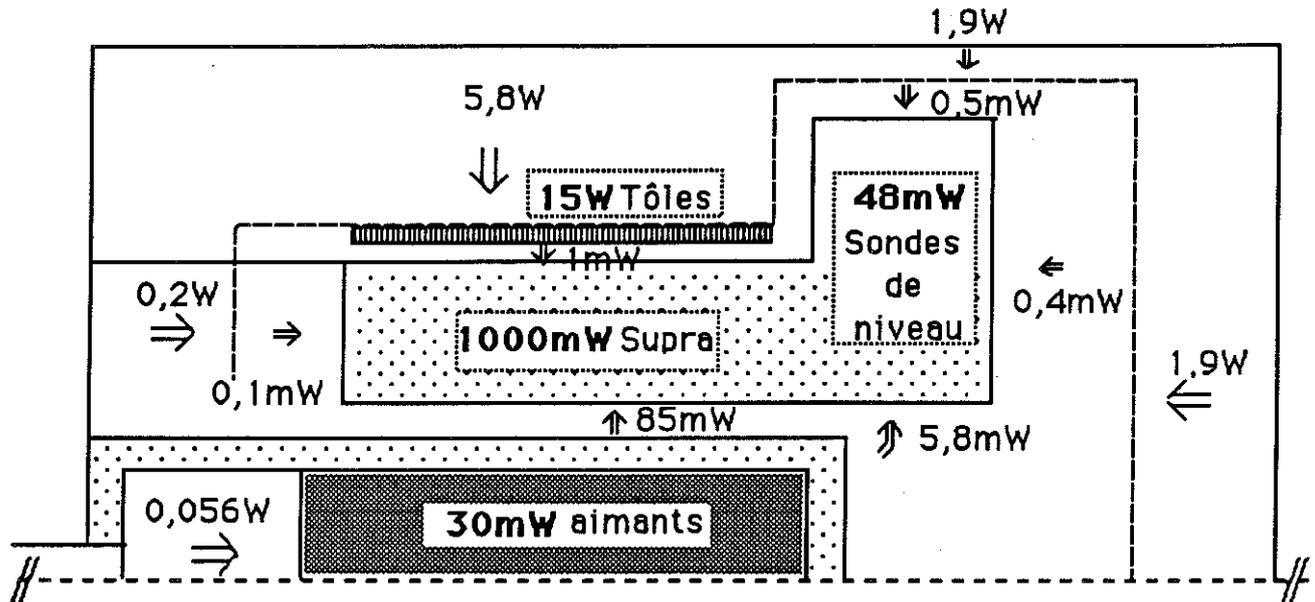


**Fig. IV-4 :** Pertes par conduction de la maquette

La contribution la plus importante est constituée par les amenées de courant.

Pour limiter les pertes par rayonnement, trois couches de super-isolant ont été placées dans les espaces vides autour de l'écran thermique et autour de l'enceinte hélium. Ceci permet d'obtenir des émissivités de 0,06 et 0,12 respectivement à 100 K et 300 K [IV-1].

Les pertes par rayonnements thermique et les pertes électromagnétiques ( en gras ) sont reportées sur la figure IV-5.



**Fig. IV-5 :** Pertes par rayonnements de la maquette

La contribution des pertes par rayonnement thermique est faible devant celle des pertes par conduction. La plus grande part de ces pertes vient de l'échange entre l'enceinte hélium et le rotor qui n'est qu'à 150 K.

Enfin, les champs magnétiques variables provoquent des pertes à l'intérieur de la machine, dans les supraconducteurs, les tôles statoriques et les aimants. Ces derniers subissent le léger déséquilibre du champ magnétique entre les différents pôles répartis sur les différents rayons.

Le tableau IV-1 récapitule les pertes de l'enceinte hélium.

En mW	valeur totale	Localisation	Valeur
Pertes par conduction	~ 1250	Amenées de courant	800
		Point froid	400
		Fils de mesure	50
		Autres pertes	20
Pertes par rayonnement	~ 100	Rotoriques	100
		Autres pertes	2
Autres pertes	~ 1500	Supra (champ variable)	1000
		Sonde de niveau (effet joule)	50
		Johnston (lors du siphonnage uniquement)	500

**Tableau IV-1 : Pertes de l'enceinte hélium en mW**

Les pertes des amenées de courant pourraient être réduites d'un facteur 10 en utilisant des SC hautes températures critiques, au lieu de fils de cuivre, pour la partie se trouvant à moins de 77 K . Les pertes du point froid pourraient, elles aussi, être diminuées en utilisant la technologie des tirants en fibre de verre. Les pertes du raccord Johnston ne sont pas proportionnelles à la puissance thermique consommée. Seules les pertes du supraconducteur restent prépondérantes et proportionnelles à la puissance électrique de la machine.

## 5 - Essais cryogéniques

Des essais ont été effectués pour mesurer les pertes de la machine dans deux configurations différentes :

- Le stator seul sans amenée de courant.
- Dans la configuration définitive.

Les principales pertes pour les 2 configurations sont rassemblées dans le tableau IV-2.

En mW	Stator seul	Machine complète
Amenée de courant	0	800
Conduction par point froid	500 (à 70 K)	400 (50 K)
Fils de mesure et sonde de niveau	100	100
Rayonnement stator / rotor	500	100
Ecran sous le point froid	100	1
Total des pertes théoriques	1200	1400

**Tableau IV-2 : Pertes de la maquette**

La différence de valeurs entre les 2 configurations pour le rayonnement du rotor sur le stator est due à l'absence de super isolant dans le vide d'isolement, dans le premier cas. De même, l'écran thermique sous le point froid n'avait pas encore été monté.

Les mesures des pertes effectuées sont de 1,5 W dans les deux essais en l'absence de siphonnage.

Deux siphons ont été testés sur la maquette. Ils sont similaires, excepté la longueur des tuyaux flexibles qui est de 0,5 m pour le siphon n° 1 et de 1,2 m pour le n° 2. Ces siphons flexibles sont pratiques à manipuler mais provoquent des pertes beaucoup plus importantes que des tubes lisses. Les pertes sont de 3 W/m pour le flexible utilisé, soit 10 fois plus que pour un tube lisse.

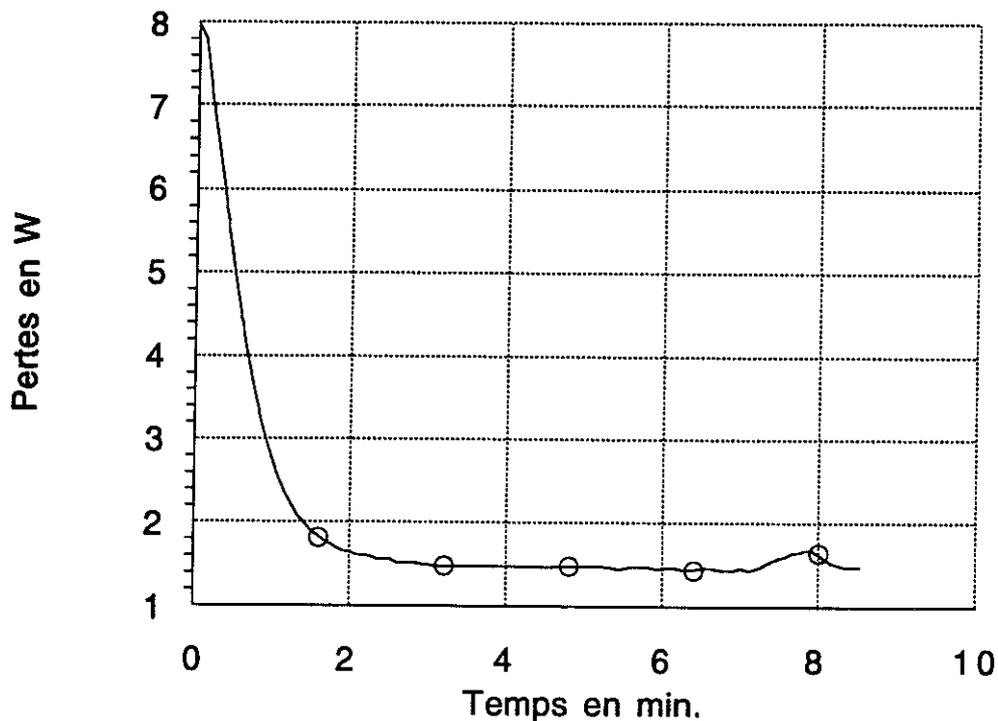
Le tableau IV-3 présente les valeurs des pertes théoriques pour ces 2 siphons.

	Siphon n° 1	Siphon n° 2
Raccord Johnston	0,5	0,5
Tubes droits	0,6	0,6
Flexibles	1,5 W	3,6 W
Détente due au siphonnage à 400 g	+ 25 %	+ 25 %
Pertes totales théoriques	3,2 W	5,9 W
Pertes totales mesurées	3,5 W	6,5 W

**Tableau IV-3 : Pertes des lignes de transfert d'hélium**

La différence entre les valeurs mesurées et calculées donne l'ordre de grandeur maximal des pertes par turbulence dans la machine ( $\sim 0,5$  W).

La figure IV-6 représente le débit total d'hélium en sortie, en fonction du temps. Ce débit correspond aux pertes. Le début de la courbe marque l'arrêt du siphonnage à un niveau d'hélium fixé. La légère remontée correspond aux pertes occasionnées par la rotation du rotor à la vitesse nominale. L'apparition de champ magnétique variable provoque des pertes dans les supraconducteurs (et dans les rares pièces en acier inoxydable (goujons) de l'enceinte hélium). Les pertes créées dans les tôles par la rotation n'influence pas directement le débit d'hélium.

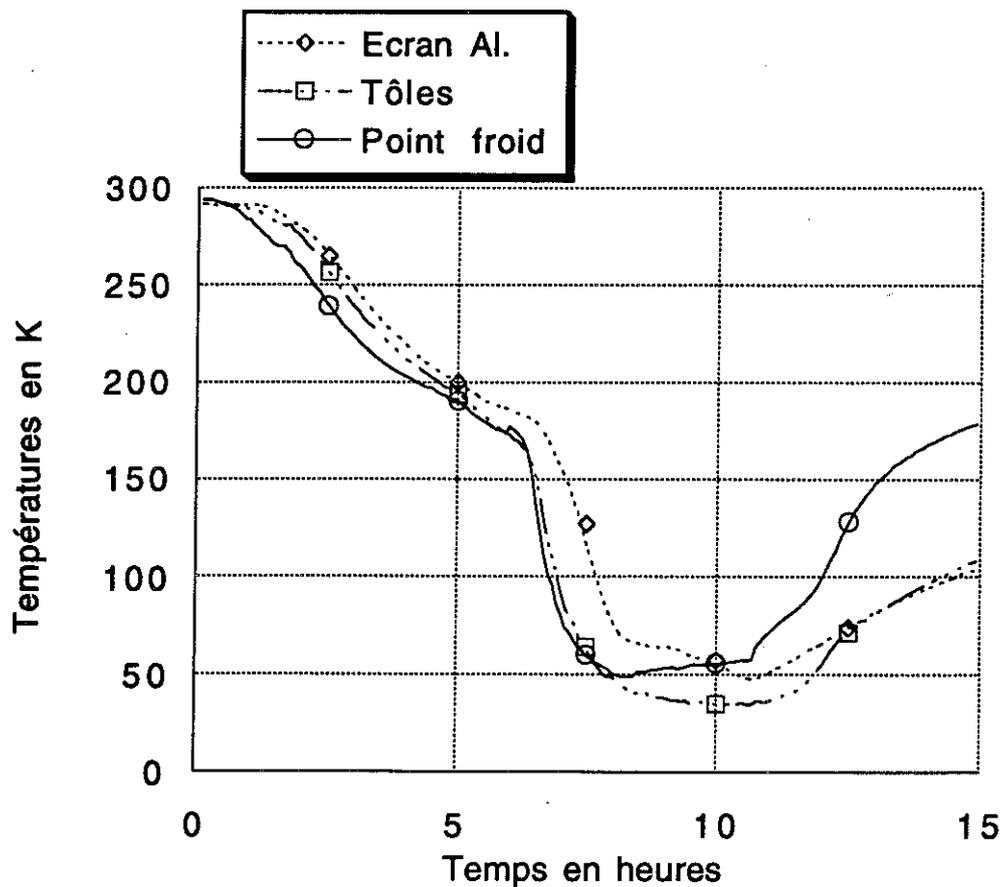


**Fig. IV-6 : Pertes du moteur après arrêt du siphonnage et essai de rotation**

Les pertes du supraconducteur sous champs variables à 50 Hz et 0,15 T sont de l'ordre de 300 mW. Les données du constructeur (Tableau II-2) nous permettent d'évaluer les pertes à  $2 \text{ kW/m}^3$ . Ce qui donne pour nos  $100 \text{ cm}^3$ , 200 mW.

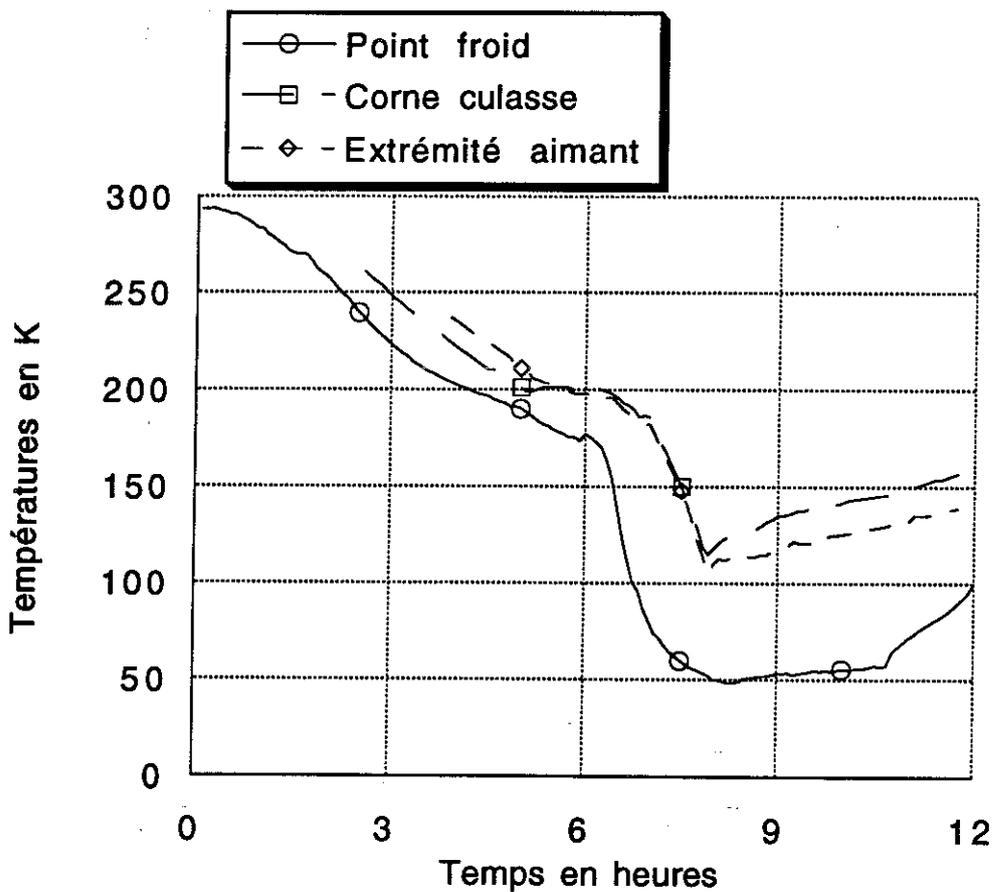
## 6 - Refroidissement de la machine

Le temps de refroidissement du stator seul est de l'ordre de 4 heures pour atteindre 4,2 K. Avec le rotor, il faut environ 2 heures de plus. Un pré-refroidissement par circulation d'hélium à 100 K permet un refroidissement plus homogène et restreint la consommation d'hélium liquide à 10  $\ell$  pour achever le refroidissement et remplir l'enceinte d'hélium. La figure IV-7 montre l'évolution de la température de différents points du stator.



**Fig. IV-7 :** Températures mesurées sur le stator durant un refroidissement de la machine complète

De même, l'évolution de la température des 2 extrémités du rotor est représentée sur la figure IV-8. Les températures des différents points sont très proches pendant la phase de refroidissement. Par contre, après avoir fermé la sortie de vapeur d'hélium du rotor, le réchauffement commence du côté où la culasse est reliée à l'extérieur et une différence de température, jusqu'à 15 K, apparaît.



**Fig. IV-8 :** Températures mesurées sur le rotor durant un refroidissement de la machine complète

Une régulation de la température de l'ensemble des aimants peut donc être faite en maintenant tous les aimants à la même température à  $\pm 5$  K près. L'ensemble des sondes de température est représenté sur la figure IV-9 avec les températures typiques en régime permanent.

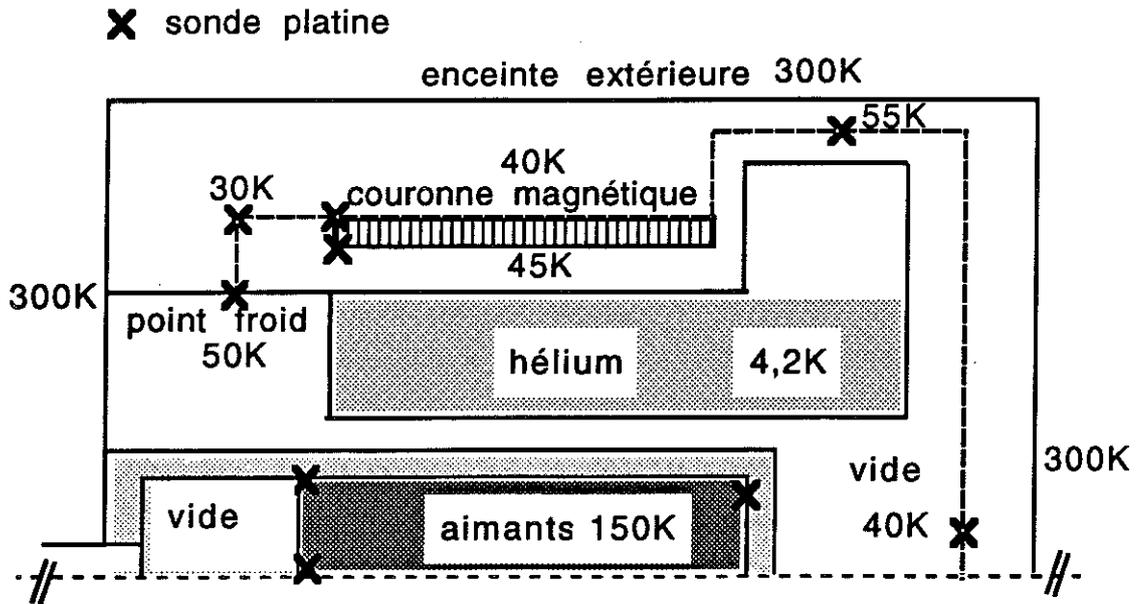


Fig. IV-9 : Carte de températures de la maquette)

La valeur de la température au point froid dépend beaucoup du débit d'hélium, elle varie donc facilement. La température des tôles magnétiques suit celle de l'écran thermique avec un retard dû à son inertie. L'écran supérieur est très sensible au vide obtenu dès que celui-ci devient supérieur à  $10^{-3}$  mbar : 3 couches de super-isolant le protègent de l'extérieur (proche de 4 mm). Le vide, réalisé surtout par cryopompage, il suit le débit moyen de l'hélium bien représenté par la température du point froid comme le montre la figure IV-10 (le vide retrace l'historique du refroidissement).

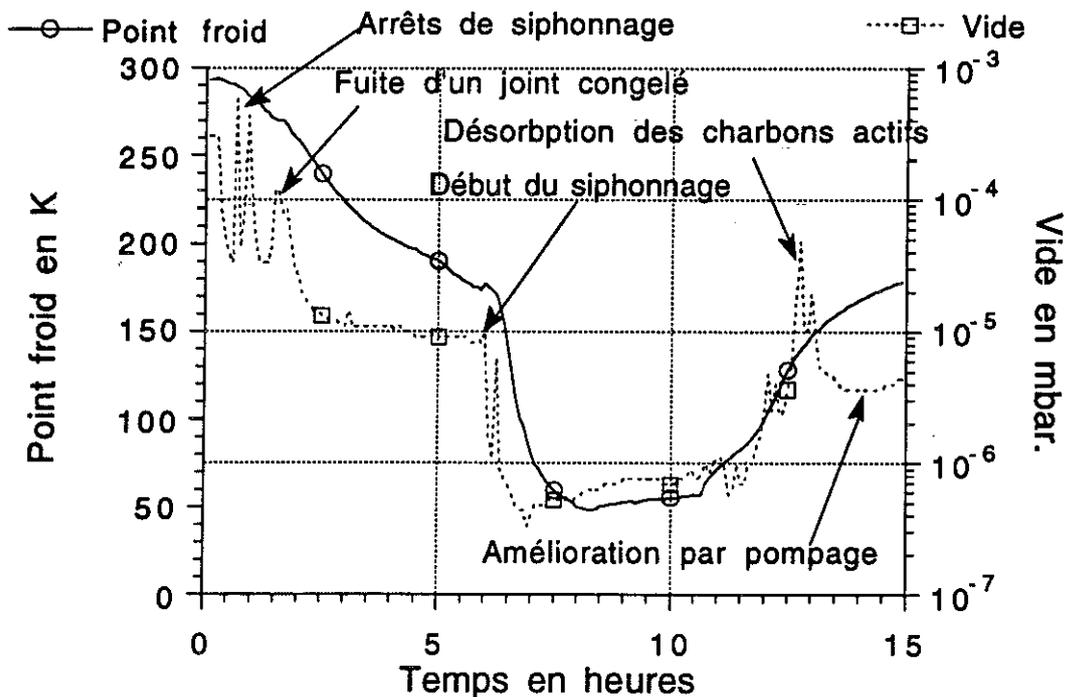


Fig. IV-10 : Le vide et la température du point froid

# V - ETUDE MECANIQUE



## 1 - Introduction

L'aspect mécanique d'un appareil cryogénique est toujours important. Les supports doivent être minces pour limiter les apports thermiques tout en assurant une bonne solidité mécanique et la tenue des couples. La solution la plus efficace est celle des tirants. Nous avons utilisé quelques tirants en fibre de verre dans cette maquette.

La structure d'un moteur doit être dimensionnée pour résister au couple maximal de la machine. La machine a été dimensionnée pour résister à un court-circuit brusque triphasé. Le régime de défaut a été pris pour déterminer le couple maximal de la machine. Comme le couplage induit-amortisseur est faible, l'expression de ce couple vaut :

$$\Gamma_{\max} \sim \Gamma_n \left( 1 + \frac{2\sqrt{3}}{x_d} \right) \quad \boxed{\text{V-1}}$$

avec 
$$\Gamma_n = \frac{3\sqrt{2}}{2} B_r^0 K \pi^2 L$$

où	$B_r^0$	est le champ magnétique de l'excitation au niveau de l'induit en T.
	$K$	est la densité linéique de courant de l'induit en A/m.
	$r_0$	est le rayon moyen de l'induit en m.
	$L$	est la longueur de la partie active en m.
	$x_d$	est la réaction synchrone en p.u.
	$\Gamma_n$	est le couple nominal en Nm

Un intérêt d'un grand  $x_d$  est de limiter le couple maximal vis-à-vis du couple nominal.

Les vibrations sont toujours gênantes surtout quand elles limitent les performances des supraconducteurs (cf. tenue mécanique).

Les enceintes à vide représentent plus de 50 % du poids total de la machine. Elles doivent donc être bien optimisées.

## 2 - Test des tirants

Dans la maquette réalisée, l'enceinte hélium est fixée à l'extérieur, d'un côté par un tube axial et de l'autre côté, par des tirants radiaux en fibre de verre permettant de compenser les dilatations. Le tube est plus simple et robuste que les tirants, mais la distance d'isolation est de 13 cm contre 3 cm pour celle des tirants. Dans le cas d'une machine plus puissante, la solution des tirants des deux côtés pourra être retenue.

Dans notre cas, nous avons choisi une solution mixte pour nous familiariser avec la technique des tirants en fibre de verre. L'utilisation de ceux-ci pose le problème de la fixation de la fibre. Celle-ci ne peut être tenue par pincement car la matrice époxyde se cisaille facilement, sans même rompre les renforts en verre. De même, le matériau est trop rigide pour être utilisé en flexion.

La solution est donc le collage.

### α) Etude théorique

Une approche du calcul des contraintes dans le collage des tirants peut être réalisée en utilisant le modèle suivant : figure V-1. Un matériau 1 d'épaisseur  $e_1$  est placé de part et d'autre du matériau 2 d'épaisseur  $2.e_2$ . Ils sont réunis sur une longueur  $l$  par un film de colle d'épaisseur  $e_c$ .

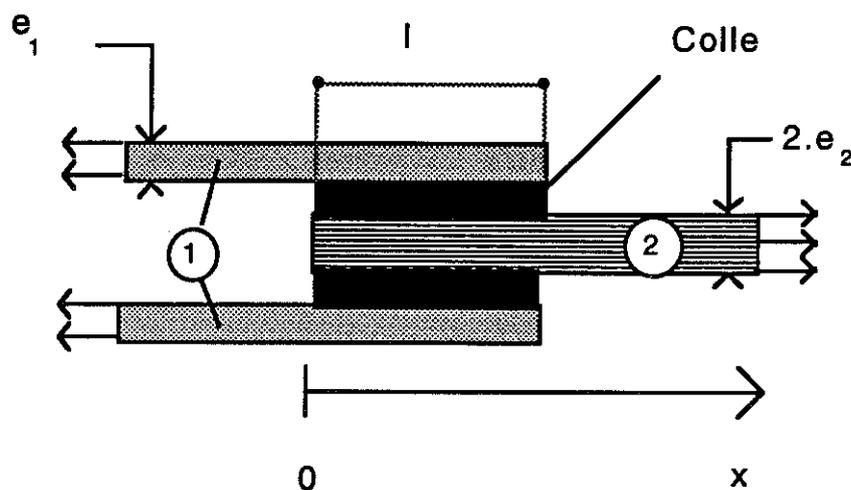


Fig. V-1 : Modélisation du collage d'un tirant

Les autres notations sont les suivantes :

$E_1$  (respectivement 2) est le module d'élasticité du matériau 1 (res. 2)

$G_c$  est le module de cisaillement de la colle

$\sigma_{10}$  (res. 20) est la contrainte moyenne dans le matériau 1 (res. 2).

La contrainte de cisaillement est donnée : [V-1]

$$\tau_1 = \frac{G_c}{e_c \lambda} \left\{ \left( \frac{\sigma_{10}}{E_1} \frac{1}{\text{th } \lambda l} + \frac{\sigma_{20}}{E_2} \frac{1}{\text{sh } \lambda l} \right) \text{ch } \lambda x - \frac{\sigma_{10}}{E_1} \text{sh } \lambda x \right\} \quad \boxed{\text{V-2}}$$

avec

$$\lambda^2 = \frac{G_c}{e_c} \left( \frac{1}{e_1 E_1} + \frac{1}{e_2 E_2} \right)$$

Pour les essais effectués, les valeurs numériques sont :

$$E_1 = 10^5 \text{ MPa}$$

$$E_2 = 85.10^3 \text{ MPa}$$

$$G_c = 1600 \text{ MPa}$$

$$e_1 = 1 \text{ mm}$$

$$e_2 = 0,65 \text{ ou } 1 \text{ mm}$$

$$e_c = 0,9 \text{ ou } 0,5 \text{ mm}$$

$$\sigma_1 = 100 \text{ MPa}$$

$$\sigma_2 = 1130 \text{ MPa ou } 795 \text{ MPa} \left. \vphantom{\sigma_2} \right\} \text{ pour } 150 \text{ kg ou } 250 \text{ kg}$$

$$l = 20 \text{ mm}$$

$$\tau_1 \approx 110 \text{ MPa.}$$

Cette contrainte de cisaillement est supérieure à celle de la colle (65 MPa). La présence d'un congé de résine consolide le collage, là où il est le plus sollicité : ceci explique les résultats obtenus.

### **β) Essais réalisés**

Pour réaliser de bons collages, nous avons testé plusieurs techniques, à différentes températures.

Les éprouvettes sont constituées de joncs d'un diamètre 1,3 ou 2 mm, en fibre de verre, auxquels sont collées aux deux extrémités des parties métalliques cylindriques. Les essais de traction, sur ces parties métalliques, fournissent la contrainte à la rupture de l'ensemble des tirants. Les collages sont symétriques aussi la contrainte mesurée correspond t-elle à la contrainte la plus faible du collage, car le collage s'est toujours rompu. Différentes formes de pièces métalliques ont été utilisé.

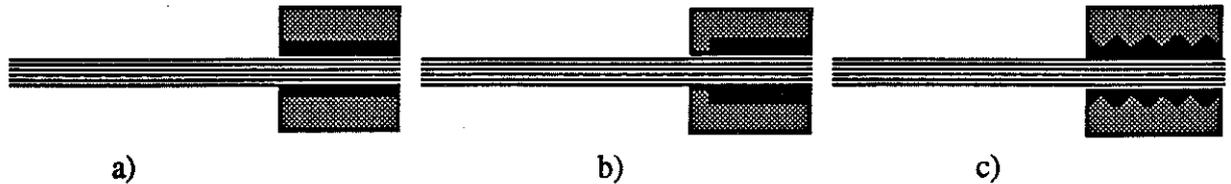


Fig. V-2 : Arrimage de la colle sur le support métallique

Les résultats sont rassemblés dans le tableau V-1.

Essai n°	Ø de la fibre en mm	Longueur du collage en mm	Température en K	Force à la rupture en daN	Type de support métallique
1	2	20	300	281	b
2	2	20	77	266	b
3	2	20	77	297	a
4	1,3	20	300	143	b
5	1,3	20	77	134	b
6	1,3	30	300	167	c
7	1,3	10	77	89	b
8	1,3	10	77	179	b

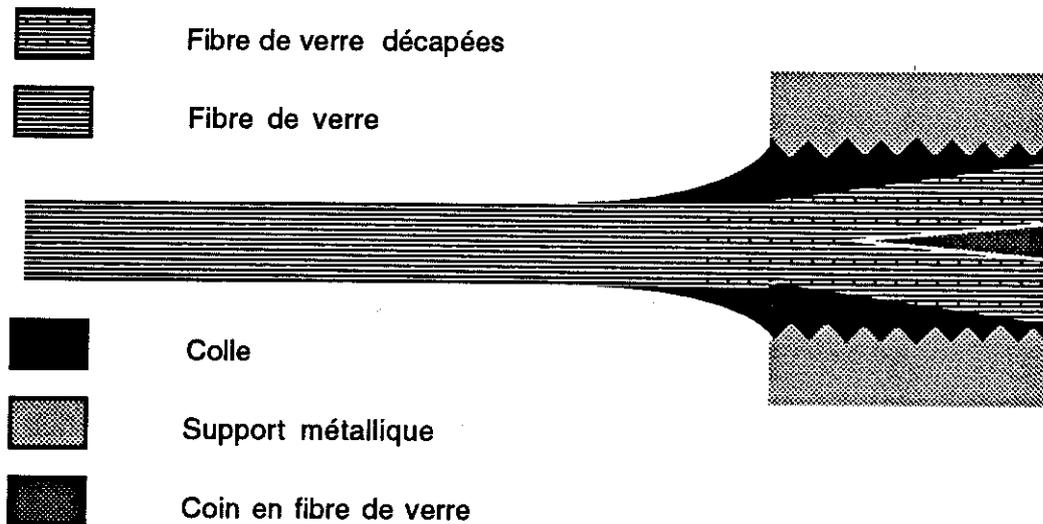
Tableau V-1 : Tests des tirants en fibre de verre

De ces résultats, nous pouvons tirer les interprétations suivantes :

- Les essais à froid sont effectués, après un choc thermique dans l'azote liquide. Ce choc fragilise le collage ; quelques micro fibres de verre se cassent lors de la rupture à température ambiante, mais jamais pour les essais à 77 K.

- La résistance du collage est à peu près proportionnelle au diamètre du collage, ce qui est conforme à la théorie pour les longueurs prises (la contrainte maximale dépend peu de la longueur du collage si celui-ci est suffisamment long).
- Dans l'essai n° 3, la rupture s'est réalisée à l'interface entre la colle et le métal. La présence d'un rebord ou d'un taraudage évite ce type de rupture.
- La longueur du collage ne devrait pas avoir d'influence sur la force de rupture pour les diamètres utilisés. A cause des défauts de collage, elle joue un rôle surtout, pour les petites longueurs.
- Pour éviter la rupture entre la fibre et le collage, un coin (cf. figure V-3) peut être enfoncé dans l'extrémité de la fibre, après avoir dissous la résine entourant les fibres de verre. Cette technique a été appliquée pour l'essai n° 8. Le solvant avait un peu attaqué les fibres lors du collage. La rupture s'est produite à cet endroit en cassant quelques fibres.

Le principe (Fig. V-3) a donc été retenu pour la réalisation des tirants.



**Fig. V-3 :** Collage d'une extrémité d'un tirant en fibre de verre

### 3 - Contraintes liées au couple

Pour faciliter le démontage du prototype, le clavetage et goupillage ont souvent été utilisés. Les contraintes de cisaillement, au niveau des éléments d'assemblage, ont été calculées à partir des formules suivantes [V-1].

$$\begin{cases} \tau_{\text{moyen éléments d'assemblage}} = \frac{4\Gamma}{r n \pi d^2} \\ \tau_{\text{majoré du trou}} = \frac{1}{0,7} \frac{\Gamma}{r n (2\pi r - nd) e_{cl}} \end{cases} \quad \boxed{\text{V-3}}$$

où  $\Gamma$  = 400 N.m couple maximal de la machine  
 $r$  = rayon moyen où se situe l'éléments d'assemblage dans le rotor (m)  
 $d$  = 5 mm diamètre de la clavette ou de la goupille  
 $n$  = nombre de clavettes ou de goupilles  
 $e_{cl}$  = épaisseur de l'assemblage (m).

La figure V-4 récapitule les principales contraintes de cisaillement. Les éléments d'assemblage y sont symbolisés par des traits gras.

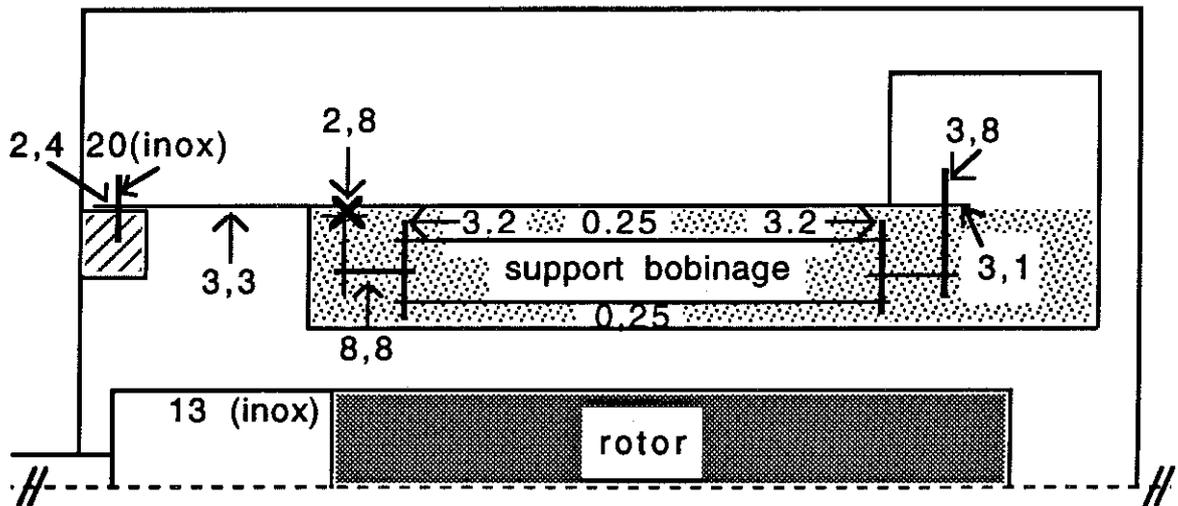


Fig. V-4 : Contraintes de cisaillement dans la maquette en N/mm<sup>2</sup>

La croix représente le collage d'une couronne sur le tube support de l'enceinte hélium. Le problème est analogue au collage des tirants : les contraintes et modules de traction sont remplacés par des contraintes et modules de cisaillement et vice-versa. En utilisant les mêmes notations que pour les formules  $\boxed{\text{V-2}}$ , la contrainte de cisaillement vaut  $\boxed{\text{V-1}}$  :

$$\tau_c = \frac{G_c}{e_c \lambda} \left[ \frac{\tau_{10}}{G_1} \frac{1}{\text{th } \lambda l} + \frac{\tau_{20}}{G_2} \frac{1}{\text{sh } \lambda l} \right] \text{ch } (\lambda x) - \frac{\tau_{ro}}{G_1} \text{sh } (\lambda x) \quad \boxed{\text{V-4}}$$

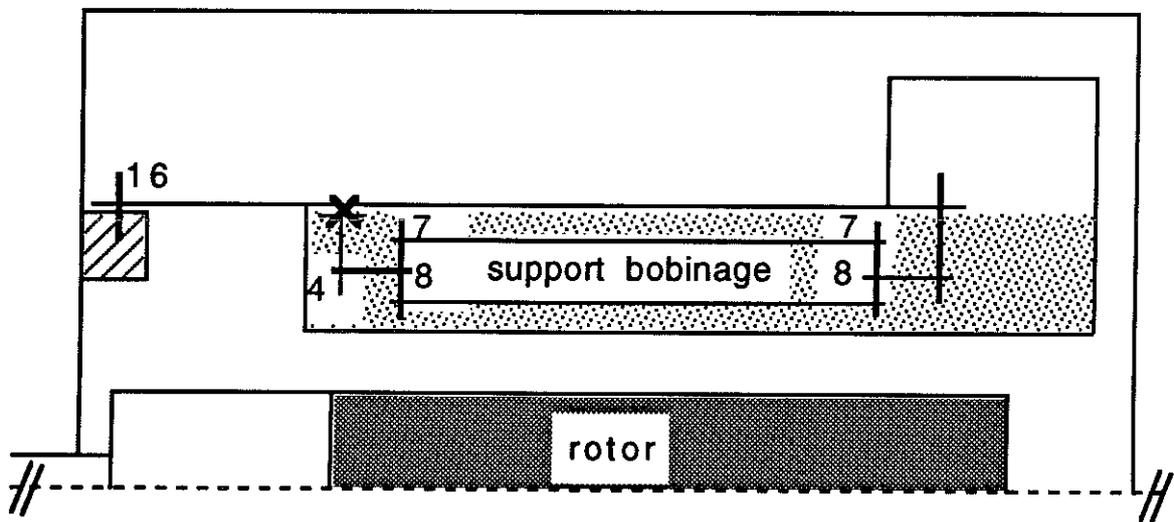
où  $\lambda^2 = \frac{G_c}{e_c} \left( \frac{1}{e_1 G_1} + \frac{1}{e_2 G_2} \right)$

Les contraintes de traction sont importantes à calculer surtout au niveau des trous des éléments d'assemblage.

En utilisant les mêmes notations que pour les formules  $\boxed{\text{V-3}}$ , et en appelant  $\frac{1}{2}$  la longueur de matière de chaque côté des éléments d'assemblage, la contrainte de traction vaut :

$$\sigma_{\text{maj}} = \frac{\Gamma}{0,6 r_{\text{ecl}}} \left[ \frac{1}{l} + \frac{0,2}{d} \right] \quad \boxed{\text{V-5}}$$

La figure V-5 représente la répartition de ces contraintes de traction dans le cryostat de la maquette.



**Fig. V-5 :** Contraintes de traction dans le cryostat statorique en  $\text{N/mm}^2$

Les contraintes maximales pour la fibre de verre sont de :

$$\begin{cases} \tau_{\text{max}} = 63 \text{ N/mm}^2 \\ \sigma_{\text{max}} = 85 \text{ N/mm}^2 \end{cases}$$

La contrainte la plus élevée se situe au niveau de l'enceinte hélium sur la bride extérieure. Nous n'avons pas tenu compte des tirants qui, en pratique, contribuent à la tenue mécanique.

Pour consolider la fixation du tube support de l'enceinte hélium, un renfort en tissus de verre a été ajouté. Lors de sa fabrication, les fibres de ce renfort ont été écartées autour de chaque trou de fixation afin d'améliorer sa solidité.

#### 4 - Maintien des aimants

Les aimants en terre rare sont des matériaux frittés présentant des caractéristiques mécaniques médiocres. Ces propriétés mécaniques ont été testées à différentes températures par les laboratoires de ALCATEL ALSTHOM RECHERCHE [V-2]. La figure V-5 montre une légère amélioration des performances mécaniques à froid.

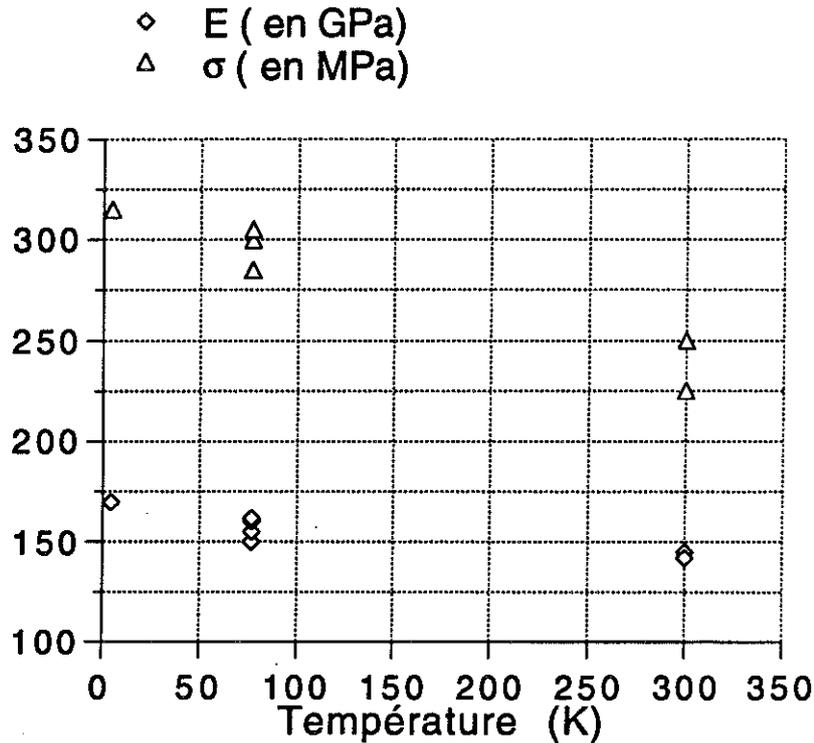


Fig. V-6 : Caractéristiques mécaniques des Nd.Fe.B. en fonction de la température

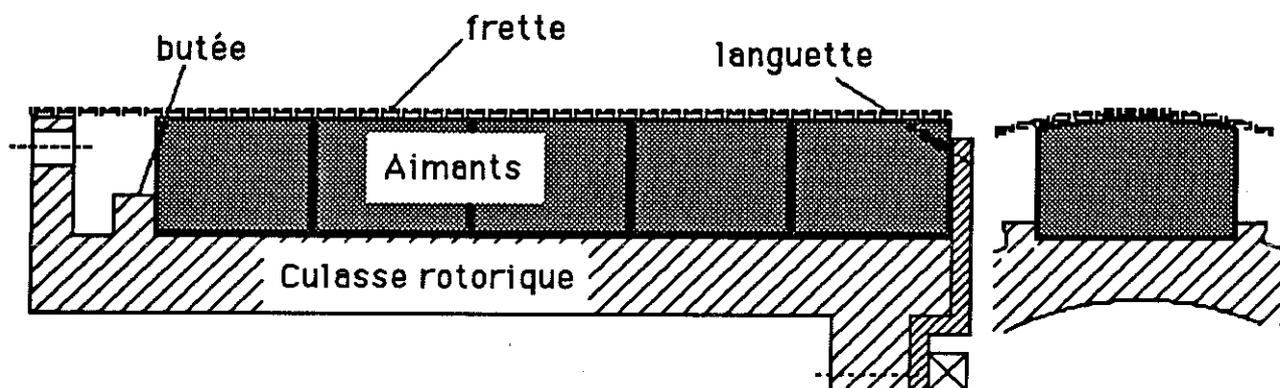
Les aimants utilisés mesurent environ  $14 \times 25 \times 40 \text{ mm}^3$  et pèsent 100 g.  
La force d'attraction ou de répulsion entre 2 aimants ou un aimant et une culasse a pour équation :

$$F = \frac{S_u B^2}{2 \mu_0} \quad \boxed{\text{V-6}}$$

où

$S_u$  est la surface en regard  
 $B$  est le champ magnétique moyen au niveau de la surface  $S_u$ .

Un essai à l'arrachement a fourni la force d'attraction d'un aimant (à 300 K) sur la culasse : elle est de 18 kg. Un calcul, à l'aide d'un logiciel, d'éléments finis avait donné 16 kg (modélisation 2D). A froid, les performances des aimants, donc des forces de plaquage, sont augmentées théoriquement de 40 %. A titre de comparaison, la force centrifuge à la vitesse maximale provoque un effet de 2,4 kg. La répulsion entre 2 aimants d'un même pôle est de 6,3 kg. Placé sur la culasse, les forces de frottement sont juste suffisantes pour les maintenir côte à côte. En pratique, les aimants sont maintenus les uns contre les autres par une languette les plaquant contre une butée (figure V-7).



**Fig. V-7 : Maintien des aimants**

La force due au couple maximal (régime transitoire) de 400 Nm provoque une force tangentielle de 23,5 kg. La force de plaquage des aimants sur la culasse n'est que de 25 kg à froid. Une frette en fibre de verre a donc été mise en place pour bloquer les aimants et servir de canal de réfrigération.

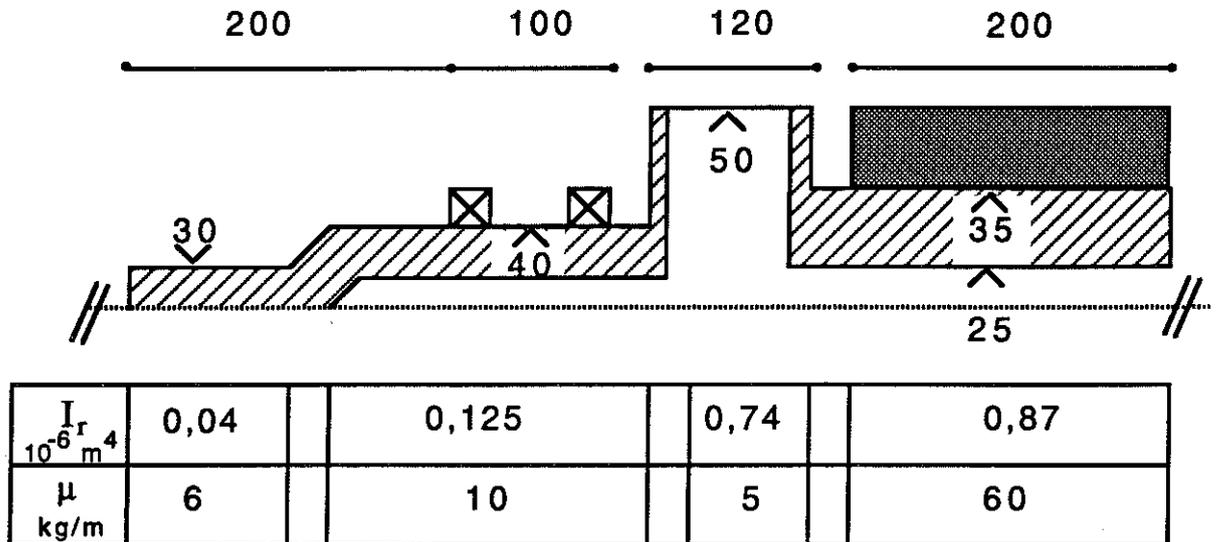
La culasse est en Fe.Ni. 50-50. Les caractéristiques mécaniques du Fe.Ni. s'améliorent peu à froid. Par contre son induction à saturation n'est que de 1,6 T.

Les aimants sont placés dans des rainures afin de bien les positionner. Ces légères encoches participent à la tenue mécanique.

Aux faibles vitesses prévues pour ce type de moteur, la tenue des aimants ne pose pas de problème particulier.

**5 - Vitesse critique du rotor**

Une coupe longitudinale du rotor est présentée sur la figure V-8 avec le moment et le poids linéique de chaque partie d'arbre.



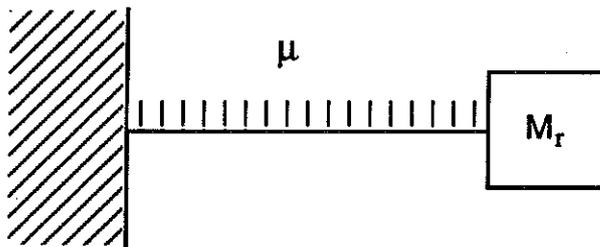
**Fig. V-8 :** Schéma du rotor

L'arbre est en porte-à-faux des 2 côtés si la rigidité de l'accouplement élastique est négligée.

Pour évaluer la vitesse critique du rotor, nous utiliserons les notations suivantes :

- $I_r$  moment quadratique par rapport au plan  $\left(\frac{\pi \varnothing^2}{64}\right)$  en  $\text{m}^4$ .
- $\mu$  poids linéique en  $\text{kg/m}$ .
- $M_r$  masse rapportée en bout d'arbre en  $\text{kg}$ .
- $L_r$  longueur en porte-à-faux d'une partie d'arbre en  $\text{m}$ .
- $E$  module d'élasticité de l'arbre en  $\text{Pa}$ .

Le modèle considéré des 2 côtés est décrit sur la figure V-9.



**Fig. V-9 :** Modèle pour le calcul de la vitesse critique d'un arbre en porte-à-faux

Les 2 roulements à billes étant distants de plus de 5 cm, nous considérons que l'arbre est encastré.

La fréquence critique vérifiée, alors, la formule suivante : [V-3]

$$f = \frac{1,732}{2\pi} \sqrt{\frac{E I_r}{0,236 M_r L_r^4 + M_r L_r^3}} \quad \boxed{V-7}$$

Du côté machine, une partie de la masse des aimants est reportée en bout d'arbre sans coefficient de réduction. Ceci permet de faire une évaluation pessimiste, mais plus simple en prenant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu = 5 \text{ kg/m} \\ M_r = 11 \text{ kg} \\ I_r = 0,7 \cdot 10^{-6} \text{ m}^4 \\ L_r = 0,35 \text{ m} \\ E = 2 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2 \end{array} \right. \Rightarrow N_c = 9000 \text{ tr/mn}$$

Le calcul de la flèche du rotor, côté aimant, donne une flèche de 0,4 mm, ce qui prouve encore la bonne rigidité de l'arbre.

Du côté extérieur, en considérant que l'arbre a partout son plus petit diamètre, avec le poids maximal, une évaluation pessimiste de la fréquence critique donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu = 10 \text{ kg/m} \\ M_r = 2 \text{ kg} \\ I_r = 4 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4 \\ L_r = 0,3 \text{ m} \\ E = 2 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2 \end{array} \right. \Rightarrow N_c = 5400 \text{ tr/mn}$$

En fait, un accouplement flexible se trouve à l'extrémité de cette partie. Sa contribution consiste à rajouter environ 2 kg en bout d'arbre tout en provoquant un guidage qui limite le porte-à-faux. Lors des essais d'équilibrage, le rotor a tourné jusqu'à 1500 tr/mn, limite du dispositif d'entraînement, sans présenter de résonances particulières. Après équilibrage, les amplitudes des vibrations ont été mesurées. A 750 tr/mn, elles valent 1,2  $\mu\text{m}$ . A 1500 tr/mn, elles atteignent 2  $\mu\text{m}$ . En fait, ce ne sont pas vraiment les vibrations du rotor que l'on mesure, mais plutôt celles de l'ensemble du banc (200 kg) qui a sa fréquence propre vers 5 Hz.

L'utilisation d'aimants permet de construire des rotors très résistants. Aux faibles vitesses envisagées, ce type de rotor ne pose pas de problème particulier du point de vue mécanique.

## 6 - Epaisseur des enceintes

L'isolation thermique étant réalisée par le vide, les différentes enceintes subissent des forces de pression importantes. Dans la maquette réalisée, l'enceinte extérieure en aluminium représente à elle seule 20 % du poids total de la machine. Nous n'avons utilisé que des plaques et des cylindres sans nervures de renfort pour simplifier la réalisation. Des nervures et des renforts permettraient de réduire le poids des enceintes.

Les différents cylindres doivent résister au flambage [V-4]. La virole en aluminium de l'enceinte extérieure est calculée pour résister à 1 bar avec un coefficient de sécurité de 5. Les couvercles sont dimensionnés pour que leur flèche au centre soit minime (0,2 mm pour le couvercle opposé à l'arbre).

Pour l'enceinte hélium, la porosité de la fibre de verre impose une valeur minimale à ne pas dépasser. La porosité varie de façon exponentielle avec l'épaisseur de fibre de verre [V-5] ; la porosité  $P$  en  $\text{cm}^3 \text{ mm m}^{-2} \text{ atm}^{-1} \text{ jour}$  vaut :

$$P = 5,5 \cdot 10^{-12} T^{4,8} \cdot \exp(-1,89 e_{\text{fibre}}) \quad \boxed{\text{V-8}}$$

où  $T$  est la température en K

Cette relation empirique provient d'essais ont été réalisés à différentes températures pour des échantillons de 1 à 2 mm d'épaisseur. Le composite de fibre de verre a été polymérisé sous 40 bars puis surfacé à la machine. Le vernis extérieur diminue passablement la porosité de la fibre de verre. Dans la maquette, l'épaisseur des tubes est de 3 mm et celle des plaques de 8 mm.

La porosité dépend aussi de la direction des fibres (fibres parallèles ou perpendiculaires à la plaque).

# **VI - ESSAIS DE LA MACHINE**



## 1 - Introduction

Les premiers essais de la maquette ont été des essais cryogéniques pour bien connaître le comportement du cryostat. Ces essais sont rapportés dans le chapitre IV consacré à l'étude cryogénique.

Les tests sur les bobines supraconductrices sont présentés au chapitre II dédié aux supraconducteurs.

Aussi, nous ne présenterons ici que les expérimentations du prototype en tant que machine électrique. La maquette n'a, pour le moment, fonctionné qu'en alternateur. Ceci a permis de déterminer expérimentalement les principales caractéristiques de la machine.

## 2 - Détermination des constantes mécaniques

### α) Couple de frottement

La maquette est accouplée à un moteur à courant continu (Leroy-Somer de 47,5 kW à 3.100 tr/min) par l'intermédiaire de 2 accouplements élastiques et d'un renvoi d'angle. Ce renvoi d'angle a un rapport de réduction de 2, ce qui permet d'utiliser le moteur à courant continu à 1500 tr/min avec une puissance disponible de ~ 23 kW pour entraîner à 750 tr/min la maquette dont la puissance nominale est de 15 kW. Un accouplement direct aurait limité la puissance à ~ 11,5 kW.

Pour déterminer le couple de frottement, la puissance absorbée par l'induit de la machine à courant continu a été mesurée lorsque l'ensemble tournait à la vitesse maximale.

Les valeurs mesurées sont :

$$V = 230 \text{ V}$$

$$I = 5 \text{ A}$$

$$\omega = 750 \text{ tr/min} \quad (\text{côté moteur supraconducteur})$$

Le couple de frottement vaut (les pertes joules sont négligeables) :

$$\Gamma_f = \frac{VI}{\omega} = 15 \text{ N.m} \quad (\text{côté moteur supraconducteur})$$

VI-1

Ce qui correspond pratiquement au couple de frottement de la machine à courant continu seule.

Le couple de frottement du moteur supraconducteur est de l'ordre de 0,3 N.m (couple de mise en rotation).

### β) Moment d'inertie

Un essai de ralentissement (avec et sans machine supraconducteur), figure VI-1, permet de calculer le moment d'inertie de la ligne d'arbre.

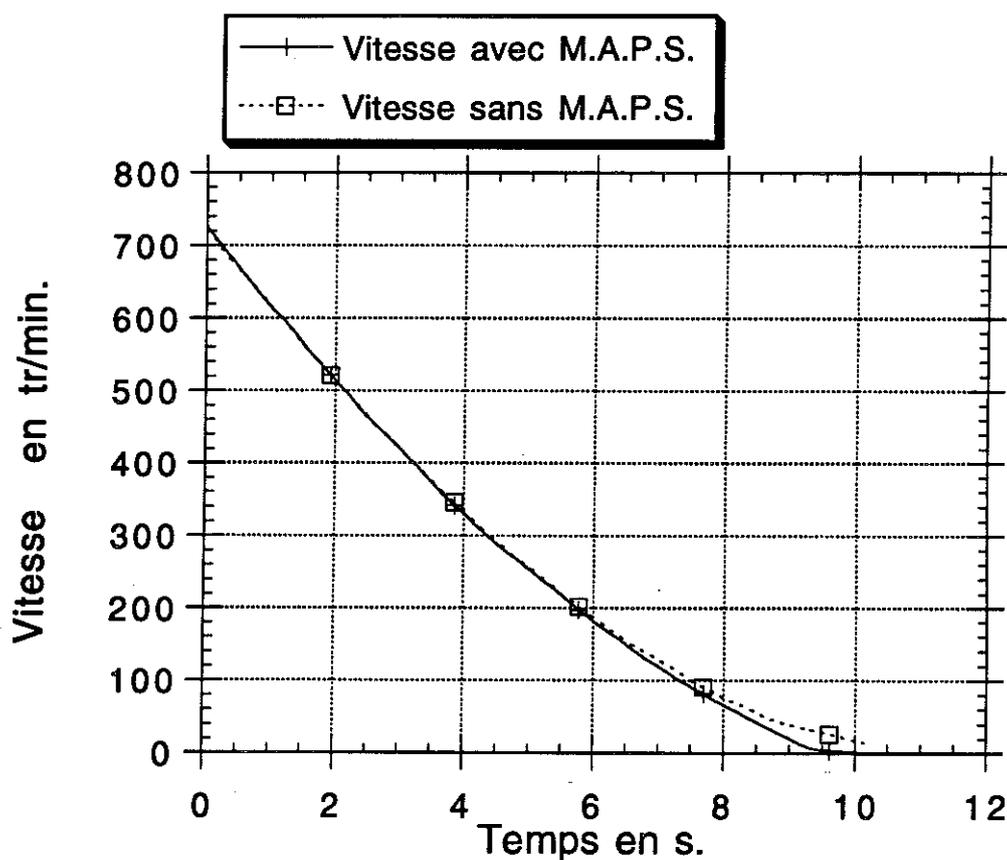


Fig. VI-1 : Ralentissement du groupe avec et sans MAPS

Autour de la vitesse maximale, la figure VI-1 correspond bien à une exponentielle qui vérifie

$$\Gamma = J_m \frac{d\Omega}{dt} \quad \boxed{\text{VI-2}}$$

La constante de temps mécanique de la ligne d'arbre est de 4 s. Le moment d'inertie de l'ensemble vaut alors  $J_{\text{total}} = 0,8 \text{ kg.m}^2$ .

La différence des 2 courbes permet d'évaluer le moment d'inertie du prototype :

$$J_{MAPS} \approx 0,02 \text{ kg.m}^2$$

Les aimants et la culasse statorique constituent l'essentiel du moment d'inertie. Le calcul de leur contribution valide l'évaluation effectuée.

### 3 - Induction magnétique et f.e.m.

#### α) La f.e.m. en fonction du temps

La f.e.m de la maquette est parfaitement sinusoïdale et bien équilibrée. Le déséquilibre entre les différentes valeurs efficaces est d'environ 0,5 % sur les tensions simples. La figure VI-2 présente l'allure des f.e.m pour une vitesse de 760 tr/min et une température de 180 K pour les aimants.

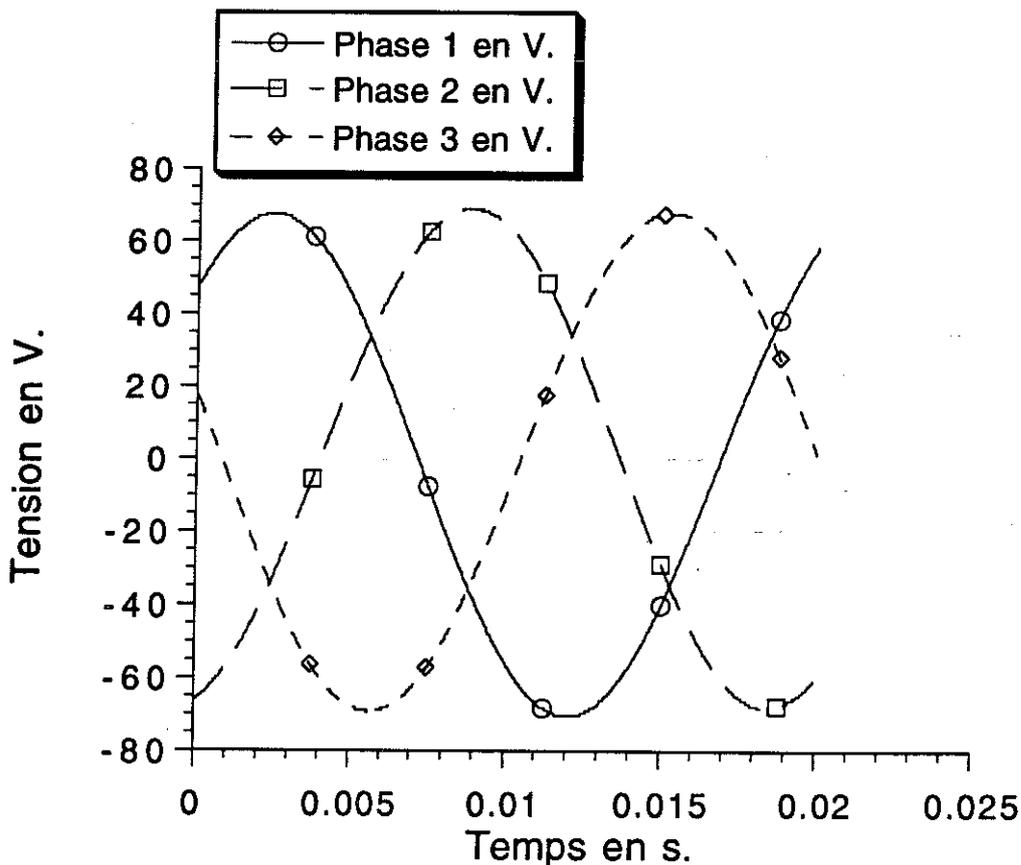
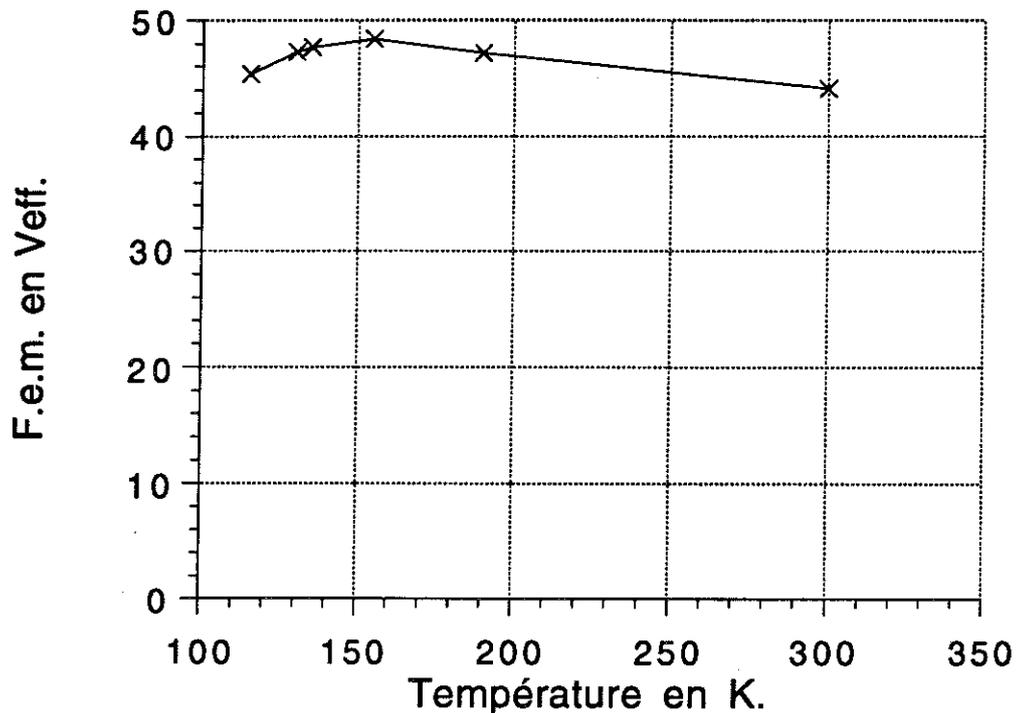


Fig. VI-2 : Allure des f.e.m. à 760 tr/min et  $T_r = 180 \text{ K}$

### β) La f.e.m. en fonction de la température du rotor

Pour différentes températures du rotor, la moyenne des valeurs efficaces des f.e.m. des 3 phases est tracée sur la figure VI-3. L'aimantation croît lorsque la température diminue, sauf en dessous de 135 K où elle n'est plus uniaxiale et décroît rapidement (cf. § III.1).



**Fig. VI-3 :** Variation de la f.e.m en fonction de la température des aimants pour la vitesse maximale

L'optimum expérimental se situe aux alentours de 150 K.

Suivant le débit d'hélium, les aimants peuvent être à des températures légèrement différentes ( $\Delta T = 10$  K). L'augmentation de l'aimantation n'est que de 10 %, ce qui correspond aux résultats obtenus sur un échantillon testé à différentes températures. Cet accroissement dépend de la température de Curie. Celle-ci varie en fonction des dopages réalisés et est augmentée pour permettre de meilleures performances vers 400 K. De même, sur l'échantillon testé, l'aimantation commençait à ne plus être uniaxiale à partir de 150 K. (la température de 135 K correspondant au Fe.Nd.B. pur).

### **γ) Induction dans la machine**

L'induction au niveau des tôles est mesurée par une spire qui les entoure suivant une section. La tension mesurée à 750 tr/min est de 56 mV<sub>eff</sub> à 300 K, soit 0,3 T en valeurs maximales. Elle correspond à une baisse de 15 % par rapport aux calculs théoriques.

L'induction produite par le bobinage dans le circuit magnétique statorique est plus importante que celle due au rotor. En refroidissant les aimants, l'induction dans les tôles s'accroît de 8 %, ce qui est en accord avec les mesures effectuées grâce à la f.e.m. du bobinage.

Un ensemble de 10 spires a été enroulé le long du circuit magnétique statorique pour mesurer un éventuel flux axial. Les mesures effectuées à chaud comme à froid ne nous permettent pas de détecter un flux axial (< 0,01 mT). Ce qui est satisfaisant.

Trois sondes à effet Hall ont été placées dans les 3 directions  $r$ ,  $\theta$ ,  $z$  du repère cylindrique du rotor en bout d'arbre. Les parties actives des sondes sont à peu près placées sur le rayon extérieur des aimants. Les valeurs obtenues sont stables même lors de la rotations. Ces sondes, par la variation de l'aimantation, donnent une image du refroidissement des aimants et permettent de mesurer le champ magnétique créé par le bobinage.

Les valeurs obtenues à chaud sont :

$$B_r = 214 \text{ mT}$$

$$B_\theta = 189 \text{ mT}$$

$$B_z = 68 \text{ mT}$$

Le champ axial  $B_z$  montre les champs de fuite en bout d'arbre. Ceci n'est pas incompatible avec la valeur nulle du flux axial, le champ axial de fuite au niveau des aimants venant se refermer sur la culasse magnétique.

### **δ) Induction à l'extérieur de la machine**

Le champ créé par les aimants est bien totalement arrêté par les tôles magnétiques : le champ magnétique extérieur mesuré est de l'ordre du mT. (Le champ magnétique le plus important 20 mT, est créé par le frein électromagnétique (K.E.B.), qui contient des aimants permanents et qui se trouve à 40 cm des têtes de bobines).

#### 4 - Débit sur charges résistives

La maquette fonctionne en générateur, à vitesse nominale sur différentes résistances de charges. La température du rotor est de 140 K. La figure VI-4 montre les résultats obtenus dans un diagramme représentant la tension en fonction du courant.

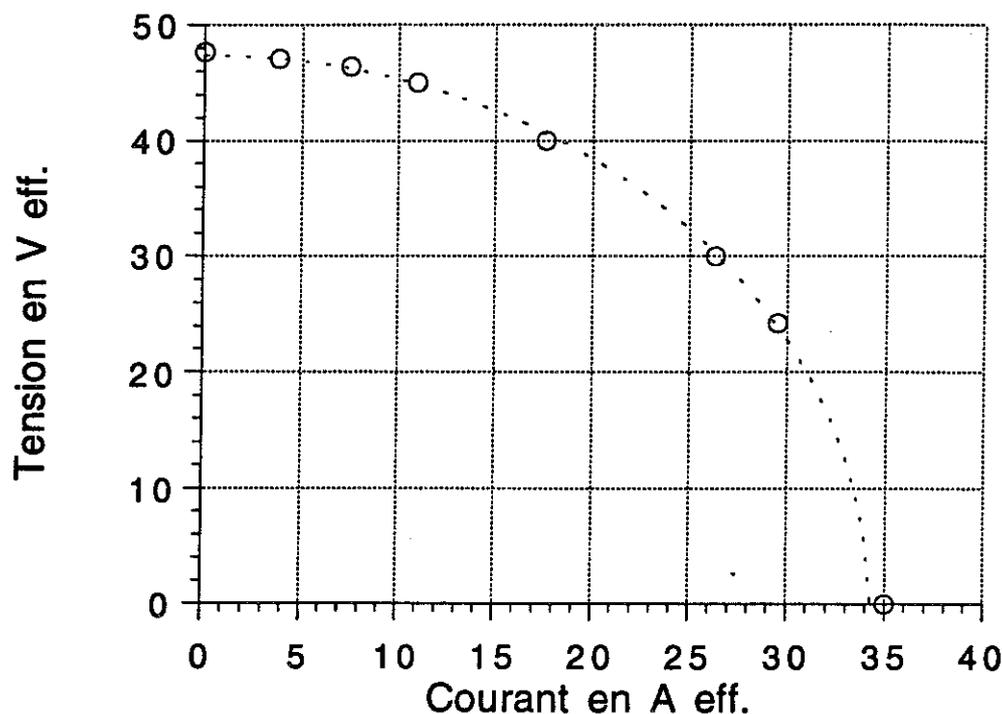


Fig. VI-4 : Débit sur résistance de charge

La puissance maximale fournie est de 2,5 kW. Un essai à 1000 tr/min a permis de fournir 3 kW.

La résistance synchrone de la machine est, (à  $\Omega = 750$  tr/min.)

$$X_d = \frac{E}{I_{cc}} = 1,35 \Omega$$

VI-3

La valeur prévue était de 1,26  $\Omega$ , soit un accroissement de 7 %.

L'allure des courants de court-circuit est bien sinusoïdale avec des écarts de moins de 1 % sur les valeurs efficaces.

Lors du court-circuit, la résistance d'une amenée de courant a été mesurée. Elle est de l'ordre de 0,3 m $\Omega$ . Les pertes électriques totales de l'amenée sont de 1,3 W pour un débit de 4 litres (300 K) d'hélium par minute. La puissance de refroidissement disponible en considérant un échange parfait, est de 15 W. La tension aux bornes des amenées de

courant était de 12 mV ce qui témoigne d'un bon refroidissement pour ces amenées optimisées pour 140 A.

Toujours lors d'un court-circuit, la valeur efficace de la tension compensée des trois phases a été mesurée. Elle correspond à une impédance de 0,9 mΩ. Cette impédance ne permet pas de calculer les pertes dans les supraconducteurs en régime permanent : le couplage n'étant pas parfait, c'est le terme inductif qui domine. De plus en fonctionnement normal, le terme résistif ne représente pas toutes les pertes du supraconducteur : les courants de Foucault dans la matrice résistive, par exemple, n'ont pas d'influence sur la tension compensée et ne sont donc pas pris en compte.

### 5 - Court-circuit brusque triphasé

Pour étudier le court-circuit nous utilisons les notations suivantes :

E	: f.e.m. à vide
i(t)	: courant dans une phase lors du court-circuit
ω	: pulsation électrique
X <sub>d</sub>	: réactance synchrone en Ω
x'' <sub>d</sub> , x'' <sub>q</sub>	: réactance subtransitoire dans l'axe d, l'axe q en Ω.
T' <sub>d</sub>	: constante de temps subtransitoire de l'axe d
T <sub>a</sub>	: constante de temps de l'induit
ψ	: l'écart angulaire entre l'axe polaire et la phase considérée

Dans le cas d'une machine à aimant (excitation constante et compte tenu des hypothèses habituelles), l'équation du courant dans une phase, après un court-circuit brusque à vide, est :

$$i(t) = -E\sqrt{2} \left[ \frac{1}{X_d} + \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} \right] \cos(\omega t + \psi) \quad \boxed{\text{VI-4}}$$

$$+ E\sqrt{2} e^{-\frac{t}{T_a}} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right) \cos \psi + \frac{1}{2} \left( \frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q} \right) \cos(2\omega t + \psi) \right]$$

Les deux constantes de temps ( T'<sub>d</sub> T<sub>a</sub> ) peuvent s'écrire en fonction des caractéristiques de la machine. Pour cela, nous posons : [VI-1]

R <sub>cc</sub>	: résistance statorique d'une phase : i.e résistance du court-circuit par phase
ρ	: résistivité des aimants
r	: rayon moyen des aimants
ha	: épaisseur d'aimant

$$T_a = \frac{2}{\omega R_{cc} \left( \frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q} \right)} \quad \text{VI-5}$$

En supposant une couche d'aimants continue et infinie suivant l'axe de révolution, entourée de régions isolées électriquement,  $T''_d$  est évalué par les équations de diffusion des ondes électromagnétiques.

$$T''_d \# \frac{\mu_0 \cdot h_a \cdot r}{2\rho} \quad \text{VI-6}$$

La figure VI-5 représente un court-circuit triphasé brusque à la vitesse nominale de la machine initialement à vide. L'écart maximal entre la fermeture des différentes phases du contacteur est de  $10^\circ$  électrique. Les courants ont été mesurés avec des shunts aselfiques.

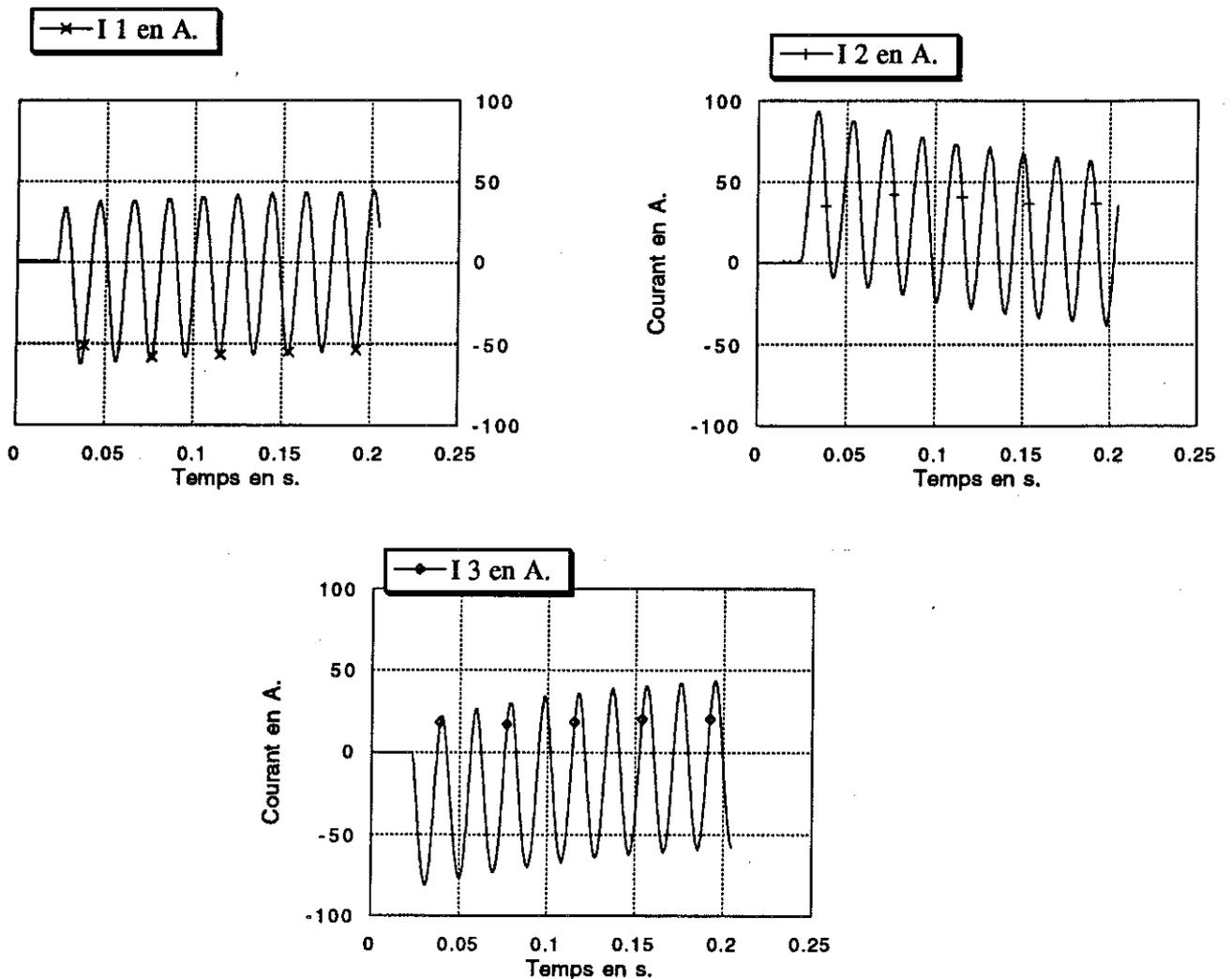


Fig. VI-5 : Court-circuit brusque triphasé)

Cet essai a permis de déterminer les réactances synchrones de la machine en supposant  $x''_d = x''_q$  :

$$\begin{cases} X_d = 1,35 \Omega & (\text{à } \Omega = 750 \text{ tr/min.}) \\ X''_d = X_d \text{ à } 2 \% \text{ près.} \end{cases}$$

Le tableau VI-1 compare ces valeurs expérimentales à celles prévues par la théorie :

	<b>Théorie</b>	<b>Expérience</b>
$X_d \text{ en } \Omega$	1,26	1,35
$\frac{X''_d}{X_d}$	0,94	$1 \pm 0,02$

**Tableau VI-1** : Réactances théoriques et expérimentales de la machine  
(à  $\Omega = 750 \text{ tr/min.}$ )

La différence de 7 % entre les valeurs de  $X_d$  est due à l'influence des têtes de bobines ignorée dans l'étude théorique. Les valeurs de  $X''_d$  et de  $X_d$  sont bien sensiblement égales comme le prévoyait la théorie.

En gardant un courant nominal de 92 A.  $i_{eff}$  et en prenant une f.e.m. de 48 V, la valeur de  $x_d$  est :

$$x_d = 2,6 \text{ p.u.}$$

La valeur de  $x_d$  dépend du courant nominal de la machine qui pourra être légèrement modifié, après un essai en moteur à 100 A., pour garder une puissance de 15 kW à 750 tr/min.

La constante de temps de l'induit se déduit aussi de cet essai :

$$T_a = 157 \text{ ms.}$$

Cette constante n'est pas très grande pour une machine SC, le court-circuit s'effectuant à travers une résistance de 30 m $\Omega$ .

L'équation VI-5 donne une valeur similaire (150 ms).

Par contre,  $T'_d$  n'a pu être déterminé par l'expérience. En prenant comme valeur numérique,  $h_a = 15 \cdot 10^{-3}$  m,  $r = 4 \cdot 10^{-2}$  m et  $\rho = 1,5 \cdot 10^{-6}$   $\Omega$  m, l'équation VI-6 donne

$$T'_d = 0,3 \text{ ms,}$$

valeur trop faible pour être déterminée.

## 6 - Commande du moteur

La constante de temps de l'induit d'une machine cryogénique est très grande par rapport à la valeur habituelle. Elle devient du même ordre de grandeur que la constante de temps mécanique. Pour une résistance statorique de 3 m $\Omega$ , la constante de temps électrique vaut 1 s, alors que la constante de temps mécanique ne vaut que 4 s. De plus, la résistance statorique, due aux câbles d'alimentation et aux amenées de courant, peut varier rapidement par suite d'un échauffement.

La commande doit donc être peu sensible vis-à-vis de la constante de temps électrique de la machine.

Une première étude a été réalisée au L.E.G., afin de résoudre ce problème [VI-2]. Le principe consiste à contrôler le courant dans les axes "d" et "q". Une régulation avec un correcteur I.P. donne de bons résultats. Le système est très robuste vis-à-vis de la résistance statorique. Pour une variation de 300 % de cette résistance, l'amortissement n'a varié que de 17 % et la pulsation naturelle de 14 %. La robustesse par rapport à  $L_d$  est bonne. La commande de cette machine est bien réalisable.

Une deuxième étude est en cours en utilisant une régulation directe dans les axes "a" et "b". Cette commande est classique et plus facile à réaliser. Sa fabrication commence afin de tester complètement le moteur supraconducteur.

**VII- PRE-  
DIMENSIONNEMENT  
10 MW A 100 TR/MIN  
STRUCTURE A  
ENCOCHES  
MAGNETIQUES**



## 1 - Mise en place du problème

Les supraconducteurs ayant des performances réduites en présence de champ magnétique (les pertes, en alternatif, augmentent et la densité de courant critique  $J_c$  diminue cf. III-1), il peut sembler intéressant de placer les conducteurs hors du champ magnétique. Aussi la solution classique d'une machine avec des encoches entourant les conducteurs peut-elle être avantageuse.

Cette évaluation vise à discerner les avantages et les inconvénients potentiels d'une telle configuration.

### α) Intérêt des encoches dans un stator supraconducteur

Les fils supraconducteurs actuels en niobium-titane ont des caractéristiques qui décroissent très vite avec l'induction magnétique [II-2].

Les pertes dans les supraconducteurs sont approximativement proportionnelles au carré du champ magnétique et à la fréquence. L'utilisation des fils supraconducteurs, dans des conditions optimales, se fait donc à basse fréquence et dans un champ magnétique aussi faible que possible.

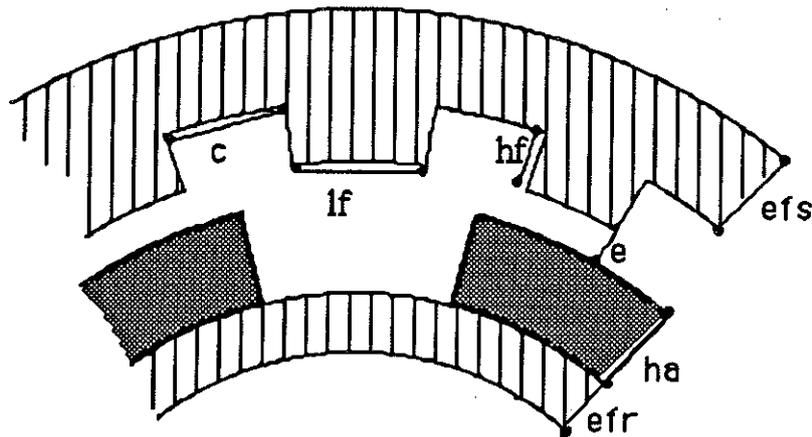
Ainsi, pour mieux utiliser les fils, il peut sembler préférable de les protéger des champs magnétiques en utilisant la solution classique qui est d'enfermer les conducteurs dans des dents magnétiques canalisant le flux. La solution classique ne peut pas être brutalement transposée en remplaçant le cuivre par du supraconducteur. En effet le circuit magnétique de l'induit doit être éloigné du froid pour que les pertes fer, en tenant compte du rendement de réfrigération, ne soient pas prohibitives. Dans une machine classique, les pertes fer sont inférieures d'un facteur 10 à celles du cuivre. Pour que la solution supraconductrice présente des avantages, les tôles seront maintenues à une température supérieure à celle de l'azote liquide (facteur de mérite de l'ordre de 10). Dans ces conditions, les pertes fer ne dépassent pas celles du cuivre de la solution classique.

Cette solution permet d'utiliser le fer comme écran thermique, les distances d'isolement thermique (vide et super-isolant) restant alors suffisamment petites. Nous bénéficions ainsi des avantages de la solution classique : champ faible au niveau des conducteurs, entrefer réduit. Par contre, nous retrouverons des ondulations de couple liées aux dents, des problèmes de tenue mécanique des conducteurs.

L'étude vise à examiner les puissances massiques et volumiques de ce type de configuration.

### β) Modélisation

Les différents paramètres géométriques de la machine sont présentés dans la figure VII-1. Il n'apparaît pas utile d'ajouter des aimants en position orthoradiale qui augmenteraient la saturation au bord des dents et entraîneraient une augmentation de la masse d'aimants nécessaires.



**Fig. VII-1 : Coupe simplifiée**

Les notations ont pour interprétation physique:

$c$  = largeur de l'encoche.

$e$  = entrefer.

$efs$  = épaisseur de la couronne de fer statorique.

$efr$  = épaisseur de la couronne de fer rotorique.

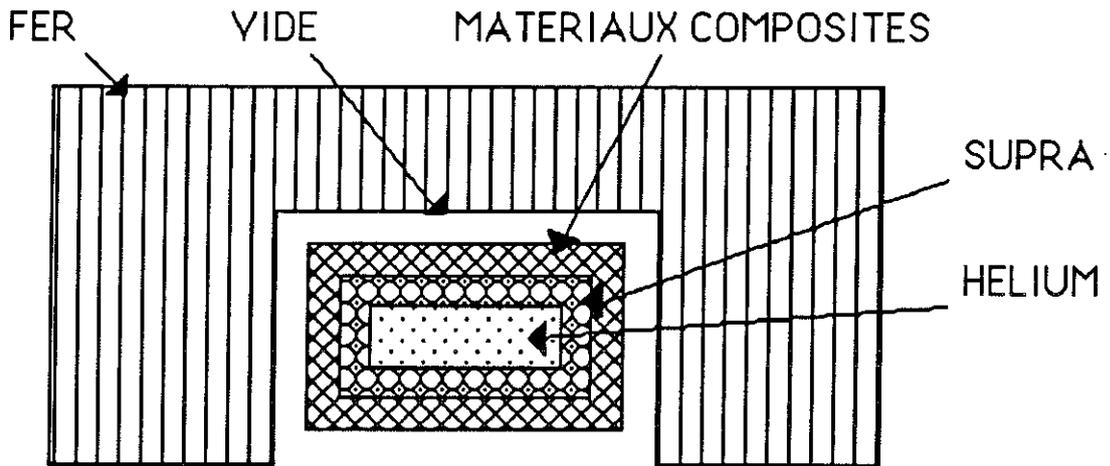
$hf$  = hauteur de la dent en fer.

$ha$  = hauteur d'aimant.

$lf$  = largeur de la dent en fer.

Le fer et les conducteurs n'étant pas à la même température, un vide d'isolement thermique doit les séparer. Les conducteurs doivent être tenus mécaniquement pour transmettre une partie du couple. De plus, une isolation thermique et une étanchéité à l'hélium liquide doivent être réalisées.

Une solution possible est représentée sur le schéma ci dessous (fig. VII-2). Les brins supraconducteurs sont collés sur la face interne d'un tube support en fibre de verre et résine époxyde (technique des mandrins fusibles [VII-1]), l'espace central servant de conduit pour la circulation d'hélium.

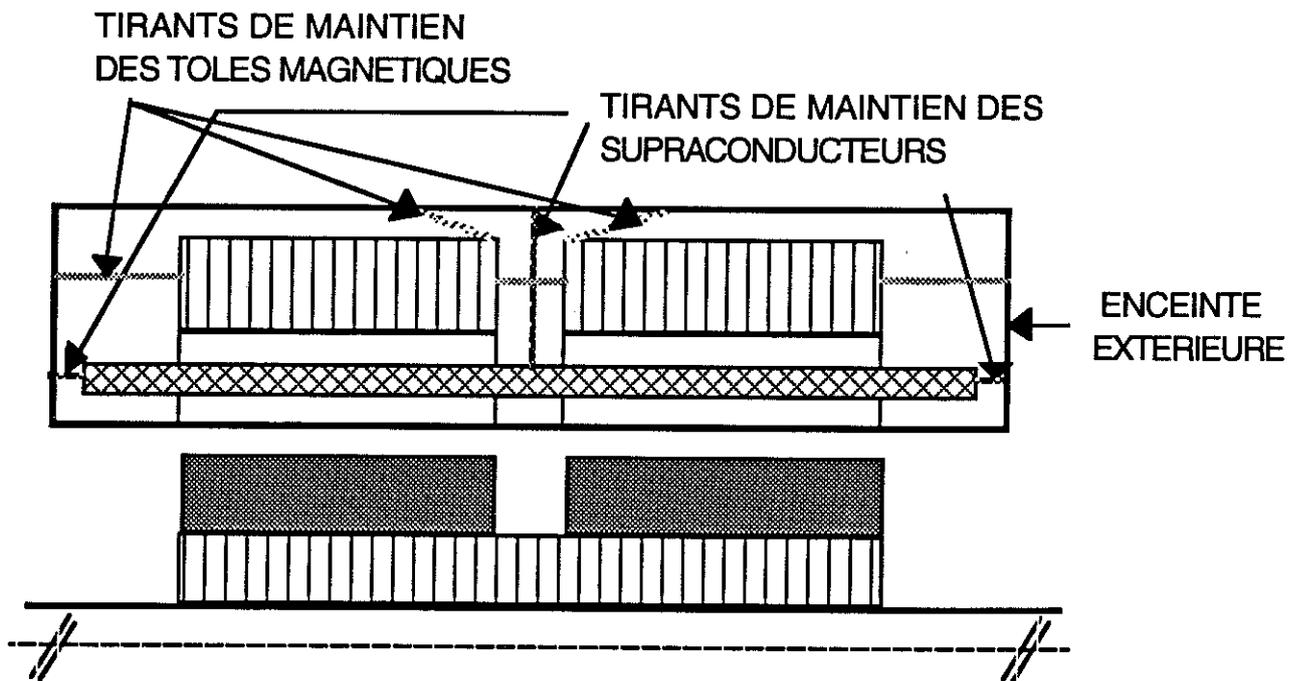


**Fig.VII-2 : Emplacement des conducteurs**

Le rayon moyen des conducteurs est appelé  $r_0$ .

L'épaisseur de l'isolation thermique entre le supraconducteur et le fer est appelé "Iso".

L'ensemble des conducteurs d'une encoche, ainsi constituée, est tenu mécaniquement, soit aux extrémités de la machine, soit, si les distances axiales sont trop importantes, en sectionnant la partie magnétique en plusieurs portions (voir fig.VII-3). Le circuit magnétique et l'enceinte hélium, sont maintenus par des tirants en fibre de verre.



**Fig.VII-3 : Demi coupe axiale**

Afin d'obtenir une densité globale de courant importante dans l'encoche, tous les conducteurs d'une phase sont regroupés dans une seule encoche, ce qui donne trois dents par pôle. La répartition des phases, le long de l'induit, se fait de la manière la plus simple sans raccourcissement. Une imbrication plus complète ne semble pas avantageuse car elle entraîne :

- soit la présence simultanée de deux phases dans la même encoche, ce qui correspond à une utilisation du supraconducteur moins efficace sans diminuer le pourcentage de champ de fuite par rapport au champ principal.
- soit un nombre plus important d'encoches par pôle et par phase, ce qui augmente la part relative de l'isolation thermique entre conducteurs et fer.

Ceci entraîne en conséquence une ondulation de couple importante.

La vue ci-dessous représente un pôle :

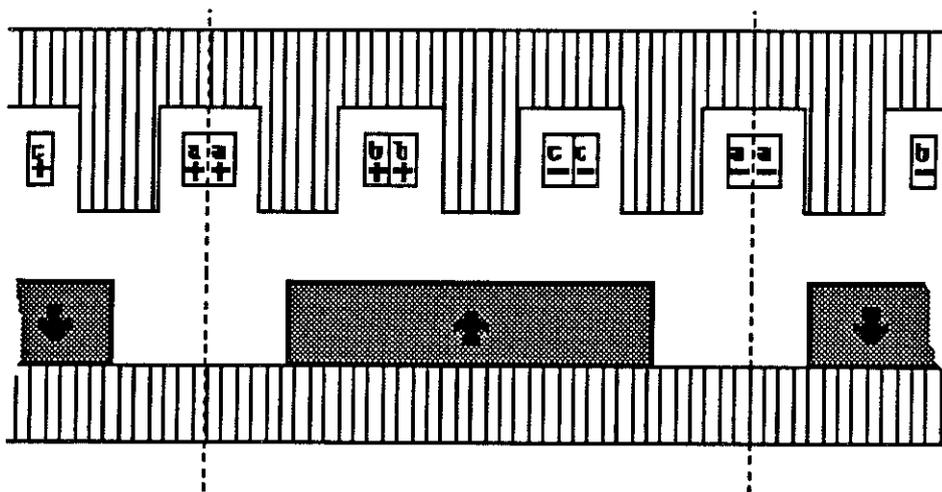


Fig.VII-4 : Schéma d'un pôle

### γ) Hypothèses

Pour que la structure considérée soit avantageuse, la densité de courant dans les encoches doit être supérieure à celle de la solution classique ; cela implique d'utiliser un nombre minimum d'encoches pour diminuer l'espace occupé par l'isolation thermique. La limitation du flux de fuite entre les dents impose l'augmentation de la largeur des encoches plutôt que de la hauteur. Cette disposition à larges encoches est prise en compte dans la modélisation de l'induit.

Comme première approche de dimensionnement, nous supposons que les matériaux magnétiques ne sont pas saturés ( $\mu_r \approx \infty$ ).

Le dimensionnement de cette machine ne prend pas en compte la contrainte de tenue à un court-circuit triphasé : nous admettrons que l'utilisation d'un limiteur supraconducteur en série avec l'induit limite le courant à une valeur  $I_{\max}$  inférieure au courant critique [VII-2].

Nous montrerons que la mise en place d'un limiteur ne pénalise pas trop la puissance massique et volumique globale si une récupération rapide n'est pas imposée ( $\approx$  quelques minutes). Dans le cas contraire, cette solution avec dents dont l'intérêt est de maintenir un bon couplage entre le stator et le rotor, conduit à des sur-courants de défaut très élevés qui imposent une augmentation importante du volume de supraconducteur .

Un dimensionnement tenant compte de cette contrainte est donné en annexe.

La force électromotrice à vide est fixée à 2200 V de façon à limiter les pertes dans les amenées de courants.

### $\delta$ ) Les données

Les principales données sont les suivantes:

$B_{\text{tôle}} = 1,7 \text{ T}$	l'induction maximum dans les tôles.
$E = 2200 \text{ V}$	la tension efficace d'une phase à vide.
$\text{Iso} = 1 \text{ cm}$	l'épaisseur de l'isolant entre les conducteurs et les tôles.
$J_r = 1,4 \text{ T}$	l'aimantation des aimants (Fe.Nd.B. à 150 K ).
$\mathcal{P} = 10 \text{ MW}$	la puissance de la machine.
$\Omega = 100 \text{ tr/min}$	la vitesse angulaire ( $\approx 10 \text{ rad/s}$ ).
$J(B_r^0)$	courbe de la densité critique de courant en fonction du champ magnétique dans le supraconducteur.

La fréquence d'alimentation (donc le nombre de paires de pôles) est prise comme paramètre afin de pouvoir mieux contrôler les pertes et dimensions de la machine.

**ε) Les inconnues**

Les paramètres géométriques de la machine ont été présentés sur la figure VII-1 :

$\beta\pi$  = ouverture angulaire électrique des aimants ( $0 < \beta < 1$ ).

$c$  = largeur de l'encoche.

$e$  = entrefer.

$e_{fs}$  = épaisseur de la couronne de fer statorique.

$e_{fr}$  = épaisseur de la couronne de fer rotorique.

$ha$  = hauteur d'aimant.

$hf$  = hauteur de la dent en fer.

$L$  = longueur active.

$lf$  = largeur de la dent en fer.

$r_0$  = le rayon moyen du supraconducteur.

Les paramètres électro-magnétiques sont :

$B$  = l'induction maximale dans l'entrefer au niveau des dents.

$B_r^0$  = l'induction des aimants au niveau du supraconducteur.

$I$  = le courant statorique efficace.

$N_c$  = le nombre de conducteurs par pôle et par phase ( $N_s = p.N_c$ ).

$p = (2.\pi f / \Omega)$  le nombre de paires de pôles.

$S$  = section de supraconducteur.

$x_d$  = la réactance synchrone (p.u.) et ( $x_d \approx x_q$ ).

Divers coefficients:

$k_d$  = coefficient de bobinage ( $k_d \neq 1$ ).

$k_f$  = coefficient de répartition des aimants.

Il dépend de la géométrie. Si tout le flux des aimants passe dans les trois dents d'un pôle magnétique:

$$k_f = \frac{16}{\pi^2} \cdot \sin\left(\frac{\pi.\beta}{2}\right) \cdot \left( \cos\left(\frac{\pi}{6.(\alpha + 1)}\right) - \cos\left(\frac{\pi.(2.\alpha + 1)}{6.(\alpha + 1)}\right) + \cos\left(\frac{\pi.(2.\alpha + 3)}{6.(\alpha + 1)}\right) \right)$$

où  $\alpha = \frac{lf}{c}$

En bilan, le nombre des paramètres géométriques et électromagnétiques est respectivement de 10, et 7, soit 17 au total.

## 2 - Mise en équation

### α) Equations électriques

*F.e.m.:*

$$E = \sqrt{2} \cdot p \cdot N_c \cdot k_d \cdot B \cdot L \cdot \Omega \cdot r_0 \quad \text{VII-1}$$

*Puissance électrique consommée au couple maximal :*

$$\mathcal{P} = 3 \cdot E \cdot I \quad \text{VII-2}$$

*Evaluation de  $x_d$ :*

$$x_d = \frac{\Phi_{\text{induit}}}{\Phi_{\text{exi}}} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N_c \cdot I}{2 \cdot B \cdot (lf + c)} \cdot \left( \frac{lf}{ha + e} + \frac{c}{ha + e + hf} \right) \quad \text{VII-3}$$

*Section de supraconducteur nécessaire:*

(compte tenu d'un coefficient de sécurité de 20%)

$$S = \frac{I_{\text{max}}}{0,8 \cdot J(B_r^0)} \quad \text{VII-4}$$

### β) Equations magnétiques

*Champ inducteur (approximation linéaire):*

$$B = \frac{J_r \cdot ha}{r_0 \cdot \ln\left(1 + \frac{ha + e}{r_0 - ha - e}\right)} \quad \text{VII-5}$$

Si  $(ha + e) \ll r_0$  alors

$$B \# \frac{J_r \cdot ha}{ha + e}$$

*Champ induit:*

$$B_i = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N_c \cdot I}{2 \cdot (ha + e)}$$

Le champ maximum dans les dents est la somme du champ inducteur et du champ induit. Ce champ total devra être inférieur au champ maximum admissible dans les tôles.

*Champ magnétique de l'induit au niveau du supraconducteur:*

$$B_r^0 \approx \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N_c \cdot I}{c} \quad \boxed{\text{VII-6}}$$

*Épaisseur de la couronne statorique:*

$$e_{fs} = \frac{3 \cdot I_f}{2} \quad \boxed{\text{VII-7}}$$

*Épaisseur de la couronne rotorique:*

$$e_{fr} \approx \frac{\beta \cdot \pi \cdot r_0 \cdot J}{2 \cdot p \cdot B_{\text{tôle}}} \quad \boxed{\text{VII-8}}$$

### $\gamma$ ) Equations géométriques

*Emplacement du supraconducteur: ( hauteur des dents)*

$$hf = \frac{5 \cdot N_c \cdot S}{c - 2 \cdot \text{Iso}} + 2 \cdot \text{Iso} \quad \boxed{\text{VII-9}}$$

Le coefficient 5 laisse une place suffisante à la fois pour tenir correctement les fils supraconducteurs et bien les refroidir .

*Le rayon de la machine:*

$$r_0 = \frac{3 \cdot p \cdot (I_f + c)}{\pi} \quad \boxed{\text{VII-10}}$$

### $\delta$ ) Conditions à vérifier

- \* d'ordre mécanique
  - tenue des dents et du supraconducteur au couple.
- \* d'ordre thermique
  - évacuation des pertes.
- \* d'ordre magnétique
  - non désaimantation des aimants :  $H_c = 3,6 \text{ T}$  (Fe.Nd.B à 150 K).

Toutes ces conditions sont normalement vérifiées et ne donnent pas de relations restrictives supplémentaires.

### ε) Conclusion

Le nombre d'équations électriques, magnétiques et géométriques est respectivement de 4, 4 et 2 ; soit 10 équations. 7 paramètres restent à déterminer par optimisation. Nous choisissons d'optimiser par rapport à  $p$ ,  $\alpha$  ou  $k_f(\alpha)$ ,  $N_c$ ,  $B$ ,  $\beta$ ,  $e$ ,  $B_r^0$ .

### 3 - Optimisation

#### α) Recherche du maximum de puissance volumique de la partie utile

La puissance volumique d'une machine tournante est proportionnelle à plusieurs termes:

$$\frac{\mathcal{P}}{\text{vol}} \# B \cdot j \cdot \Omega \cdot \cos(\psi)$$

avec  $\left\{ \begin{array}{l} B: \text{ induction dans l'entrefer} \\ j: \text{ densité linéique globale de courant statorique} \\ \Omega: \text{ vitesse de rotation} \\ \psi: \text{ angle entre E et I.} \end{array} \right.$

La vitesse de rotation étant fixée, l'angle de déphasage interne pouvant être fixé à  $\frac{\pi}{2}$  par auto-pilotage ( fonctionnement à couple maximum), seul le champ et la densité de courant restent comme paramètres.

$$\begin{aligned} \frac{\mathcal{P}}{\text{vol}} &= \max (B \cdot j) \\ \frac{\mathcal{P}}{\text{vol}} &\# \max \left( \frac{B \cdot p \cdot N_c \cdot I \cdot k_d \cdot k_f}{r_0} \right) \\ \frac{\mathcal{P}}{\text{vol}} &\# \max \left( \frac{N_c \cdot p \cdot B \cdot k_f}{r_0} \right) \end{aligned}$$

La prise en compte de cette relation et des équations VII-6 et VII-10 conduit à la recherche d'un maximum en fonction des paramètres utilisables pour l'optimisation.

$$\max \left( \frac{k_f(\alpha)}{1 + \alpha} \cdot B \cdot B_r^0 \right) \quad \boxed{\text{VII-11}}$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{l_f}{c}$$

### β) Optimisation des volumes

#### a) Le volume de supraconducteur

$$V_{\text{supra}} = 3.N_c.S.(2.p.L + \epsilon.r_0)$$

Si le supraconducteur est bien utilisé (les têtes de bobine  $\epsilon.r_0$  sont négligeables devant les parties droites actives), le volume de supraconducteur devient, en utilisant [VII-1] :

$$V_{\text{supra}} \# \frac{B_r^0}{p.N_c.B(1+\alpha)}$$

#### b) Le volume d'aimant

$$V_a = 2.\pi.\beta.r_0.h_a.L$$

soit en fonction des paramètres d'optimisation :

$$V_a \# \frac{\beta.e}{p.N_c.(J_r - B)}$$

#### c) Le volume de fer

$$V_f = 2.\pi.L.q \left( e_{fs} \cdot \left( r_0 + \frac{hf}{2} + \frac{e_{fs}}{2} \right) + e_{fr} \cdot \left( r_0 - \frac{hf}{2} - e - h_a - \frac{e_{fs}}{2} \right) \right) s + 6.p.hf.lf.L$$

Le volume des dents est souvent négligeable devant la couronne magnétique.

D'où :

$$V_{fs} \approx 2.\pi.L.r_0.e_{fs} \# \frac{\alpha}{p.B.B_r^0}$$

$$V_{fr} \approx 2.\pi.L.r_0.e_{fr} \# \frac{\beta.(1+\alpha)}{p.B.B_r^0}$$

#### d) Forme de la machine

Pour minimiser le volume total de la machine, il faut aussi optimiser le volume qui entoure la partie active. Pour ceci, nous définissons une longueur axiale  $\ell$  et une radiale  $r$

correspondant aux distances entre les bords extérieurs du moteur et la "partie active" comme le montre la figure VII-5.

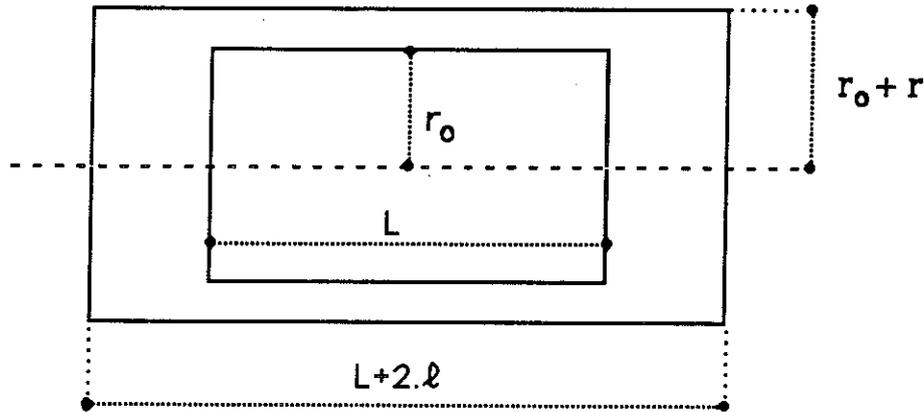


Fig.VII-5 : Forme de la machine

En se fixant le volume actif et les distances d'isolation, pour  $L$  variant par rapport à  $r_0$ , le minimum de volume d'isolement est obtenu pour :

$$L = 2 \cdot r_0 \cdot \frac{l}{r}$$

VII-12

$\frac{l}{r}$  est de l'ordre de 4 pour des raisons technologiques dans notre maquette.

Cette équation détermine la forme de la machine qui est incompatible avec la forme habituelle des machines lentes ( $L \approx r_0$ ). Un compromis devra être trouvé entre l'optimisation du volume d'isolement et celle de la partie active.

Le minimum théorique de volume correspond à un faible volume disponible pour l'isolement thermique.

Le minimum de poids est réalisé en diminuant le volume de fer : c'est à dire avec un nombre de paires de pôles élevé et donc  $r_0$  plus grand.

### $\gamma$ ) Inventaire des pertes

a) Du fer: (Ramenées à l'ambiante)

$$P_{\text{fer}} \# p \cdot \Omega \cdot T^{-1} \cdot V_{\text{fs}} \# \frac{\alpha}{B \cdot B_r^0 \cdot T}$$

où  $T$  est la température, le coefficient  $T^{-1}$  représentant grossièrement les variations du facteur de mérite des installations de refroidissement pour les températures envisagées.

Les pertes dépendent, aussi énormément, de la saturation des tôles et de la qualité de celles-ci. Le circuit magnétique devant être soigné du point de vue des pertes l'utilisation de fer-cobalt est envisageable.

Au premier ordre, les pertes ne dépendent pas de  $p$ .

#### b) Du supraconducteur

En se fixant, par le limiteur,  $I_{\max}$  à  $3.I.\sqrt{2}$ , on a  $\frac{\sqrt{2}.I}{I_c} \approx 0,3$

Si  $B \# 1 \text{ T}$  à  $50 \text{ Hz}$ ,  $P_{\text{supra}} = 23 \text{ kW/m}^3$  [II-2].

L'influence de la fréquence et du champ sur les pertes se traduit par :

$$P_{\text{supra}} \# p.\Omega.B_r^2.V_{\text{supra}}$$

Soit avec les paramètres de l'optimisation :

$$P_{\text{supra}} \# B_r^3 \cdot \frac{1}{N_c.B.(1 + \alpha)}$$

Les pertes du supraconducteur ne dépendent pas de  $p$  et sont bien contrôlées par  $B_r^0$ .

#### c) Les autres pertes

Les amenées de courant ont des pertes minimales de  $1,2 \text{ mW/A}$  à froid [VII-3].

Les pertes par rayonnement et conduction ne devraient pas être très importantes devant les pertes fer et celle du supraconducteur pour cette taille de machine [VII-4].

Le refroidissement du rotor peut être fait par rayonnement et conduction à travers un entrefer basse pression ; ceci suppose qu'il soit, axialement, très bien isolé thermiquement de l'extérieur. Dans ce cas, cette source de perte est peu importante.

#### δ) Importance relative des différents matériaux

En première approche, le prix volumique des matériaux supraconducteurs est 10 fois plus élevé que celui des aimants. Ces derniers sont aussi 10 fois plus chers que les tôles en fer-cobalt. (Si le circuit magnétique est en fer-silicium, son prix n'intervient plus). Par contre, les masses du fer, des aimants et du supraconducteur pouvant différer d'un ordre de grandeur, ces trois matériaux peuvent influencer le coût de la machine (cf. figure VII-6).

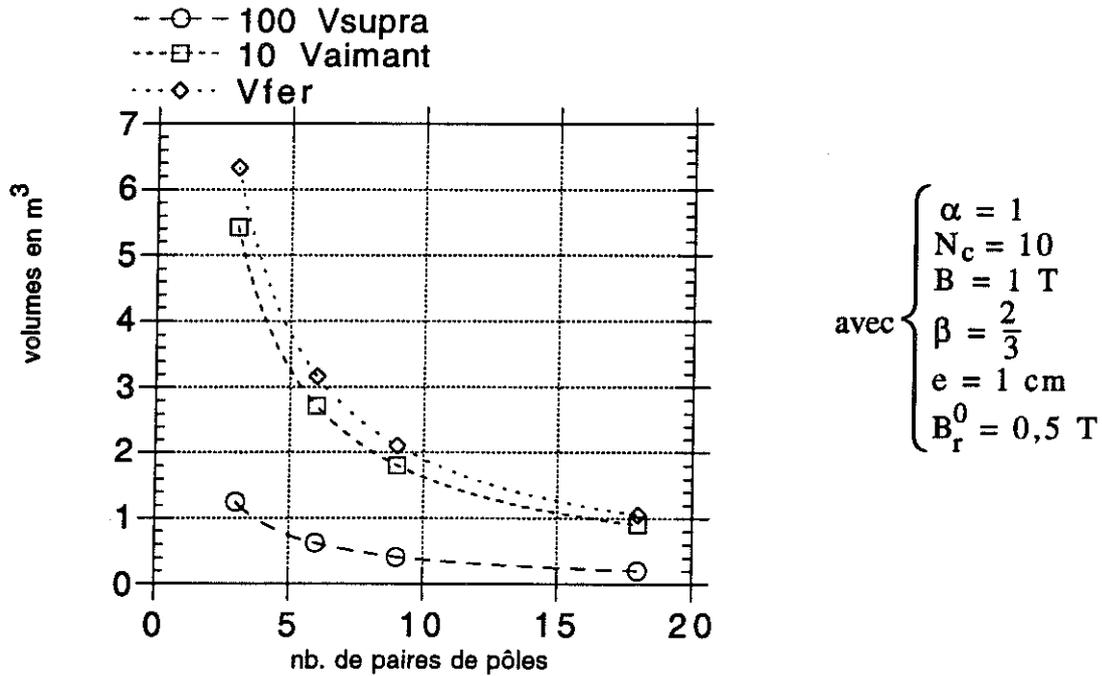


Fig.VII-6 : Importance relative des différents matériaux

### ε) Conclusion de l'optimisation

Pour la détermination complète de la machine, deux choix sont à faire:

- $B_r^0$  qui détermine les pertes dans le supraconducteur.
- $B$  le champ magnétique de l'excitation qui détermine le volume d'aimant de la machine et qui influe aussi sur les pertes des supraconducteurs...

La recherche du maximum de puissance volumique de la partie active nous donne la valeur de  $\alpha$ . (équation VII-11)

Usuellement,  $\beta$  vaut  $\frac{2}{3}$ , ce qui correspond à un bon compromis entre la valeur du fondamental du champ magnétique ( $k_d=1$ ) et la quantité d'aimants employés. De plus, cette valeur annule l'harmonique d'ordre 3.

$$\beta = \frac{2}{3}$$

VII-13

Les pertes fer ramenées à la température ambiante, dépendent de la température du circuit magnétique - écran thermique. Celles du supraconducteur, dissipées à 4 K, dépendent fortement de  $B_r^0$ . Ces deux paramètres permettent de contrôler les pertes du moteur.

L'optimisation des volumes des différents matériaux montre que  $p$  doit être grand ( cf figure VII-6).

Pour le volume de supraconducteur et d'aimant,  $N_c$  doit être grand. Le produit  $N_c \cdot p$  qui donne le nombre d'encoches est fixé par le critère du volume total minimal. Aussi  $p$  sera-t-il augmenté plutôt que  $N_c$  pour favoriser la diminution du volume de fer par rapport à la diminution des pertes dans les supraconducteurs qui sont inférieures à celle du fer (cf. figure VII-7). Toute fois,  $N_c$  ne sera pas trop diminué pour que la densité de courant reste importante ( $> 7 \text{ A/mm}^2$ ) dans les encoches.

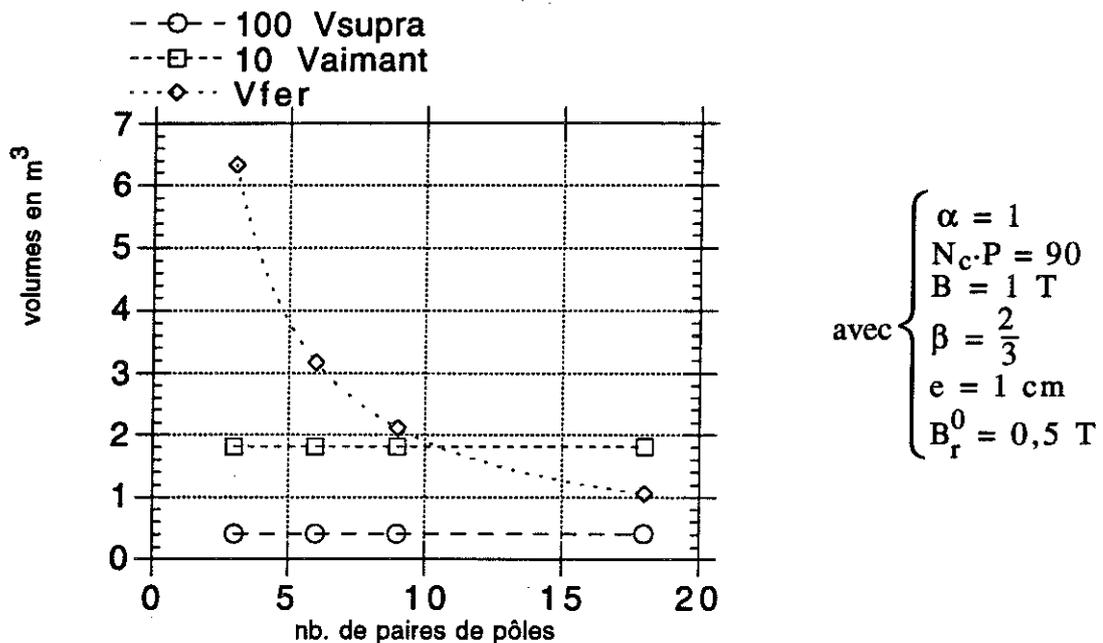


Fig.VII-7. : Optimisation du fer

$N_c = 10$  sera finalement retenu.

VII-14

Le nombre de paire de pôles sera déterminé grâce à l'équation donnant un volume minimum. Une machine de faible volume (petit rayon donc peu de paires de pôles) entraîne une augmentation de poids (culasse magnétique plus importante) ;

Nous choisirons  $L \approx 2.r_0$ . (cf. équation VII-12 )

VII-12'

Un compromis entre le maximum de la puissance volumique et le minimum d'aimant devra être trouvé pour choisir  $B$ , l'influence sur la masse de tôles étant du second ordre. A partir d'un certain seuil de champ magnétique, l'accroissement de la puissance massique devient négligeable devant l'augmentation du volume d'aimant. L'optimisation du volume d'aimant, conduit à prendre  $e$  minimal :

$e$  est donc fixé par les contraintes mécaniques à 1 cm.

VII-15

Le champ  $B_r^0$  a une grande influence sur les pertes du supraconducteur ; un compromis devra, donc, être trouvé avec les autres performances : (la puissance volumique, le volume et les pertes fer).

#### 4 - Résolution

##### α) Déroulement du dimensionnement

Au début, les deux paramètres  $B_r^0$  et  $B$  doivent être choisis.

Une itération sera faite pour faire varier les deux paramètres  $B$  et  $B_r^0$  et voir leurs influences respectives sur les caractéristiques de la machine.

Pour du matériel embarqué, la réfrigération se fera par de l'hélium super-critique vers 5 K. Sous un champ de 0,6 T,  $J$  vaut environ  $1500 \frac{A}{mm^2}$ .

Les valeurs suivantes sont fixées :

$$\beta = \frac{2}{3} \quad (\text{d'après l'équation VII-13})$$

$$N_c = 10 \quad (\text{d'après l'équation VII-14})$$

$$e = 1 \text{ cm (contrainte mécanique)} \quad (\text{d'après l'équation VII-15})$$

La donnée de  $I_{\max} = 3\sqrt{2}.I$  et les équations (1) à (15) fournissent les autres valeurs recherchées.

Il reste à contrôler que les tôles ne sont pas trop saturées et à calculer le champ maximal dans le supraconducteur par la formule ci-contre:

$$B_{\max}^0 = \sqrt{B_r^0{}^2 + \left( \frac{J.l.a}{l a + e + h f} \right)^2}$$

Le champ maximum dans le supraconducteur ne se trouve pas au niveau des têtes de bobine comme dans le cas de machine sans dents, mais bien dans les parties droites. Le champ, au niveau des supraconducteurs, varie beaucoup à l'intérieur d'une section de conducteur, aussi ne pouvons-nous pas faire d'évaluation précise pour les pertes.

Pour calculer le coefficient  $k_f$ , il faut tenir compte du flux entre les dents des aimants. La valeur exacte dépend de l'importance du champ entre les dents. Pour  $\beta = \frac{2}{3}$  (voir figure VII-8), nous calculons le fondamental de l'induction pour trouver  $k_f$  :

$$k_f(\alpha) = \frac{8 \cdot \sqrt{3}}{\pi^2 \cdot (e+ha+hf)} \cdot \left\{ e+ha + hf \cdot \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{6 \cdot (\alpha+1)}\right) - \cos\left(\frac{\pi \cdot (2 \cdot \alpha + 1)}{6 \cdot (\alpha+1)}\right) + \cos\left(\frac{\pi \cdot (2 \cdot \alpha + 3)}{6 \cdot (\alpha+1)}\right) \right\} \right\}$$

où  $\alpha = \frac{l_f}{c}$

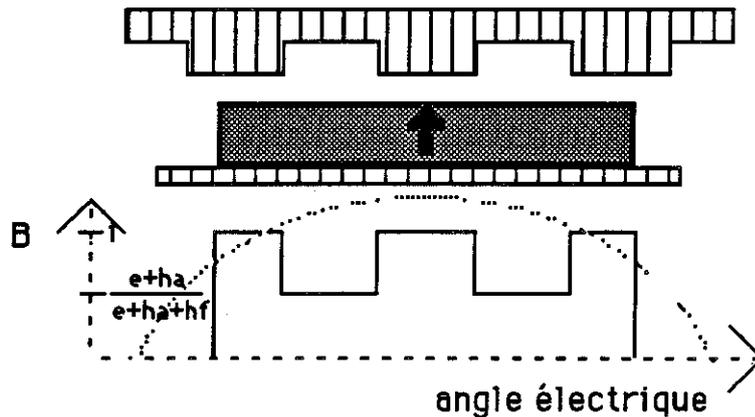


Fig.VII-8 : Le coefficient de bobinage

Suivant les résultats obtenus, B et  $B_r^0$  peuvent être modifiés afin d'affiner l'optimisation.

### β) Résultats numériques

Des valeurs de  $B_r^0$  de 0,5 T et B = 1 T ont été prises. ( $B_r^0$  est limité par le niveau de perte supraconducteur autorisé et la densité de courant dans les fils ; B est limité par le volume d'aimant). Les résultats sont les suivants :

Les paramètres géométriques :

$\beta\pi$ = ouverture angulaire électrique des aimants.	= $\pi \cdot 2/3$
c = largeur de l'encoche.	= 5,4 cm
e = entrefer.	= 1 cm
$e_{fs}$ = épaisseur de la couronne de fer statorique.	= 8,1 cm
$e_{fr}$ = épaisseur de la couronne de fer rotorique.	= 6,7 cm
ha = largeur d'aimant.	= 2,5 cm
hf = hauteur de la dent en fer.	= 3,8 cm
L = longueur active.	= 1,9 m
$l_f$ = largeur de la dent en fer.	= 5,4 cm
$r_0$ = le rayon moyen du supraconducteur.	= 0,93 m

Les paramètres électro-magnétiques :

$B$ = l'induction maximale.	= 1 T
$B_r^0$ = l'induction des aimants dans le supraconducteur.	= 0,5 T
$B_{rmax}^0$ = l'induction maximale dans le supraconducteur.	= 0,7 T
$I$ = le courant statorique efficace.	= 1520 A
$N_c$ = le nombre de spires par phase et par pôle.	= 10
$p = (2.\pi f / \Omega)$ le nombre de paires de pôles.	= 9
$S$ = la surface de supraconducteur dans laquelle passe $I$ .	= 4 mm <sup>2</sup>
$x_d$ = la réactance synchrone.	≈ 0,85 p.u.

Divers coefficients :

$k_d$  = coefficient de bobinage. ( $k_d \neq 1$ )

$k_f = 1,05$

Une vue d'ensemble de la machine est donnée par :

le rayon extérieur = 1,1 m

la longueur totale = 2,5 m

le volume froid = 6,2 m<sup>3</sup>

le volume total = 9,5 m<sup>3</sup>      soit 45 tonnes dont  $\left\{ \begin{array}{l} 6 \text{ t de paliers} \\ 4 \text{ t de cryostat} \end{array} \right.$

le volume de supraconducteur = 4 dm<sup>3</sup>      soit      35 kg

le volume d'aimant = 0,18 m<sup>3</sup>      "      1,35 tonne

le volume de fer = 2,1 m<sup>3</sup>      "      17 tonnes

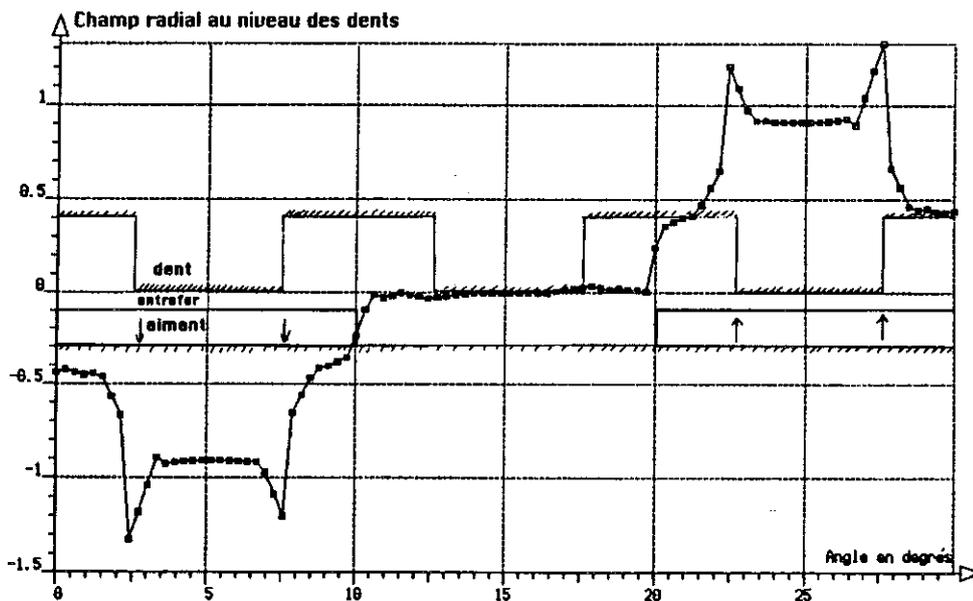
le  $\cos\phi = 0,76$

Le rendement total ≈ 99,4%

### $\gamma$ ) Validation et comparaison

#### a) Validation des résultats électromagnétique par calcul numérique

Les différents champs calculés analytiquement ont été contrôlés par un logiciel d'éléments finis dans un cas particulier. Les valeurs sont assez proches de celles calculées précédemment compte tenu des approximations faites. Il faut, toutefois, remarquer que le champ dû au courant dans le supraconducteur est sous-évalué d'environ 15% dans le calcul analytique. Quant au champ dû aux aimants, sa valeur est relativement bonne : des sur-champs se développent au bord des dents ce qui compense la faible diminution dans leurs parties centrales. La valeur théorique de  $k_f$  est un peu surestimée d'à peu près 5%. La figure ci-dessous représente l'induction magnétique du rotor tout au long de l'entrefer contre les dents. (La hauteur des aimants est de 2 cm pour un entrefer de 1 cm et la hauteur des dents est de 4 cm).



**Fig.VII-9 : Excitation dans l'entrefer**

Des pointes de champ surgissent sous les bords des dents. Elles provoqueront des saturations dans les matériaux magnétiques. Les aimants induisent un champ entre les dents, là où se trouvent les supraconducteurs. Une augmentation des profondeurs d'encoche diminuerait ce champ, mais influencerait aussi sur le coefficient  $k_f$ . Cette figure

donne une idée de l'importance des harmoniques de l'induction dans l'entrefer. Ces harmoniques sont assez importants et risquent d'être très gênants. De plus, ils rendent le calcul des pertes encore plus approché. Toutes les valeurs trouvées bien qu'approximatives permettent d'évaluer les caractéristiques d'une éventuelle machine.

*b) comparaison avec une machine classique à encoche et aimants permanents*

Les caractéristiques de la machine supraconductrice sont comparées ci-dessous à une machine classique à aimant pour la puissance de 10 MW à 100 tr/min. [III-2].

	SUPRA	CLAS- SIQUE		SUPRA	CLAS- SIQUE
B (T)	1	0,65	R <sub>ext</sub> (m)	1,1	1,7
J <sub>encoche</sub> (A/mm <sup>2</sup> )	7,5	3	L <sub>ext</sub> (m)	2,5	1,7
p	9	22	V <sub>cond</sub> (m <sup>3</sup> )	0,004	0,41
h <sub>a</sub> (cm)	2,5	3,9	V <sub>aim</sub> (m <sup>3</sup> )	0,18	0,4
l <sub>f</sub> /(l <sub>f</sub> +c)	0,5	0,47	V <sub>fer</sub> (m <sup>3</sup> )	2,1	1,6
e (cm)	1	1,5	V <sub>total</sub> (m <sup>3</sup> )	9,5+5 *	14,6

\* volume du réfrigérateur

**Tableau VII-1 :** Comparaison des moteurs à aimants classique et supraconducteur

Les caractéristiques géométriques des deux moteurs sont similaires.

L'ensemble supraconducteur (avec le réfrigérateur) présente le même volume que la solution classique, seul le poids devrait avantager un peu la solution cryogénique. Les densités de courant plus élevées permettent de diminuer le rayon de la machine et donc l'entrefer. L'utilisation d'aimants froids permet d'augmenter l'excitation tout en utilisant moins de Fe.Nd.B. Mais l'accroissement de la puissance volumique est pénalisé par l'isolation thermique.

Les dents de la machine supraconductrice sont plus larges pour minimiser l'espace d'isolation thermique entre les conducteurs et le fer.

## 5 - Vue d'ensemble

### $\alpha$ ) Evaluation des pertes

#### *a) Les pertes fer*

Un bon ordre de grandeur est de 3,6 W/kg pour des tôles minces de fer silicium non orientées à 50 Hz et 1,7 T. Les pertes fer sont proportionnelles au carré de la fréquence. Aux alentours de 15 Hz, ce coefficient vaut 0,15 W/kg. Le volume de fer du rotor n'a pas de pertes ; et tout le volume du stator ne sature pas. En considérant l'ensemble du fer statorique, il reste environ 10 tonnes pour lesquelles on peut faire un calcul de pertes. Avec un facteur de mérite à 120 K de 10, les pertes fer s'élèvent à 0,36%.

#### *b) Les pertes du supraconducteur*

En prenant un champ moyen dans les supraconducteurs de 0,6 T à 15 Hz, les pertes froides sont de 10 W. Avec un facteur de mérite de 1000, les pertes du supraconducteur représentent 0,1%.

#### *c) Les amenées de courant*

Les trois amenées de courant optimisées pour 1,5 kA, avec un facteur de mérite de 2600, induisent des pertes de 0,14%. L'utilisation de supraconducteur à haute température critique permet de diviser ces pertes par environ 10. Une autre solution pour diminuer ce type de pertes consiste à réduire le courant nominal pour accroître la tension.

#### *d) Les pertes du cryostat*

Ces autres pertes ne devraient pas être importantes ; elles dépendent beaucoup de la conception de l'ensemble. Le refroidissement du rotor peut ne pas être complètement négligeable...

### $\beta$ ) Le réfrigérateur

Par rapport à une machine supraconductrice sans dent, le réfrigérateur sera moins important même à puissance égale, car les pertes à 5 K sont très réduites et celles des

tôles se trouvent à des températures plus élevées donc avec un meilleur facteur de mérite. Aussi, les pertes des tôles vers 150K permettent - elles de diminuer le volume du réfrigérateur, car la puissance froide à fournir est plus importante donc obtenue avec un meilleur rendement. De plus, le volume des échangeurs sera plus petit du fait des températures plus élevées.

Il est très difficile d'évaluer le volume du réfrigérateur sachant que les pertes ne peuvent être calculées avec précision. Un volume de 5 m<sup>3</sup> semble être raisonnable.[VII-4]

#### **γ) Le limiteur**

Le volume du limiteur ne sera pas très important. Il suffirait d'environ 30 litres de supraconducteur limiteur dans le cas le plus simple; c'est-à-dire un simple bobinage non selfique. Celui-ci, intégré dans le moteur, ne représenterait qu'un surplus d'environ 0,5 m<sup>3</sup>. Le temps de récupération du limiteur peut être très rapide (quelques secondes [VII-4]), mais la quantité d'hélium évaporée peut s'avérer pénalisante, car elle doit être remplacée par du liquide. Le temps d'indisponibilité du moteur, lors d'une transition, est donc de quelques minutes.

#### **δ) Le convertisseur**

La puissance du convertisseur devra être un peu plus importante que celle de la machine, car  $x_d$  n'est pas négligeable. Le volume occupé par l'alimentation sera comparable à celui d'une machine classique [VI-2].

### **6 - Conclusion**

Le dimensionnement de la machine a permis d'évaluer les performances de cette configuration et d'aborder les difficultés inhérentes à ce type. La caractérisation complète du moteur ne peut être faite dans une étude si sommaire : le volume du réfrigérateur, qui dépend des pertes, est difficile à calculer avec précision.

Les dimensions des moteurs, avec et sans limiteur (pour ce dernier voir annexe), sont comparées dans le tableau VII-2 avec celles d'une machine supraconductrice à aimants permanents et sans encoche, dimensionnée pour résister à un court-circuit brusque [VII-4].

Caractéristiques	Machine sans fer	Machine à encoches (avec limiteur)	Machine à encoches (sans limiteur)
F.e.m. à vide $E$ (kV <sub>eff</sub> )	2,31	2,2	2,2
Courant nominal $I$ (kA <sub>eff</sub> )	1,45	1,52	1,52
Nombre de paire de pôles	15	9	10
Fréquence en (Hz)	25	15	16,6
Réactance synchrone $x_d$ (p.u.)	1,5	0,85	0,35
Réactance subsynchrone $x''_d$ (p.u.)	1,11	0,04	0,07
Rendement (%)	98,5	99,4	99,4
Longueur active (m)	0,535	1,9	1,5
Longueur totale (m)	1,21	2,5	2,1
Rayon extérieur (m)	1,59	1,1	1,2
Volume total (m <sup>3</sup> )	10	9,5	9,5
Masse de supraconducteur (kg)	320	35	250
Masse de circuits magnétiques (t)	5,8	17	18
Masse d'aimants (t)	2,4	1,35	2,5
Masse du cryostat, de l'arbre et des paliers (t)	26,6	25	25
Masse totale (t)	35	43	46
Masse totale-avec réfrigérateur (t)	40	48	51

**Tableau VII-2 : Comparaison des moteurs supraconducteurs à aimants permanents suivants :**

sans encoches

avec encoches et sans limiteur

avec encoches et limiteur

Les avantages de la solution avec encoche et limiteur apparaissent bien : Le volume et le rendement de la machine sont meilleurs que dans le cas classique. Par rapport à une machine supraconductrice à entrefer lisse, cette machine utilise plus de fer et de meilleure qualité. Par contre, le volume d'aimant et de supraconducteur est moins important. Les pertes pourraient, aussi, s'avérer plus faibles. De plus, le volume d'hélium est plus petit que dans le moteur sans encoches.

Les inconvénients sont aussi discernables. Le plus important est sans doute les harmoniques du couple dus au faible nombre d'encoches qui provoquent des vibrations très nuisibles. La tenue mécanique du bobinage induit est l'un des points faibles de cette structure et risque de poser des problèmes pour ce type de sollicitations.

Cet handicap est prépondérant par rapport aux avantages découverts par ailleurs : il est donc peu envisageable de s'engager dans cette voie tant que ce point n'aura pas été éclairci.



# CONCLUSION



## 1 - Faisabilité pratique

En réalisant cette machine, nous avons montré qu'il est technologiquement possible de réaliser un moteur supraconducteur à aimants permanents. Le prototype construit possède des caractéristiques intéressantes. Sa masse, par exemple, est à comparer à celle du moteur à courant continu d'entraînement de même puissance, soit 36 kg contre 210 kg.

Les performances expérimentales sont légèrement inférieures aux prévisions théoriques. L'étude en deux dimensions utilisée pour le dimensionnement, n'est pas entièrement satisfaisante.

- Les performances des aimants que nous avons utilisés sont légèrement inférieures à celles attendues. Le gain à basse température n'est que de 10 % sur l'aimantation rémanente, ceci provient du dopage de ces aimants.
- Les bobines supraconductrices réalisées présentent des performances bien inférieures à celles critiques en échantillon court, même en courant continu. Le compromis entre la tenue mécanique et le refroidissement du supraconducteur reste à trouver.

## 2 - Amélioration théorique

\* Après avoir résolu les problèmes technologiques qui se posaient lors de la fabrication d'un moteur de structure classique, nous pouvons envisager des structures plus complexes. *La structure cylindrique classique est-elle la structure la plus adaptée à ce type de machine ?* Outre l'aspect performance électromagnétique d'une structure, il faut tenir compte de l'aspect cryogénique.

- Une amélioration possible serait d'utiliser une structure poly-entrefer qui permettrait d'accroître l'énergie magnétique emmagasinée [C-1].
- La concentration du flux magnétique permet d'utiliser les aimants à leurs caractéristiques maximales, ce qui est très intéressant à basse température. Cette diminution du volume d'aimant est compensée par un accroissement du circuit magnétique rotorique.

- Le bobinage réalisé induit des surchamps de l'ordre de 1,4, ce qui est inacceptable pour une machine de forte puissance.
- L'isolation thermique est indispensable mais occupe un volume non négligeable et alourdit sensiblement la machine. L'utilisation de tirants réduit ce volume. De plus, quand le rotor est froid, l'utilisation de paliers magnétiques supraconducteurs H.T.C. et d'aimants permanents rend la machine plus compacte. En outre, mettre un rotor à basse température pose le problème du refroidissement de l'entre-fer. Dans ce cas, les amenées de courant pourraient sortir au niveau de l'entre-fer et profiter des mêmes vapeurs d'hélium.

\* Une deuxième question se pose : *est-il rentable de refroidir un rotor à aimants permanents ?*

Dans le prototype réalisé, les gains sont faibles : + 10 % sur l'aimantation rémanente et suppression d'un écran thermique. Les aimants utilisés ont des caractéristiques d'aimantation coercitive suffisantes pour éviter tout risque de désaimantation. Dans notre prototype, la propriété d'accroissement du champ coercitif à basse température n'est pas utilisée. En effet, il est difficile de concentrer le flux pour obtenir des inductions plus importantes, dans la structure cylindrique, quand le nombre de paires de pôles est inférieur ou égal à 4. Seul l'ajout d'aimants en position orthoradiale peut accroître l'induction. Mais cette augmentation ne permet pas d'utiliser les aimants à leurs performances maximales. Par contre, le refroidissement des aimants n'augmente pas les pertes et n'est pas compliqué à réaliser.

Dans une machine de forte puissance, le refroidissement du rotor apportera des pertes supplémentaires qui seront faibles, si la température du rotor est l'ordre de 150 K. Par contre, cela modifie le réfrigérateur associé à la machine en lui donnant plus d'importance, mais en améliorant aussi son rendement. A plus basse température, la solution d'un rotor supraconducteur devient concurrentielle.

D'un autre côté, l'utilisation d'aimants mieux adaptés que les nôtres, dans leurs caractéristiques optimales et la suppression d'un écran thermique peut s'avérer payante.

\* Enfin, une dernière question est à soulever : *devons nous dimensionner une machine pour qu'elle résiste à un court-circuit brusque à couple nominal ?*

Devant la complexité d'une telle machine, une gestion des défauts est nécessaire. Leurs probabilités d'apparition doivent être définies pour juger des inconvénients que ces défauts procurent et contrôler leurs conséquences. Une protection contre un court-circuit peut aussi être assurée par un limiteur supraconducteur ou un dispositif extérieur.

### 3 - Perspectives

Avec le progrès, les nouveaux matériaux vont évoluer en améliorant leurs performances :

- \* La densité d'énergie stockée dans les aimants permanents devrait augmenter. A basse température, des améliorations sont aussi possibles.
- \* Parallèlement, les supraconducteurs vont évoluer :
  - Avec l'amélioration des connaissances sur les pertes en induction alternative, des solutions devraient encore accroître les performances des fils de ce point de vue. De manière plus générale, les fils S.C. en Nb.Ti. n'ont sûrement pas fini de progresser à moins qu'ils ne soient abandonnés pour d'autres matériaux devenus plus performants.
  - Les premiers concurrents possibles sont : le Nb<sub>3</sub>Sn. ou les phases de Chevrel qui commencent à être fabriquées sous forme de fils. Enfin, il faut citer les supraconducteurs à haute température critique (H.T.C.) dont les performances devraient être proches des S.C. actuels, mais à la température de 77 K. Aujourd'hui, les études portent surtout sur l'accroissement de la densité de courant critique. La deuxième étape consiste à fabriquer des fils qui pourront ensuite être commercialisés. Actuellement, la fabrication de fils H.T.C. (oxyde de cuivre-bismuth-strontium-calcium) d'une centaine de mètres est un exploit. Sur une dizaine de mètres, la densité de courant critique est de l'ordre de 400 A/mm<sup>2</sup> à 4,2 K à 1 T. Ses performances sont encore inférieures aux S.C. conventionnels.
- \* Le 3<sup>e</sup> point d'évolution porte sur les réfrigérateurs - liquéfacteurs qui sont souvent oubliés.

Leurs performances s'améliorent sans cesse. Un facteur de mérite de 250 à 4,2 K pour les réfrigérateurs du L.E.P. du CERN permettrait de diviser par 4 les pertes annoncées, ceci évidemment pour une installation beaucoup plus puissante (6 kW froid ce qui correspond à une machine électrique de plus de 500 MW).

Pour conclure, l'avenir du MAPS dépend de l'évolution des matériaux. Tant que les supraconducteurs alternatifs ne supporteront pas sans problèmes des champs magnétiques de plus de 1T, les aimants permanents auront leur place. Au dessus de 2T, les matériaux magnétiques durs ne sont plus utilisables et les matériaux magnétiques doux verront leurs proportions diminuer.



# ANNEXES



## Dimensionnement d'une machine supra- conductrice à aimants permanents avec des dents calculées pour résister à un court-circuit triphasé sans limiteur de courant.

Pour cela, le courant maximum dans les conducteurs doit être connu. Aussi, pour évaluer cette grandeur, le moteur est modélisé par un entrefer constant correspondant à la valeur moyenne.

Le courant maximal vaut dans ce cas là:

$$I_{\max} = I \cdot \sqrt{2} + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{E_m + (X - X'')I}{I \cdot X''}$$

Soit en fonction des variables réduites:

$$\frac{I_{\max}}{I} = \sqrt{2} \cdot \left( 1 + 2 \cdot \frac{1 + x_d - x_d''}{x_d''} \right)$$

$x_d''$  se déduit de  $x_d$  et de la géométrie [8] :

$$\frac{x_d''}{x_d} = \frac{1 - \left(\frac{r_a}{r_i}\right)^{2p}}{1 + \left(\frac{r_a}{r_s}\right)^{2p}} \cdot \frac{1 - \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{2p}}{1 + \left(\frac{r_r}{r_i}\right)^{2p}}$$

$$\text{avec } \begin{cases} r_r = r_0 - \frac{hf}{2} - e - ha \\ r_a = r_0 - \frac{hf}{2} - e \\ r_i = r_0 - \frac{hf}{2} \\ r_s = r_0 - \frac{hf}{2} + \frac{hf \cdot c}{lf + c} \end{cases}$$

L'accroissement des valeurs  $p$ ,  $e$  et  $ha$ , par rapport aux dimensions de la machine avec limiteur, permet de réduire le déclassement du supraconducteur. Pour la solution retenue, le courant de défaut est tout de même très important :

$$\frac{I_{\max}}{I} = 22$$

*Les paramètres géométriques :*

$\beta\pi$ = Ouverture angulaire électrique des aimants.	= $\frac{2}{3}\pi$
$c$ = Largeur de l'encoche.	= 5,4 cm
$e$ = Entrefer.	= 2 cm
$e_{fs}$ = Epaisseur de la couronne de fer statorique.	= 8,1 cm
$e_{fr}$ = Epaisseur de la couronne de fer rotorique.	= 6,7 cm
$ha$ = Largeur d'aimant.	= 5 cm
$hf$ = Hauteur de la dent en fer.	= 9,2 cm
$L$ = Longueur active.	= 1,5 m
$lf$ = Largeur de la dent en fer.	= 5,4 cm
$r_0$ = Le rayon moyen du supra.	= 1,03 m

*Les paramètres électro-magnétiques :*

$B$ = L'induction maximale.	= 1 T
$B_r^0$ = L'induction des aimants dans le supra.	= 0,5 T
$B_{rmax}^0$ = L'induction maximale dans le supra.	= 0,55 T
$I$ = Le courant statorique efficace.	= 1520 A
$N_c$ = Le nombre de spires par phase et par pôle.	= 10
$p = (2.\pi f / \Omega)$ le nombre de paires de pôles.	= 10
$S$ = La surface de supra dans laquelle passe $I$ .	= 30 mm <sup>2</sup>
$x_d$ = La réactance synchrone.	≈ 0,35 p.u.

*Divers coefficients :*

$k_d$ = Coefficient de bobinage ( $k_d \neq 1$ ).
$k_f = 1,02$

Une vue d'ensemble de la machine est donnée par:

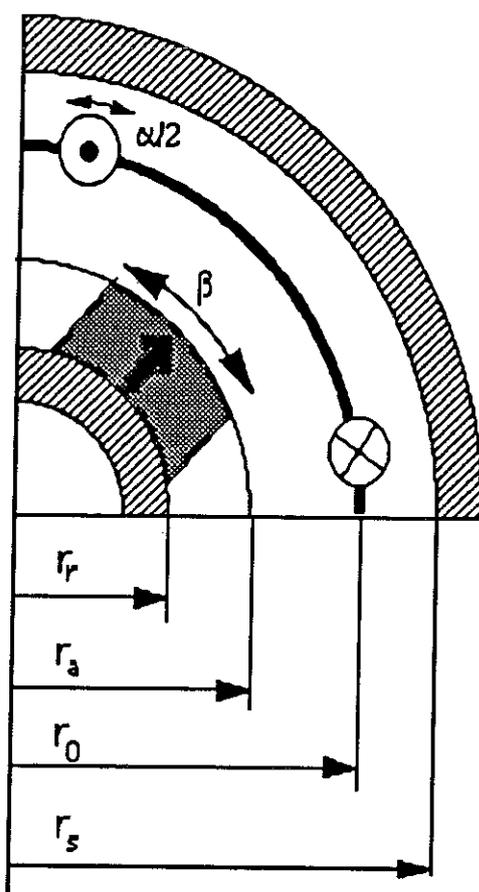
Le rayon extérieur = 1,2 m		
La longueur hors tout = 2,1 m		
Le volume froid = 6,4 m <sup>3</sup>		
Le volume total = 9,5 m <sup>3</sup>	soit	50 tonnes
Le volume de supra = 28 dm <sup>3</sup>	"	0,25 tonnes
Le volume d'aimant = 0,326 m <sup>3</sup>	"	2,5 tonnes
Le volume de fer = 2,2 m <sup>3</sup>	"	18 tonnes
Le $\cos\phi = 0,94$		
Le rendement total ≈ 99,4%		

Les chiffres en gras représentent les valeurs qui ont été modifiées par rapport à la solution avec limiteur.

## Principales équations de la maquette. [A-1]

### 1- Hypothèses

- machine synchrone classique non inversée,
- aimants disposés radialement sur une culasse magnétique,
- aimantation uniaxiale parfaitement rigide et constante,
- couronne magnétique extérieure,
- matériaux magnétiques non saturés,
- calculs bidimensionnels,
- harmoniques d'espace et de temps négligés,
- induit ramené à un rayon unique moyen  $r_0$ .



**Fig.A-1** : Schéma d'un quart de machine quadripolaire

2- Notations

$B_r^0$  : Composante radiale du champ inducteur en  $r_0$  (valeur max),

$D$  : Diamètre équivalent du conducteur,

$E$  : F.e.m. à vide d'une phase de l'induit ( valeur efficace),

$I$  : Courant nominal d'une phase de l'induit (valeur efficace),

$J$  : Densité de courant induit ( valeur efficace),

$J_c$  : Caractéristique critique "overall" des brins T ;

pour l'induction utilisée à 4.2 K :

$$J_c(B) \sim \frac{2000}{0.45 + B^{1.2}} \quad (B \text{ en T et } J_c \text{ en A/mm}^2)$$

$J_r$  : Aimantation des aimants (T),

$J_0$  : Densité linéique de courant de l'induit ( valeur efficace),

$k$  : Le coefficient de couplage induit-amortisseur

$k_d$  : Coefficient de bobinage induit :

$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\left(\frac{\alpha}{2}\right)}$$

$k_f$  : Facteur de forme des aimants :

$$k_f = \frac{1}{\pi} (\sin \beta + \beta) \quad (p=1) \quad k_f = \frac{2p}{\pi} \left( \frac{\sin \frac{p+1}{2p} \beta}{p+1} + \frac{\sin \frac{p-1}{2p} \beta}{p-1} \right) \quad (p \geq 2)$$

$L$  : Longueur active,

$N_s$  : Nombre *total* de spires en série d'une phase,

$p$  : Nombre de paires de pôles,

$x_d$  : Réactance synchrone en valeur réduite définie par :  $x_d = X_d \frac{I}{E}$  ;

de plus  $x_d = x_q$ ,

$\Gamma$  : Couple,

$\Omega$  : Vitesse de rotation ;  $\Omega = \frac{2 \pi f}{p}$  si  $f$  est la fréquence,

### 3- Equations

$$J_0 = 2 \frac{N_s k_d}{\pi r_0} I \quad [1]$$

$$B_r^0 = \frac{J_r k_f}{2} \left( \frac{r_a}{r_0} \right)^{p+1} \left( 1 + \left( \frac{r_0}{r_s} \right)^{2p} \right) \frac{1 - \left( \frac{r_r}{r_a} \right)^{2p}}{1 - \left( \frac{r_r}{r_s} \right)^{2p}} \quad [2]$$

$$E = \sqrt{2} N_s k_d B_r^0 L \Omega r_0 \quad [3]$$

$$\Gamma_n = \frac{3EI}{\Omega} = \frac{3\sqrt{2}}{2} B_r^0 J_0 \pi r_0^2 L = \frac{\sqrt{2}}{2} k_d B_r^0 J V_a r_0 \quad [4]$$

où  $V_a$  est le volume actif supraconducteur

$$x_d = \frac{3\sqrt{2}\mu_0}{2\pi} \frac{N_s k_d I}{B_r^0 r_0} \frac{\left( 1 + \left( \frac{r_r}{r_0} \right)^{2p} \right) \left( 1 + \left( \frac{r_0}{r_s} \right)^{2p} \right)}{1 - \left( \frac{r_r}{r_s} \right)^{2p}} \quad [5]$$

$$k = \left( \frac{r_a}{r_0} \right)^{2p} \frac{1 + \left( \frac{r_0}{r_s} \right)^{2p}}{1 + \left( \frac{r_a}{r_s} \right)^{2p}} \frac{1 + \left( \frac{r_r}{r_a} \right)^{2p}}{1 + \left( \frac{r_r}{r_0} \right)^{2p}} \quad [6]$$

$$B_{\max} = B_r^0 \left( H^r \left( 1 + 2 \frac{k}{1-k} (1+x_d) \right) + H^s \left( x_d + \frac{2}{1-k} (1+k x_d) \right) \right) \quad [7]$$

$$H^r = \frac{1 - \left( \frac{r_0}{r_s} \right)^{2p}}{1 + \left( \frac{r_0}{r_s} \right)^{2p}} \quad \text{et} \quad H^s = \frac{1 - \left( \frac{r_r}{r_0} \right)^{2p}}{1 + \left( \frac{r_r}{r_0} \right)^{2p}}$$

"L'équation de charge" du conducteur de l'induit, pour résister à un court-circuit déséquilibré, est :

$$i_{\max} = I \sqrt{2} \left( 1 + \frac{2\sqrt{3}}{1-k} \left( \frac{1}{x_d} + k \right) \right) = 0.8 \frac{\pi D^2}{4} J_c (B_{\max}) \quad [8]$$

## 4 - Formules des champs magnétiques [A-2]

Champ induit par une densité linéique de courant  $J_0$  sinusoïdale répartie sur le rayon  $r_0$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } r_r < r < r_0 \\ \text{si } r_0 < r < r_s \end{array} \right. \quad \begin{pmatrix} B_r \\ B_\theta \end{pmatrix} = \frac{\mu_0 J_0}{2} \begin{pmatrix} \left(\frac{r}{r_0}\right)^{p-1} \frac{1 + \left(\frac{r_0}{r_s}\right)^{2p}}{1 - \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{2p}} \begin{pmatrix} \left(1 + \left(\frac{r}{r}\right)^{2p}\right) \cos p\theta \\ - \left(1 - \left(\frac{r}{r}\right)^{2p}\right) \sin p\theta \end{pmatrix} \\ \left(\frac{r_0}{r}\right)^{p+1} \frac{1 + \left(\frac{r_r}{r_0}\right)^{2p}}{1 - \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{2p}} \begin{pmatrix} \left(1 + \left(\frac{r}{r_s}\right)^{2p}\right) \cos p\theta \\ \left(1 - \left(\frac{r}{r_s}\right)^{2p}\right) \sin p\theta \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

Fondamental du champ d'excitation créé par des aimants en position radiale, à bords droits et à aimantation uni-axiale :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } r_r < r < r_a \\ \text{si } r_a < r < r_s \end{array} \right. \quad \begin{pmatrix} \mu_0 \cdot H_r \\ \mu_0 \cdot H_\theta \end{pmatrix} = \frac{J_r \cdot k_f}{2} \begin{pmatrix} \left(\frac{r}{r_a}\right)^{p-1} \frac{1 - \left(\frac{r_a}{r_s}\right)^{2p}}{1 - \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{2p}} \begin{pmatrix} \left(1 + \left(\frac{r}{r}\right)^{2p}\right) \cos p\theta \\ - \left(1 - \left(\frac{r}{r}\right)^{2p}\right) \sin p\theta \end{pmatrix} \\ \left(\frac{r_a}{r}\right)^{p+1} \frac{1 - \left(\frac{r_r}{r_a}\right)^{2p}}{1 - \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{2p}} \begin{pmatrix} \left(1 + \left(\frac{r}{r_s}\right)^{2p}\right) \cos p\theta \\ \left(1 - \left(\frac{r}{r_s}\right)^{2p}\right) \sin p\theta \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

# NOMENCLATURE



Notations utilisées.

- $a$  : Rayon d'un (6+1) supraconducteur.  
 $B$  : Induction magnétique.  
 $B_i$  : Champ induit.  
 $B_r$  : Première composante du champ magnétique.  
 $B_z$  : Troisième composante du champ magnétique.  
 $B_\theta$  : Deuxième composante du champ magnétique.  
 $B_0$  : Constante dépendant du SC.  
 $B_{\text{max}}^0$  : Champ maximal au niveau des supraconducteurs.  
 $B_{\text{tôle}}$  : Induction maximum dans les tôles.  
 $B_r^0$  : Composante radiale du champ inducteur en  $r_0$  (valeur max).  
 $B_{//}$  : Champ parallèle aux filaments supraconducteurs.  
 $B_{\perp}$  : Champ perpendiculaire aux filaments supraconducteurs.  
 $c$  : Largeur de l'encoche.  
 $D$  : Diamètre équivalent du conducteur.  
 $d$  : Diamètre de la clavette ou de la goupille.  
 $df$  : Diamètre du filament élémentaire supraconducteur.  
 $dm$  : Epaisseur de la matrice entre deux filaments.  
 $e$  : Entrefer.  
 $e_c$  : Epaisseur de la colle.  
 $e_{cl}$  : Epaisseur du clavetage.  
 $e_{\text{fibre}}$  : Epaisseur de la fibre de verre.  
 $e_{fs}$  : Epaisseur de la couronne de fer statorique.  
 $e_{fr}$  : Epaisseur de la couronne de fer rotorique.  
 $e_i$  : Epaisseur du matériau n<sup>o</sup>i.  
 $E$  : F.e.m. à vide d'une phase de l'induit (valeur efficace).  
 $E_i$  : Module d'élasticité du matériau n<sup>o</sup>i.  
 $f$  : Fréquence.  
 $G_c$  : Module de cisaillement de la colle.  
 $G_i$  : Module de cisaillement du matériau n<sup>o</sup>i.  
 $ha$  : Hauteur d'aimant.  
 $hf$  : Hauteur de la dent en fer.  
 $H_c$  : Champ coercitif.  
 $I$  : Courant nominal d'une phase de l'induit (valeur efficace).  
 $I_c$  : Courant critique du supraconducteur (valeur efficace).

- $I_{cc}$  : Courant de court-circuit (valeur efficace).  
 $I_r$  : Moment quadratique par rapport au plan  $\left(\frac{\pi \varnothing^2}{64}\right)$ .  
 $I_{so}$  : Epaisseur de l'isolant entre les conducteurs et les tôles.  
 $j$  : Densité linéique globale de courant statorique.  
 $J$  : Densité de courant induit ( valeur efficace).  
 $J(B_r^0)$  : Courbe de la densité critique de courant en fonction du champ magnétique dans le supraconducteur.  
 $J_c$  : Caractéristique critique "overall" des brins T.  
 $J_m$  : Moment d'inertie.  
 $J_r$  : Aimantation des aimants.  
 $J_t(t)$  : Densité apparente du courant de transport instantanée.  
 $J_0$  : Densité linéique de courant de l'induit ( valeur efficace).  
 $J_1$  : Densité efficace de courant en un rayon  $r_1$  quelconque.  
 $k$  : Coefficient de couplage induit-amortisseur.  
 $k_d$  : Coefficient de bobinage induit.  
 $k_f$  : Facteur de forme des aimants.  
 $l_s$  : Largeur d'une couche supraconductrice.  
 $l$  : Longueur de collage.  
 $l_f$  : Largeur de la dent en fer.  
 $L$  : Longueur active.  
 $L_f$  : Longueur d'isolation thermique de l'enceinte hélium.  
 $L_p$  : Longueur du pas de torsadage.  
 $L_r$  : Longueur en porte-à-faux d'une partie d'arbre.  
 $L_s$  : Largeur du brin supraconducteur.  
 $M_r$  : Masse rapportée en bout d'arbre.  
 $n$  : Nombre de clavettes ou de goupilles.  
 $N$  : Nombre de conducteurs.  
 $N_c$  : Nombre de conducteurs par pôle et par phase ( $N_s = p \cdot N_c$ ).  
 $N_s$  : Nombre *total* de spires en série d'une phase.  
 $p$  : Nombre de paires de pôles.  
 $P$  : Puissance de la machine.  
 $P_{supra}$  : Pertes du supraconducteur.  
 $P_{h\perp}$  : Pertes volumiques par hystérésis en champ perpendiculaire.  
 $P_{h// \text{ saturé}}$  : Pertes volumiques par hystérésis en champ parallèle.  
 $P_{i\perp}$  : Pertes volumiques par courants induits en champ perpendiculaire.  
 $P_{i// \text{ non saturé}}$  : Pertes volumiques par courants induits en champ parallèle.

- r : Première composante dans un repère cylindrique.
- $r_e$  : Rayon extérieur.
- $r_i$  : Rayon intérieur.
- $r_s$  : Rayon du brin supraconducteur.
- $r_0$  : Rayon moyen du supraconducteur.
- $r_1$  : Rayon moyen de l'entrefer pour la structure disque.
- R : Rayon de courbure des têtes de bobines.
- $R_{cc}$  : Résistance statorique d'une phase = résistance du court-circuit par phase.
- $R_s$  : Résistance thermique.
- S : Section de supraconducteur.
- $S_f$  : Section du support à thermaliser.
- $S_u$  : Surface.
- T : Température.
- $T_a$  : Constante de temps de l'induit.
- $T_c$  : Température critique du supraconducteur.
- $T^*_c$  : Température fonction du champ magnétique.
- $T_d''$  : Constante de temps subtransitoire de l'axe d.
- $T_f$  : Température du point froid.
- $\vec{u}_r$  : Vecteur unitaire dans la direction d'un rayon.
- $\vec{u}_\theta$  : Vecteur unitaire dans la direction ortho-radiale  $\theta$ .
- $\vec{u}_z$  : Vecteur unitaire dans la direction z.
- vol : Volume de la machine.
- $V_a$  : Volume d'aimants.
- $V_{cond}$  : Volume du conducteur.
- $V_f$  : Volume de fer.
- $V_{fr}$  : Volume de fer rotorique.
- $V_{fs}$  : Volume de fer statorique.
- $V_{supra}$  : Volume de supraconducteur.
- $V_{total}$  : Volume totale de la machine.
- x : Abscisse.
- $x_d$  : Réactance synchrone directe en valeur réduite ;  $x_d = X_d \frac{I}{E}$ .
- $x_d''$  : Réactance subtransitoire de l'axe directe en valeur réduite .
- $x_f$  : Paramètre variable.
- $x_q$  : Réactance synchrone de l'axe transverse en valeur réduite.
- z : Direction de l'axe de la machine.

- $\alpha$  : Coefficient d'encoche  $\alpha = \frac{lf}{c}$ .  
 $\alpha_b$  : Ouverture angulaire du bobinage.  
 $\alpha_s$  : Coefficient sans dimension proche de 1 en théorie.  
 $\beta_b$  : Angle de recouvrement de deux bobines.  
 $\beta_s$  : Coefficient dépendant de la géométrie du brin.  
 $\beta\pi$  : Ouverture angulaire électrique des aimants ( $0 < \beta < 1$ ).  
 $\Delta r$  : Distance séparant l'induit de l'inducteur pour la structure cylindrique.  
 $\gamma_b$  : Ouverture angulaire d'une bobine.  
 $\Gamma$  : Couple.  
 $\Gamma_f$  : Couple de frottement.  
 $\Gamma_n$  : Couple nominal.  
 $\Gamma_{max}$  : Couple maximal.  
 $\theta$  : Deuxième coordonné d'un repère cylindrique.  
 $\rho$  : Résistivité des aimants.  
 $\rho_{tr}$  : Résistivité transverse du supraconducteur.  
 $\sigma_i$  : Contrainte moyenne dans le matériau n<sup>o</sup>i.  
 $\tau_i$  : Contrainte de cisaillement dans le matériau n<sup>o</sup>i.  
 $\mu$  : Poids linéique.  
 $\mu_0$  : =  $4\pi \cdot 10^{-7}$ .  
 $\omega$  : Pulsation électrique.  
 $\Omega$  : Vitesse de rotation ;  $\Omega = \frac{2\pi f}{p}$  si f est la fréquence.  
 $\psi$  : Angle entre E et I.

# REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES



**CH.I**

- [I.1] *Etude sur les machines synchrones entièrement supraconductrices : contribution à la réalisation d'un prototype : stator supraconducteur alternatif* ; P. TIXADOR ; Thèse I.N.P. Grenoble (1984) ; 137.
- [I.2] *Contribution à la réalisation d'un alternateur synchrone entièrement supraconducteur de 18,5 k VA : la mise au point du rotor* ; P. VEDRINE ; thèse de l'université Pierre et Marie Curie, 1990.
- [I.3] *Analyse des comportements cryogéniques, mécaniques et électriques d'un cryoalternateur hypersynchrone de 500 kW* ; Y. BRUNET ; thèse de l'I.N.P.Grenoble, (1980).
- [I-4] *Feasibility of large A.C. superconducting equipment* ; J.L. SABRIE ; J. Physique, C1 ; Vol. 45, 1984 ; 717-720.
- [I-5] *Etude et analyse des comportements cryogéniques, mécaniques et électriques d'une machine à rotor et stator entièrement supraconducteurs* ; D.SERVE ; Mémoire d'ingénieur C.N.A.M. ; Grenoble 1992.
- [I-6] *Etude et réalisation d'un transformateur triphasé à champ tournant, primaire supraconducteur et secondaire en cuivre* ; J. BARBIER ; Mémoire d'ingénieur C.N.A.M.1991.
- [I-7] *Hybrid Superconducting A.C. fault current limiter. Principe and previous studies* ; P. TIXADOR, Y. BRUNET, J. LÉVEQUE ; IEEE, MAG. Vol. 28 n°1 ; 1992, 446-449.
- [I.8] *Permanent magnets* ; H. ZIJLSTRA ; Ferromagnetic Materials, vol. 3, E.P. Wohlfarth Ed. North-Holland, 1982.

**CH.II**

- [II-1] *Protection of superconducting A.C. windings* ; T. VERHAEGE, A. LACAZE, M. COLLET ; IEEE MAG. 28 ; 1992, 751-754.
- [II-2] *Les supraconducteurs en courant alternatif* ; A. LACAZE, Y. LAUMOND ; J. Physique, III, 1, (1991) ; 261.
- [II-3] *AC losses in high current superconductors for nuclear fusion magnets* ; P. BRUZZONE ; Dissertation ETH n°8224, Swiss Federal Institute of Technologie Zurich, 126,130.

**CH.III**

- [III-1] *Coercivity mechanisms in ferrite and rare earth transition metal sintered magnets* ; D. GIVORD ; IEEE MAG. Vol.24, n°2; 1988 ; 1921-1923.
- [III-2] *The temperature dependence of the magnetic properties of commercial magnets of greater than 25MGOe energy product* ; E. POTENZIANI; J. Appl. Phys. 57,1, 1985; 1452-1454.
- [III-3] *Magnetization processes in Nd-Fe-B permanent magnets* ; Y. OTANI ; Journal of magnetism and magnetic materials. 60, 1986 ; 168-170.
- [III-4] *The dependence of coercitivity on anisotropy field in sintered R-Fe-B permanent magnets* ; S. HIROSAWA and al. ; Journal of magnetism and magnetic materials. 61, 1986 ; 363-369.
- [III-5] *Etude des moteurs sans encoche à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse* ; B. NORGAREDE ; Thèse I.N.P.Toulouse, juin 1990.
- [III-6] *Optimisation method of permanent magnet utilisation of synchronous motor rotor* ; N. A. KELIN, V. F. BRAGIN ; Proc. M.T. 12 Conf., Leningrad, Juin 1991.
- [III-7] *Formulation du champ créé par des inducteurs de type "selle de cheval"* ; O.MOREAU, P.G. THEROND ; Note technique Direction études et recherches E.D.F., 1990.

- [III-8] *Magnetic field produced by a thin sheet inductor of a superconducting generator*; O.MOREAU, P.G. THEROND; IEEE MAG. Vol.28, n°2; 1992; 1092-1095.

#### CH. IV

- [IV-1] *An experimental study of heat transfert in multilayer insulation systems from room temperature to 77 K*; Q.S. SHU, Advance in cryogenic Engineering, Vol. 31; 455-463.

#### CH. V

- [V-1] *Matériaux composites*; D. GAY; Traité des nouvelles technologies, série mécanique, Hermes, 428-438 et 137.
- [V-2] *Mecanical characteristics of Nd.Fe.B. magnets at low temperature*; P.VEDRINE, P.TIXADOR, Y.BRUNET, J.C.BOBO, A.FEVRIER and A. LERICHE; Cryogenics 1991, Vol. 31; 51-53.
- [V-3] *Vitesse critique de flexion de rotor poutre*; R.BIGRET; Technique de l'ingénieur, Vol B-722; 9-10.
- [V-4] *Cryogénics Systems*; BARRON; Mcgraw Hill series in mechanical engineering, 456-463.
- [V-5] *Cryostats for magnetometers*; O.A.TESTARD and M. LOCATELLI; Cryogenics 1983, 299-302.

#### CH. VI

- [VI-1] *Penetration of transient magnetic fields through conducting cylindrical structures with particular reference to superconducting a.c. machines*; T.J.E. MILLER and all; proceeding IEE, Vol.123 n°5; 437-443.
- [VI-2] *Autopilotage et asservissement des machines synchrones à aimants spéciales*; D. DIALLO; Rapport de stage de D.E.A., I.N.P.Grenoble 1990.

#### CH. VII

- [VII-1] *Les matériaux composites*, J. WEISS, C. BORD, Edition de l'usine nouvelle, I, C - 156.
- [VII-2] *25 kV Superconducting fault courant limiter*, T. VERHAEGE and Al.; IEEE, MAG. Vol. 28 n°1, 1992; 751-754.
- [VII-3] *Optimization metod for superconducting magnets current leads*; K. MAEHATA and Al.; Cryogenics 1988 Vol. 28; 744-750.
- [VII-4] *Moteur à aimants permanents et stator supraconducteur : étude d'extrapolation à une machine de 10 MW*; Y.BRUNET, P.TIXADOR, C.BERRIAUD; Rapport DRET 88-124.
- [VII-5] *Static and transient resistive characteristics of Nb.Ti. composites for superconducting transformers and switches used in SC power supply for SC magnets*, I HLASNIK, Proc. of international symposium on A.C. superconductor, Smolenice C.S.F.R, 1991, 124-139.

#### CONCLUSION

- [C-1] *Evolution des performances et nouvelles applications des machines à aimants permanents*; A.GUERAUD; R.G.E. N°4; 1991, 71-75.

#### ANNEXE

- [A-1] *Moteur à aimants permanents et stator supraconducteur : étude de définition de la maquette*; P.TIXADOR, Y.BRUNET; Rapport DRET 88-124.
- [A-2] *Analysis of field and inductance in air-cored and iron-cored synchronous machines*, A. HUGLES and Al., Proc. of the Institution of Electrical Engineers, 124 (2), February 1971; 121-132.

# TABLE DES FIGURES



## CHAPITRE I

Fig. I-1 : Evolution du produit - $(BH)_{\max}$ des aimants à 300 K	p 15
Fig. I-2 : Comparaison des structures du MAPS avec une machine tout SC et une machine classique à aimants	p 17
Fig. I-3 - Les différentes structures des machines électriques	p 18
Fig. I-4 : Structure multi-disques	p 23
Fig. I-5 : Comparaison des têtes de bobines dans la structure cylindrique a) et la structure disque b)	p 24
Fig. I-6 : Configuration cryogénique des différentes structures	p 25
Fig. I-7 : Structure cylindrique et rotor en porte-à-faux	p 27
Fig. I-8 : Schéma de la maquette	p 28

## CHAPITRE II

Fig. II-1 : Courants critiques du brin T en (6 + 1) de GEC-ALSTHOM	p 34
Fig. II-2 : Influence du champ magnétique sur la température $T^*_c$	p 35
Fig. II-3 : Courant de Foucault dans un brin SC en fonction du champ extérieur	p 36
Fig. II-4 : Les quatre bobines d'une série	p 40
Fig. II-5 : Courant et tension compensée lors d'une transition	p 41
Fig. II-6 : Apparition de la résistance lors d'une transition	p 41
Fig. II-7 : Puissance instantanée lors de transition	p 42
Fig. II-8 : Schéma de protection pour le bobinage supraconducteur	p 43

## CHAPITRE III

Fig. III-1 : Caractéristiques magnétiques des Nd.Fe.B. à différentes températures	p 50
Fig. III-2 : Les différentes configurations de l'inducteur	p 50
Fig. III-3 : Forme d'aimants uniaxiaux	p 51
Fig. III-4 : Pôles à 7 blocs d'aimants à aimantation inclinée	p 52
Fig. III-5 : Disposition des aimants	p 53
Fig. III-6 : Forme des aimants de la maquette	p 54
Fig. III-7 : Distribution des aimantations rémanentes pour les 40 aimants	p 55

Fig. III-8 : Excitation des 8 pôles au niveau du rayon moyen $r_0$ de l'induit et près des aimants	p 55
Fig. III-9 : Carte des équipotentiels créés par l'induit (alimentation triphasée)	p 57
Fig. III-10 : Recouvrement des bobines	p 57
Fig. III-11 : Champ magnétique pour les deux modélisations	p 60
Fig. III-12 : Géométrie 3D de l'induit	p 61
Fig. III-13 : Champ créé par une couche de N conducteurs	p 62
Fig. III-14 : Coupe des parties droites des bobines	p 62
Fig. III-15 : Modèle pour l'évaluation du surchamp avec deux bobines par phase	p 65
Fig. III-16 : Notations utilisées pour calculer le champ magnétique créé par une spire dans son plan	p 66
Fig. III-17 : Contribution des différentes parties de fixation sur la diminution du flux total	p 69
Fig. III-18 : Comparaison de l'excitation au niveau des bobines entre le modèle 2D et les mesures effectuées	p 69
Fig. III-19 : Equipotentiels créés par le rotor	p 70

## CHAPITRE VI

Fig. IV-1 : Le cryostat de la maquette	p 73
Fig. IV-2 : Modèle du point froid	p 75
Fig. IV-3 : Montage de la thermo-valve	p 78
Fig. IV-4 : Pertes par conduction de la maquette	p 79
Fig. IV-5 : Pertes par rayonnements de la maquette	p 80
Fig. IV-6 : Pertes du moteur après arrêt du siphonnage et essai de rotation	p 83
Fig. IV-7 : Refroidissement du stator	p 84
Fig. IV-8 : Refroidissement du rotor	p 85
Fig. IV-9 : Carte de températures de la maquette	p 86
Fig. IV-10 : Le vide et la température du point froid	p 86

## CHAPITRE V

Fig. V-1 : Modélisation du collage d'un tirant	p 90
Fig. V-2 : Arrimage de la colle sur le support métallique	p 92

Fig. V-3 : Collage d'une extrémité d'un tirant en fibre de verre	p 93
Fig. V-4 : Contraintes de cisaillement dans la maquette en $N/mm^2$	p 94
Fig. V-5 : Contraintes de traction dans le cryostat statorique en $N/mm^2$	p 95
Fig. V-6 : Caractéristiques mécaniques des Nd.Fe.B. en fonction de la température	p 96
Fig. V-7 : Maintien des aimants	p 97
Fig. V-8 : Schéma du rotor	p 98
Fig. V-9 : Modèle pour le calcul de la vitesse critique d'un arbre en porte-à-faux	p 98

## CHAPITRE VI

Fig. VI-1 : Ralentissement du groupe avec et sans MAPS	p 104
Fig. VI-2 : Allure des f.e.m. à 760 tr/min et $T_r = 180$ K	p 105
Fig. VI-3 : Variation de la f.e.m en fonction de la température des aimants pour la vitesse maximale	p 106
Fig. VI-4 : Débit sur résistance de charge	p 108
Fig. VI-5 : Court-circuit brusque triphasé	p 110

## CHAPITRE VII

Fig.VII-1 : Coupe simplifiée	p 116
Fig.VII-2 : Emplacement des conducteurs	p 117
Fig.VII-3 : Demi coupe axiale	p 117
Fig.VII-4 : Schéma d'un pôle	p 118
Fig.VII-5 : Forme de la machine	p 125
Fig.VII-6 : Importance relative des différents matériaux	p 127
Fig.VII-7 : Optimisation du fer	p 128
Fig.VII-8 : Le coefficient de bobinage	p 130
Fig.VII-9 : Excitation dans l'entrefer	p 132

## ANNEXE

Fig.A-1 : Schéma d'un quart de machine quadripolaire	p 149
--	-------



# TABLE DES MATIERES



## INTRODUCTION p 9

### I - GENESE

<u>1 - Historique de la supraconductivité</u>	p 13
<u>2 - Thèmes abordés par l'équipe cryoélectrotechnique du CRTBT-LEG</u>	p 14
<u>3 - Historique des aimants</u>	p 15
<u>4 - Intérêt du moteur supraconducteur à aimants permanents : M.A.P.S.</u>	p 16
<u>5 - Comparaison des différentes configurations de machines électriques</u>	p 18
α) Allure des champs magnétiques dans une machine cylindrique	
β) Allure des champs magnétiques dans une structure disque	
γ) Comparaison des champs dans les différentes structures de machines	
δ) Comparaison générale des différentes structures	
<u>6 - Présentation de la maquette</u>	p 27

### II- SUPRACONDUCTEURS EN ALTERNATIF

<u>1 - Présentation des fils supraconducteurs utilisés</u>	p 33
<u>2 - Les pertes des fils supraconducteurs</u>	p 35
α) Introduction	
β) Champ magnétique perpendiculaire aux brins	
γ) Champ parallèle aux brins	
δ) Calcul des pertes de la maquette	
<u>3 - Réalisation du bobinage</u>	p 39
<u>4 - Transition des bobines supraconductrices</u>	p 40
<u>5 - Performances des différentes séries de bobines</u>	p 43
<u>6 - Isolation électrique</u>	p 44

### III - ETUDE ELECTROMAGNETIQUE

<u>1 - Présentation des inducteurs</u>	p 49
α) Nature des aimants	
β) Positionnement des aimants sur une structure cylindrique	
γ) Structure choisie et mesures effectuées	
<u>2 - Présentation de l'induit supraconducteur</u>	p 56
α) Structure du bobinage	
β) La réaction d'induit	

<u>3 - Modélisation du bobinage</u>	p 59
$\alpha$ ) Influence de la forme	
$\beta$ ) Modélisation en dimension 3	
<u>4 - Etude des surchamps dans les parties droites</u>	p 61
$\alpha$ ) Approche analytique	
$\beta$ ) Cas d'une seule bobine	
$\gamma$ ) Contribution des autres bobines d'une même phase	
$\delta$ ) Contribution des autres phases	
$\epsilon$ ) Autres influences	
<u>5 - Etude des surchamps dans les têtes de bobines</u>	p 66
$\alpha$ ) Approche analytique dans le cas d'une bobine sans culasse magnétique	
$\beta$ ) Calcul par éléments finis des surchamps au niveau des têtes de bobines	
$\gamma$ ) Influence de la longueur des culasses magnétiques	
<u>6 - Champs de fuite au bord de la culasse rotorique</u>	p 69

#### IV - ETUDE THERMIQUE

<u>1 - Présentation du cryostat</u>	p 73
<u>2 - Situation du point froid</u>	p 74
<u>3 - Thermo-valve</u>	p 77
<u>4 - Bilan des pertes de la maquette</u>	p 79
<u>5 - Essais cryogéniques</u>	p 82
<u>6 - Refroidissement de la machine</u>	p 84

#### V - ETUDE MECANIQUE

<u>1 - Introduction</u>	p 89
<u>2 - Test des tirants</u>	p 90
$\alpha$ ) Etude théorique	
$\beta$ ) Essais réalisés	
<u>3 - Contraintes liées au couple</u>	p 93
<u>4 - Maintien des aimants</u>	p 96
<u>5 - Vitesse critique du rotor</u>	p 98
<u>6 - Epaisseur des enceintes</u>	p 100

## VI - ESSAIS DE LA MACHINE

<u>1 - Introduction</u>	p 103
<u>2 - Détermination des constantes mécaniques</u>	p 103
α) Couple de frottement	
β) Moment d'inertie	
<u>3 - Induction magnétique et f.e.m.</u>	p 105
α) La f.e.m. en fonction du temps	
β) La f.e.m. en fonction de la température du rotor	
γ) Induction dans la machine	
δ) Induction à l'extérieur de la machine	
<u>4 - Débit sur charges résistives</u>	p 108
<u>5 - Court-circuit brusque triphasé</u>	p 109
<u>6 - Commande du moteur</u>	p 112

## VII- PREDIMENSIONNEMENT 10 MW A 100 TR/MIN STRUCTURE A ENCOCHES MAGNETIQUES

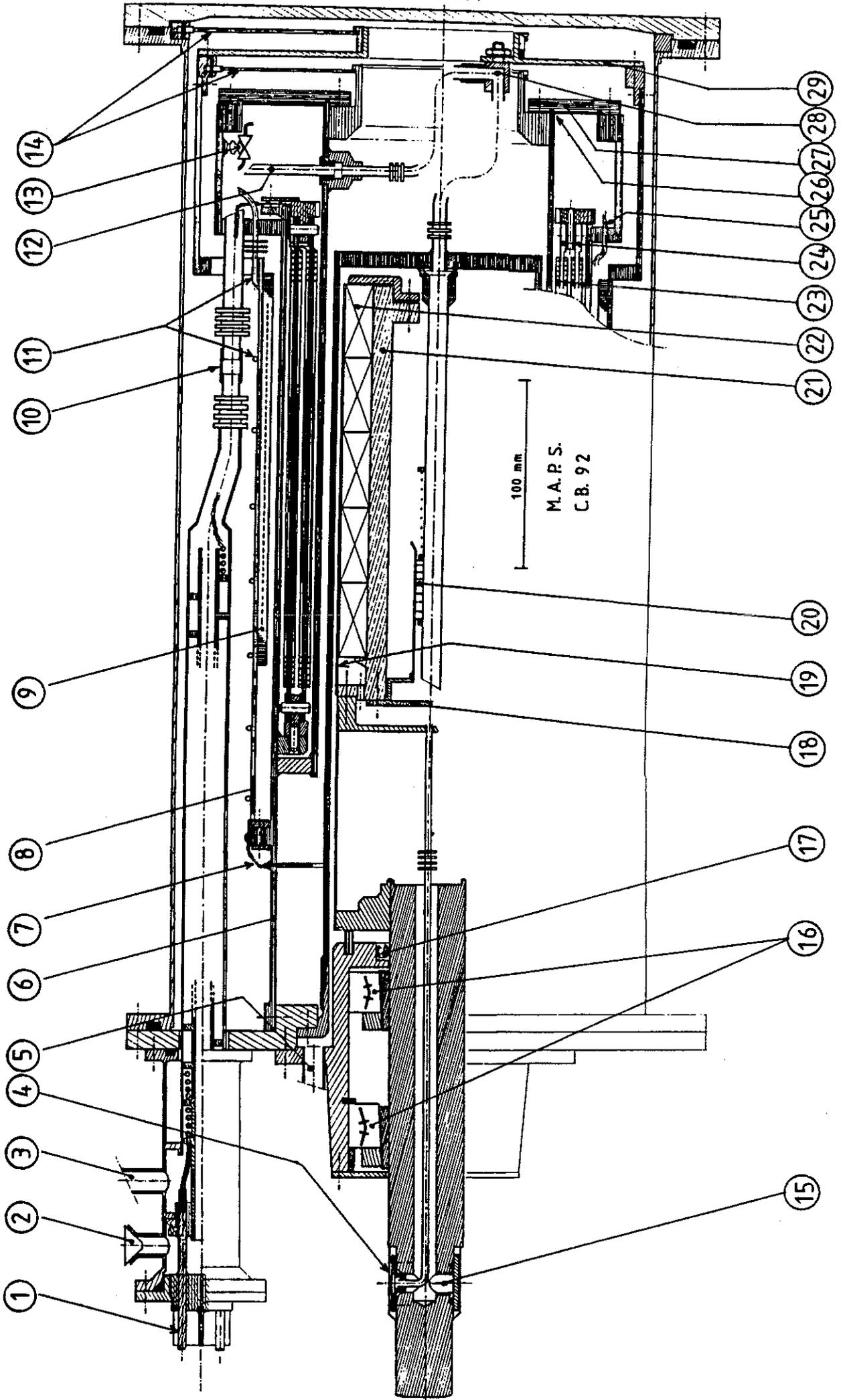
<u>1 - Mise en place du problème</u>	p 115
α) Intérêt des encoches dans un stator supraconducteur	
β) Modélisation	
γ) Hypothèses	
δ) Les données	
ε) Les inconnues	
<u>2 - Mise en équation</u>	p 121
α) Equations électriques	
β) Equations magnétiques	
γ) Equations géométriques	
δ) Conditions à vérifier	
ε) Conclusion	
<u>3 - Optimisation</u>	p 123
α) Recherche du maximum de puissance volumique de la partie utile	
β) Optimisation des volumes	
γ) Inventaire des pertes	
δ) Importance relative des différents matériaux	
ε) Conclusion de l'optimisation	

<u>4 - Résolution</u>	p 129
$\alpha$ ) Déroulement du dimensionnement	
$\beta$ ) Résultats numériques	
$\gamma$ ) Validation et comparaison	
<u>5 - Vue d'ensemble</u>	p 134
$\alpha$ ) Evaluation des pertes	
$\beta$ ) Le réfrigérateur	
$\gamma$ ) Le limiteur	
$\delta$ ) Le convertisseur	
<u>6 - Conclusion</u>	p 135
<b>CONCLUSION</b>	p 141
<b>ANNEXE</b>	
- Dimensionnement d'une machine supraconductrice à aimants permanents avec des dents calculées pour résister à un court-circuit triphasé sans limiteur de courant	p 147
- Principales équations de la maquette	p 149
<b>NOMENCLATURE</b>	p 155
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	p 161
<b>TABLE DES MATIERES</b>	p 171
- Dessin d'ensemble	p 177



## Légende de la vue d'ensemble

1 :	Bornier électrique	15 :	Orifice de pompage du vide rotorique
2 :	Sortie de vapeur d'hélium en cas de surpression	16 :	Paliers
3 :	Sortie hélium des amenées de courant	17 :	Etanchéité
4 :	Sortie des fils de mesure du rotor	18 :	Echangeur thermique rotorique
5 :	Sortie hélium rotor	19 :	Frette en tissu de fibre de verre
6 :	Cylindre de transfert de couple	20 :	Perte de charge
7 :	Point froid thermique	21 :	Culasse magnétique rotorique
8 :	Ecran thermique radial	22 :	Aimant Nd.Fe.B.
9 :	Circuit magnétique statorique	23 :	Enroulements supraconducteurs
10 :	Soudure à bas point de fusion	24 :	Support du bobinage
11 :	Echangeur de l'écran thermique radial	25 :	Tube d'injection d'hélium (point bas)
12 :	Sortie de vapeur d'hélium pour le rotor	26 :	Joint silicone
13 :	Thermo-vanne : injection d'hélium point haut	27 :	Bride démontable
14 :	Tirants fibre de verre	28 :	Echangeur thermique de l'écran axial
		29 :	Ecran thermique axial



100 mm  
M.A.P.S.  
C.B. 92



# MOTEUR SUPRACONDUCTEUR A AIMANTS PERMANENTS

par C. BERRIAUD

## RESUME

Nous avons réalisé un moteur supraconducteur (Nb.Ti. à 4,2 K) à aimants permanents (Nd.Fe.B.) de 15 kW à 750 tr/min. La structure retenue est celle d'une machine cylindrique classique à pôles lisses et sans dents au niveau des tôles statoriques. Les aimants sont refroidis pour améliorer leurs performances magnétiques. La machine est dimensionnée pour résister à un court-circuit brusque sans transition des supraconducteurs. Les performances de ce prototype sont déjà remarquables : la puissance volumique ramenée à 3000 tr/min est de 2 MW/m<sup>3</sup>. Un pré-dimensionnement d'une machine de plus forte puissance, avec des encoches statoriques, a été effectué et a permis d'évaluer les performances de l'ensemble machine et réfrigérateur.

### Mots clefs :

Cryo-machine.

Supraconductivité.

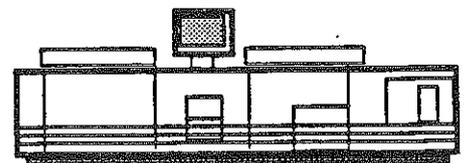
Moteur à aimants permanents.

Fil supraconducteur alternatif.

Nd.Fe.B. refroidis.



Grenoble, septembre 1992.



Impression et finition réalisées sur Rank Xerox 5090,  
au Service Reprographie du CNRS.



**Rapport sur le mémoire intitulé**  
**"MOTEUR SUPRACONDUCTEUR A AIMANTS PERMANENTS"**  
**présenté par Monsieur Christophe BERRIAUD**

Est-il encore possible en 1992 de concevoir une machine électrique entièrement nouvelle ? Oui, ce travail en apporte la preuve. Indépendamment des conclusions qu'on en tirera, il me paraît évident que la recherche universitaire quand elle s'appuie sur une expérimentation solide, quand elle associe des équipes largement pluridisciplinaires, joue parfaitement son rôle de réflexion, d'exploration des voies nouvelles, d'éclairage du futur. J'ignore si les machines jumelant les supraconducteurs et les aimants connaîtront demain un grand développement industriel. Mais ce qui me paraît sûr, compte-tenu de l'évolution des matériaux, c'est qu'il nous faut poser la question et apporter aujourd'hui aux décideurs industriels des éléments de réflexion qui les aideront dans leurs choix techniques et économiques.

Le mémoire comprend deux parties :

- une première étude consacrée à la réalisation d'une machine prototype de puissance modeste (15 kW à 750 tours/min),
- une seconde partie consacrée au prédimensionnement d'une grosse machine pouvant présenter un intérêt industriel.

S'agissant d'une première réalisation de laboratoire, M. BERRIAUD s'est trouvé d'emblée à devoir choisir une structure particulière parmi de très nombreuses possibilités. Les choix effectués me semblent judicieux, et les arguments utilisés convaincants.

Deux chapitres sont réservés au rappel des propriétés des fils supraconducteurs utilisables en alternatif, et des aimants fer-néodyme-bore, ainsi qu'à leurs mises en oeuvre respectives. On comprend très bien, à la lecture de ces chapitres, combien la mise en oeuvre du supraconducteur reste délicate. Les études mécanique, électromagnétique et cryogénique m'ont paru soignées. Les pertes sont détaillées au niveau de quelques milliwatts dans toute la machine, pour une puissance électrique globale de l'ordre de la dizaine de kilowatts, ce qui traduit une parfaite maîtrise de la technologie des basses températures.

Les essais classiques à vide et en charge sont limités à un fonctionnement de la machine en génératrice. L'expérience la plus intéressante se rapporte aux essais en court-circuit triphasé brusque, qui permettent de vérifier que l'induit reste bien supraconducteur comme prévu et permettent d'atteindre les réactances synchrones et subtransitoires.

Enfin un dernier chapitre technique est consacré au prédimensionnement d'une machine de 10 MW à 100 tours/minute, en utilisant une partie seulement des résultats acquis dans l'étude de la machine prototype de faible puissance. L'auteur se limite aux grandes lignes de la démarche de dimensionnement et présente les résultats auxquels il aboutit.

Que faut-il penser des performances obtenues ? Pour ma part je reste un peu déçu. Je trouve que la densité de courant utilisable dans le fil supraconducteur reste encore trop modeste pour creuser l'écart de façon significative avec les machines plus conventionnelles. La machine supraconductrice est certes un peu meilleure qu'une machine conventionnelle mais au prix de quelles difficultés de construction ! La recherche appliquée en Génie Electrique ne mène pas tous les jours à des solutions révolutionnaires.



Toutefois, il s'agit là incontestablement d'un travail substantiel et d'excellente qualité. Le candidat a certainement bénéficié d'un encadrement et de moyens techniques exceptionnels. Il présente un exposé cohérent. Le volume et la qualité du travail fourni me conduisent à émettre un avis très favorable à la présentation de ce mémoire au Jury pour l'obtention du titre de Docteur de l'Université Joseph Fourier.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'P. Brissonneau'. The signature is stylized with a large initial 'P' and a long horizontal stroke extending to the right.

P. BRISSONNEAU

