**N° 89**

UNIVERSITE D'ABOMEY-CALAVI

Ecole Doctorale des Sciences de l'Ingénieur (ED-SDI)

Master de Recherche en Génie Electrique

Rapport de Stage

Thème :

# CONTRIBUTION A L'ETUDE DES REDUCTEURS MAGNETIQUES ET DE LEURS INTEGRATIONS DANS UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT


Présenté par :

Renaud Philippe Jean de Dieu d'ALMEIDA

Encadré par :

**Dr (MA). Richard G. AGBOKPANZO**

Enseignant Chercheur à l'ENSET/UNSTIM

Sous la direction de :

**Pr. Aristide HOUNGAN**

Enseignant Chercheur à l'ENSET/UNSTIM

Collaborateur externe :

**Pr. Christophe ESPANET**

Enseignant Chercheur à l'Université de Franche-Comté

**Laboratoire d'Electrotechnique de Télécommunication et d'Informatique Appliquée (UAC)**

# Dédicace

A la mémoire de mon grand frère **Arnaud Martinez Sênan d'ALMEIDA**

A ma famille

A ma fille **Carelle Océane Olouwafèmi**

# Remerciements

Je tiens à remercier en tout premier lieu l'Éternel Dieu pour ses bienfaits dans ma vie. Je souhaite après, remercier le Professeur Maxime da CRUZ, Recteur de l'Université d'Abomey-Calavi (UAC) et le Directeur de l'École Doctorale des Sciences De l'Ingénieur (ED-SDI) le Professeur Antoine VIANOU ainsi que son adjoint le Professeur Victor GBAGUIDI.

Mes remerciements vont ensuite au coordonnateur du Master de Recherche, le Professeur François-Xavier FIFATIN et son adjoint le Dr Patrice Koffi CHETANGNY.

Je remercie le Dr. Richard Gilles AGBOKPANZO sans qui ce rapport ne serait une réalité. Je le remercie également pour sa grande pédagogie et ses compétences techniques indéniables.

De même je remercie le Professeur Christophe ESPANET qui a émis les premières idées dans ce travail et qui perpétue la collaboration entre l'ED-SDI et l'Université de Franche-Comté. Je ne saurais ne pas remercier le Professeur Aristide HOUNGAN, directeur de ce mémoire. Il m'a permis de donner un aspect plus concret à ce travail de recherche.

Je remercie tout particulièrement le **L**aboratoire d'**E**lectrotechnique de **T**élécommunication et d'**I**nformatique **A**ppliquée (**LETIA**) dans lequel ces travaux ont été effectués ainsi que les équipes de recherche côtoyées. Mes remerciements vont ensuite au **Labo**ratoire de **C**aractérisation **T**hermophysique des **M**atériaux et **A**ppropriation **E**nergétique (**Labo-CTMAE**) et au **La**bo**r**atoire **P**luridisciplinaire de l'**E**nseignement **T**echnique (**LARPET**) pour l'accueil pendant nos travaux ainsi que leurs équipes de recherche.

Je remercie le corps enseignant de l'ED-SDI, spécialement ceux du Master de Recherche Génie Électrique pour les instants de partage et d'insertion dans la recherche.

Je remercie également Mr Jean HOUESSOU, pour son aide précieuse, sa disponibilité et sa gentillesse.

Je m'en voudrais de ne pas exprimer ma gratitude à l'endroit de mes parents Isidore d' ALMEIDA et Marcelline da CRUZ, de mes frères et sœur Tony, David et Edwige pour leur soutien total.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude à ma femme Fernandine DJAGNON et à ma tante OUENDO Louise pour la confiance qu'elles m'ont toujours accordée.

Je n'oublie pas tous les camarades et amis que j'ai côtoyé et sur qui j'ai pu compter pendant cette formation. Je pense à Ibrahim, Jean-Marie, Saoudath, Lino, Audace, Roland, Didier, Junior et tous les autres. Recevez ici mes plus grandes reconnaissances.

# Table des figures


1.1 Amélioration historique de la densité d'énergie maximale des aimants permanents (données extraites de [1])……..……. 5
1.2 Extrait des brevets de (a) Faus [2] et (b) Rand [3]……. 6
1.3 Modèles de réducteurs magnétiques……. 12
1.4 Extraits de l'article [4] décrivant les différentes analogies entre les systèmes de transmission de puissance par denture mécanique et magnétiques : (a) roue à vis sans fin [5] , (b) pignon crémaillère, (c) denture conique, (d) denture droite extérieure, (e) denture droite intérieure et extérieure et (f) train épicycloïdaux [6]……... 12
1.5 Engrenage mécanique planétaire et son analogie en Engrenage magnétique concentrique [4]…… 13
2.1 Engrenage magnétique concentrique. (a) vue en 3-D. (b) vue de face [7]……..... 16
2.2 Puissance de l'interaction entre les aimants permanents du rotor externe et les modulateurs : (a) Seulement avec le pôle nord. (b) Seulement avec le pôle sud. (c) Avec le paires de pôles nord-sud qui va interagir avec le paires de pôles nord-sud du rotor interne [37]…….…….. 18
2.3 Illustration du déplacement angulaire du réducteur magnétique…….. 19
2.4 Champs magnétiques créés par les rotors sans pièces polaires. (a) Rotor interne. (b) Rotor externe [43]…….. 23
2.5 Champs magnétiques créés par les rotors avec pièces polaires. (a) Rotor interne. (b) Rotor externe [43]…….…….. 27
3.1 Machine synchrone à aimant permanent……... 34
3.2 Stator de la machine synchrone [8]. (a) bobinage concentrique. (b) bobinage distribué……... 36
3.3 Courbe de désaimantation [9]……... 37
3.4 Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants [9]…...…….. 39
3.5 Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants permanents [10]…… 40

| | | |
|---|---|---|
| 3.6 | Localisation des aimants permanents : a) Aimants montés en surface, b) Aimants insérés à la surface du rotor, c) Aimants en surface avec épanouissement polaire, d) Aimants enterrés tangentiels, e) Aimants enterrés radiaux ou à concentration de flux, f) Aimants enterrés en V avec entrefer variable, et g) Machine à réluctance variable assistée par des aimants permanents enterrés [11]…….. | 41 |
| 3.7 | Représentation des enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents [12]…… | 44 |
| 4.1 | Structure du système MSAP-RM vue de face [66]…….. | 52 |
| 4.2 | Structure du système MSAP-RM vue de côté [74]…….. | 52 |
| 4.3 | Chemin de flux dans les configurations [66]…… | 53 |
| 4.4 | Chaîne de traction du véhicule tout électrique [13]……... | 56 |
| 4.5 | Propulsion électrique et différentiel [13]……. | 57 |
| 4.6 | Pertes dans la chaîne d'entraînement [14]……. | 57 |
| 4.7 | Paramètres géométriques du stator et du rotor du système MSAP-RM... | 64 |
| 4.8 | Circuit magnétique équivalent de l'ensemble aimant, entrefer et Force Magnétomotrice (FMM) [79]…….. | 67 |
| 4.9 | Plage de variation de la hauteur des aimants obtenue par l'expression IV.22 vue de face [79]…….. | 69 |
| 4.10 | Paramètres géométrique du réducteur magnétique……... | 72 |
| 4.11 | Densités de couple du réducteur magnétique pour différents diamètres externes et rapports de couple [15]…….. | 75 |
| 4.12 | Algorithme général de simulation d'un problème sous FLUX 2 D……... | 78 |
| 4.13 | Représentation de la géométrie de la MSAP ……..……. | 79 |
| 4.14 | Définition automatique des faces de la MSAP ……..…….. | 80 |
| 4.15 | Caractéristique magnétique des tôles M400…….. | 81 |
| 4.16 | Affectation des régions surfaciques de la MSAP…..……... | 82 |
| 4.17 | Maillage de la géométrie de la MSAP……..…… | 84 |
| 4.18 | Dégradé d'induction dans la MSAP ……..……... | 85 |
| 4.19 | Lignes d'induction magnétique dans la MSAP …….……... | 85 |
| 4.20 | Induction radiale dans l'entrefer de la MSAP ……... | 86 |
| 4.21 | Induction tangentielle dans l'entrefer de la MSAP…… | 86 |
| 4.22 | Représentation de la géométrie du réducteur…… | 88 |
| 4.23 | Définition automatique des faces du réducteur……. | 88 |
| 4.24 | Caractéristique magnétique des SMC……... | 89 |
| 4.25 | Affectation des régions surfaciques du réducteur……. | 90 |
| 4.26 | Maillage de la géométrie du réducteur…….. | 91 |

| | | |
|---|---|---|
| 4.27 | Distribution des lignes de champ dans le réducteur…….. | 92 |
| 4.28 | Carte de champ du réducteur magnétique……. | 92 |
| 4.29 | Distribution de l'induction radiale : (a) dans l'entrefer interne, (b) dans l'entrefer externe…….. | 93 |
| 4.30 | Distribution de l'induction tangentielle : (a) dans l'entrefer interne, (b) dans l'entrefer externe…….. | 94 |
| 4.31 | Géométrie du système MSAP-RM…….. | 95 |
| 4.32 | Définition automatique des faces du système MSAP-RM…… | 95 |
| 4.33 | Affectation des régions surfaciques du système..…….. | 96 |
| 4.34 | Maillage du système MSAP-RM…….. | 97 |
| 4.35 | distribution des lignes de champ dans le système MSAP-RM…….. | 98 |
| 4.36 | Dégradé d'induction dans le système MSAP-RM……. | 98 |
| 4.37 | Distribution de l'induction dans l'entrefer de la MSAP du système : (a) radiale, (b) tangentielle……. | 99 |
| 4.38 | Distribution de l'induction dans l'entrefer interne du réducteur magnétique du système : (a) radiale, (b) tangentielle…… | 100 |
| 4.39 | Distribution de l'induction dans l'entrefer externe du réducteur magnétique du système : (a) radiale, (b) tangentielle…… | 100 |
| 4.40 | Représentation des isovaleurs du champ magnétique en charge, simulation en 2D magnétostatique du moteur électrique de la Toyota Prius II [87]…….. | 106 |

# Liste des tableaux


4.1 Quelques-unes des voitures électriques les plus vendues en production série : caractéristiques de la propulsion et coût unitaire approximatif…… 54

4.2 Valeurs usuelles des inductions au niveau de l'entrefer et des parties ferromagnétiques des machines électriques [16]…….. 61

4.3 Valeurs usuelles de la charge linéique et de la densité de courant [16]…….. 62

4.4 Rapport longueur active Lu sur pas polaire τ pour une machine électrique……. 63

4.5 Valeurs usuelles du pas dentaire au niveau de l'induit d'une machine électrique [16]…….. 66

4.6 Paramètres géométriques de la MSAP……. 71

4.7 Paramètres géométriques du réducteur magnétique……. 76

4.8 Propriétés des matériaux de la MSAP…….. 81

4.9 Indication des régions surfaciques de la MSAP……... 82

4.10 Induction maximale dans les différentes zones de la MSAP…… 87

4.11 Propriétés des matériaux du réducteur magnétique…….. 89

4.12 Indication des régions surfaciques du réducteur……... 90

4.13 Induction maximale dans les différentes zones du système…….. 101

4.14 Comparaison des inductions maximales dans les entrefers obtenues par les trois différentes simulations…….. 102

4.15 Comparaison des masses de la chaîne de traction pour différentes configurations contenant un engrenage mécanique ou magnétique….. 103

4.16 Masse et volume de chaque région du système……. 105

# Liste des abréviations et des sigles

AlNiCo  Aluminium-Nickel-Cobalt (aimant permanent)

f.é.m.  Force électromotrice

Fig.  Figure

FMM  Force Magnétomotrice

IM  Machines à Induction

MLI  Modulation de Largeur  d'Impulsion

MSAP  Machine Synchrone à Aimant Permanent

MSRB  Machines Synchrones à Rotor Bobinés

MSAP-RM  Moteur Synchrone à Aimant Permanent intégré au Réducteur Magnétique

NCMG Non Contact Magnetic Gear

NdFeB Néodyme-Fer-Bore (aimant permanent)

PDD Pseudo Direct Drive machine

SMC  Soft Magnetic Composite

SmCo Samarium-Cobalt (aimant permanent)

UAC Université d'Abomey-Calavi

VE  Véhicule Electrique

# Liste des symboles

| Symboles | Désignations | Unités |
|---|---|---|
| A | Charge linéique | $A/cm$ |
| $b_{ds}$ | Largeur de la dent | mm |
| $b_n(R_{sa},\theta)$ | Induction normale | T |
| $b_{os}$ | Ouverture isthme d'encoche | mm |
| B | valeurs efficaces de l'induction normale | T |
| $B_a$ | Induction due à l'alimentation | T |
| $B_C$ | Induction maximale dans la culasse statorique | T |
| $B_D(95°)$ | Induction critique de démagnétisation à 95°C | T |
| $B_{dent}$ | Induction maximale admise dans la dent | T |
| $B_f$ | Coefficient de frottement visqueux | $Nm.s.rad^{-1}$ |
| $B_M$ | Densité de flux magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques | T |
| $B_0$ | Densité de flux magnétique sans les pièces polaires ferromagnétiques | T |
| $B_r$ | Champ rémanent de l'aimant permanent | T |
| $B_{r_in}$ | Champ radial magnétique résultant dans l'entrefer interne | T |
| $B_{r_out}$ | Champ magnétique radial résultant dans l'entrefer externe | T |
| $B_{r1}$ | Composante radiale du champ magnétique produit uniquement par le rotor interne à une distance radiale r | T |
| $B_{r2}$ | Composante radiale du champ magnétique produit uniquement par le rotor externe à une distance radiale r | T |
| $B_{r1_in}$ | Modulation de la densité radiale de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne | T |
| $B_{r1_out}$ | Modulation de la densité radiale de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor interne | T |
| $B_{r2_in}$ | Modulation de la densité radiale de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne | T |
| $B_{r2_out}$ | Modulation de la densité radiale de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor externe | T |
| $B_{\theta 1}$ | Composante tangentielle du champ magnétique produit uniquement par le rotor interne à une distance radiale r | T |

| | | |
|---|---|---|
| $B_{\theta 2}$ | Composante tangentielle du champ magnétique produit uniquement par le rotor externe à une distance radiale r | T |
| $B_{\theta_in}$ | Champ tangentiel magnétique résultant dans l'entrefer interne | T |
| $B_{\theta_out}$ | Champ magnétique tangentiel résultant dans l'entrefer externe | T |
| $B_{\theta 1_in}$ | Modulation de la densité tangentielle de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne | T |
| $B_{\theta 1_out}$ | Modulation de la densité radiale de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor interne | T |
| $B_{\theta 2_in}$ | Modulation de la densité tangentielle de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne | T |
| $B_{\theta 2_out}$ | Modulation de la densité tangentielle de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor externe | T |
| $c_f$ | *Cogging torque factor* | |
| $C_V$ | Densité de couple du réducteur | $\mathrm{kNm/m^3}$ |
| $e$ | Épaisseur de l'entrefer au stator du système MSAP-RM | mm |
| $\mathrm{e_{a1}}$ | Épaisseur de l'entrefer intérieur | mm |
| $\mathrm{e_{a2}}$ | Épaisseur de l'entrefer externe | mm |
| E | Force électromotrice par phase | V |
| $F_{i,max}$ | Amplitude de la FMM admissible | A. t |
| $\hat{F}_{r1}$ | Amplitude du fondamental de la FMM résultante | A. t |
| $G_r$ | Rapport de couple | |
| $h_a$ | Epaisseur de l'aimant du moteur | mm |
| $h_{cr}$ | Epaisseur de la culasse rotorique moteur | mm |
| $h_{CS}$ | Hauteur de la culasse statorique | mm |
| $h_{ds}$ | Hauteur de la dent | mm |
| $h_{os}$ | Hauteur isthme d'encoche | mm |
| $h_t(R_{sa}, \theta)$ | Induction normale | T |
| $h_{ws}$ | Hauteur haut de l'isthme d'encoche | mm |
| H | Valeurs efficaces de l'induction tangentielle | T |
| $H_{a1}$ | Épaisseur des aimants permanents du rotor interne | mm |
| $H_{a2}$ | Épaisseur des aimants permanents du rotor externe | mm |
| $H_c$ | Champ coercitif de l'aimantation | kA/m |
| $\mathrm{H_{CL}}$ | Épaisseur de la culasse du rotor externe | mm |
| $\mathrm{H_q}$ | Épaisseur des pièces polaires | mm |

| | | |
|---|---|---|
| $[i_s]$ | Vecteur courant des enroulements statoriques | A |
| I | Courant par phase | A |
| $J$ | Moment d'inertie total ramené sur l'arbre du rotor | kg. $m^2$ |
| J | Densité de courant | A/ $mm^2$ |
| $k_{bs}$ | Coefficient de bobinage | |
| $k_c$ | Coefficient de carter tenant compte de l'effet de denture | |
| $k_{dS}$ | Coefficient de distribution | |
| $k_{rS}$ | Coefficient de raccourcissement | |
| $k_{sat}$ | Coefficient permettant de tenir compte de la saturation | |
| $L_a$ | Inductance de fuite | H |
| $L_{aa2}$ | Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase | H |
| $[L_s]$ | Matrice des inductances statoriques | H |
| $L_u$ | Longueur utile | mm |
| $m_{ai1}$ | Masse des aimants de la MSAP | kg |
| $m_{ai2}$ | Masse des aimants internes du réducteur magnétique | kg |
| $m_{ai3}$ | Masse des aimants externes du réducteur magnétique | kg |
| $m_{bat}$ | Masse de la batterie | kg |
| $m_{Conv}$ | Masse du convertisseur | kg |
| $m_{CRe}$ | Masse de la culasse du rotor externe | kg |
| $m_{CRi}$ | Masse de la culasse du rotor interne | kg |
| $m_{engm}$ | Masse de l'engrenage mécanique de la Renault ZOE | kg |
| $m_{mot}$ | Masse estimée du moteur de la Renault ZOE | kg |
| $m_{MSAR}$ | Masse du système MSAP-RM | kg |
| $m_{pp}$ | Masse des pièces polaires | kg |
| $m_{ptotRZ}$ | Masse totale de la chaîne de traction de la voiture Renault ZOE | kg |
| $m_{ptotSys}$ | Masse totale de la chaîne de traction du système MSAP-RM | kg |
| $m_{st}$ | Masse du stator | kg |
| $N'$ | Nombre total de conducteurs à la périphérie de l'induit | |
| $N_S$ | Nombre de pièces polaires ferromagnétiques | |
| $N_{Sp}$ | Nombre de spire en série par phase | |
| $P$ | Nombre de paires de pôles | |

| | | |
|---|---|---|
| $P_1$ | Nombre de paires de pôles d'aimants permanents du rotor interne | |
| $P_2$ | Nombre de paires de pôles d'aimants permanents du rotor externe | |
| $P_{1jkm}$ | Nombre de paires de pôles des harmoniques créés par le rotor interne | |
| $P_{2jkm}$ | Nombre de paires de pôles des harmoniques créés par le rotor externe | |
| $P_{em}$ | Puissance électromagnétique transmise au rotor | W |
| $q_S$ | Nombre d'encoches par pôle et par phase | |
| $\mathrm{Q_S}$ | Nombre total d'encoches au stator | |
| $r$ | Distance radiale | mm |
| $r_0$ | Rapport de réduction de vitesse du réducteur magnétique concentrique | |
| $R_a$ | Rayon intérieur du rotor interne | mm |
| $R_b$ | Rayon extérieur du rotor interne | mm |
| $R_c$ | Rayon intérieur du rotor externe | mm |
| $R_d$ | Rayon extérieur du rotor externe | mm |
| $R_{ext}$ | Rayon extérieur de la culasse rotorique du moteur | mm |
| $R_{in}$ | Rayon de l'entrefer interne | mm |
| $\mathrm{R_{int}}$ | Rayon intérieur du stator | mm |
| $R_{out}$ | Rayon de l'entrefer externe | mm |
| $R_r$ | Rayon extérieur de l'aimant du moteur | mm |
| $[R_s]$ | Matrice des résistances statoriques | Ω |
| $R_{sa}$ | Rayon d'alésage | mm |
| $R_{tot}$ | Rayon total du système MSAP-RM | mm |
| $s_C$ | Section du conducteur | $\mathrm{mm^2}$ |
| $S_{enc}$ | Section d'encoche | $\mathrm{mm^2}$ |
| $T_1$ | Couple magnétique agissant sur le rotor interne | Nm |
| $T_2$ | Couple magnétique agissant sur le rotor externe | Nm |
| $T_{2ex}$ | Couple estimé en sortie du réducteur | Nm |
| $T_m$ | Couple magnétique agissant sur les pièces polaires | Nm |
| $T_{ripple_in}$ | Couple d'ondulation du rotor interne | Nm |

| | | |
|---|---|---|
| $T_{ripple_out}$ | Couple d'ondulation du rotor externe | Nm |
| $[v_s]$ | Vecteur des tensions statoriques | V |
| $V_{ol}$ | Volume du réducteur | $m^3$ |
| $\omega_1$ | Vitesse de rotation du rotor interne | tr/min |
| $\omega_2$ | Vitesse de rotation du rotor externe | tr/min |
| $\omega_{1jkm}$ | Vitesse de rotation des harmoniques créés par le rotor interne | tr/min |
| $\omega_{2jkm}$ | Vitesse de rotation des harmoniques créés par le rotor externe | tr/min |
| $\omega_m$ | Vitesse mécanique du rotor | tr/min |
| $W_m$ | Co-énergie magnétique | J |
| $W_{ma}$ | Co-énergie constante des aimants | J |
| $\alpha_a$ | Ouverture angulaire relative à un pôle | |
| $\beta$ | Ouverture relative d'une bobine par rapport au pas polaire | |
| $\theta$ | Angle de position | rad |
| $\theta_{10}$ | Angle de phase initiale du rotor interne | rad |
| $\theta_{20}$ | Angle de phase initiale du rotor externe | rad |
| $\theta_a$ | Ouverture angulaire des aimants | |
| $\theta_r$ | Position angulaire électrique du rotor | rad |
| $\lambda^*$ | Perméance complexe relative de l'entrefer | |
| $\lambda_x$ | Rapport de la longueur axiale de la machine sur le pas polaire | |
| $\mu_{rm}$ | Perméabilité de recul de l'aimant | |
| $\rho_{aim}$ | Masse volumiques respective des aimants | $kg/m^3$ |
| $\rho_{pp}$ | Masse volumique des pièces polaires | $kg/m^3$ |
| $\rho_{tf}$ | Masse volumique de la tôle feuilletée de type M400 | $kg/m^3$ |
| $\tau$ | Pas polaire | |
| $\phi_{f1}$ | Valeur efficace de la fondamental du flux sous un pôle | Wb |
| $\Phi_m$ | Amplitude du vecteur flux de 1'aimant permanent | Wb |
| $[\Phi_s]$ | Vecteur flux total des enroulements statoriques | Wb |
| $[\Phi_{sf}]$ | Vecteur flux de 1'aimant permanent projeté sur les trois enroulements statoriques | Wb |
| $\Phi_{ss}$ | Vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques | Wb |

| | | |
|---|---|---|
| $\psi$ | Déphasage entre la force électromotrice par phase et le courant de phase | rad |
| $\Gamma_{em}$ | Couple électromagnétique du moteur | Nm |
| $\Omega$ | Vitesse de la machine | tr/min |

# Résumé

Dans ce rapport nous présentons les engrenages magnétiques et précisément le réducteur magnétique concentrique. Compte tenu des limites liées aux engrenages mécaniques (frottements, lubrification inévitable, etc.), nous proposons de les remplacer par des engrenages magnétiques. Le but principal que nous visons est d'étudier l'intégration des réducteurs magnétiques dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) en vue de leur conception. Les domaines d'applications des réducteurs magnétiques étant vaste, nous avons décidé de l'appliquer au véhicule électrique de marque Renault ZOE. Nous conservons les caractéristiques du moteur et du réducteur mécanique de la Renault ZOE pour dimensionner un nouveau système nommé MSAP-RM. Ce dernier est muni d'un réducteur magnétique et d'une machine synchrone à aimant permanent. Nous avons ensuite fait la simulation de ce nouveau système sous le logiciel FLUX 2D. Les résultats obtenus nous ont permis d'approuver son efficacité.

MOTS-CLÉS : réducteurs magnétique et mécanique, MSAP, dimensionnement, FLUX 2D.

# Abstract

In this report we present the magnetic gears and more precisely the concentric magnetic reducer. Given the limits related to mechanical gears (frictions, inevitable lubrication, etc.), we propose to replace them with magnetic gears. The main goal that we aim for is to study the integration of magnetics reducers in permanent magnet synchronous machines (PMSM) for their design. The fields of the application of the magnetics reducers being vast, we decided to apply it to electric vehicle of the brand Renault ZOE. We retaining the characteristics of the engine and of the mechanical reducer provided by the Renault ZOE for sizing a new system that we named MSAP-RM. This latter is equipped with a magnetic gearbox and a permanent magnet synchronous machine. Next we simulated this new system on FLUX 2D software. The obtained results allowed us to approve his efficiency.

KEYWORDS: magnetic and mechanical reducers, PMSM, sizing, FLUX 2D.

# INTRODUCTION GENERALE

Les dispositifs électromécaniques tiennent une place importante dans les équipements industriels (moteurs, alternateur, actionneurs…). Leur utilisation tend à s'amplifier avec l'apparition de nouvelles tendances : traction tout électrique, production décentralisée, nouveaux actionneurs, etc [17] .

Les exigences de plus en plus pointues de la technologie ont fait que les machines à aimant permanent sont de plus en plus utilisées plus particulièrement dans des applications industrielles exigeantes en encombrement, en puissance et aussi dans la production de l'énergie électrique [18].

Il existe de nombreuses applications de ces machines avec des engrenages mécaniques et des trains planétaires mécaniques dans la transmission des puissances mécaniques. A titre d'exemple, pour améliorer l'économie de carburant et les émissions de gaz nocifs, les véhicules hybrides sont de plus en plus utilisés et comportent des engrenages planétaires mécaniques pour gérer et transmettre les vitesses et les couples des différents actionneurs [3].

Bien que l'utilité des engrenages mécaniques soit importante, ils ont des problèmes inhérents aux frottements de contact qui engendrent bruit, chaleur et usure. Les engrenages magnétiques peuvent être la solution à ces problèmes mécaniques. En effet, la transmission du couple se faisant sans contact il n'y a pas, comme dans un engrenage mécanique, de pertes dues aux contacts entre les dents ; ce qui se traduit par un rendement bien plus élevé. De plus, l'évolution des aimants permanents en termes d'énergie spécifique permet maintenant d'envisager des applications jadis exclusivement réservées aux transmissions mécaniques [15].

Compte tenu des défaillances qui interviennent sur les systèmes d'entrainement à engrenage mécanique, des engrenages magnétiques ont été conçus pour remplacer les engrenages mécaniques.

Ainsi, les réducteurs magnétiques à couple élevé ont été inventés et mis en application par *Magnomatics*, dont le cofondateur est le Docteur Kais Atalah, en 2001. Cette recherche pionnière a été étendue par *Magnomatics* pour mettre à disposition une gamme mature de technologies de réducteurs, applicables à un nombre très large d'applications.

Récemment la machine intégrant un réducteur magnétique couplé magnétiquement à un générateur à aimant permanent a été développée. Cette machine combinée est appelée « Pseudo » *Direct Drive* machine ou PDD dans la littérature anglaise. Elle présente de très bonnes performances notamment au niveau de la densité de son couple qui est nettement supérieure à celle d'une machine à aimants permanents.

Ce travail porte sur la contribution à l'étude des réducteurs magnétiques et de leurs intégrations dans une machine synchrone à aimant permanent. Son développement s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre fait état des différents engrenages magnétiques étudiés depuis leur apparition en 1943 jusqu'à nos jours. Nous présenterons différentes structures et topologies avec leurs principales caractéristiques.

Le second chapitre portera spécifiquement sur l'étude du réducteur magnétique concentrique. Nous développerons ses notions de base aussi que les équations magnétiques qui traduisent son principe fonctionnement.

Dans le troisième chapitre nous ferons l'étude de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) en montrant son fonctionnement et en donnant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui permettent de la modéliser.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'étude des Performances d'un système MSAP-Réducteur Magnétique (MSAP-RM) appliqué à un véhicule électrique dont le cahier des charges sera définit au préalable.

# CHAPITRE 1

## Etat de l'art sur tous les réducteurs magnétiques existants

1. 1. Introduction partielle……..……... 4
1. 2. Etat de l'art des engrenages magnétiques…….. 5
1. 3. Conclusion partielle…..…… 13

### 1. 1. Introduction partielle

Les engrenages mécaniques sont des mécanismes à roues dentées transmettant un mouvement de rotation. Leur fonctionnement repose nécessairement sur le contact physique de deux ou plusieurs roues dentées. Ce qui implique des frottements et de la chaleur locale et par conséquent des pertes.

En outre, une lubrification est nécessaire de temps en temps, pour leurs entretiens. De plus, leurs dents sont physiquement et irréversiblement endommagées avec le temps en raison du frottement et de la fatigue du matériau. Donc, les pertes augmentent après plusieurs heures et années de fonctionnement.

Compte tenu des inconvénients liés aux engrenages mécaniques, les engrenages magnétiques (trains magnétiques) sont conçus et présentent les avantages suivants :

- pas de fatigue mécanique ;
- pas de lubrification ;
- protection naturelle contre les surcharges ;
- pas de pertes dues aux contacts mécaniques ;
- pas de bruit acoustique ;
- rendement très élevé ;
- couple volumique beaucoup plus important que pour une machine électrique classique (jusqu'à 10 fois le couple volumique d'un moteur standard).

Malgré leurs potentiels élevés, il est important de noter que les engrenages magnétiques font partie, de nos jours, des nouvelles technologies de transmission de couple et de vitesse recherchés dans les domaines de l'aéronautique, de l'énergie éolienne, de la robotique et de l'automobile. Leur technologie relativement immature présente un certain nombre de limitations qui devraient être traitées.

De ce fait, plusieurs chercheurs travaillent actuellement sur leurs critères de conception qui deviennent de plus en plus exigeants.

### 1.2. Etat de l’art des engrenages magnétiques

Les premières conceptions d’engrenage magnétique ressemblaient à des engrenages cylindriques mécaniques, mais avec chaque dent d'engrenage remplacée par une source magnétique. Dans la plupart des premières conceptions, les électro-aimants étaient utilisés comme source magnétique plutôt que des aimants permanents, car les aimants permanents disponibles à l'époque étaient plus faibles que les aimants actuels, comme le montre la figure 1.1 [19].

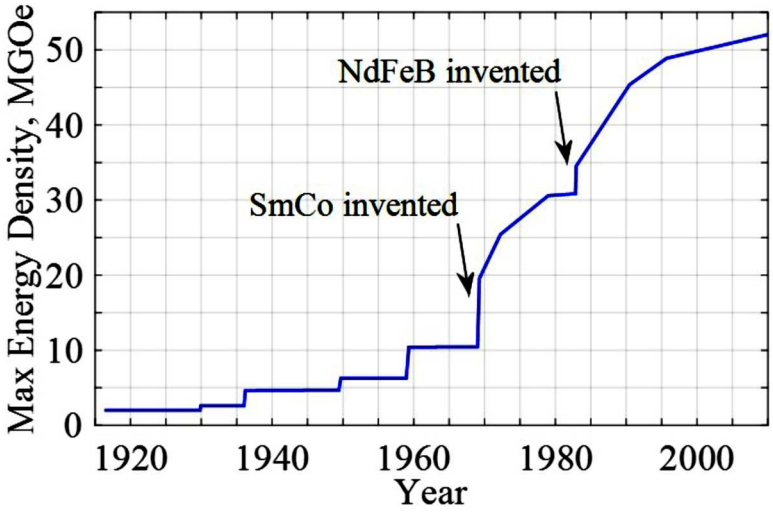
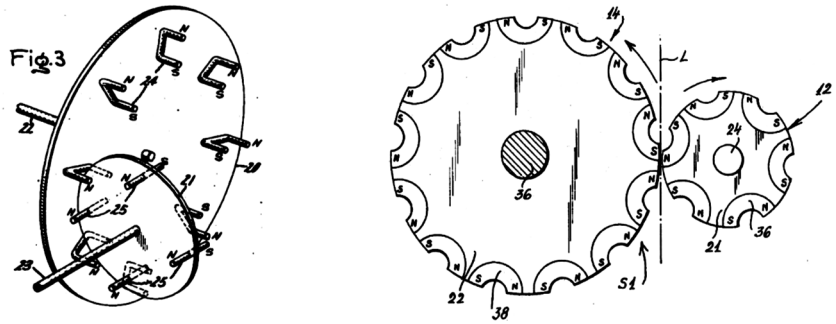



Fig. 1.1 Amélioration historique de la densité d'énergie maximale des aimants permanents (données extraites de [1])

Les électroaimants et les ferrites de faible énergie qu’on utilisait pour fabriquer les engrenages magnétiques ne permettaient que la transmission de faibles couples. Aujourd’hui, des aimants à hautes énergies (Nd-Fe-B) permettent la transmission de couples beaucoup plus élevés.

D’après la littérature, les premiers engrenages magnétiques à aimant furent inventés en 1943 et 1970 respectivement par Faus [2] et Rand [3] (figure 1.2). Pour ces deux architectures, la forme des aimants est très allongée. Ces formes sont liées aux technologies d’aimants d’époque (AlNiCo notamment) qui nécessitaient de grandes longueurs pour ne pas se désaimanter. L’engrenage proposé par Rand est composé d’une couronne d’aimant de grand diamètre et

d'une couronne de plus petit diamètre. Sur les deux couronnes, le pas polaire est identique de façon à ne pas avoir de glissement et à avoir un rapport de multiplication qui correspondent au rapport de diamètres ainsi qu'au rapport du nombre de pôles.




(a) (b)

Fig. 1.2 : Extraits des brevets de (a) Faus [2] et (b) Rand [3]

Un mécanisme de transmission utilisant un engrenage magnétique sans contact (en anglais *Non contact Magnetic Gear* : NCMG) a été proposé en 1991 par K. Ikuita et al [20]. Le système de NCMG offre un grand potentiel pour des applications médicales et des systèmes de micro transmission.

Les références [21], [22] et [23] concernent des réducteurs magnétiques plus simples, qui ont déjà existés, mais qui ont une faible densité de couple, un faible rapport de vitesse et un seul mode transmission. La figure 1.3.a montre un exemple de ce type de transmission.

La transmission magnétique décrite dans [24] constituait un type de nouvelle transmission pour l'époque. Ce réducteur magnétique est montré dans la figure I.3.b et avait un couple transmis de 5,5 Nm, un rapport de vitesse de 3:1 et un couple volumique de 1,7 kNm /$m^3$.

Plus tard, les réducteurs magnétiques à vis sans fin ont été proposés en 1993 par S. Kikuchi et al [5] , [25] (voir les figures 1.3.c et 1.3.d). Le réducteur magnétique à vis sans fin de la figure 1.3.c a été fabriqué à partir d'aimants coûteux (SmCo).

Ce réducteur magnétique a un rapport de vitesse de 33:1, avec un couple maximal transmis de 11,5 Nm. Il a une densité de couple d'environ 0,1 kNm/m$^3$. Bien que la densité de couple et le rapport de vitesse du réducteur magnétique montré dans la figure 1.3.d soient encore plus faibles, il est possible d'obtenir plus de modes de transmission.

Les références [26] , [27] , [28] présentent des topologies de trains magnétiques à haute performance à champs radiaux et axiaux.

En 2001, K. Atallah et al [26] ont proposé un nouveau train magnétique. Il a une densité de couple transmis de plus de 100 kNm/m$^3$, avec un rapport de vitesse de 5,5:1. Ce système (figure 1.3.e) a été analysé, construit et publié dans [29]. Le rotor interne et le rotor externe sont en interaction magnétique à travers les pièces polaires ferromagnétiques.

En 2005, O. Rasmussen et al [27] ont modifié le train magnétique précédent par le remplacement des aimants montés en surface du rotor interne par des aimants intérieurs pour former un système à concentration de flux comme le montre la figure 1.3.f. Ce réducteur magnétique a une densité élevée de couple avec le même rapport de vitesse que le précédent.

Une version à supraconducteur de réducteur magnétique (figure 1.3.b) a été proposée en 2002 par M. Okano et al [30]. Il est intéressant de noter que la combinaison de supraconducteurs et d’aimants peut améliorer le couple de transmission. Toutefois, on augmente le volume à cause du système de refroidissement nécessaire et de la source d'alimentation.

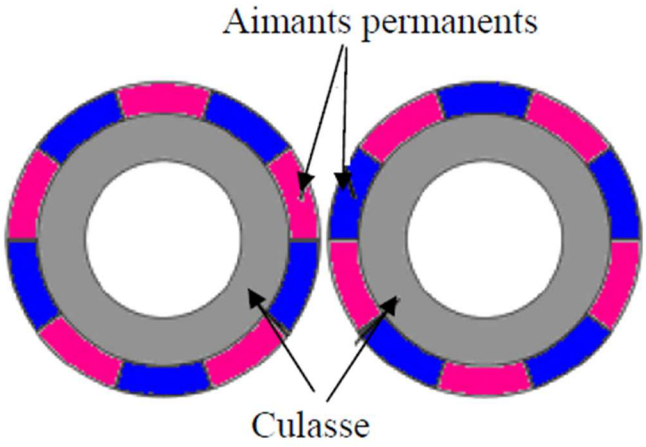
L. Jian et al [31] montrent que des densités élevées du couple, de plus de 100 kNm/m$^3$, peuvent être atteintes en utilisant des aimants à terre rare. Ils ont également démontré que le choix des paramètres de dimensionnement et de la direction de la magnétisation des aimants ont une influence significative sur la capacité de transmission du couple et sur l'ondulation de ce couple [31]. Afin

d'obtenir un rapport variable, une boîte de vitesses magnétique qui utilise des convertisseurs électromagnétiques a été développée en 2008 par M. Aubertin et al [32].

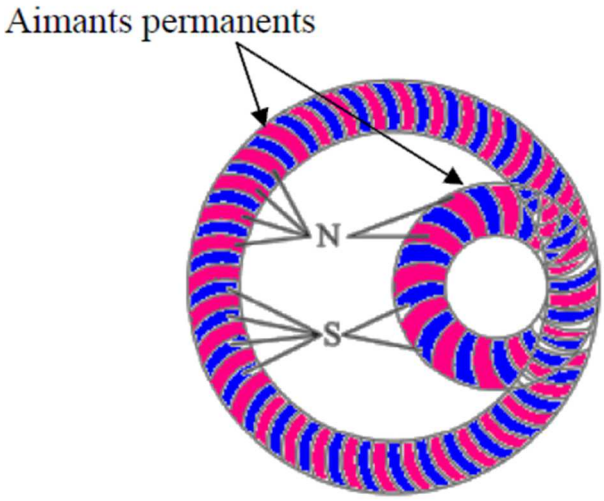
Une nouvelle forme de train magnétique, appelé train magnétique "harmonique" a été proposée par J. Rens et al [33] (figure 1.3.g). Il est particulièrement adapté aux applications pour lesquelles un rapport élevé de couple est nécessaire, car il transmet un couple sans ondulation avec une densité de couple allant jusqu'à 150 $kNm/m^3$ par étage. Mais l'inconvénient de ce type de train magnétique est sa mise en œuvre pratique qui est très difficile car il nécessite un rotor à aimants permanents à plusieurs pôles qui peut se déformer sous l'influence d'une vitesse élevée. De plus son rotor souple doit également être accouplé à un arbre extérieur rigide.

Un train planétaire magnétique, qui est une copie du train planétaire mécanique, a été étudié et réalisé en 2008 par C. Huang et al [34] (figure 1.3.h). Les auteurs ont montré la faisabilité du concept, mais la densité de couple de ce train magnétique semble être très faible en comparaison avec celle du train mécanique [15].

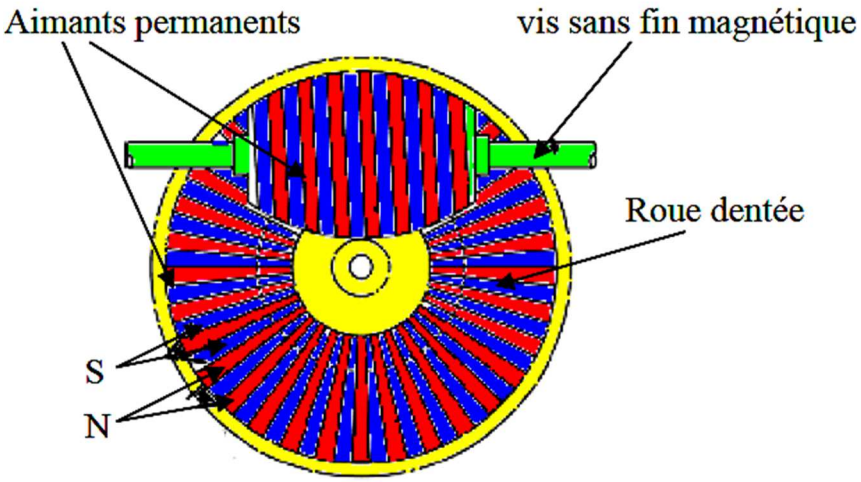
En 2019, Jing et al [35] ont développé une nouvelle structure du réducteur magnétique (figure 1.3.i) en modifiant le train magnétique concentrique du [26]. Ils ont montré que cette nouvelle structure permet d'améliorer le modèle conventionnel lié aux problèmes de densité de couple bas et de faible résistance mécanique. Cette nouvelle structure est basée principalement sur la modification de l'aimant permanent interne et de la magnétisation de l'aimant permanent externe.



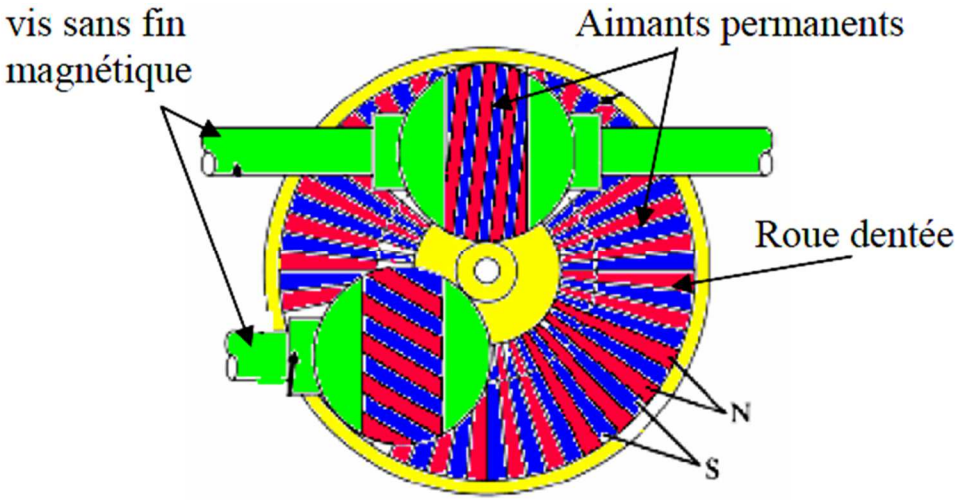

a) Transmetteur magnétique simple



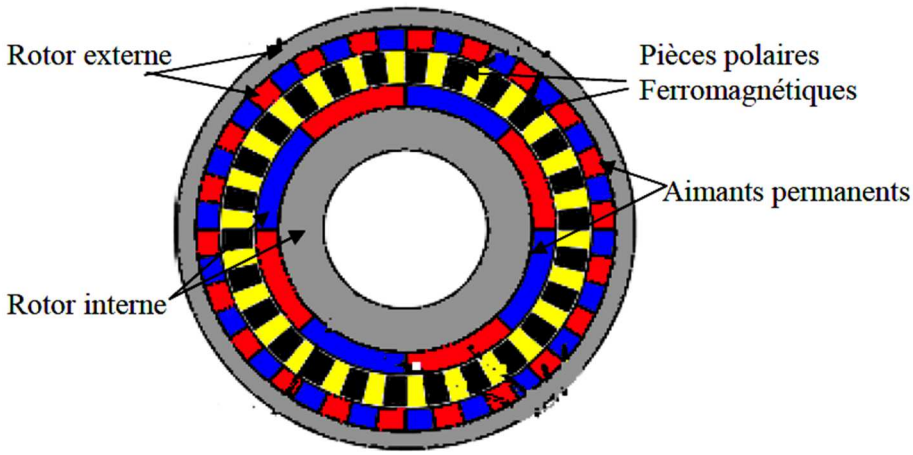

b) Réducteur magnétique simple [24]



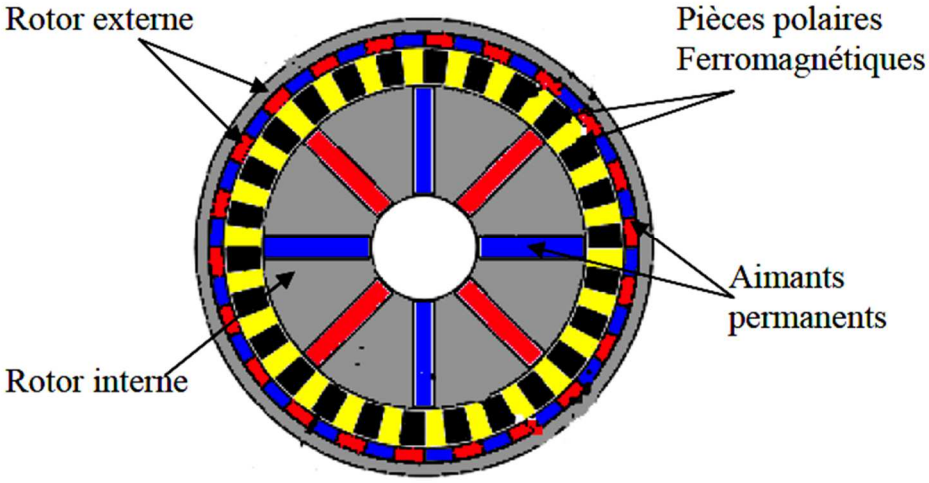

c) Réducteur magnétique [5]



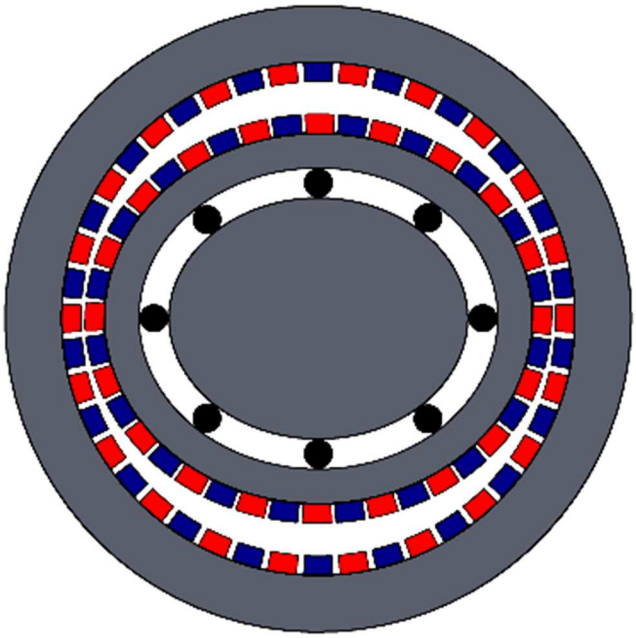

d) Réducteur magnétique [25]



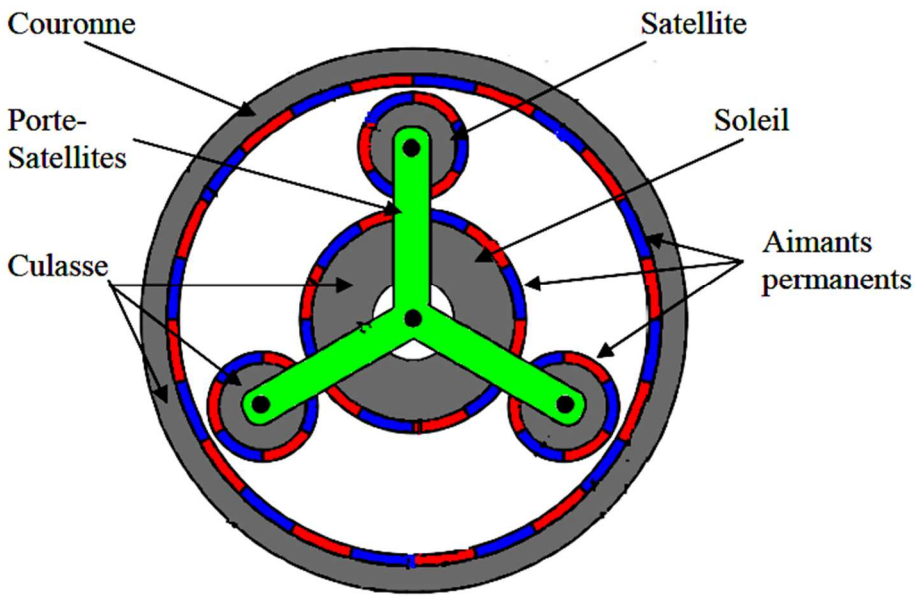

e) Réducteur magnétique [26]



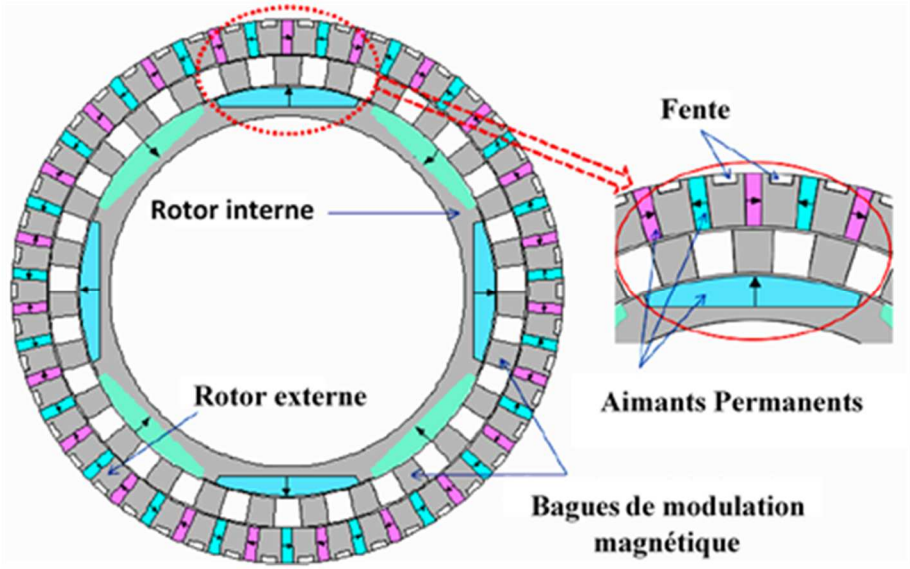

f) Réducteur magnétique [27]



g) Réducteur magnétique [33]



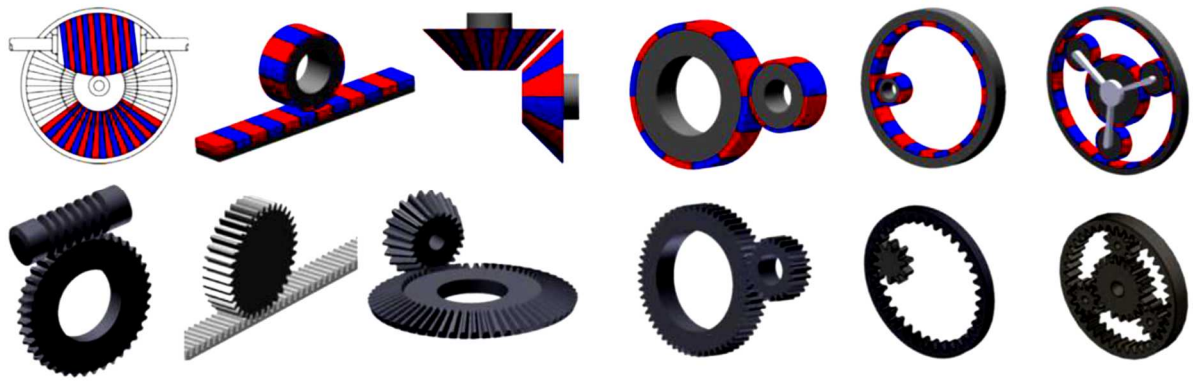

h) Réducteur magnétique [34]




i) Réducteur magnétique [35]

Fig. 1.3 Modèles de réducteurs magnétiques

On peut faire une analogie entre les différentes typologies de réducteur mécanique en typologies de réducteur magnétique (voir figure 1.4 et 1.5).



(a) (b) (c) (d) (e) (f)

Fig. 1.4 Extraits de l'article [4] décrivant les différentes analogies entre les systèmes de transmission de puissance par denture mécanique et magnétiques : (a) roue à vis sans fin [5] , (b) pignon crémaillère, (c) denture conique, (d) denture droite extérieure, (e) denture droite intérieure et extérieure et (f) train épicycloïdaux [6]

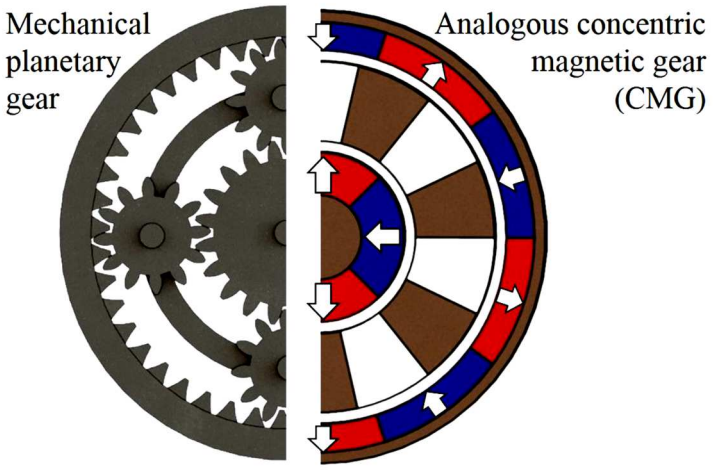



Fig. 1.5 Engrenage mécanique planétaire et son analogie en Engrenage magnétique concentrique [19].

## 1.3. Conclusion partielle

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté le concept pour lequel les engrenages magnétiques ont été conçus et on a vu que c'est principalement pour remplacer les imperfections liées aux engrenages mécaniques. Ce qui sous-entend qu'ils peuvent avoir des performances comparables ou supérieurs à celle des trains mécaniques. Nous avons ensuite vu les différentes topologies d'engrenages magnétiques et leur évolution dans le temps à travers l'état de l'art.

Cependant, le problème des réducteurs magnétiques décrit : à denture hélicoïdale, coniques, à roue et vis sans fin, ou encore planétaire magnétiques est qu'ils ont besoin d'une grande quantité d'aimants pour pouvoir transmettre des puissances importantes. Ce qui les rend non viables sur le plan économique [36]. Dans la suite de notre travail, nous nous consacrerons le plus aux engrenages magnétiques concentriques qui sont en plein essor grâce à l'évolution des aimants permanents et qui ont aussi un bon rapport de couple. Ils sont les mieux placés pour remplacer les engrenages mécaniques dans tous les domaines d'application.

# CHAPITRE 2

## Etude des paramètres du réducteur magnétique concentrique


2.1. Introduction partielle…..……. 15

2.2. Description et fonctionnement…….. 15

2.2.1. Description…….. 15

2.2.2. Principe de fonctionnement……. 17

2.2.3. Formules de base du réducteur magnétique concentrique.. 18

2.3. Etude des harmoniques…….……. 20

2.4. Champs magnétiques dans les entrefers…… 22

2.4.1. Expression du champ magnétique sans pièces polaires ferromagnétiques…… 22

2.4.2. Expression du champ magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques…… 25

2.4.3. Champ magnétique résultant dans les entrefers……..…. 30

2.5. Transmission de couples……... 31

2.6. Minimisation de l'ondulation de couple…….…….... 31

2.7. Conclusion partielle..……. 32

## 2.1. Introduction partielle

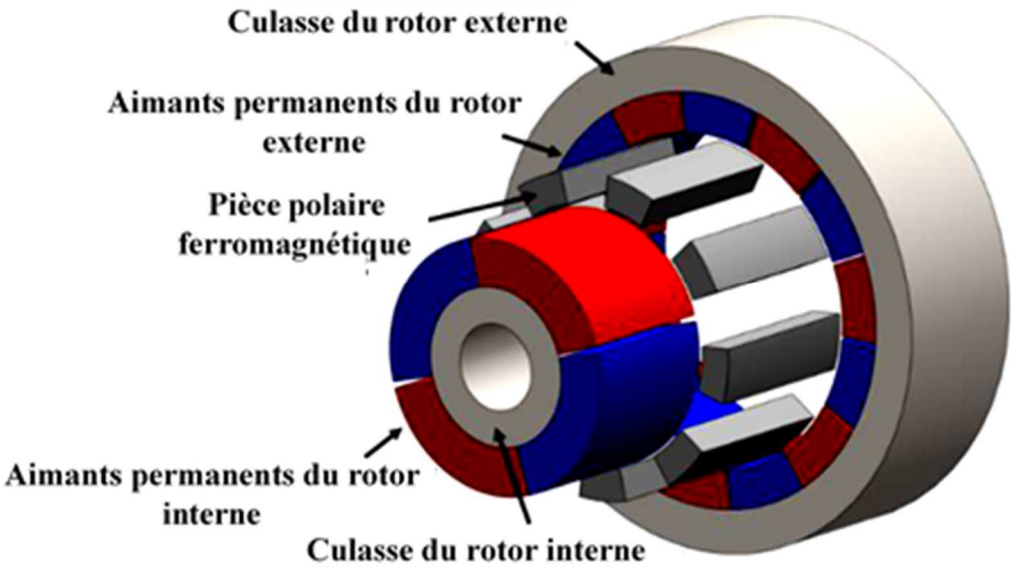
Dans ce chapitre nous étudions l'engrenage magnétique concentrique. Après sa description et son principe de fonctionnement, nous donnons ses formules de base. Ensuite nous développons ses différents harmoniques et établissons les équations analytiques des différentes inductions dans les entrefers (interne et externe), et des couples magnétiques agissant sur les rotors (interne et externe). Enfin, nous montrons la méthode qui permet de minimiser les ondulations de couple dans le réducteur magnétique.

## 2.2. Description et fonctionnement

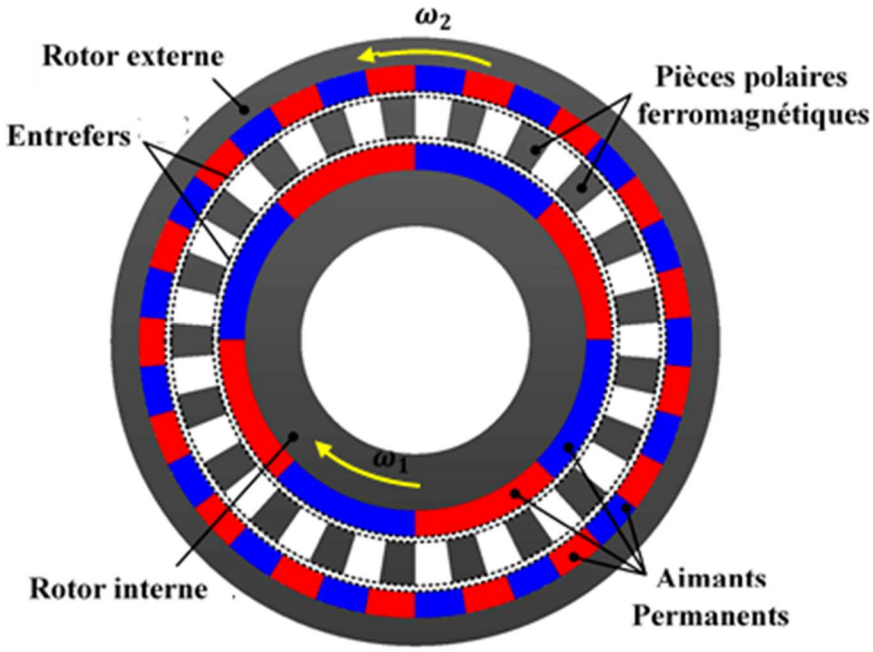
### 2.2.1. Description

L'engrenage magnétique concentrique (figure 2.1) se compose de deux rotors dont l'un (le rotor interne) est à l'intérieur de l'autre (le rotor externe) et d'un anneau (bague stationnaire) constitué de pièces polaires ferromagnétiques situé entre les deux rotors. Chaque rotor possède sur sa surface (extérieure pour le rotor interne et intérieure pour le rotor externe) un certain nombre de paires de pôles d'aimants permanents. Les pièces polaires ferromagnétiques jouent un rôle important dans la modulation des entrefers intérieur et extérieur.

L'engrenage magnétique concentrique peut transmettre le mouvement à vitesse constante, réduite ou élevée. Dans le cas où il transmet le mouvement à vitesse réduite, il est appelé réducteur magnétique concentrique et dans le cas où il transmet le mouvement à vitesse élevée il est appelé multiplicateur magnétique concentrique. Son fonctionnement convient à une large gamme d'application.




(a)




(b)

Fig. 2.1 Engrenage magnétique concentrique. (a) vue en 3-D. (b) vue de face [7]

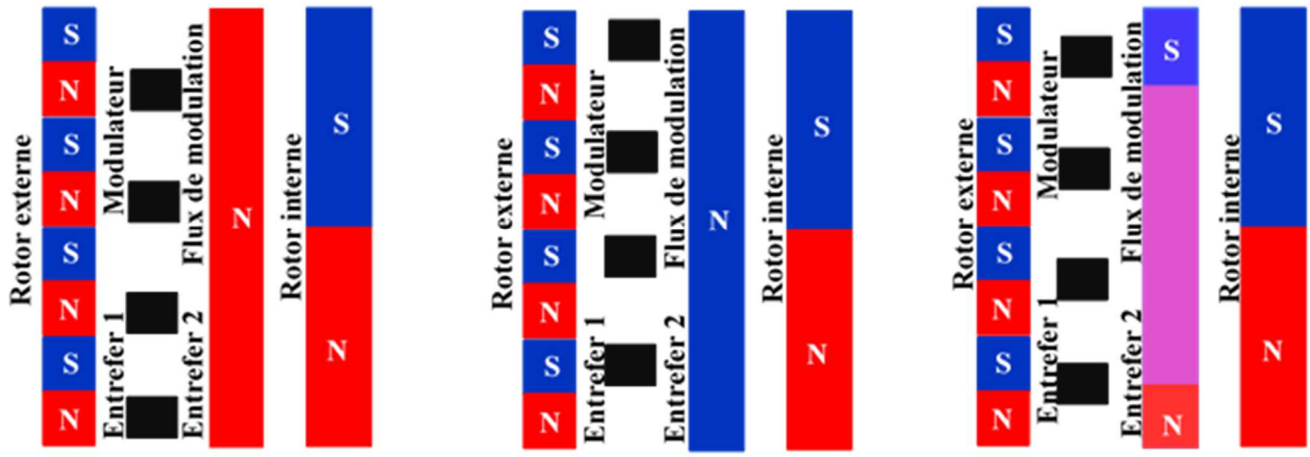
### 2.2.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du réducteur magnétique repose principalement sur la modulation du flux créé par les aimants permanents. Le principe de fonctionnement de la modulation du flux peut être expliqué à l'aide de la figure 2.2 qui est une image simplifiée du rotor externe composé d'aimants permanents qui interagissent avec les pièces polaires ferromagnétiques (modulateurs statiques) [37]. Le côté gauche de chaque image représente les aimants permanents du rotor externe. Les pièces en noir représentent les pièces polaires ferromagnétiques et le côté droit représente la quantité de flux qu'elles produisent en interagissant avec le rotor interne. Cela signifie que le flux de gauche est produit par les aimants permanents externes tandis que le flux de droite est créé par modulation.

Sur la figure 2.2a les pièces polaires ferromagnétiques ne produiront que du flux de pôles nord car elles ne font face qu'au pôle nord.

Sur la figure 2.2b les pièces polaires ferromagnétiques ne produiront que du flux provenant du pôle sud car elles sont déplacées juste d'un espace et font uniquement face aux pôles sud du rotor externe.

A la figure 2.2.c les pièces polaires sont espacées différemment et font face à la fois aux pôles nord et sud des aimants permanents du rotor externe. Dans cette position, seules les pièces polaires situées aux extrémités produiront un flux orienté nord sud qui va interagir avec le rotor interne. La position relative entre les aimants permanents du rotor interne et les pièces polaires contrôle la manière dont les deux rotors interagissent entre eux.




(a) (b) (c)

Fig. 2.2 Puissance de l'interaction entre les aimants permanents du rotor externe et les modulateurs : (a) Seulement avec le pôle nord. (b) Seulement avec le pôle sud. (c) Avec le paires de pôles nord-sud qui va interagir avec le paires de pôles nord-sud du rotor interne [37]

D'après le principe de fonctionnement de la modulation du flux, il ressort donc que les pièces polaires ferromagnétiques affectent principalement les champs magnétiques des entrefers intérieur et extérieur de sorte que les champs magnétiques créés par les aimants permanents internes et externes peuvent être efficacement couplé pour réaliser le transfert de couple.

### 2.2.3. Formules de base du réducteur magnétique concentrique

Le nombre de pièces polaires ferromagnétique et les aimants permanents du réducteur magnétique concentrique satisfont aux relations suivantes :

$$N_S = P_1 + P_2 \qquad (2.1)$$

où :

$P_1$et $P_2$ sont respectivement le nombre de paires de pôles d'aimants permanents des rotors interne et externe ;

$N_S$ est le nombre de pièces polaires ferromagnétiques.

D'après la figure 2.3 ci-dessous les angles $\alpha$, $\beta$ et $\gamma$ ont pour expression :

$$\alpha = \frac{2\pi}{N_S} \quad ; \quad \beta = 2 \times \frac{2\pi}{P_2} \quad ; \quad \gamma = \beta - \alpha \qquad (2.2)$$

Le rapport de réduction de vitesse $r_0$ du réducteur magnétique concentrique se calcul alors par la relation [38] :

$$r_0 = -\frac{\gamma}{\alpha} = -\frac{\beta - \alpha}{\alpha}$$

$$= -\frac{2 \times \frac{2\pi}{P_2} - \frac{2\pi}{N_S}}{\frac{2\pi}{N_S}} = -\frac{2N_S - P_2}{P_2} = -\frac{P_1}{P_2}$$

$$= \frac{\omega_2}{\omega_1} = -\frac{\gamma}{\alpha} = -\frac{P_1}{P_2} \qquad (2.3)$$

Avec $\omega_1$ et $\omega_2$ les vitesses de rotation respectives des rotors interne et externe.

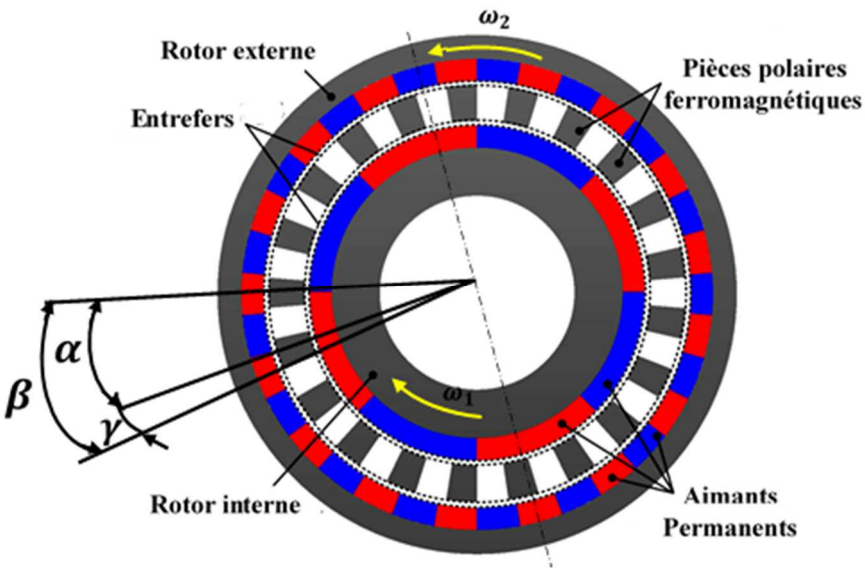



Fig. 2.3 Illustration du déplacement angulaire du réducteur magnétique

La vitesse de rotation des rotors interne et externe et des pièces polaires ferromagnétiques satisfont à la relation [39]:

$$\frac{\omega_1 - \omega_m}{\omega_2 - \omega_m} = \frac{P_2}{P_2 - N_s} = -\frac{P_2}{P_1} \qquad (2.4)$$

Avec $\omega_m$ la vitesse de rotation des pièces polaires ferromagnétiques.

Le rapport de couple $G_r$ peut être défini par :

$$G_r = -\frac{P_2}{P_1} \quad (2.5)$$

Ce rapport peut être réécrit comme :

$$\frac{\omega_1 - \omega_m}{\omega_2 - \omega_m} = -G_r \quad (2.6)$$

Supposons que les couples magnétiques agissant sur le rotor externe, le rotor interne et les pièces polaires sont respectivement $T_2$, $T_1$ et $T_m$. Selon la conservation de l'énergie et de l'équilibre du couple, le couple et la puissance doivent satisfaire aux relations suivantes :

$$T_2 + T_1 + T_m = 0 \quad (2.7)$$

$$T_2\omega_2 + T_1\omega_1 + T_m\omega_m = 0 \quad (2.8)$$

Des relations (2.6), (2.7) et (2.8) on obtient :

$$\begin{cases} T_2 = -\dfrac{G_r}{G_r + 1} T_m \\ T_1 = -\dfrac{1}{G_r + 1} T_m \end{cases} \quad (2.9)$$

Comme on le voit dans la relation (2.9), $T_m$ est le plus grand des trois couples.

En résumé, on peut conclure que $G_r$ a pour expression :

$$G_r = \frac{T_2}{T_1} = -\frac{P_2}{P_1} = -\frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (2.10)$$

## 2.3. Etude des harmoniques

Le nombre de paires de pôles des harmoniques créés par le rotor interne ( $P_{1jkm}$) et le rotor externe ( $P_{2jkm}$) est donné par :

$$P_{1jkm} = kN_s + jmP_1 \quad (2.11)$$

$$P_{2jkm} = kN_s + jmP_2 \quad (2.12)$$

Avec : $j = 1, -1$ ; $k = 1, 2, \ldots, \infty$ et $m = 1, 3, 5, \ldots, \infty$

Par conséquent les vitesses de rotation $\omega_{1jkm}$ et $\omega_{2jkm}$ qui correspondent sont :

$$\omega_{1jkm} = \frac{jmP_1\omega_1}{kN_s + jmP_1} \quad (2.13)$$

$$\omega_{2jkm} = \frac{jmP_2\omega_2}{kN_s + jmP_2} \quad (2.14)$$

L'interaction entre les armatures à aimants et les pièces ferromagnétiques donne naissance à des pulsations de couple que l'on appelle couple d'ondulation dans les machines à aimants. C'est particulièrement le rotor interne ayant le plus petit nombre de paires de pôles qui sera éventuellement assujetti aux plus fortes pulsations de couple.

Le couple d'ondulation $T_{ripple_in}$ dans le rotor interne a pour expression :

$$T_{ripple_in} = \sum_{n=1}^{\infty} S_{n_in} \sin\big(nU(\omega_1 t - \theta_{10})\big) \quad (2.15)$$

Avec $U$ le plus petit commun multiple de $N_s$ et $2P_1$, et $S_{n_in}$ le coefficient de Fourier.

De la même manière, le couple d'ondulation $T_{ripple_out}$ dans le rotor externe est :

$$T_{ripple_out} = \sum_{n=1}^{\infty} S_{n_out} \sin\big(nW(\omega_2 t - \theta_{20})\big) \quad (2.16)$$

Avec $W$ le plus petit commun multiple de $N_s$ et $2P_2$, et $S_{n_out}$ le coefficient de Fourier.

Il est important de savoir que l'existence des couples d'ondulation est nuisible à la performance des machines [40], [41]. Il en est de même pour le réducteur magnétique concentrique.

D'après les équations (2.11) et (2.12) les harmoniques qui contribuent à la transmission du couple dans les entrefers doivent respecter les conditions suivantes : $m = 1, j = 1$ et $k = \{1, 2, \dots, \infty\}$. Ils sont considérés comme les harmoniques efficaces. Donc les harmoniques efficaces des rotors interne et externe qui contribuent à la transmission du couple sont de rang :

$P_1$ ; $P_2$ ; $P_{11k1} = \{P_{1111}, P_{1121}, P_{1131}, \dots\}$ et $P_{21k1} = \{P_{2111}, P_{2121}, P_{2131}, \dots\}$

Par contre, les harmoniques responsables de l'apparition des couples d'ondulation respectent les conditions suivantes : $m = \{3, 5, 7, \dots\}$, $j = 1$ et $k = \{1, 2, \dots, \infty\}$.

Donc les harmoniques responsables de l'apparition des couples d'ondulation dans le rotor interne sont de rang :

$P_{11km} = \{P_{1113}, P_{1115}, P_{1117}, \dots; P_{1123}, P_{1125}, P_{1127}, \dots; \dots\}$

Les harmoniques responsables de l'apparition des couples d'ondulation dans le rotor externe sont de rang :

$P_{21km} = \{P_{2113}, P_{2115}, P_{2117}, \dots; P_{2123}, P_{2125}, P_{2127}, \dots; \dots\}$

Il paraît donc nécessaire de réduire ou d'éliminer complètement les couples d'ondulation et la meilleure façon d'y parvenir est d'améliorer la distribution du flux dans le réducteur magnétique concentrique.

## 2.4. Champs magnétiques dans les entrefers

Les champs magnétiques dans le réducteur magnétique concentrique sont créés simultanément par les aimants permanents (PM) des rotors interne et externe.

L'étude analytique de la contribution du champ magnétique au couple prend en compte les hypothèses suivantes :

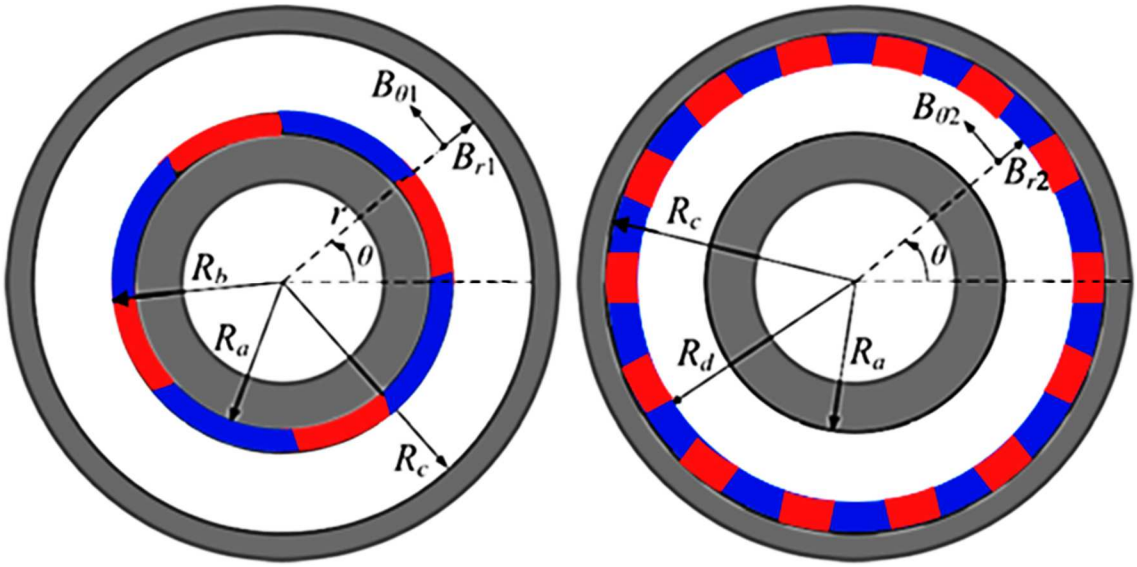
- La saturation magnétique des pièces polaires ferromagnétiques sont négligées,
- La trajectoire magnétique linéaire est adoptée [42] de telle sorte que le couple peut être calculé en utilisant le principe de superposition. Il convient de noter que cette hypothèse n'affectera pas la constitution des harmoniques de champ, et la façon dont elles interagissent pour obtenir un couple de transmission stable lorsque les deux rotors tournent à des vitesses différentes.
- Les culasses sont infiniment perméables.

### 2.4.1. Expression du champ magnétique sans pièces polaires ferromagnétiques

La distribution du champ dans l'espace aérien peut être modélisée par les équations de Laplace et de Poisson du potentiel scalaire magnétique [43].

### 2.4.1.1. Equation du champ créé par le rotor interne

Pour le calcul du champ dans ce premier cas, on retire les pièces polaires ferromagnétiques et les aimants permanents du rotor externe du réducteur magnétique concentrique comme le montre la figure 2.4a.




(a) (b)

Fig. 2.4 Champs magnétiques créés par les rotors sans pièces polaires. (a) Rotor interne. (b) Rotor externe [43]

Les composantes radiale $B_{r1}$ et tangentielle $B_{\theta 1}$ du champ magnétique produit uniquement par le rotor interne à une distance radiale r est donné par :

$$B_{r1}(r,\theta) = \frac{B_r P_1}{1+P_1}\frac{1-(R_a/R_b)^{P_1+1}}{1-(R_a/R_c)^{2P_1}} \times \left[\left(\frac{r}{R_c}\right)^{P_1-1}\left(\frac{R_b}{R_c}\right)^{P_1+1} + \left(\frac{R_b}{r}\right)^{P_1+1}\right] \times \cos(P_1(\theta-\omega_1 t)+P_1\theta_{10}) = A(r)\,cos(P_1(\theta-\omega_1 t)+P_1\theta_{10}) \quad (2.17)$$

$$B_{\theta 1}(r,\theta) = \frac{-B_r P_1}{1+P_1}\frac{1-(R_a/R_b)^{P_1+1}}{1-(R_a/R_c)^{2P_1}} \times \left[\left(\frac{r}{R_c}\right)^{P_1-1}\left(\frac{R_b}{R_c}\right)^{P_1+1} - \left(\frac{R_b}{r}\right)^{P_1+1}\right] \times \sin(P_1(\theta-\omega_1 t)+P_1\theta_{10}) = B(r)\,sin(P_1(\theta-\omega_1 t)+P_1\theta_{10}) \quad (2.18)$$

Avec:

$B_r$ le champ rémanent de l'aimant permanent

$P_1$ le nombre de paires de pôles du rotor interne

$R_a$ le rayon intérieur du rotor interne

$R_b$ le rayon extérieur du rotor interne

$R_c$ le rayon intérieur du rotor externe

$R_d$ le rayon extérieur du rotor externe

$\omega_1$ la vitesses de rotation du rotors interne

$\theta_{10}$ l'angle de phase initiale du rotor interne.

$r$ la distance radiale

$\theta$ l'angle de position

A et B toutes des fonctions de distance radiale r et indépendantes de l'angle de position θ.

### 2.4.1.2. Equation du champ créé par le rotor externe

Pour le calcul du champ dans ce deuxième cas, on retire les pièces polaires ferromagnétiques et les aimants permanents du rotor interne du réducteur magnétique concentrique comme le montre la figure 2.4b.

Les composantes radiale $B_{r2}$ et tangentielle $B_{\theta 2}$ du champ magnétique produit uniquement par le rotor externe à une distance radiale r est donné par :

$$B_{r2}(r,\theta) = \frac{-B_r P_2}{1-P_2}\frac{1-(R_d/R_c)^{P_2-1}}{1-(R_a/R_c)^{2P_2}} \times \left[\left(\frac{r}{R_d}\right)^{P_2-1} + \left(\frac{r}{R_d}\right)^{P_2-1}\left(\frac{R_a}{r}\right)^{2P_2}\right] \times \cos(P_2(\theta-\omega_2 t)+P_2\theta_{20}) = C(r)\,cos(P_2(\theta-\omega_2 t)+P_2\theta_{20}) \quad (2.19)$$

$$B_{\theta 2}(r,\theta) = \frac{B_r P_2}{1-P_2}\frac{1-(R_d/R_c)^{P_2-1}}{1-(R_a/R_c)^{2P_2}} \times \left[\left(\frac{r}{R_d}\right)^{P_2-1} - \left(\frac{r}{R_d}\right)^{P_2-1}\left(\frac{R_a}{r}\right)^{2P_2}\right] \times \sin(P_2(\theta-\omega_2 t)+P_2\theta_{20}) = D(r)\,sin(P_2(\theta-\omega_2 t)+P_2\theta_{20}) \quad (2.20)$$

Avec:

$P_2$ le nombre de paires de pôles du rotor externe

$\omega_2$ la vitesses de rotation du rotor externe

$\theta_{20}$ l'angle de phase initiale du rotor externe

C et D toutes des fonctions de distance radiale r et indépendantes de l'angle de l'angle de position θ.

### 2.4.2. Expression du champ magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques

Dans cette partie, les pièces polaires ferromagnétiques sont prises en compte. Puisque la saturation magnétique des pièces polaires est négligée, chacune de ces pièces polaires ferromagnétiques peut être considérée comme ayant une perméabilité infinie et donc chacune d'elle est équipotentiel dans les deux entrefers.

L'expression analytique de la densité du flux magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques est donnée par :

$$B_M = B_0 \lambda^* \quad (2.21)$$

Avec :

$B_M$ la densité de flux magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques

$B_0$ la densité de flux magnétique sans les pièces polaires ferromagnétiques

$\lambda^*$ la perméance complexe relative de l'entrefer

En coordonnée polaire, $\lambda^*$ a pour expression :

$$\lambda^* = \lambda_a \vec{e}_r - \lambda_b \vec{e}_\theta \quad (2.22)$$

Dans les entrefers intérieur et extérieur, on a :

$$\lambda_{a_in} = \lambda_{0_in} + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{ak_in} \cos(kN_s\theta) \quad (2.23)$$

$$\lambda_{b_in} = \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{bk_in} \sin(kN_s\theta) \quad (2.24)$$

$$\lambda_{a_out} = \lambda_{0_out} + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{ak_out} \cos(kN_s\theta) \quad (2.25)$$

$$\lambda_{b_out} = \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{bk_out} \sin(kN_s\theta) \quad (2.26)$$

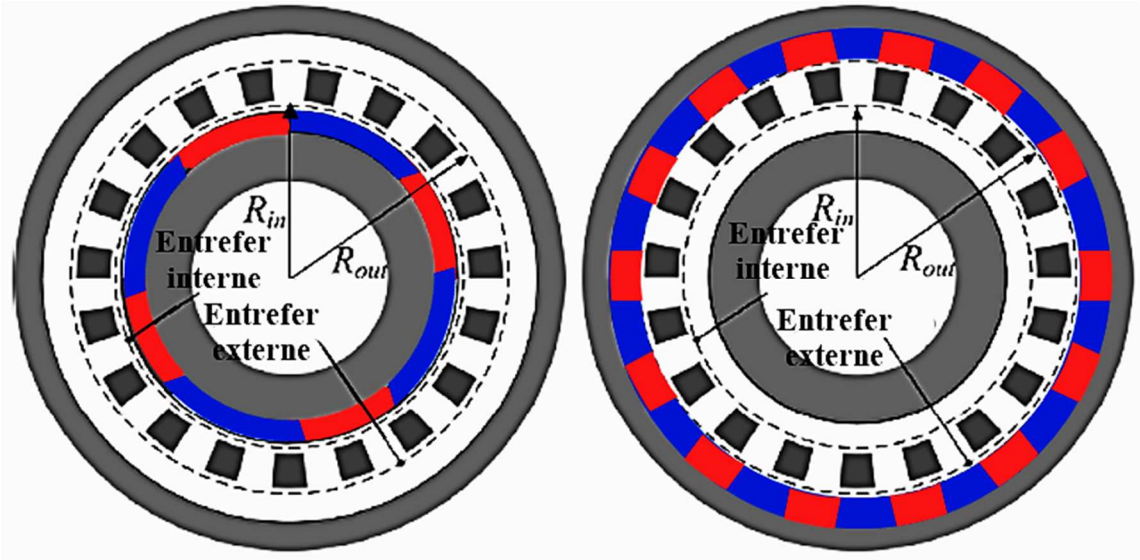
Avec :

$N_s$ le nombre de pièces polaires ferromagnétiques

$\lambda_{0_in}$, $\lambda_{0_out}$, $\lambda_{ak_in}$, $\lambda_{ak_out}$, $\lambda_{bk_in}$ et $\lambda_{bk_out}$ les coefficients de Fourier.

#### 2.4.2.1. Expression analytique du champ magnétique créé dans les entrefers interne et externe par le rotor interne

Pour le calcul des champs internes et externes dans ce troisième cas, on maintient les pièces polaires ferromagnétiques et l'on retire les aimants permanents du rotor externe du réducteur magnétique concentrique comme le montre la figure 2.5a.




(a) (b)

Fig. 2.5 Champs magnétiques créés par les rotors avec pièces polaires. (a) Rotor interne. (b) Rotor externe [43]

- La modulation de la densité de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne a pour expression :

$$\begin{aligned} B_{r1_in} &= \lambda_{a_in} B_{r1}(R_{in}) + \lambda_{b_in} B_{\theta 1}(R_{in}) \\ &= \lambda_{0_in} A(R_{in}) \cos(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\lambda_{ak_in} A(R_{in}) - j\lambda_{bk_in} B(R_{in})}{2} \\ &\quad \times \cos\left[(kN_s + jP_1)\left(\theta - \frac{jP_1\omega_1 t}{kN_s + jP_1}\right) + jP_1\theta_{10}\right] \\ &= a_0 \cos(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} a_{jk} \cos\left[P_{1jk}\left(\theta - \omega_{1jk} t\right) + jP_1\theta_{10}\right] \quad (2.27) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_{\theta 1_in} &= \lambda_{a_in} B_{\theta 1}(R_{in}) - \lambda_{b_in} B_{r1}(R_{in}) \\ &= \lambda_{0_in} B(R_{in}) \sin(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) \\ &\quad - \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\lambda_{ak_in} B(R_{in}) - j\lambda_{bk_in} A(R_{in})}{2} \end{aligned}$$

$$\times \sin\left[(kN_s + jP_1)\left(\theta - \frac{jP_1\omega_1 t}{kN_s + jP_1}\right) + jP_1\theta_{10}\right]$$

$$B_{\theta 1_in} = b_0 \sin(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) + \sum_{j=\pm 1}^{\infty}\sum_{k=1} b_{jk} \sin\left[P_{1jk}(\theta - \omega_{1jk} t) + jP_1\theta_{10}\right] \quad (2.28)$$

Avec :

$R_{in}$ le rayon de l'entrefer interne ;

$R_{out}$ le rayon de l'entrefer externe ;

$a_{jk}$ et $b_{jk}$ des constantes

- La modulation de la densité de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor interne a pour expression :

$$B_{r1_out} = \lambda_{a_out} B_{r1}(R_{out}) + \lambda_{b_out} B_{\theta 1}(R_{out}) = c_0 \cos(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) + \sum_{j=\pm 1}^{\infty}\sum_{k=1} c_{jk} \cos\left[P_{1jk}(\theta - \omega_{1jk} t) + jP_1\theta_{10}\right] \quad (2.29)$$

$$B_{\theta 1_out} = \lambda_{a_out} B_{\theta 1}(R_{out}) - \lambda_{b_out} B_{r1}(R_{out})$$

$$= d_0 \sin(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) + \sum_{j=\pm 1}^{\infty}\sum_{k=1} d_{jk} \sin\left[P_{1jk}(\theta - \omega_{1jk} t) + jP_1\theta_{10}\right] \quad (2.30)$$

Avec :

$c_{jk}$ et $d_{jk}$ des constantes

### 2.4.2.2. Expression analytique du champ magnétique créé dans les entrefers interne et externe par le rotor externe

Pour le calcul des champs internes et externes dans ce quatrième cas, on maintient les pièces polaires ferromagnétiques et l'on retire les aimants permanents du rotor interne du réducteur magnétique comme le montre la figure 2.5b.

- La modulation de la densité de flux dans l'entrefer interne créé par le rotor interne a pour expression :

$$\begin{aligned} B_{r2_in} &= \lambda_{a_in} B_{r2}(R_{in}) + \lambda_{b_in} B_{\theta 2}(R_{in}) \\ &= e_0 \cos(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} e_{jk} \cos\left[P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right] \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} B_{\theta 2_in} &= \lambda_{a_in} B_{\theta 2}(R_{in}) - \lambda_{b_{in}} B_{r2}(R_{in}) \\ &= f_0 \sin(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} f_{jk} \sin\left[P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right] \end{aligned} \quad (2.32)$$

Avec :

$e_{jk}$ et $f_{jk}$ des constantes

- La modulation de la densité de flux dans l'entrefer externe créé par le rotor externe a pour expression :

$$\begin{aligned} B_{r2_out} &= \lambda_{a_out} B_{r2}(R_{out}) + \lambda_{b_out} B_{\theta 2}(R_{out}) \\ &= g_0 \cos(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} g_{jk} \cos\left[P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right] \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$B_{\theta 2_out} = \lambda_{a_out} B_{\theta 2}(R_{out}) - \lambda_{b_out} B_{r2}(R_{out})$$
$$= h_0 \sin(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20})$$
$$+ \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} h_{jk} \sin\left[P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right] \quad (2.34)$$

Avec :

$g_{jk}$ et $h_{jk}$ des constantes

### 2.4.3. Champ magnétique résultant dans les entrefers

Finalement, en ignorant le facteur de non linéarité de la trajectoire magnétique, on obtient l'expression analytique de la résultante du champ magnétique dans chaque entrefer.

❖ Expression du champ magnétique résultant dans l'entrefer interne

$$B_{r_in} = B_{r1_in} + B_{r2_in}$$
$$= a_0 \cos(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10})$$
$$+ e_0 \cos(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20})$$
$$+ \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} \begin{bmatrix} a_{jk} \cos\left(P_{1jk}\left(\theta - \omega_{1jk} t\right) + jP_1\theta_{10}\right) \\ e_{jk} \cos\left(P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$B_{\theta_in} = B_{\theta 1_in} + B_{\theta 2_in}$$
$$= b_0 \sin(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10})$$
$$+ f_0 \sin(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20})$$
$$+ \sum_{j=\pm 1} \sum_{k=1}^{\infty} \begin{bmatrix} b_{jk} \sin\left(P_{1jk}\left(\theta - \omega_{1jk} t\right) + jP_1\theta_{10}\right) \\ +f_{jk} \sin\left(P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk} t\right) + jP_2\theta_{20}\right) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

❖ Expression du champ magnétique résultant dans l'entrefer externe

$$\begin{aligned} B_{r_out} &= B_{r1_out} + B_{r2_out} \\ &= c_0 \cos(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) \\ &\quad + g_0 \cos(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1}\sum_{k=1}^{\infty}\begin{bmatrix} c_{jk}\cos\left(P_{1jk}\left(\theta - \omega_{1jk}t\right) + jP_1\theta_{10}\right) \\ g_{jk}\cos\left(P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk}t\right) + jP_2\theta_{20}\right)\end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} B_{\theta_out} &= B_{\theta 1_out} + B_{\theta 2_out} \\ &= d_0 \sin(P_1(\theta - \omega_1 t) + P_1\theta_{10}) \\ &\quad + h_0 \sin(P_2(\theta - \omega_2 t) + P_2\theta_{20}) \\ &\quad + \sum_{j=\pm 1}\sum_{k=1}^{\infty}\begin{bmatrix} d_{jk}\sin\left(P_{1jk}\left(\theta - \omega_{1jk}t\right) + jP_1\theta_{10}\right) \\ +h_{jk}\sin\left(P_{2jk}\left(\theta - \omega_{2jk}t\right) + jP_2\theta_{20}\right)\end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.38)$$

## 2.5. Transmission de couples

Le couple magnétique développé par le rotor interne a pour expression :

$$T_1 = \frac{L_{ef}R_{in}^2}{\mu_0}\int_0^{2\pi} B_{r_in}B_{\theta_in}d\theta \quad (2.39)$$

Le couple magnétique développé par le rotor externe a pour expression :

$$T_2 = \frac{L_{ef}R_{out}^2}{\mu_0}\int_0^{2\pi} B_{r_out}B_{\theta_out}d\theta \quad (2.40)$$

Le couple magnétique développé par les pièces polaires ferromagnétiques a pour expression :

$$T_m = -T_1 - T_2 \quad (2.41)$$

Avec : $L_{ef}$ la longueur axiale efficace du réducteur magnétique concentrique.

## 2.6. Minimisation de l'ondulation de couple

Afin de réduire les couples d'ondulation dans le réducteur magnétique concentrique, la seule solution envisageable est d'éloigner le premier harmonique

le plus gênant par un choix approprié du nombre de pièces polaires ferromagnétiques $N_s$ pour une valeur donnée du nombre de paires de pôles $P_1$ des aimants permanents du rotor interne. En effet, plus le rang de l'harmonique est élevé, plus il est filtré par l'entrefer.

Afin d'éloigner le premier harmonique gênant, on choisit une combinaison ( $P_1$, $N_s$) telle que le plus petit commun multiple de $2P_1$ et $N_s$ que l'on note $PPCM(\ 2P_1,\ N_s)$ soit aussi grand que possible. La combinaison la plus favorable correspond évidement à $PPCM(\ 2P_1,\ N_s) = \ 2P_1 \times N_s$. On définit alors le coefficient $c_f$ à valeurs entières que les anglo-saxons appellent « *cogging torque factor* » par [44] :

$$c_f = \frac{2P_1 \times N_S}{PPCM(2P_1, N_S)} \qquad (2.58)$$

Ainsi, le couple d'ondulation est d'autant plus petit quand $c_f$ est proche de 1. On a donc un critère très simple qui permet, pour un rapport de couple donné $G_r$, de choisir la meilleure combinaison ( $P_1$, $N_s$) pour laquelle le couple d'ondulation est le plus faible possible. Donc les ondulations peuvent être suffisamment réduites ou éliminées en imposant que $c_f$ soit égal à 1.

## 2.7. Conclusion partielle

Dans ce chapitre nous avons étudié le réducteur magnétique concentrique et nous avons établis les diverses équations analytiques qui gouvernent son fonctionnement. Nous avons montré que dans son fonctionnement il existe de bons harmoniques qui participent à la transmission du couple et des mauvais harmoniques qui donnent naissance aux couples d'ondulation indésirables. Il est donc nécessaire de savoir choisir la combinaison de $P_1, P_2$ et $N_S$ pour réduire au maximum les ondulations de couple.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la machine synchrone à aimant permanent dans le but de voir comment on peut l'associer au réducteur.

# CHAPITRE 3

## Etude de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)


3.1. Introduction partielle…..…..……. 34

3.2. Constitution……..……. 35

3.2.1. Le stator…..……..... 35

3.2.2. Le rotor……..……...…… 36

3.2.3. Les aimants permanents……..…….. 37

3.2.4. Disposition des aimants au rotor……..……. 40

3.3. Modélisation de la MSAP……..…….…….. 42

3.3.1. Hypothèses simplificatrices…..…… 42

3.3.2. Définition des enroulements de la MSAP……..…….... 43

3.3.3. Equations de fonctionnement des MSAP……..… 44

3.4. Conclusion partielle……..……..……... 49

## 3.1. Introduction partielle

La machine synchrone regroupe toutes les machines dont le rotor tourne à une vitesse égale à celle du champ tournant venant du stator. Le couple est alors produit grâce à l'interaction du champ inducteur et du champ induit[45].

En réalité, une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines[46].



Fig. 3.1 Machine synchrone à aimant permanent [47]

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif avec un couple massique élevé, un excellent rendement, une maintenance réduite, un faible moment d'inertie et une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse.

Les MSAP sont utilisés dans de nombreux domaines d'application à savoir :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),

- les automobiles,
- les équipements de technologie de l’ information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de sante (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,
- les applications de l’énergie de l’éolienne.

### 3.2. Constitution

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents.

#### 3.2.1. Le stator

Le stator de structure ordinairement lisse, porte des encoches à 1' intérieur desquels sont disposés des enroulements (bobinages) de phases. En mode générateur la machine fournit de l'énergie au réseau, tandis qu'en mode moteur elle en consomme plutôt.

On distingue, deux catégories de bobinage statorique qui sont couramment utilisées dans les MSAP : le bobinage distribué et le bobinage concentrique.

Le bobinage distribué, encore appelé réparti, est la technique la plus utilisée dans l’industrie. Son avantage majeur est qu’elle permet une répartition quasi-sinusoïdale du champ magnétique dans l’entrefer. Par conséquent, elle augmente la capacité du bobinage à récupérer le flux rotorique et donc de réduire les pertes

magnétiques. Par ailleurs, le bobinage distribué est bien adapté dans les applications à grande vitesse, où un nombre de paires de pôles réduit est bien nécessaire. L'inconvénient principal de cette structure de bobinage est le volume de cuivre important perdu, notamment dans les têtes de bobines, lors de sa mise en place.

D'une autre part, le bobinage concentrique est une ancienne technique de bobinage qui consiste à entourer chaque dent par un enroulement et puis relier les enroulements de la même phase en série ou en parallèle. Cette structure de bobinage présente beaucoup d'avantages, par rapport à la première, qui résident dans : la réduction des têtes de bobines et donc du volume de cuivre utilisé, sa facilité de réalisation et son efficacité plus élevée pour le même couple moyen. Ce type de bobinage est très adapté dans les applications à grande puissance, avec un nombre de phases ou de pôles importants [48].



(a) (b)

Fig. 3.2 Stator de la machine synchrone [8]. (a) bobinage concentrique. (b) bobinage distribué

### 3.2.2. Le rotor

Le rotor des MSAP est constitué d'un aiment permanent. Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses ou à pôles saillants.

Une machine à pôles lisses a un entrefer considéré comme constant alors qu'une machine à pôles saillants a un entrefer variable. On retrouve des machines

synchrones à pôles lisses dans les applications où la vitesse de rotation est élevée et les machines à pôles saillants interviennent sur des applications de faible vitesse, avec des puissances plus importantes [49].

### 3.2.3. Les aimants permanents

On appel « aimant permanent » tout corps capable d'attirer d'autres corps en fer, en cobalt et en nickel (appelés matériaux « ferromagnétiques ») et vice versa.

Au XX$^{ème}$ siècle, trois principales familles d'aimants permanents ont été développées à savoir : les ferrites, les céramiques et les terres rares [11].

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont des matériaux magnétiques durs principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (cf. figure 3.3) [9].

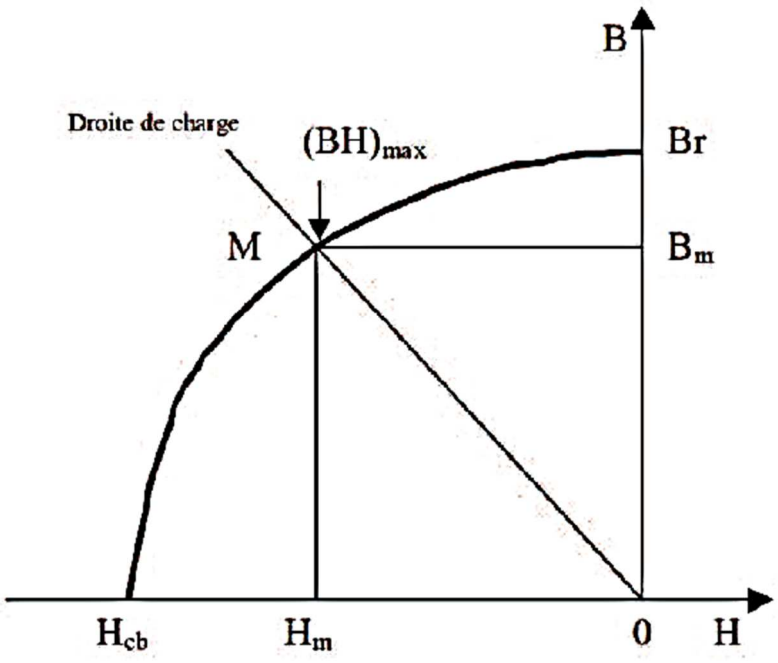



Fig. 3.3 Courbe de désaimantation [9]

A partir de cette courbe, on retrouve la valeur de :

_ L'induction rémanente $B_r$ , correspondant à l'induction résiduelle en circuit fermé. Il peut être représenté à la force d'attraction ;

_ Le champ coercitif de l'induction $H_{CB}$ qui est le champ démagnétisant annulant l'induction. Une valeur élevée indique un aimant plus stable et plus résistant ;

_ Le produit d'énergie volumique $BH_{max}$. Plus la valeur est élevée, plus l'aimant est puissant ;

_ Les valeurs $H_m$ et $B_m$ du point de fonctionnement optimal M correspondant à $BH_{max}$.

Ainsi, on peut classer les différents types d'aimants permanents en fonction de ces paramètres (les valeurs des champs rémanents et coercitifs sont donnés en figure 3.4) :

_ Les **AlNiCo** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, de cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.

_ Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont tout de même imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les employer dans les machines. En outre, les ferrites résistent bien à la chaleur mais pas au froid. Pour les machines de hautes technologies employées dans le transport, ils se montrent insuffisants en puissance et en compacité.

_ Les **terres rares** telles que le **Samarium-Cobalt (SmCo)** offrent des performances et des températures de fonctionnement beaucoup plus élevées (jusqu'à 300 °C), mais ils sont très coûteux en raison de la présence du cobalt dans leur composition. Ils sont d'ailleurs interdits dans le domaine de l'automobile pour des raisons de normes environnementales. Enfin, les **Néodyme-Fer-Bore** (NdFeB) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont bien

moins coûteux. Cependant, leur tenue à la chaleur est moins élevée (jusqu'à 180 °C) [9].

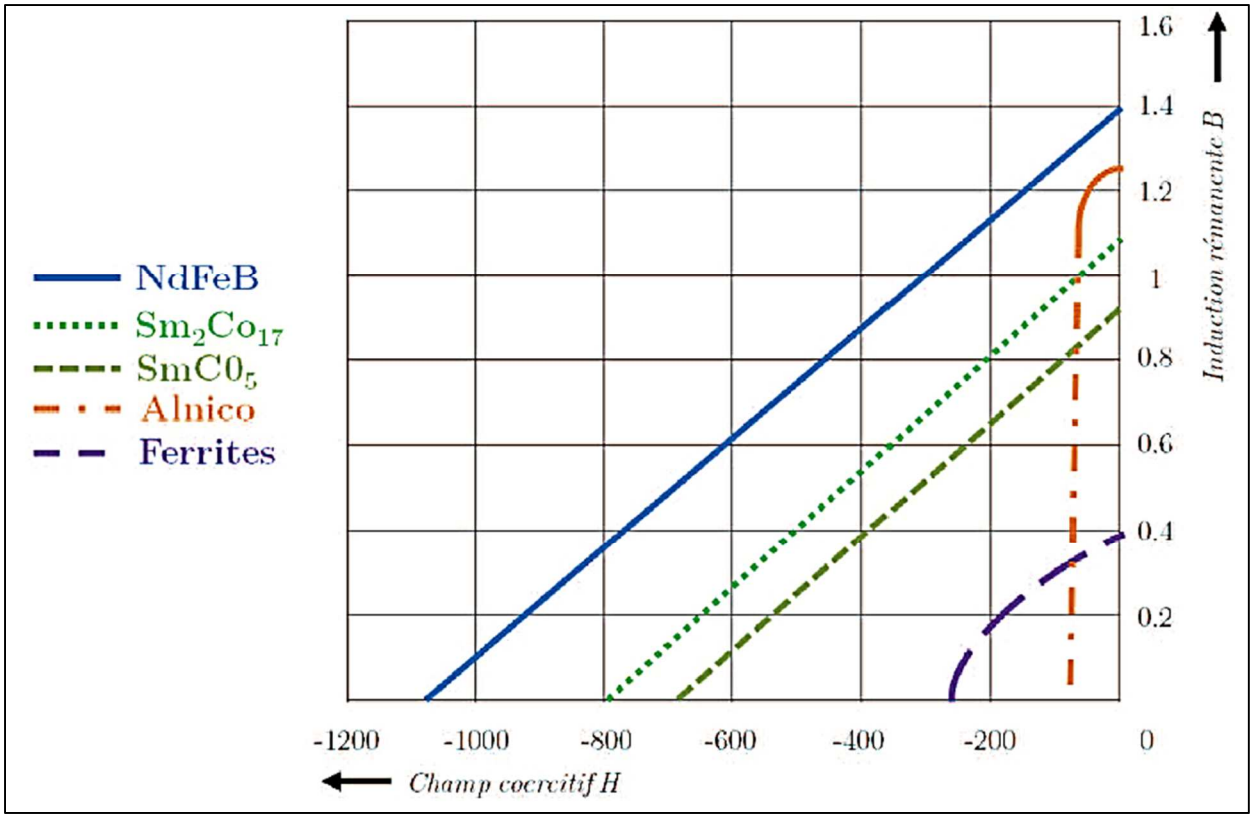



Fig. 3.4 Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants [9]

La figure 3.5 montre l'évolution et les perspectives à venir de la densité énergétique des aimants permanents. La valeur maximale actuellement atteinte pour tous les aimants permanents est de 470 kJ/m$^3$ avec le matériau NdFeB fritté qui fait partie des terres rares.

La limite technique estimée pour les aimants en Néodyme est d'environ 485 kJ/m$^3$, tandis que pour tous les aimants permanents confondus, il est de 720 kJ/m$^3$. Enfin, la limite théorique, mais pratiquement irréalisable, pour tous les aimants permanents est de 960 kJ/m$^3$ [50].

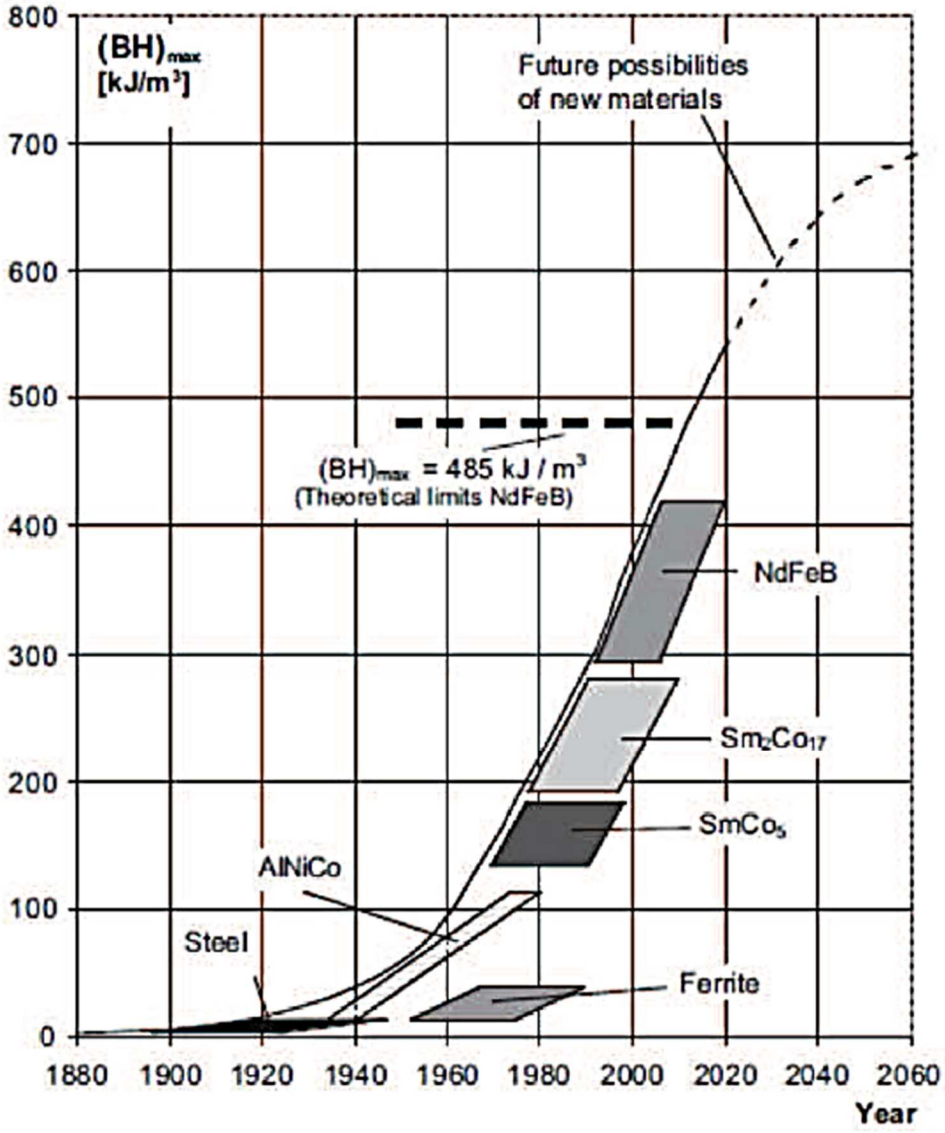



Fig. 3.5 Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants permanents [10].

### 3.2.4. Disposition des aimants au rotor

La position des aimants au rotor influe considérablement le fonctionnement de la machine [51]. Ces derniers peuvent-être positionnés à la surface du rotor ou bien à l'intérieur du rotor[52]. La figure 3.6 illustre les différentes possibilités du positionnement de ces aimants :

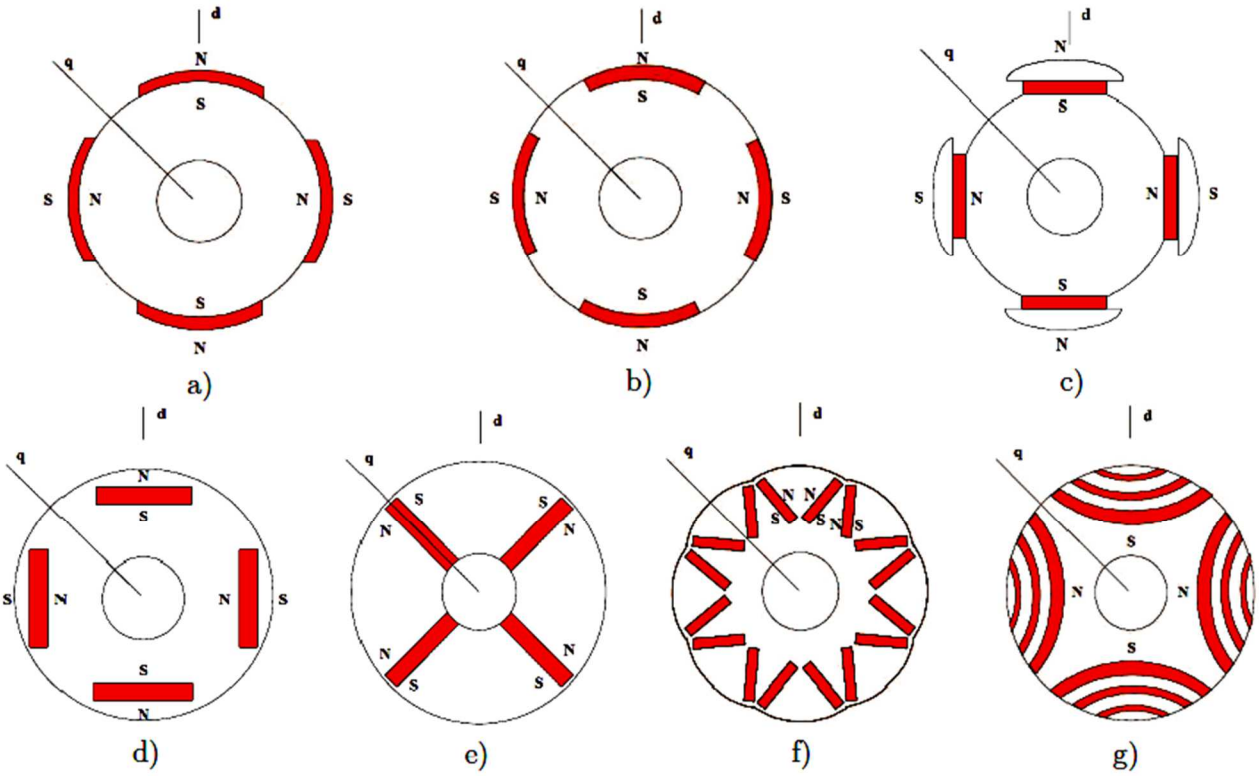



Fig. 3.6 Localisation des aimants permanents : a) Aimants montés en surface, b) Aimants insérés à la surface du rotor, c) Aimants en surface avec épanouissement polaire, d) Aimants enterrés tangentiels, e) Aimants enterrés radiaux ou à concentration de flux, f) Aimants enterrés en V avec entrefer variable, et g) Machine à réluctance variable assistée par des aimants permanents enterrés [11].

De nos jours, la MSAP la plus fabriquée est celle ayant les aimants permanents situés à la surface du rotor. Pour ce type de machine, les aimants sont généralement radialement magnétisés. Lors du processus de conception, ces machines apportent l'avantage de simplifier la modélisation du fait que la perméabilité des aimants NdFeB est relativement proche de celle de l'air. La construction de ce type de rotor est simple et peu cher car les aimants sont directement collés à la surface du rotor. En revanche, les aimants sont fortement soumis aux champs magnétiques inverses et le risque de démagnétisation est plus grand. De même, l'entrefer étant important, les inductances d'axes « *d* » et « *q* » sont relativement proches et la capacité de défluxage (régime de désexcitation)

pour augmenter la vitesse de rotation est très limitée [53]. Par ailleurs, l'inertie du rotor et le risque du détachement des aimants, apportent des limites de fonctionnement à hautes vitesses. Toutefois, il existe des techniques permettant d'améliorer la tenue mécanique moyennant un surcoût important. Par conséquent, ces machines sont davantage destinées aux applications à faible vitesse de rotation.

Les machines à aimants enterrés permettent d'autres avantages et performances favorisant leurs choix pour la traction électrique. Tout d'abord, elles permettent un fonctionnement en forte surcharge et une large extension de la plage de vitesse grâce à leur capacité de défluxage [53] , [54]. Aussi, les aimants ne présentent pas de risque d'être éjectés à cause de la force centrifuge (du moins si les ponts en bouts d'aimants sont correctement dimensionnés). Le risque de démagnétisation des aimants est aussi diminué grâce au champ de réaction d'induit qui ne les traverse plus directement. Il existe également un couple de saillance qui s'ajoute au couple moyen. De plus l'induction d'entrefer est plus élevée leur conférant ainsi une capacité et un rendement supérieur aux autres machines. Par ailleurs, les MSAP à aimants enterrés à concentration de flux accroissent la fiabilité et la robustesse, critères nécessaires aux applications embarquées du transport. Les aimants sont protégés contre la démagnétisation, en particulier lors du défluxage, et contre les dommages physiques dus à la corrosion.

## 3.3. Modélisation de la MSAP

### 3.3.1. Hypothèses simplificatrices

Dans le cadre de ce travail, nous considérons une MSAP à pôles lisse triphasée, connectée en étoile à neutre isolé. Pour faciliter les calculs et bien mener l'étude analytique, nous effectuons certaines hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références[55] ; [56] ; [57] :

• Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui conduit à exprimer les flux magnétiques comme fonction linéaire des courants de phase. La saturation magnétique ne sera pas considérée dans nos équations;

• Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté par conséquent, pas de courants de Foucault;

• L'effet de la température sur les résistances est négligeable;

• L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable ;

• Les différents coefficients de bobinage obtenu après la construction de la machine sont suffisant pour 1'obtention de 1a force magnétomotrice sinusoïdale dans les enroulements statoriques.

• La machine est equi1ibrée par conséquent la composantes homopolaire est nulle

### 3.3.2. Définition des enroulements de la MSAP

La machine que nous allons étudier par la mise en équations, possède un stator qui est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et décalé entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$.

Le rotor quant à lui est muni d'un système d'aimant permanent assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. La figure 3.7 présente les enroulements statoriques triphasés et biphasés.

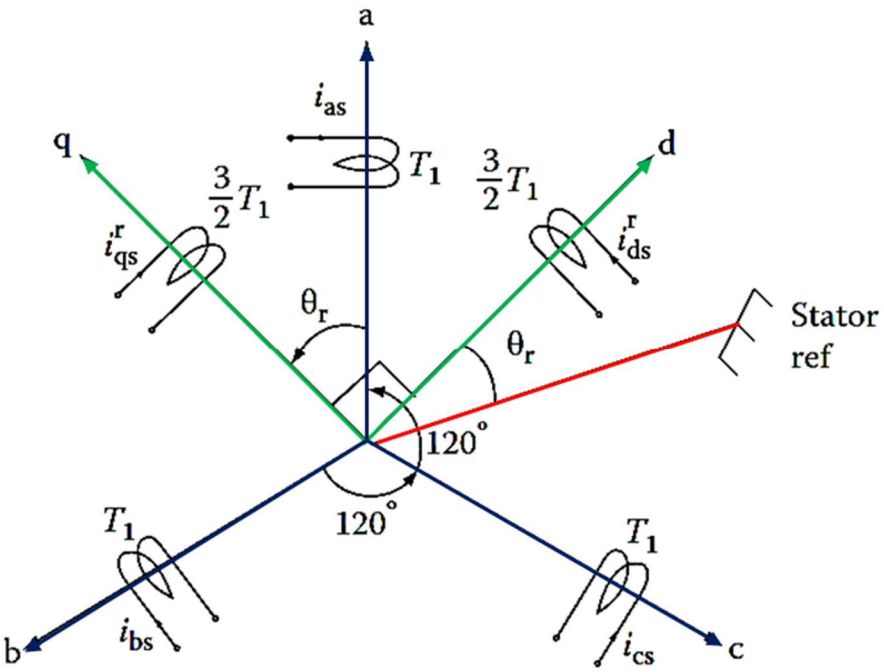



Fig. 3.7 Représentation des enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents [12]

### 3.3.3. Equations de fonctionnement des MSAP

Nous allons dans ce paragraphe écrire toutes les équations magnétiques électriques et mécaniques de la machine. Les deux modes de fonctionnement de la machine seront examinés dans nos relations mathématiques. Les équations sont quasi-identiques pour passer d'un mode de fonctionnement à l'autre. Ce n'est que le courant qui change de direction dans les deux cas de configurations. Dans ces conditions, nous introduisons le paramètre $\ll \varepsilon \gg$ qui prendra la valeur 1 en mode moteur et -1 en mode générateur [58].

#### 3.3.3.1. Equations magnétiques

Par hypothèse, le circuit magnétique de la machine est non saturé. Ce postulat entraine l'additivité des flux et donc, les flux totalisés sont fonction des courants qui circulent dans les enroulements statoriques. Les équations de flux pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents sont les suivantes :

$$\Phi_{as} = \varepsilon(L_{aa}.i_a + L_{ab}.i_b + L_{ac}.i_c) \qquad (3.1)$$

$$\Phi_{\mathrm{bs}} = \varepsilon(L_{ba}.i_a + L_{bb}.i_b + L_{bc}.i_c) \quad (3.2)$$

$$\Phi_{\mathrm{cs}} = \varepsilon(L_{ca}.i_a + L_{cb}.i_b + L_{cc}.i_c) \quad (3.3)$$

$$[\Phi_{\mathrm{ss}}] = \begin{bmatrix}\Phi_{\mathrm{as}}\\ \Phi_{\mathrm{bs}}\\ \Phi_{\mathrm{cs}}\end{bmatrix} = \varepsilon \begin{bmatrix}L_{aa} & L_{ab} & L_{ac}\\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc}\\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Où :

$\Phi_{\mathrm{ss}}$ est le vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques.

$L_{aa}$, $L_{bb}$, $L_{cc}$ : Inductances propres des enroulements statoriques.

$L_{ab}$ , $L_{ac}$, $L_{ba}$ , $L_{bc}$, $L_{ca}$ et $L_{cb}$ : Inductances mutuelles des enroulements statoriques.

Le flux total produit est la somme du flux propre créé au stator par les courants traversant les enroulements, et du flux produit par les aimants permanents au rotor. Nous considérons une variation sinusoïdale du vecteur flux de l'aimant permanent en fonction de la position angulaire électrique ($\theta_r$) sur les trois phases au stator.

$$[\Phi_{\mathrm{s}}] = [\Phi_{\mathrm{ss}}] + [\Phi_{sf}] = \varepsilon[L_s][i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (3.5)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix}L_{aa} & L_{ab} & L_{ac}\\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc}\\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc}\end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$[\Phi_{sf}] = \Phi_m \begin{bmatrix}\cos(\theta_r)\\ cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\\ cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Où :

$[\Phi_{\mathrm{s}}]$ : Vecteur flux total des enroulements statoriques.

$[\Phi_{sf}] = [\Phi_{asf} \quad \Phi_{bsf} \quad \Phi_{csf}]^T$ : Vecteur flux de 1'aimant permanent projeté sur les trois enroulements statoriques.

$\Phi_m$ : Amplitude du vecteur flux de 1' aimant permanent.

$[L_s]$ : Matrice des inductances statoriques

$[i_s] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$ : Vecteur courant des enroulements statoriques

$\theta_r$ : Position angulaire électrique du rotor.

Avec l'hypothèse de la répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice dans les enroulements statoriques, la matrice des inductances statoriques se réduit à deux termes dont l'un est constant et l'autre qui varie en fonction de la position angulaire électrique du rotor.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = [L_{S0}] + [L_{S2}(\theta_r)] \tag{3.8}$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

$$[L_{S2}(\theta_r)] = L_{aa2}\begin{bmatrix} cos(2\theta_r) & cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & cos(2\theta_r) \\ cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -cos(2\theta_r) & cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Où :

$L_a$ : Inductance de fuite ;

$L_{aa0}$ : Inductance de magnétisation.

$L_{aa2}$ : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase

### 3.3.3.2. Equations électriques

Les équations électriques générales de la machine synchrone à aimants permanents dans un référentiel fixe $(a_s, b_s, c_s)$ lié au stator s'expriment de la façon suivante :

$$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T = \varepsilon[R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{3.11}$$

Avec :

$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$ : Vecteur des tensions statoriques

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$ : Matrice des résistances statoriques

En remplaçant (3.5) dans (3.11), on obtient finalement l'équation des tensions (3.12) :

$$[v_s] = \varepsilon[R_s][i_s] + \frac{d}{dt}\left(\varepsilon[L_s][i_s] + [\Phi_{sf}]\right) \tag{3.12}$$

$$[v_s] = \varepsilon[R_s][i_s] + \varepsilon\left([L_{s0}]\frac{d}{dt}[i_s] + \omega_r \frac{d\left(L_{S2}(\theta_r)\right)}{d\theta_r}[i_s]\right) + \omega_r \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \tag{3.13}$$

Avec :

$$\frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{asf} \\ \dot{\Phi}_{bsf} \\ \dot{\Phi}_{csf} \end{bmatrix} = -\Phi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \tag{3.15}$$

### 3.3.3.3. Equations mécaniques

Selon la deuxième loi de Newton appliquée à un corps en mouvement, l'équation fondamentale de la mécanique peut s'écrire:

$$J\frac{d\omega_m}{dt} = \Gamma_{em} - T_m - B_f\omega_m \tag{3.16}$$

Où :

$$\omega_r = P\omega_m \tag{3.17}$$

Avec :

$\Gamma_{em}$: Couple électromagnétique de la machine ;

$T_m$ : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine ;

$B_f$ : Coefficient de frottement visqueux ;

$J$ : Moment d'inertie total ramené sur l'arbre du rotor.

$P$ : Nombre de pôles.

$\omega_m$ : Vitesse mécanique du rotor.

Le couple électromagnétique $\Gamma_{em}$ produit pour un actionneur électrique en rotation, est due par l'interaction des flux statoriques et rotoriques. Il est obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position électrique du rotor.

$$\Gamma_{em} = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} \tag{3.18}$$

Où:

$W_m$ est la co-énergie magnétique.

En régime non saturé, cette co-énergie magnétique est exprimée par la relation (3.19) :

$$W_m = \frac{1}{2}[i_s]^T[L_s][i_s] + [i_s]^T[\Phi_{sf}] + W_{ma} \tag{3.19}$$

Avec $W_{ma}$ , la co-énergie constante des aimants.

En substituant (3.19) dans (3.18), on aboutit à l'équation (3.20).

$$\Gamma_{em} = P\left(\frac{1}{2}[i_s]^T \frac{\partial[L_s]}{\partial \theta_r}[i_s] + [i_s]^T \frac{\partial[\Phi_{sf}]}{\partial \theta_r}\right) \tag{3.20}$$

Nous venons d'établir des équations électromécaniques en grandeurs de phase qui déterminent le fonctionnement de la MSAP dans le référentiel fixe lié au stator. On observe que les équations établies ne sont pas linéaires, puisque les inductances statoriques dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Vu cette difficulté qui se présente pour la résolution analytique de ces équations, nous faisons recours aux formalismes mathématiques qui viendront faciliter leurs déterminations.

Pour rechercher les modèles adaptés à l'identification des paramètres de la MSAP, on utilise souvent le modèle de l'actionneur dans un repère lié au rotor, à l'aide de la transformation de Park[12], [59] et [60].

### 3.4. Conclusion partielle

Dans ce chapitre, nous avons décrit le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent. Une étude détaillée de la modélisation de la MSAP a été fait. Ce qui a abouti aux équations magnétiques, électriques et mécaniques de ce dernier. Dans le chapitre suivant, nous allons dimensionner un système constitué d'une MSAP et d'un réducteur magnétique appliqué à un véhicule électrique. Les paramètres géométriques que nous allons obtenir serviront à faire la simulation du système sous FLUX 2D.

# CHAPITRE 4

## Etude des Performances d'un système MSAP-Réducteur Magnétique (MSAP-RM) : Application à un Véhicule Electrique


4.1. Introduction partielle…… 51

4.2. Description du système MSAP-RM……..…… 51

4.2.1. Configuration découplée……...…… 52

4.2.2. Configuration couplée……..…… 53

4.3. Définition du cahier des charges……...……. 53

4.3.1 Description de la chaîne de traction tout électrique…..…… 55

4.3.2 Choix du système MSAP-RM à dimensionner…..…… 57

4.4. Dimensionnement du système MSAP-RM……..……. 59

4.4.1 Dimensionnement électromagnétique de la MSAP……..…. 59

4.4.2 Dimensionnement du réducteur magnétique…..……... 72

4.5. Simulation du système MSAP-RM sous flux 2D…...…… 77

4.5.1. Description du logiciel FLUX 2D …...……. 77

4.5.2. Simulation de la MSAP ……..……..… 79

4.5.3. Simulation du réducteur magnétique……..…..…… 87

4.5.4 Simulation du système MSAP-RM ……..……. 94

4.6. Preuve de l'intégration du système dans une voiture électrique…..... 102

4.6.1. Preuve de l'intégration géométrique du système……..…. 103

4.6.2. Estimation des masses totales des chaînes de traction…..… 103

4.6.3. Preuve de l'intégration magnétique du système……..….. 105

4.7. Conclusion partielle...…..……...…….. 107

## 4.1. Introduction partielle

Dans le chapitre 2, nous avons présenté le fonctionnement du réducteur magnétique concentrique et dans le chapitre III nous avons fait la modélisation d'une MSAP. Nous proposons dans ce chapitre d'étudier un système composé d'une MSAP et d'un réducteur magnétique concentrique (MSAP-RM) qui va servir à la traction d'un véhicule électrique. Il est à noter qu'avec l'augmentation constante des prix du pétrole et les préoccupations relatives à l'environnement naturel, qu'il y a de nos jours dans le monde entier un intérêt croissant pour les véhicules électriques (VE) [61] [62] [63]. Ces véhiculent offrent des solutions prometteuses pour le transport durable, mais leur développement est entravé par un certain nombre de défis technologiques [64] [23]. Pour être compétitif avec les moteurs à combustion interne, les VE doivent offrir les mêmes conditions de dynamique, d'autonomie, de confort, et être rentables [64] [65].

## 4.2. Description du système MSAP-RM

Le système MSAP-RM (Fig. 4.1) est constitué d'un moteur synchrone à aimant permanent à rotor extérieur intégré dans un réducteur magnétique concentrique pour obtenir une construction compacte. Il se compose de quatre parties principales : le stator du moteur, le rotor extérieur du moteur qui est aussi le rotor intérieur du réducteur, les pièces polaires ferromagnétiques et le rotor extérieur du réducteur. Ce système est ainsi constitué de trois entrefers qui sont séparés l'un de l'autre. Le système MSAP-RM peut être configuré soit comme étant découplé magnétiquement, comme illustré dans la figure 4.1.a, soit comme étant magnétiquement couplé (Fig. 4.1.b) [66]. Le rotor intérieur et le rotor extérieur de l'engrenage sont tous deux soutenu par des roulements sur des arbres pour garantir des rotations libres (Fig. 4.2).

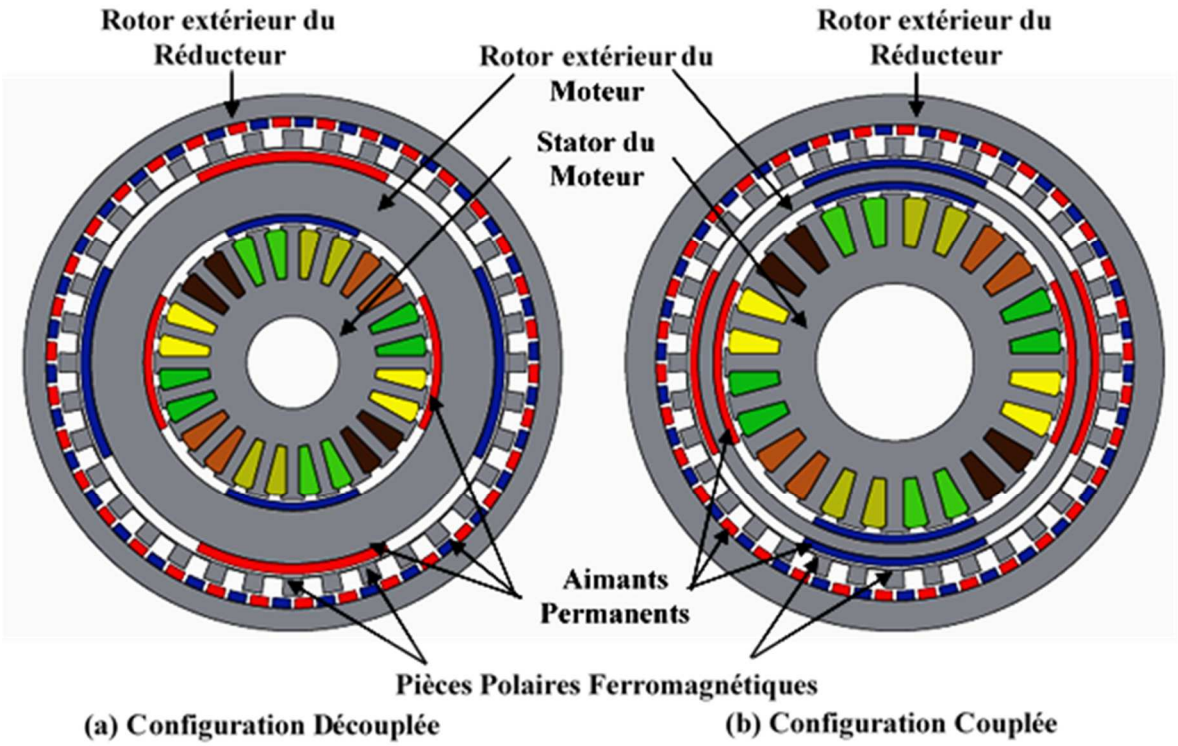



Fig. 4.1 Structure du système MSAP-RM vue de face [66]

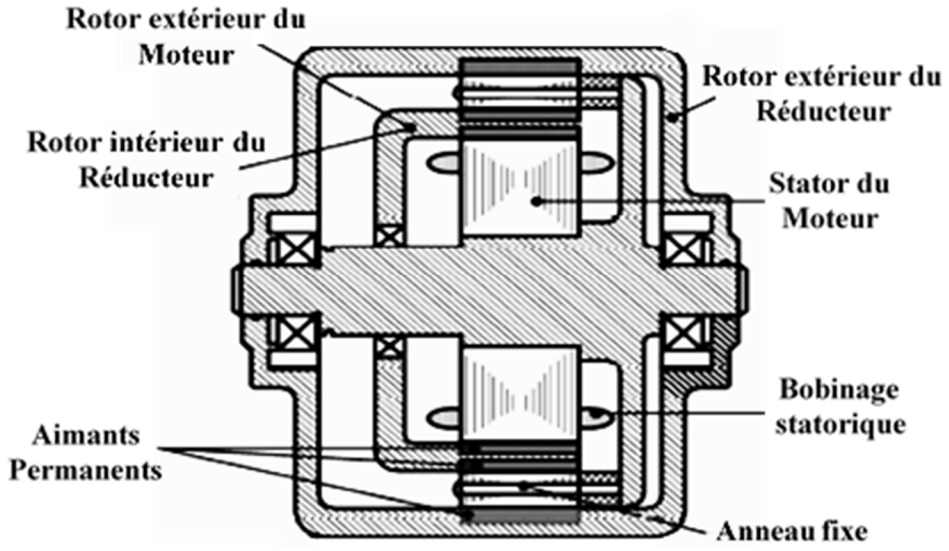



Fig. 4.2 Structure du système MSAP-RM vue de côté [74]

### 4.2.1. Configuration découplée

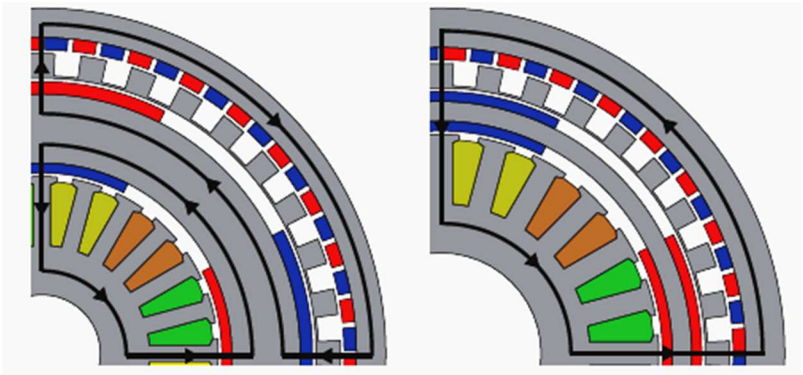
Afin d'isoler magnétiquement le réducteur magnétique à modulation de flux du moteur, les aimants permanents situés à l'intérieur et à l'extérieur du rotor commun à la MSAP et au réducteur magnétique doivent être de polarité opposée. De cette

façon, la machine électrique et le réducteur peuvent être découplés magnétiquement. L'inconvénient de la configuration découplée est qu'il faut que le rotor commun soit épais afin qu'il puisse séparer les flux du réducteur et du stator. D'autre part, l'inductance de la machine dans la configuration découplée est généralement plus élevée que dans une machine couplée. Pour cette raison, la configuration découplée peut être mieux adaptés à des applications telles que les entraînements de traction [66].

### 4.2.2. Configuration couplée

Dans la configuration couplée, les aimants permanents situés à l'intérieur et à l'extérieur du rotor commun à la MSAP et au réducteur magnétique sont de la même polarité. Ce qui permet d'avoir un rotor commun moins épais et donc d'installer un stator plus grand à l'intérieur du réducteur. Cette configuration a pour avantage d'obtenir une grande capacité de couple.

Les chemins de flux dans les configurations découplées et couplées sont indiqués à la figure 4.3 [66].



(a) Découplé (b) Couplé

Fig. 4.3 Chemin de flux dans les configurations [66]

## 4.3. Définition du cahier des charges

Depuis 2012, le nombre de voitures électriques circulant sur les autoroutes a considérablement augmenté [67] [68] [69]. La plupart d'entre elles sont équipées de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et parfois par des

machines synchrones à rotor bobinés (MSRB) comme dans le cas du modèle développé par Renault ZOE ou par des machines à induction (IM) pour le modèle Tesla. Le tableau 4.1 présente quelques-unes des voitures électriques les plus vendues, en série, avec quelques caractéristiques techniques et leur coût unitaire. En dehors du modèle Tesla-S, qui est extrêmement coûteux, les constructeurs proposent généralement des variantes de motorisation avec à peu près les mêmes performances et caractéristiques [14].

**Tableau 4.1 :** Quelques-unes des voitures électriques les plus vendues en production série : caractéristiques de la propulsion et coût unitaire approximatif

| Modèle | Moteur électrique | Puissance | Vitesse maximale | Autonomie | Autres caractéristi-ques |
|---|---|---|---|---|---|
| **Renault ZOE** | MSRB | 43/65kW | 135km/h | 100 km | 22kWh/400V Li-I *battery* ; **27k€** |
| **Citroën C-ZERO's** | MSAP | 47kW | 130km/h | 100 km | Li-I *battery*; **30k€** |
| **Peugeot iOn** | MSAP | 47kW | 130km/h | 100 km | $0-100\,\mathrm{km}/h$ : 16s Li-I *battery*; **30k€** |
| **Nissan Leaf** | MSAP | 80 kW | 150km/h | 121 km | Li-Manganate *battery* 24kWh ; **29k$** |
| **BMW-i3** | MSAP | 65 kW | 150km/h | 130 km | $0-60\,\mathrm{km}/h: < 4\mathrm{s}$ 360V Li-I *battery*;**41k$** |
| **Smart electric** | MSAP | 35 kW | 125km/h | 145 km | $0-60\,\mathrm{km}/h: < 4.8\mathrm{s}$ Li-I *battery*; **20k$** |
| **Mitsubishi i-MiEV** | MSAP | 49 kW | 130km/h | 100 km | 16kW/330V Li-I battery; **34k$** |
| **Tesla S** | IM | 225 kW | 193km/h | 335 km | $0-100\,\mathrm{km}/h: < 6\mathrm{s}$ ; 60kWh *battery*;**71k$** |

Les différentes architectures possibles connues pour l'entraînement d'un véhicule dépendent des sources d'énergie utilisées. On peut citer :

- L'architecture tout thermique : le véhicule est entraîné par un moteur thermique seul, le plus souvent à combustion interne (moteur à essence ou moteur diesel) et la source d'énergie est de nature thermique, il s'agit d'un carburant.
- L'architecture tout électrique : le véhicule est entraîné par un moteur électrique seul et la source d'énergie est électrique [70].
- L'architecture hybride électrique/électrique : dans ce cas on utilise deux sources d'énergie électrique (généralement avec des dynamiques et des réversibilités complémentaires).
- L'architecture hybride thermique/électrique : dans ce cas on utilise une source d'énergie électrique et une source thermique.

Dans la suite de notre étude, nous nous focaliseront sur l'architecture tout électrique. Toutefois les résultats qui seront obtenus seront aussi valables dans le cas des architectures hybride électrique/électrique et hybride thermique/électrique à quelques différences près.

### 4.3.1 Description de la chaîne de traction tout électrique

La chaîne de traction tout électrique illustrée à la figure 4.4 se compose :

- D'une batterie de traction (batterie électrochimique ou de puissance) qui est la source embarquée d'énergie électrique ;
- D'un convertisseur DC/DC qui sert à convertir la haute tension continue de la batterie de traction en basse tension continue de 12 volts pour la batterie de servitude au plomb. Ce dernier permet d'alimenter les différents systèmes de confort et de conduite de la voiture ;
- D'un chargeur embarqué / redresseur qui transforme le courant alternatif en provenance de la prise en courant continu destiné à la batterie de puissance ;

- D’un Calculateur / Onduleur / redresseur qui représente le calculateur de puissance. Il contrôle principalement les flux d'énergie bidirectionnel grâce aux nombreux capteurs dont il dispose. Il peut aussi onduler le courant grâce à un hacheur ou encore le redresser ;
- D’un moteur électrique ;
- D’une transmission mécanique de la puissance munie d’un réducteur mécanique de rapport de réduction fixe ;
- D’un différentiel qui permet de faire tourner les roues à des vitesses différentes.

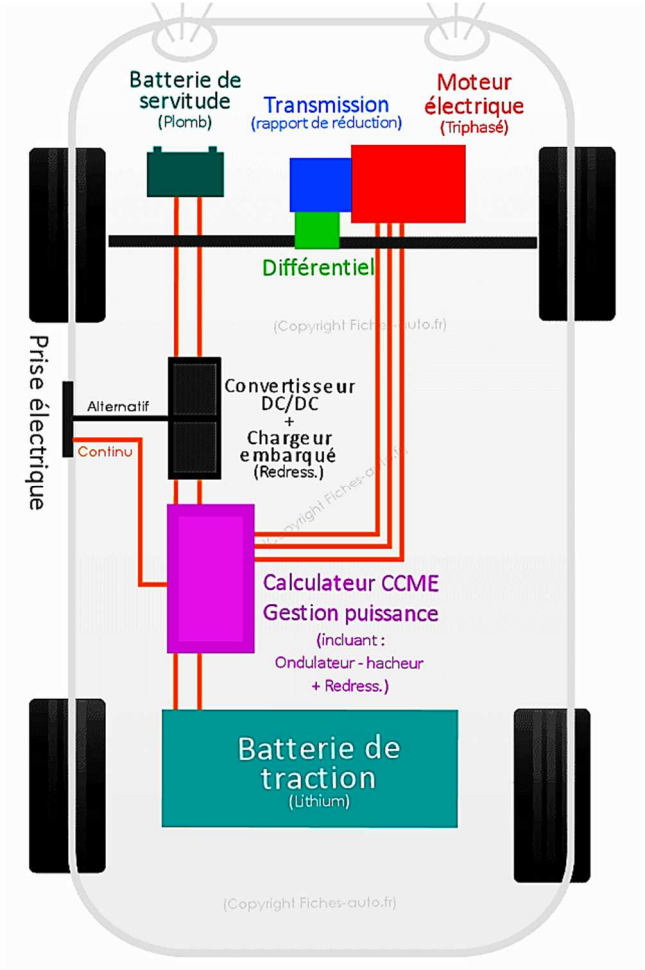



Fig. 4.4 Chaîne de traction du véhicule tout électrique [13]

Une vue réelle de la propulsion électrique (constituée du moteur électrique et de la transmission) et du différentiel est présent à la figure 4.5

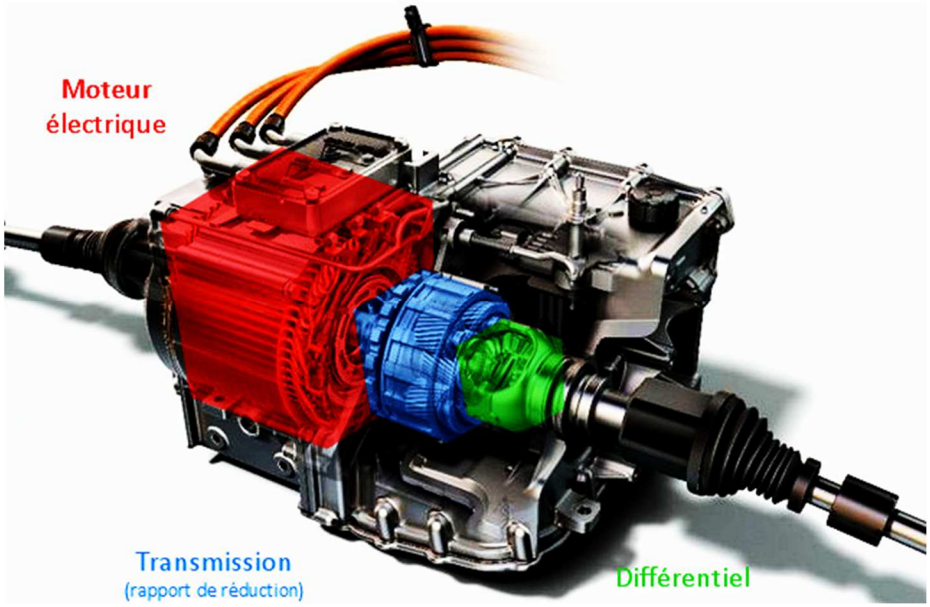



Fig. 4.5 Propulsion électrique et différentiel [13]

### 4.3.2 Choix du système MSAP-RM à dimensionner

D'après [14] près de 72 % des pertes de la chaîne d'entraînement se situent au niveau de la propulsion électrique (moteur électrique et réducteur). La perte au niveau du convertisseur s'élève à 19% et avoisine les 9% au niveau de la batterie (figure 4.6).

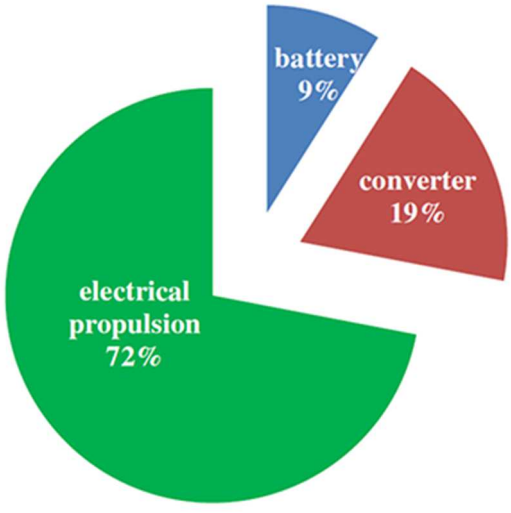



Fig. 4.6 Pertes dans la chaîne d'entraînement [14]

L'autonomie des voitures électriques est affectée par la capacité de charge et de stockage de l'énergie qui est directement influencée par le poids total de la voiture

et l'efficacité de propulsion [71]. Il convient donc d'examiner de plus près le système de propulsion. Par conséquent, agir principalement sur la propulsion électrique en améliorant son efficacité et sa puissance améliorera l'autonomie globale du véhicule électrique [64] [72] [73].

Le souci des constructeurs automobiles est d'augmenter la vitesse de motorisation, en tenant compte de la densité de puissance de la chaîne de traction ainsi que de l'autonomie des VE. Dans ce contexte, il convient de rappeler que des vitesses plus élevées ne sont pas possibles facilement et efficacement. Même si l'on souhaite augmenter la vitesse de propulsion du moteur, un engrenage mécanique classique avec un rapport de transmission élevé est difficile à obtenir. On considère généralement l'engrenage en cascade mais en raison de ses mécanismes de contact, les pertes, le bruit, les vibrations et la lubrification régulière sont inévitables. Cela affectera donc la densité de puissance globale du système de traction et son efficacité [74].

Une solution est donc nécessaire pour surmonter cet inconvénient. Dans ce contexte, l'utilisation d'un système de traction magnétique MSAP-RM pourrait être la bonne solution. Avec ce système, le moteur peut se débarrasser des défauts liés à la boîte de vitesses mécanique. En outre la conception hautement intégrée peut réduire considérablement la taille et le poids de l'ensemble.

A partir du tableau 4.1 et de la référence [75] , on a l' information suivante : la transmission du véhicule ZOE de Renault est constitué d'un moteur synchrone (R 240) à rotor bobiné de 65 kW dont la vitesse maximale est de 11 300 tr/min, et fournit un couple constant de 250 Nm jusqu'à 2500 tr/min. Son moteur est associé à un réducteur de rapport fixe de 9.32.

Suite à cette information, nous nous donnons pour objectif de remplacer le système de propulsion du véhicule ZOE de Renault par un système MSAP-RM ayant les mêmes caractéristiques. C'est-à-dire que notre système MSAP-RM aura une puissance de 65 kW, une vitesse maximale du rotor intérieur de 11 300 tr/min et un rapport de réduction fixe de 9.32. Le dimensionnement et la

simulation du système MSAP-RM dans le but de voir ses performances sont présentés aux paragraphes suivants.

## 4.4. Dimensionnement du système MSAP-RM

Le système MSAP-RM que nous allons dimensionner est magnétiquement découplé. Ce qui nous permet de dimensionner séparément le moteur et le réducteur. Compte tenu de la complexité du dispositif, nous choisissons d'étudier les deux sous-systèmes séparément, en les considérants magnétiquement découplés. Pour cela la hauteur de la culasse du rotor haute vitesse (rotor extérieur du moteur) de la figure 4.1.a, commune aux deux sous-systèmes, est dimensionnée de manière à éviter toute saturation magnétique.

### 4.4.1 Dimensionnement électromagnétique de la MSAP

Pour le prédimensionnement et le dimensionnement du stator de la MSAP nous utilisons la méthode décrite dans la référence [76] que nous adaptons à notre moteur. Nous supposons que notre MSAP est alimentée par un onduleur MLI sinus triangle dont la fréquence est $f$ et fournissant une tension simple de valeur efficace $V_S$.

#### 4.4.1.1. Prédimensionnement de la MSAP

Nous procédons au prédimensionnement de la MSAP en utilisant les formules de base de l'électromagnétisme applicables aux machines électriques. L'objectif principal de ce prédimensionnement analytique est d'obtenir les principales dimensions physiques de la MSAP, caractérisée par une vitesse de rotation Ω et un couple électromagnétique $\Gamma_{em}$ et d'en calculer les performances.

Dans l'hypothèse du premier harmonique d'espace, le champ magnétique d'entrefer est à variation sinusoïdale par rapport à l'angle $\theta$. Le couple électromagnétique est donné par l'équation 4.1, où B et H sont respectivement les valeurs efficaces de l'induction normale $b_n(R_{sa}, \theta)$ et du champ tangentiel

$h_t(R_{sa}, \theta)$ dans l'entrefer. $L_u$ est la longueur utile et $R_{sa}$ le rayon d'alésage. $k_{bs}$ est le coefficient de bobinage (onde fondamentale) et $\psi$ le déphasage entre $h_t$ et $b_n$. $\psi$ Représente aussi le déphasage entre la force électromotrice par phase E et le courant de phase I [77].

Si la machine tourne à la vitesse $\Omega$ en rad/s, la puissance électromagnétique transmise au rotor est donnée par l'équation 4.2.

$$\Gamma_{em} = 2k_{bs}\cos(\psi).(BH)\pi {R_{Sa}}^2 L_u \quad (4.1)$$

$$P_{em} = 2\Omega k_{bs}\, cos(\psi).(BH)\pi {R_{Sa}}^2 L_u \quad (4.2)$$

L'induction d'entrefer B est limitée par la saturation des tôles. Le tableau 4.2 donne les valeurs usuelles des inductions crêtes au niveau de l'entrefer et des parties ferromagnétiques des machines électriques [16]. Comme notre MSAP sera à pôle lisse et que les valeurs maximales de l'induction normale au niveau de l'entrefer B varient de 0,8 T à 1,05 T ; nous fixons la valeur de B à 0,85 T.

La valeur efficace du champ tangentiel d'entrefer H, souvent appelé charge linéique A, est directement liée au courant efficace $I_S$ qui traverse les conducteurs. A est donnée par la relation 4.3 où $N'$ désigne le nombre total de conducteurs à la périphérie de l'induit.

**Tableau 4.2 :** Valeurs usuelles des inductions au niveau de l'entrefer et des parties ferromagnétiques des machines électriques [16]

| ***Fux density* B/T** | | | | |
|---|---|---|---|---|
| | ***Asynchronous machines*** | ***Salient-pole synchronous machines*** | ***Nonsalient-pole synchronous machines*** | ***DC machines*** |
| *Air gap* | $0.7 - 0.90\ (\hat{B}_{\delta 1})$ | $0.85 - 1.05\ (\hat{B}_{\delta 1})$ | $0.8 - 1.05\ (\hat{B}_{\delta 1})$ | $0.6 - 1.1\ (B_{max})$ |
| *Stator yoke* | $1.4 - 1.7(2)$ | $1.0 - 1.5$ | $1.1 - 1.5$ | $1.1 - 1.5$ |
| | | | | |
| *Tooth (apparent maximum value)* | $1.4 - 2.1$ (stator) $1.5 - 2.2$ (rotor) | $1.6 - 2.0$ | $1.5 - 2.0$ | $1.6 - 2.0$ (*compensating winding*) $1.8 - 2.2$ (*armature winding*) |
| *Rotor yoke* | $1 - 1.6\ (1.9)$ | $1.0 - 1.5$ | $1.3 - 1.6$ | $1.0 - 1.5$ |
| *Pole core* | – | $1.3 - 1.8$ | $1.1 - 1.7$ | $1.2 - 1.7$ |
| *Commutating poles* | – | – | – | 1.3 |

Le tableau 4.3 donne les valeurs usuelles de la charge linéique A (en kA/m) au niveau de l'alésage de l'induit ainsi que de la densité de courant J (en A/mm²) au niveau des conducteurs d'une machine électrique. A partir de ce tableau, A est fixé à 35 kA/m pour notre machine et la densité de courant J à 4 A/ mm² au stator. C'est d'ailleurs le produit JxA appelé coefficient d'échauffement (*heating factor* en anglais), qui limite les dimensions des encoches au stator.

$$H = A = \frac{N'.I_S}{2\pi R_{Sa}} \qquad (4.3)$$

**Tableau 4.3 :** Valeurs usuelles de la charge linéique et de la densité de courant [16]

| | ***Asynchronous machines*** | ***Salient-pole synchronous machines or PMSMs*** | ***Nonsalient-pole synchronous machines*** | | | ***DC machines*** |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | *Indirect cooling* | | *Direct water cooling* | |
| | | | *Air* | *hydrogen* | | |
| A/KA/m | $30-65$ *Stator winding* | $35-65$ *Armature winding* | $30-80$ | $90-110$ *Armature winding* | $150-200$ | $25-65$ *Armature winding* |
| $\mathrm{J/A/mm^2}$ | $3-8$ *Copper rotor winding* | $4-6.5$ *Field winding* | $3-5$ | $4-6$ | $7-10$ | $4-9$ *Pole winding* |
| $\mathrm{J/A/mm^2}$ | $3-8$ *Aluminium rotor winding* | $2-3.5$ *Multi-layer* | | *Field winding* | | $2-5.5$ *Compensating winding* |
| $\mathrm{J/A/mm^2}$ | $3-6.5$ | $2-4$ | $3-5$ | $3-5$ | $6-12$ | $3-4$ |
| | | *Single-layer* | *With direct water cooling, in field windings* $13-18\ \mathrm{A/mm^2}$ *and* $250-300\ \mathrm{kA/m}$ *can be reached* | | | |

Dans l'équation 4.4, nous définissons $\lambda_x$ le rapport de la longueur axiale de la machine sur le pas polaire $\tau$ [78]. Le tableau 4.4 donne les valeurs usuelles de $\lambda_x$ en fonction du nombre de paires de pôles P. Pour une MSAP ayant $\mathrm{P}=2$, le rapport $\lambda_x$ varie entre 1.2 et 1.8. Nous l'avons par conséquent fixé à 1.5.

Nous fixons la valeur utile $\mathrm{L_u}$ de notre moteur à $200$ mm et nous utilisons les équations 4.4 et 4.5 pour la détermination de $\mathrm{R_{Sa}}$.

**Tableau 4.4 :** Rapport longueur active Lu sur pas polaire τ pour une machine électrique

| P (Paires de pôles) | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| $\lambda_x = \frac{L_u}{\tau}$ | $0.6 - 1$ | $1.2 - 1.8$ | $1.6 - 2.2$ | $2 - 3$ |

$$\lambda_x = \frac{L_u}{\tau} \tag{4.4}$$

$$\tau = \frac{2\pi R_{Sa}}{2p} \tag{4.5}$$

L'entrefer dépend du nombre de paires de pôles P. Il est calculé par l'équation 4.6 en fonction de la puissance utile [77]. Dans notre cas et pour $P_u = 65000\ W$, $e = 0.6\ mm$. Cependant, pour éviter une contrainte trop forte (en termes de poids) sur le stator interne qui porte pratiquement tout le poids du système MSAP-RM, nous avons retenu une valeur plus importante $e = 1\ mm$.

$$e = \left(0.1 + 0.02\sqrt[3]{P_u}\right) \text{ en mm pour } P = 1$$

$$e = \left(0.1 + 0.012\sqrt[3]{P_u}\right) \text{ en mm pour } P > 1 \tag{4.6}$$

### 4.4.1.2. Dimensionnement du stator

Le stator de la MSAP, représenté sur la figure 4.7, se compose d'une culasse et de $Q_S$ encoches séparées par des dents. Un nombre d'encoches élevé présente certains avantages comme la réduction de l'inductance de fuites et des pertes pulsatoires au niveau des dents, la réduction d'harmoniques dus à la distribution du bobinage ainsi qu'une capacité de surcharge plus élevée [78]. Cependant, le nombre d'encoches est limité par la largeur de la dent, principalement pour des raisons de tenue mécanique. Le tableau 4.5 donne les valeurs usuelles du pas dentaire défini par l'équation 4.7. Sa valeur doit se situer entre 14 et 45 mm pour une machine synchrone [78].

Il est préférable de privilégier un nombre q d'encoche par pôle et par phase entier pour éviter les harmoniques de bas rang. Le nombre total d'encoches au stator $Q_S$ pour une machine triphasée se calcule par la relation 4.8 où $q_S$ est le nombre d'encoches par pôle et par phase. Au vu des contraintes sur le pas dentaire et la forme d'encoche, nous fixons $q_S$ à 1 pour le stator, ce qui nous fait un total de 12 encoches au stator.

$$\tau_{ds} = \frac{2\pi R_{Sa}}{Q_S} \tag{4.7}$$

$$Q_S = 6p.q_S \tag{4.8}$$

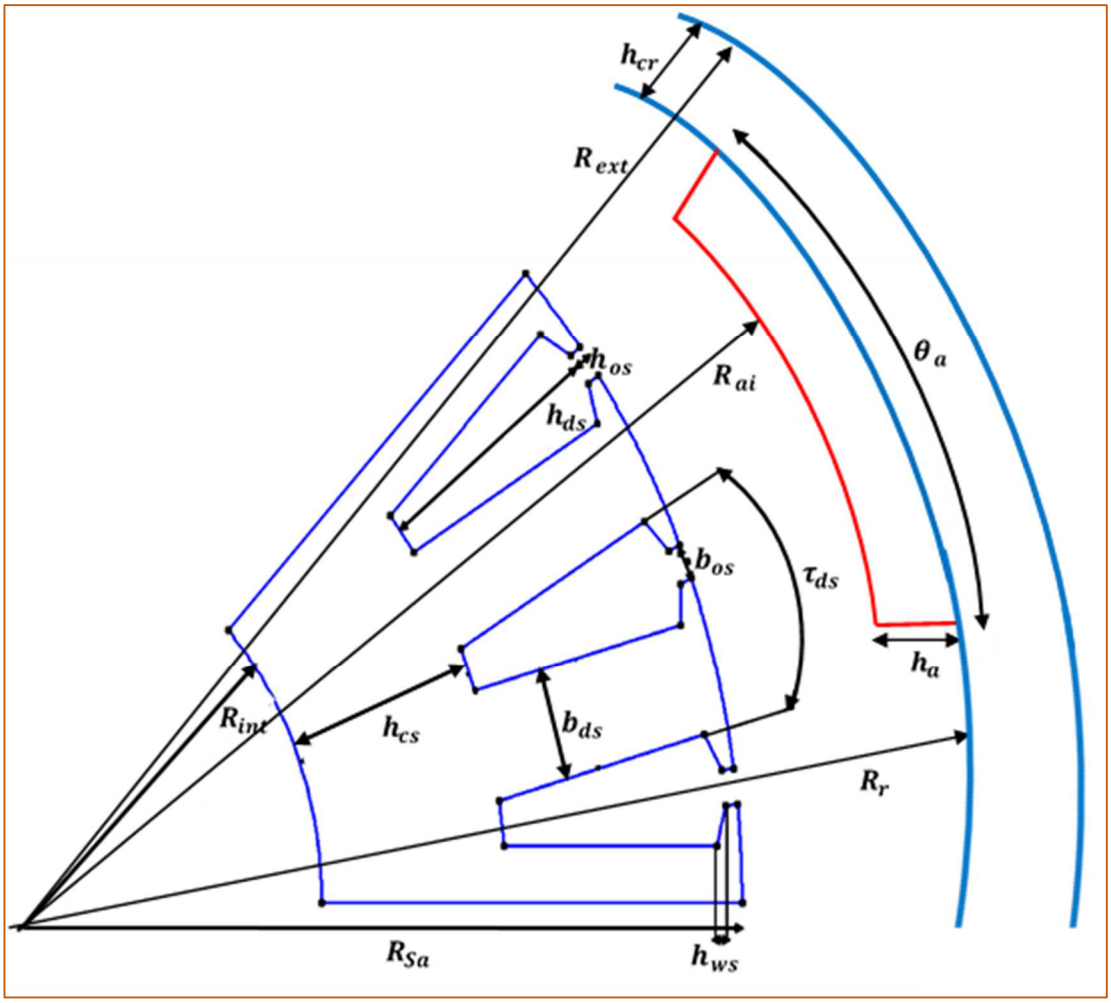



Fig. 4.7 : Paramètres géométriques du stator et du rotor du système MSAP-RM

Après avoir déterminé le nombre d'encoches, nous procédons au calcul de la largeur de la dent $b_{ds}$ par la relation 4.9. Pour ce calcul, nous supposons que le flux sous un pas dentaire au niveau de l'entrefer passe entièrement dans la dent. Nous supposons également que les dents sont droites et que l'induction maximale admise dans la dent $B_{dent}$ est constante sur toute la hauteur, sa valeur est fixée à 1.9 T pour limiter la saturation.

$$b_{ds} = \frac{2\pi R_{Sa}}{Q_S} \frac{\hat{B}}{B_{dent}} \tag{4.9}$$

La hauteur de la culasse statorique est calculée par l'équation 4.10 en supposant que la moitié du flux d'entrefer sous un pôle se referme par la culasse. $B_C$ représente l'induction maximale dans la culasse statorique choisie suivant le tableau 4.2 ; elle est fixée à 1.5 T.

$$h_{CS} = \frac{\pi R_{Sa} \hat{B}}{2pB_C} \tag{4.10}$$

Connaissant la hauteur de la culasse statorique et le rayon du stator, nous fixons le rayon intérieur du stator à $\mathrm{R_{int}} = 8$ mm et nous calculons la hauteur de la dent par l'équation 4.11. On considère que l'encoche est de forme trapézoïdale pour une dent droite.

$$h_{ds} = R_{Sa} - (R_{int} + h_{CS} + h_{oS}) \tag{4.11}$$

La section d'encoche $S_{enc}$ est donnée par l'équation 4.12, où $\mathrm{K_{fill}}$ est le coefficient de remplissage et J la densité de courant admise dans le conducteur. Les conducteurs en cuivre possèdent un coefficient $\mathrm{K_{fill}}$ variant de 0.3 à 0.5 pour les conducteurs ronds et jusqu'à 0.7 pour les conducteurs à section rectangulaire. Pour ce type d'encoches, les valeurs des variables $b_{os}$, $h_{os}$ et $h_w$ sont assignées en fonction du retour d'expérience comme suit : $b_{os} = 2\ mm$ à $3\ mm$, $h_{os} = 0.5$ à $1\ mm$ et $h_w = 1$ à $4\ mm$.

$$S_{enc} = \frac{2\pi R_{Sa}.A}{K_{fill} Q_S J} \tag{4.12}$$

**Tableau 4.5:** Valeurs usuelles du pas dentaire au niveau de l'induit d'une machine électrique [16]

| Type de machine | Pas dentaire [mm] |
|---|---|
| Machine asynchrone | $7-45$ |
| Machine synchrone | $14-45$ |
| Machine à courant continu | $10-30$ |

En fonctionnement moteur, la force électromotrice (E) induite est naturellement inferieure à la tension d'alimentation $V_S$, on a alors [79] :

$$V_S > E = \sqrt{2}\pi f N_{Sp} k_{bS} \phi_{f1} \tag{4.13}$$

Où : $\phi_{f1}$ est la valeur efficace du fondamental du flux sous un pôle. Son explicitation en fonction des grandeurs géométriques de la machine conduit à une relation donnant une condition sur le nombre de spires $N_{Sp}$ :

$$N_{Sp} < \frac{p}{\pi f} \frac{V_S}{2\sqrt{2} k_{bS} \hat{B}} \frac{1}{R_{Sa} L_u} \tag{4.14}$$

A partir de la relation 4.14 nous pouvons donc calculer $N_{Sp}$.

Le coefficient de bobinage $k_{bS}$ est obtenu par la relation 4.15 où $k_{dS}$ représente le coefficient de distribution et $k_{rS}$ représente le coefficient de raccourcissement. Ils sont calculés par les équations 4.16.

$$k_{bS} = k_{dS}.k_{rS} \tag{4.15}$$

$$k_{rS} = \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right), \qquad k_{dS} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{q_s \, sin\left(\frac{\pi}{6q_S}\right)} \tag{4.16}$$

Où $\beta$ est le raccourcissement qui représente l'ouverture relative d'une bobine par rapport au pas polaire donnée par la relation 4.17. Pour notre stator, $q_s = 1$ et nous optons pour un bobinage diamétral ce qui conduit à un coefficient de bobinage égal à 1.

$$\beta = \frac{ouv}{\tau_S} \tag{4.17}$$

Pour une machine triphasée, $N' = 6N_{sp}$ ce qui conduit au calcul de la valeur du courant $I_S$ en utilisant la relation 4.3. Par conséquent, la section du conducteur $s_C$ qui dépend de la densité de courant J admise, se calcule par l'équation 4.18.

$$s_C = \frac{I_S}{J} \tag{4.18}$$

#### 4.4.1.3 Dimensionnement du rotor

Le rotor est une culasse ferromagnétique à l'intérieur duquel sont collés des aimants. On note respectivement $R_r$ , $R_{ext}$ les rayons intérieur et extérieurs du rotor et par $h_{cr}$ et $h_a$ l'épaisseur de la culasse rotorique et l'épaisseur des aimants ainsi que $\theta_a$ l'ouverture angulaire des aimants comme montré à la figure 4.7.

Pour calculer la hauteur minimum de l'aimant, permettant d'éviter une démagnétisation irréversible sous des conditions de fonctionnement inhabituelles et a température de fonctionnement limite, on se propose de modéliser l'aimant par une source de Thévenin [80] , l'entrefer par une reluctance et les ampère tours par une source, tel que représenté par le circuit équivalent simplifié de la figure 4.8. Les armatures sont considérées de perméabilité infinie et les fuites des aimants sont négligées.

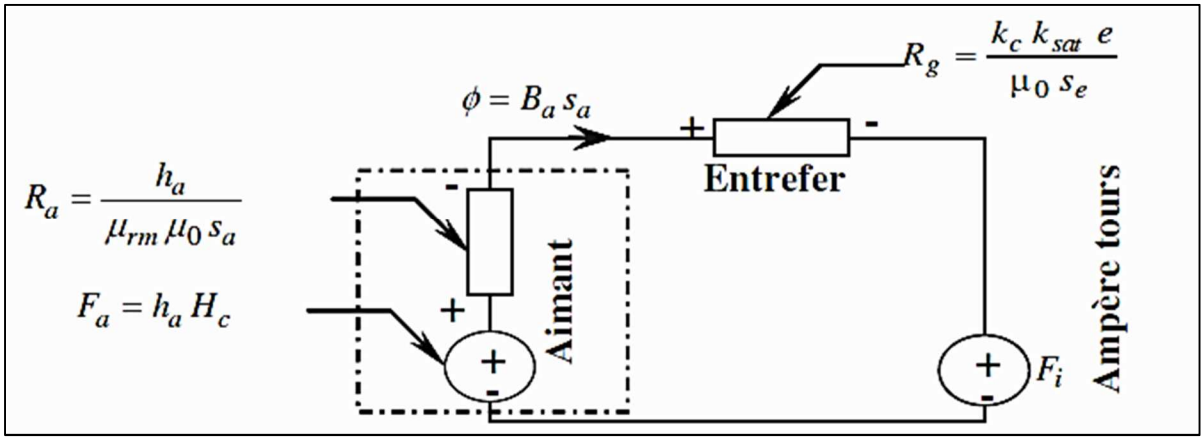



Fig. 4.8 : Circuit magnétique équivalent de l'ensemble aimant, entrefer et Force Magnétomotrice (FMM) [79]

Du circuit magnétique équivalent on obtient l'équation 4.19 suivante :

$$F_a - R_a\emptyset - R_e\emptyset - F_i = 0 \qquad (4.19)$$

Avec :

$k_c$ le coefficient de carter tenant en compte l'effet de denture

$k_{sat}$ le coefficient permettant de tenir compte de la saturation, défini comme étant le rapport de la Force Magnétomotrice (FMM) par paire de pôles en saturé sur la FMM de l'entrefer par paire de pôles en linéaire[81].

$B_r$ l'induction rémanent de l'aimant

$H_c$ le champ coercitif de l'aimantation

$\mu_{rm} = B_r/\mu_0 H_c$ la perméabilité de recul de l'aimant

$B_a$ l'induction due à l'alimentation

En exprimant les grandeurs de bases en fonction des grandeurs géométriques, nous obtenons :

$$h_a = \frac{(B_a/\mu_0)k_c k_{sat} e + F_i}{H_c - B_a/\mu_{rm}\,\mu_0} \qquad (4.20)$$

Avec $s_a = s_e$

Si on considère un système triphasé $m = 3$ équilibré, monté en étoile, ayant $N_{sp}$ spires par phase et alimenté par un courant d'amplitude $\hat{I}_s$ ; La somme des courants de phase étant nul, l'amplitude du fondamental de la FMM résultante s'écrit [48] :

$$\hat{F}_{r1} = \frac{3}{\pi} k_{b1} N_{sp} \frac{\hat{I}_s}{a} \qquad (4.21)$$

$k_{b1}$ et $a$ représentent respectivement le coefficient de bobinage du fondamental et le nombre de voies parallèles dans la machine considérée.

Pour évaluer la hauteur minimum nécessaire évitant une démagnétisation irréversible lors d' un fonctionnement transitoire ou inhabituel et pour une température de fonctionnement de 95°C, on reformule l' expression (4.21) de manière suivante [79] :

$$h_{a,min} = \frac{\frac{B_D(95°)}{\mu_0} k_c k_{sat} e + F_{i,max}}{H_c(95°) - \frac{B_D(95°)}{\mu_0 \mu_{rm}}} \qquad (4.22)$$

$F_{i,max}$ représente l'amplitude de la FMM admissible.

$B_D(95°)$ représente l'induction critique de démagnétisation à 95°C

En utilisant l'équation 4.22 et en imposant par exemple l'amplitude du courant maximal comme étant 250% celui du courant admissible on obtient l'évolution de la hauteur des aimants de la figure 4.9 en fonction de l'entrefer effectif et du fondamental de l'induction d'entrefer à 20°C et 95°C [79].

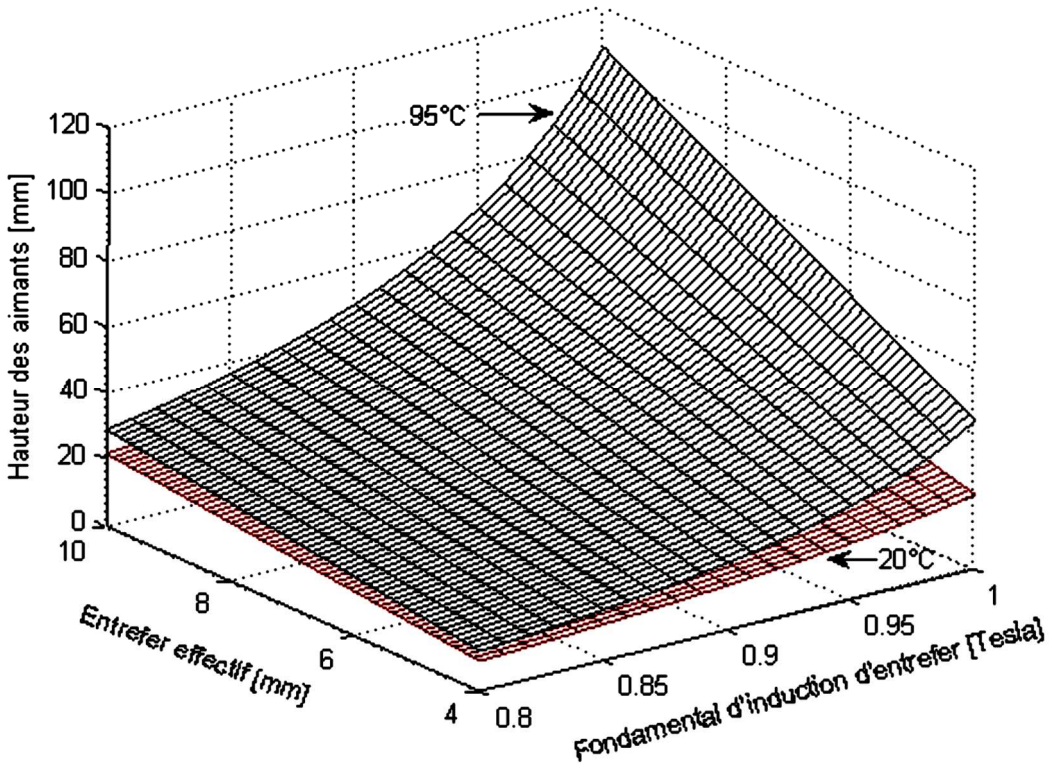



Fig. 4.9 : Plage de variation de la hauteur des aimants obtenue par l' expression 4.22 vue de face [79]

La figure 4.9 montre l'évolution de la hauteur en fonction de la température dans des conditions en charge. Naturellement, pour une température plus élevée (95°C), la hauteur choisie pour éviter une démagnétisation est plus élevée.

On observant la figure 4.9 on remarque que pour un entrefer de 4mm et pour une induction d'entrefer de 0,85 T on a une hauteur des aimants de 24 mm à une température de 95°C. Comme notre moteur a une induction d'entrefer $B = 0.85$ T et un entrefer de 1mm, nous prenons donc le quart de la hauteur trouvée pour l'entrefer de 4mm permettant d'éviter une démagnétisation. Ce qui nous permet d'avoir pour épaisseur des aimants $h_a = 6$ mm.

Connaissant l'épaisseur des aimants et les dimensions du stator, nous déduisons le rayon intérieur du rotor par la relation 4.23 :

$$R_r = R_{Sa} + e + h_a \tag{4.23}$$

En imposant l'épaisseur de la culasse rotorique $h_{cr} = 10\ mm$ nous pouvons avoir la valeur du rayon extérieur du rotor par l'équation 4.24 :

$$R_{ext} = R_r + h_{cr} \tag{4.24}$$

Si on note $\alpha_a$ l'ouverture angulaire de l'aimant relative à un pas polaire $\tau_P$ nous pouvons déterminer sa valeur à partir des relations 4.25 et 4.26 [82].

$$\tau_P = \frac{\pi}{P} \tag{4.25}$$

$$\alpha_a = \frac{\theta_a}{\tau_P} \tag{4.26}$$

Le dimensionnement électromagnétique a conduit aux dimensions actives de la MSAP indiquées dans le tableau 4.6.

**Tableau 4.6:** Paramètres géométriques de la MSAP

| | | | |
|---|---|---|---|
| Paramètres Généraux de la MSAP | Puissance nominale | $P_u$ | 65 kW |
| | Nombre de phase | $m$ | 3 |
| | Longueur utile | $L_u$ | 200 mm |
| Stator | Nombre d'encoche | $Q_s$ | 12 |
| | Nombre d'encoche par pole et par phase | $q_s$ | 1 |
| | Densité de courant | $J$ | 4 $A/mm^2$ |
| | Rayon du stator | $R_{Sa}$ | 84.88 mm |
| | Rayon intérieur du stator | $R_{int}$ | 8 mm |
| | Hauteur encoche statorique | $h_{ds}$ | 38.11 mm |
| | Ouverture isthme d'encoche | $b_{os}$ | 2.5 mm |
| | Hauteur isthme d'encoche | $h_{os}$ | 1 mm |
| | Hauteur haut de l'isthme d'encoche | $h_{ws}$ | 1 mm |
| | Hauteur culasse statorique | $h_{cs}$ | 37.77 mm |
| Entrefer | Epaisseur d'entrefer | $e$ | 1 mm |
| Aimants | Nuance du matériau | NdFeB | _ |
| | Rayon extérieur | $R_r$ | 91.88 mm |
| | Rayon intérieur | $R_{ai}$ | 85.88 mm |
| | Epaisseur | $h_a$ | 6 mm |
| | Ouverture angulaire relative à un pôle | $\alpha_a$ | 1 |
| Culasse rotorique | Rayon extérieur | $R_{ext}$ | 111.88 mm |
| | Rayon intérieur | $R_r$ | 91.88 mm |
| | Epaisseur | $h_{cr}$ | 20 mm |

### 4.4.2 Dimensionnement du réducteur magnétique

Nous présentons à la figure 4.10 les paramètres géométriques du réducteur magnétique à déterminer.

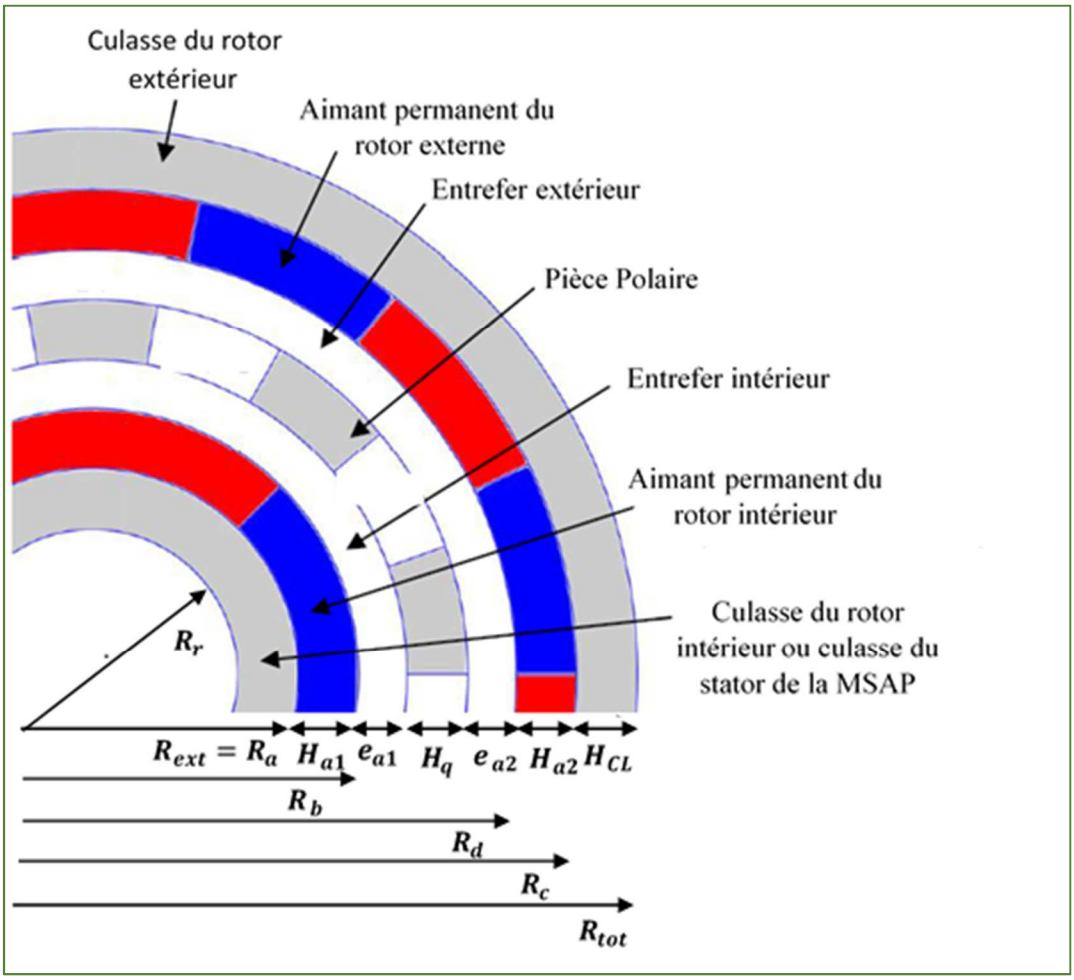



Fig. 4.10 : Paramètres géométriques du réducteur magnétique

D'après la figure 4.10 on a les paramètres suivants :

$R_r$ : rayon intérieur de la culasse rotorique du stator de la MSAP ;

$R_{ext} = R_a$ : rayon intérieur du rotor interne ou rayon extérieur de la MSAP ;

$R_b$ : rayon extérieur du rotor interne du réducteur magnétique

$R_d$ : rayon extérieur du rotor externe du réducteur magnétique

$R_c$ : rayon intérieur du rotor externe du réducteur magnétique

$R_{tot}$ : rayon total du système MSAP-RM

$H_{a1}$ : épaisseur des aimants permanents du rotor interne

$H_{a2}$ : épaisseur des aimants permanents du rotor externe

$e_{a1}$ : épaisseur de l'entrefer interieur

$e_{a2}$ : épaisseur de l'entrefer externe

$H_q$ : épaisseur des pièces polaires

$H_{CL}$ : épaisseur de la culasse du rotor externe

Comme énoncé dans le cahier des charges, le système MSAP-RM, a une puissance de 65 kW, une vitesse maximale du rotor intérieur de $11\,300$ tr/min et un rapport de réduction fixe de 9.32. Avec ces caractéristiques, le système peut fournir en sortie du réducteur magnétique une vitesse maximale de $1212.44$ tr/min et un couple maximale $T_2 = 512$ Nm. Nous utilisons ces données en sotie pour la détermination des paramètres géométriques optimale du réducteur magnétique.

Le nombre de paires de pôles $P$ des aimants permanents de la MSAP doit être égale au nombre de paires de pôles $P_1$ des aimants permanent du rotor interne du réducteur. Ce nombre était fixé à 2 ; alors $P_1 = 2$ .

Le rapport du couple du réducteur magnétique est $G_r = 9.32$. D'après l'équation 2.5 du chapitre 2 on a $G_r = -P_2/P_1$. Ce qui nous permet de déterminer le nombre de paires de pôles $P_2$ du rotor extérieur qui est de 18.64. Or cette valeur doit être entière. On l'arrondi alors à l'entier supérieur et on trouve donc que $P_2 = 19$. Par conséquent on calcule à nouveau $G_r$ qui devient $G_r = 9.5$ pour le réducteur magnétique.

Pour la détermination du nombre de pièces polaires ferromagnétiques $N_s$ on utilise l'équation 2.1 du chapitre 2 ($N_S = P_1 + P_2$) et on trouve que $N_S = 21$.

Rappelons l'équation 2.58 du chapitre 2 :

$$c_f = \frac{2P_1 \times N_S}{PPCM(2P_1, N_S)} \qquad (2.58)$$

Avec les valeurs $P_1 = 2$ et $N_S = 21$ pour le réducteur magnétique, calculons le « *cogging torque factor* » $c_f$. On obtient après calcul que $c_f = 1$. Ce qui est très bien pour le réducteur. Ce résultat permet de dire que les couples d'ondulation peuvent être suffisamment réduits dans le réducteur magnétique.

La densité de couple $C_V$ du réducteur se calcule par la relation 4.27.

$$C_V = \frac{T_{2ex}}{V_{ol}} \tag{4.27}$$

Où $T_{2ex}$ est le couple estimé en sortie du réducteur et $V_{ol}$ son volume.

Le système MSAP-RM ayant une forme cylindrique de diamètre externe $D_{tot}$ ($D_{tot} = 2R_{tot}$) et de longueur axiale $L_u$, son volume $V_{ol}$ se calcule par l'équation 4.28.

$$V_{ol} = \frac{\pi (D_{tot})^2 L_u}{4} \tag{4.28}$$

Des équations 4.27 et 4.28 nous déduisons l'expression 4.29 du couple estimé en sortie en fonction de la densité de couple $C_V$.

$$T_{2ex} = \frac{C_V . \pi (D_{tot})^2 L_u}{4} \tag{4.29}$$

La figure 4.11 nous donne les densités de couple $C_V$ du réducteur magnétique pour différents diamètres externes $D_{tot}$ et rapports de couple $G_r$.

Connaissant le rapport de couple $G_r = 9.32$ nous procédons au choix du diamètre total $D_{tot}$ permettant d'obtenir un couple $T_{2ex}$ supérieur ou égale à $512$ Nm.

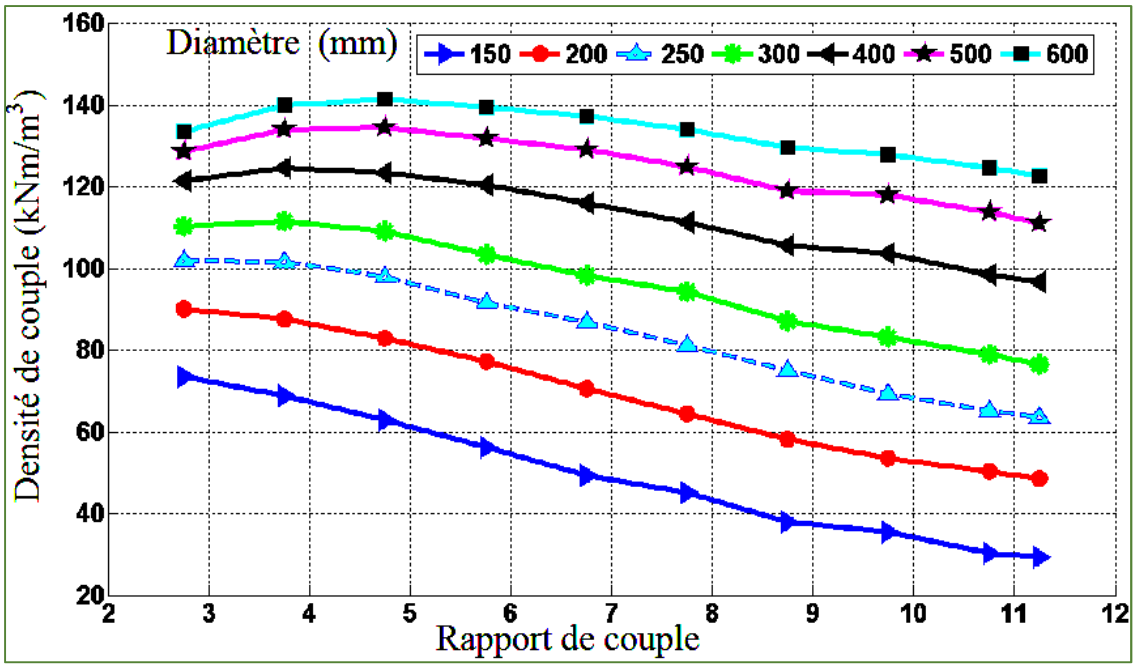



Fig. 4.11 : Densités de couple du réducteur magnétique pour différents diamètres externes et rapports de couple [15]

Le diamètre $D_{tot}$ doit être largement supérieur à $2R_{ext}$ soit à 223.76 mm. A partir des courbes de la figure 4.11 nous éliminons les courbes ayant pour diamètre 150 mm et 200 mm. Pour la courbe de diamètre 250 mm nous obtenons une densité de couple $C_V = 72\ kNm/m^3$ et le calcul du couple correspondant donne $T_{2ex} = 707\ Nm$ supérieur à 512 Nm. Ce diamètre répond aux critères de sélection mais la différence de ce dernier avec le diamètre total nous laisse une marge de 26.24 mm insuffisante pour l'intégration des aimants permanents, des pièces polaires et de la culasse du rotor externe compte tenu de leurs épaisseurs dans le réducteur. Nous choisissons alors le diamètre immédiatement supérieur c'est-à-dire $D_{tot} = 300$ mm. Pour ce dernier on a une densité de couple $C_V = 85\ kNm/m^3$ et un couple $T_{2ex} = 1202$ Nm supérieur à 512 Nm.

Le rayon total du système est donc $R_{tot} = 150$ mm. On fixe les épaisseurs des entrefers intérieur et extérieur à 1 mm ($e_{a1} = e_{a2} = 1$ mm). De même on fixe l'épaisseur des aimants permanents intérieur et extérieur à 6 mm

($h_{a1} = h_{a2} = 6$ mm) et l'épaisseur des pièces polaires à $H_q = 15$mm. On déduit alors tous les autres paramètres géométriques du réducteur magnétique.

$$R_b = R_{ext} + h_{a1} \quad (4.30)$$

$$R_d = R_b + e_{a1} + H_q + e_{a2} \quad (4.31)$$

$$R_c = R_d + h_{a2} \quad (4.32)$$

$$H_{CL} = R_{tot} - R_c \quad (4.33)$$

Des équations 4.30 à 4.33 on obtient :

$R_a = 111.88$ mm ; $R_b = 117.88$ mm ; $R_d = 134.88$ mm ; $R_c = 140.88$ mm ; $H_{CL} = 9.12$ mm.

Les paramètres géométriques du réducteur magnétique que nous avons dimensionné sont regroupés dans le tableau 4.7

**Tableau 4.7 :** Paramètres géométriques du réducteur magnétique

| | | |
|---|---|---|
| Nombre de paires de pôles du rotor interne | $P_1$ | 2 |
| Nombre de paires de pôles du rotor externe | $P_2$ | 19 |
| Nombre de pièces polaires ferromagnétiques | $N_S$ | 21 |
| Epaisseur de l'entrefer interne | $e_{a1}$ | 1 mm |
| Epaisseur de l'entrefer interne | $e_{a2}$ | 1 mm |
| Epaisseur des pièces polaires ferromagnétiques | $H_q$ | 15mm |
| Epaisseur des aimants permanents du rotor interne | $h_{a1}$ | 6 mm |
| Epaisseur des aimants permanents du rotor externe | $h_{a2}$ | 6 mm |
| Epaisseur de la culasse du rotor interne | $h_{cr}$ | 20 mm |
| Epaisseur de la culasse du rotor externe | $H_{CL}$ | 9.12 mm |
| Rayon interne du réducteur | $R_a$ | 111.88 mm |
| Rayon externe du réducteur | $R_{tot}$ | 150 mm |
| Longueur utile | $L_u$ | 200 mm |

## 4.5. Simulation du système MSAP-RM en magnétostatique sous FLUX 2D

Dans cette partie, nous présentons le logiciel FLUX 2D et les résultats des diverses simulations. L'avantage que présente le système est qu'il est magnétiquement découplé. Ce qui nous permet de faire trois différentes simulations de son fonctionnement statique en utilisant le modèle magnétostatique disponible dans le logiciel. La première simulation est faite sur la MSAP uniquement et la seconde est faite sur le réducteur magnétique seul et enfin la troisième et dernière simulation est faite sur tout le système. Par la suite nous faisons l'analyse comparée de tous les résultats obtenus pour enfin justifier de l'efficacité du système en mode statique.

### 4.5.1. Description du logiciel FLUX 2D

FLUX 2D est un logiciel de conception assistée par ordinateur (CAO) destiné en premier lieu à l'électrotechnique. Basé sur la méthode des éléments finis, FLUX 2D calcule les états magnétiques, électriques et thermiques des dispositifs bidimensionnels et tridimensionnels. Il permet la résolution de problèmes [83], [84] , [85] :

- Magnétostatique avec matériaux à caractéristiques linéaires isotropes ou anisotropes, et à caractéristiques non linéaires isotropes ;
- Magnéto-harmonique (régime harmonique) avec matériaux linéaires isotropes ou anisotropes ;
- Magnétique transitoire (régime transitoire) avec matériaux à caractéristiques linéaires isotropes ou anisotropes ou à caractéristiques non linéaires isotropes;
- Conduction électrique (loi d'Ohm) ;
- Electrostatique ;
- Diélectrique ;
- Conduction thermique (régime permanent et régime transitoire).

La résolution d'un problème sous FLUX 2D passe par les étapes suivantes : la description géométrique, le maillage, la description physique et la gestion de la banque de données des matériaux.

L'algorithme général de la résolution d'un problème sous FLUX 2D est décrit à la figure 4.12.

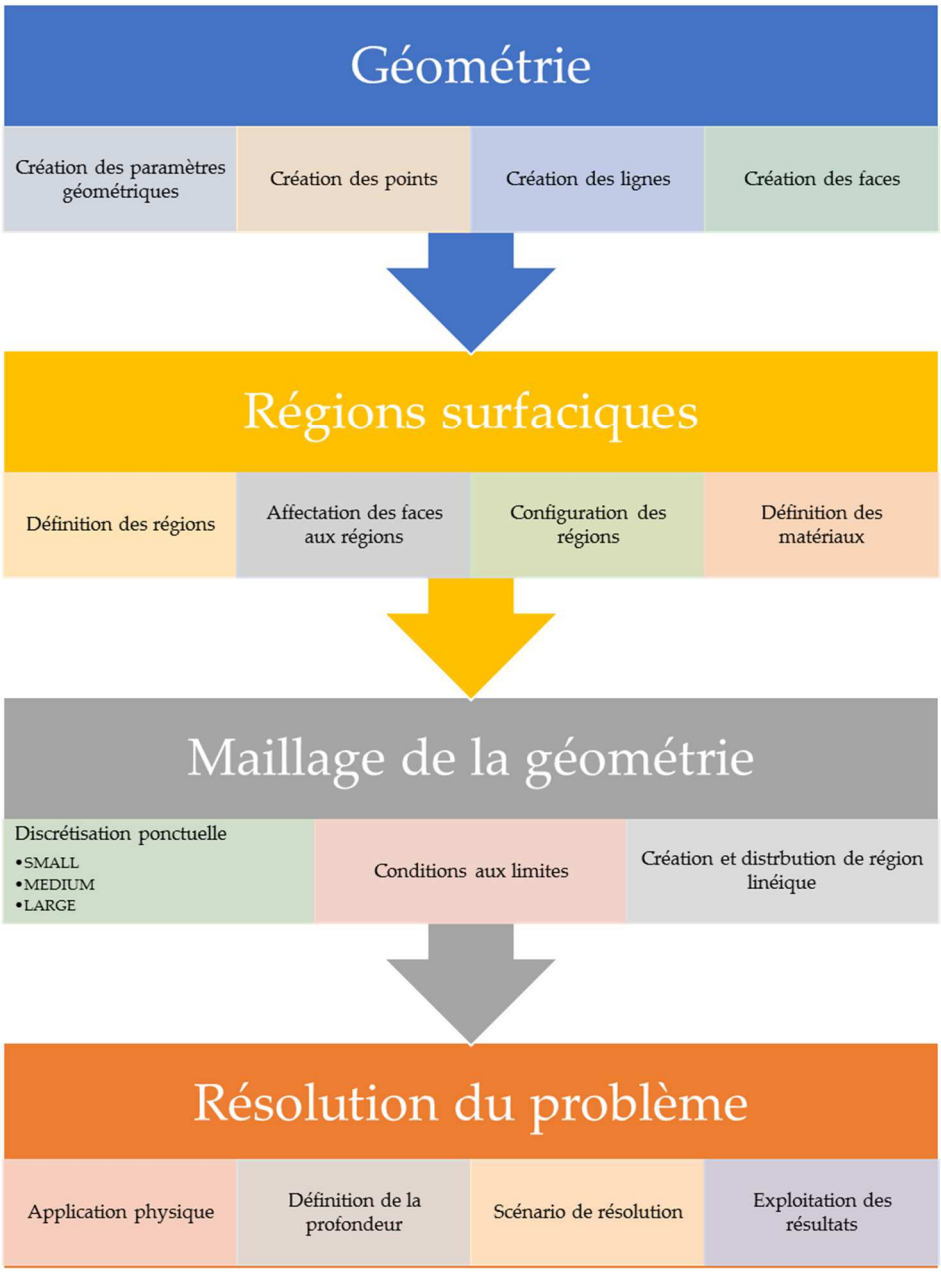



Fig. 4.12 : Algorithme général de simulation d'un problème sous FLUX 2 D

### 4.5.2. Simulation de la MSAP

#### 4.5.2.1. Description de la géométrie de la MSAP

La MSAP est décrite à l'aide de points, de segments de droites et d'arcs comme l'indique la figure 4.13.

Un enchaînement de procédures a été suivi pour réaliser cette étape :

- création d'un système de cordonnées (définition du centre du système, type de coordonnées de système, validation du système) ;
- insertion et identification des points suivant le type de coordonnées du système ;
- création et identifications des segments et arcs ;
- création et identifications des différentes faces (réelles, virtuelles). Pour pouvoir créer une face réelle, il faut connecter tous les segments et arcs qui la composent.

Après la réalisation de toutes ces étapes on obtient la configuration de la figure 4.13.

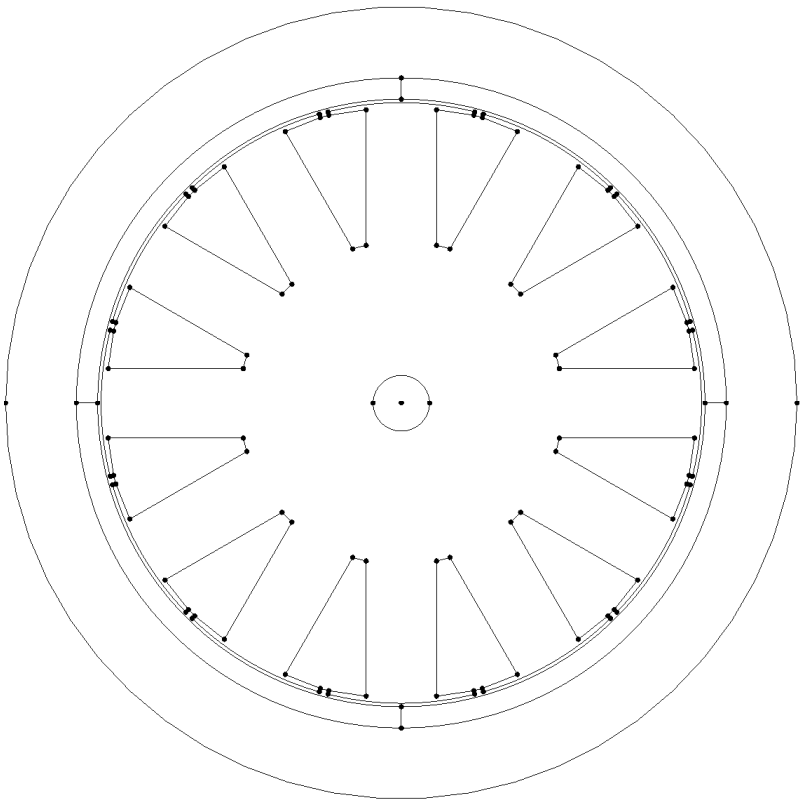


Fig. 4.13 : Représentation de la géométrie de la MSAP

Nous créons ensuite automatiquement les faces qui sont au nombre de vingt pour la MSAP et on obtient alors la figure 4.14.

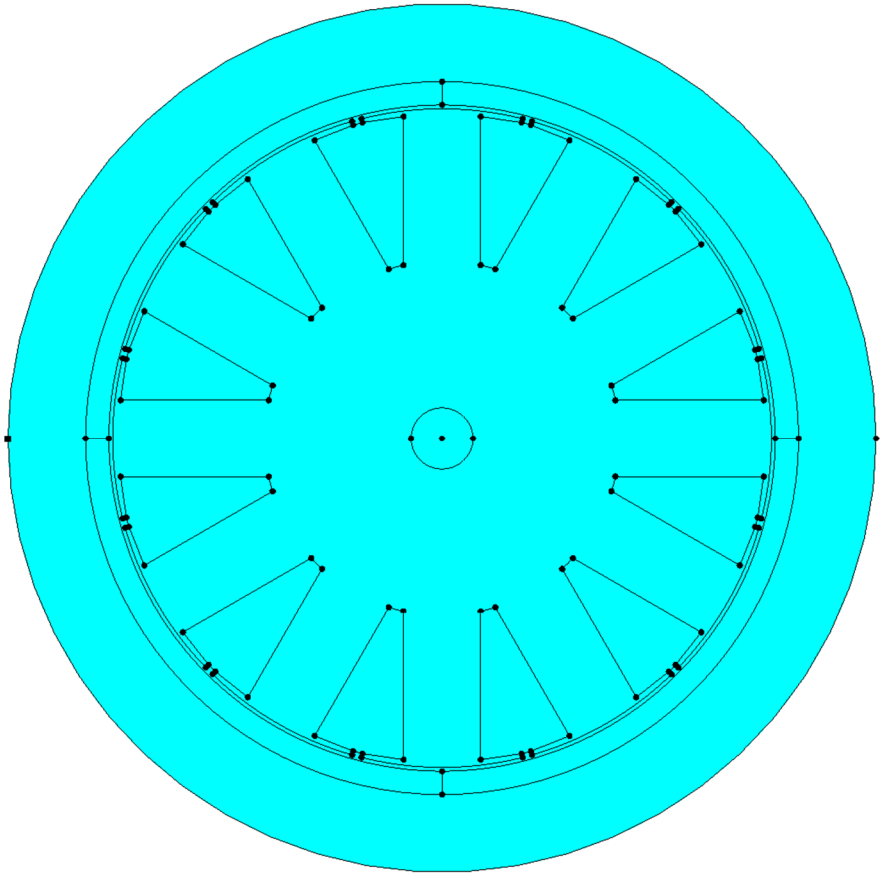


Fig. 4.14 : Définition automatique des faces de la MSAP

#### 4.5.2.2. Création des régions surfaciques

Une fois les faces créées, on crée les régions surfaciques qui sont constituées d'une ou plusieurs surfaces fermées délimitées par les lignes. On affecte ensuite les régions surfaciques aux faces et on obtient la figure 4.16. Le logiciel regroupe les surfaces élémentaires en régions géométriques ayant les mêmes propriétés physiques. Pour cela, il nous faut définir les propriétés physiques des matériaux à utiliser pour fabriquer la MSAP. Les principaux matériaux dont nous avons besoin sont :

- Tôle feuilletée de type M400 au niveau du stator et de la culasse rotorique ;
- Aimant permanent en terres rares de type NdFeB

Leurs caractéristiques sont présentées dans le tableau 4.8. La courbe caractéristique de la tôle feuilletée de type M400 est représentée à la figure 4.15.

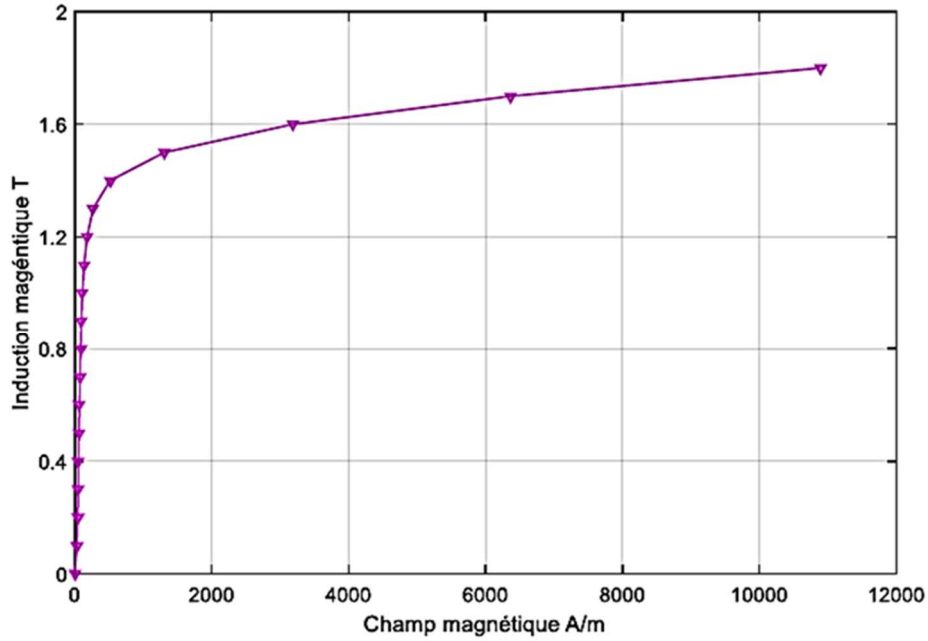



Fig. 4.15 : Caractéristique magnétique des tôles M400

**Tableau 4.8** : Propriétés des matériaux de la MSAP

| **Matériau** | **Induction B** | **Perméabilité relative $\mu_r$** |
|---|---|---|
| Tôle feuilletée de type M400 | 1.5 T | 1050 |
| Aimant permanent NdFeB | 1.2 T | 1.05 |

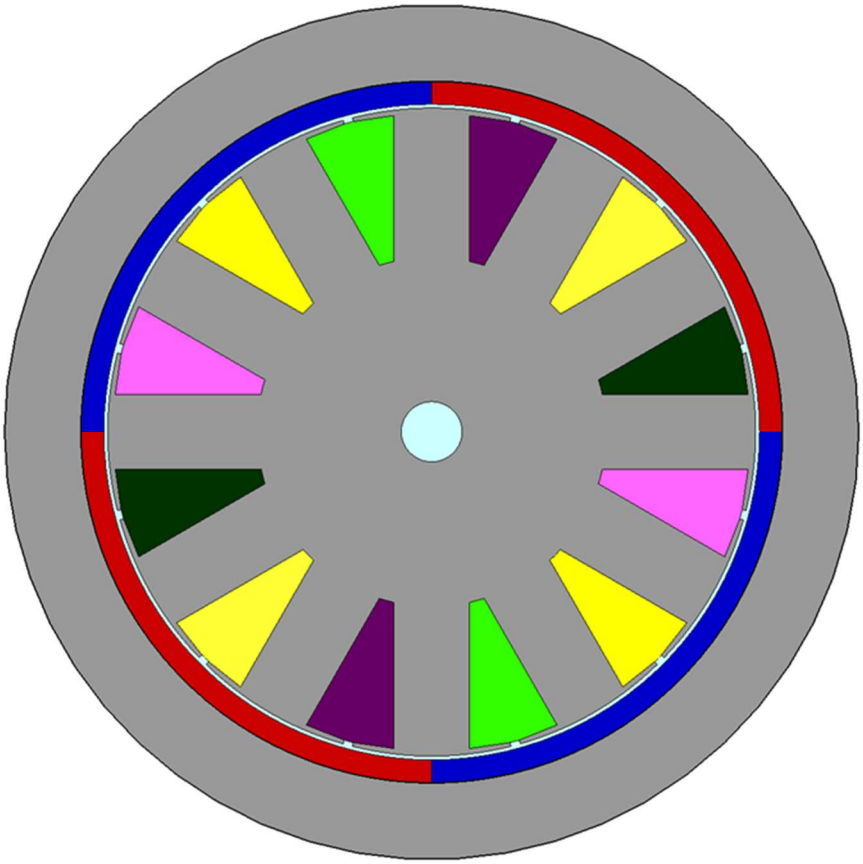


Fig. 4.16 : Affectation des régions surfaciques de la MSAP

Le tableau 4.9 indique les caractéristiques de chaque région surfacique.

**Tableau 4.9** : Indication des régions surfaciques de la MSAP

| Couleur de la région | Nom de la région | Matériaux utilisés dans FLUX 2D |
|---|---|---|
| | Arbre | Air ou vide |
| | Stator | Tôle feuilletée |
| | Bobine allée +A | Air ou vide |
| | Bobine retour -B | Air ou vide |
| | Bobine allée +C | Air ou vide |
| | Bobine retour -A | Air ou vide |

| | | |
|---|---|---|
| | Bobine allée +B | Air ou vide |
| | Bobine retour -C | Air ou vide |
| | Entrefer du moteur | Air ou vide |
| | Aimant permanent | *Magnet* |
| | Culasse du rotor | Tôle feuilletée |

Les régions bobines allée et bobines retour sont de type vide car il s'agit du cuivre dont la perméabilité magnétique est identique à celle de l'air. Ces régions ont été paramétrées avec la densité de courant $J = 4\ A/\ mm^2$ .

#### 4.5.2.3. Le maillage

Le maillage correspond à la discrétisation du domaine d'étude en éléments (triangles, tétraèdres, hexaèdres…) et nœuds sur lesquels nous calculons:

- Le potentiel magnétique dans le cas d'une application magnétique
- Le potentiel électrique dans le cas d'une application électrique
- La température dans le cas d'une application thermique

Le maillage peut être réalisé à l'aide d'un mailleur automatique, utilisé dans la majorité des cas, ou à l'aide d'un mailleur manuel, qui permet un contrôle très précis des mailles obtenues. Nous avons opté pour le mailleur manuel qui permet de contrôler très précisément la forme et la qualité du maillage.

Les différent procédures suivit pour discrétiser la géométrie sont :

- Création d'un système de discrétisation
- discrétisation des segments et arcs
- maillage des différentes faces (on spécifie la forme des éléments).

Les différentes surfaces ainsi délimitées, sont ensuite découpées en éléments finis et constituent le maillage du problème (voir figure 4.17).

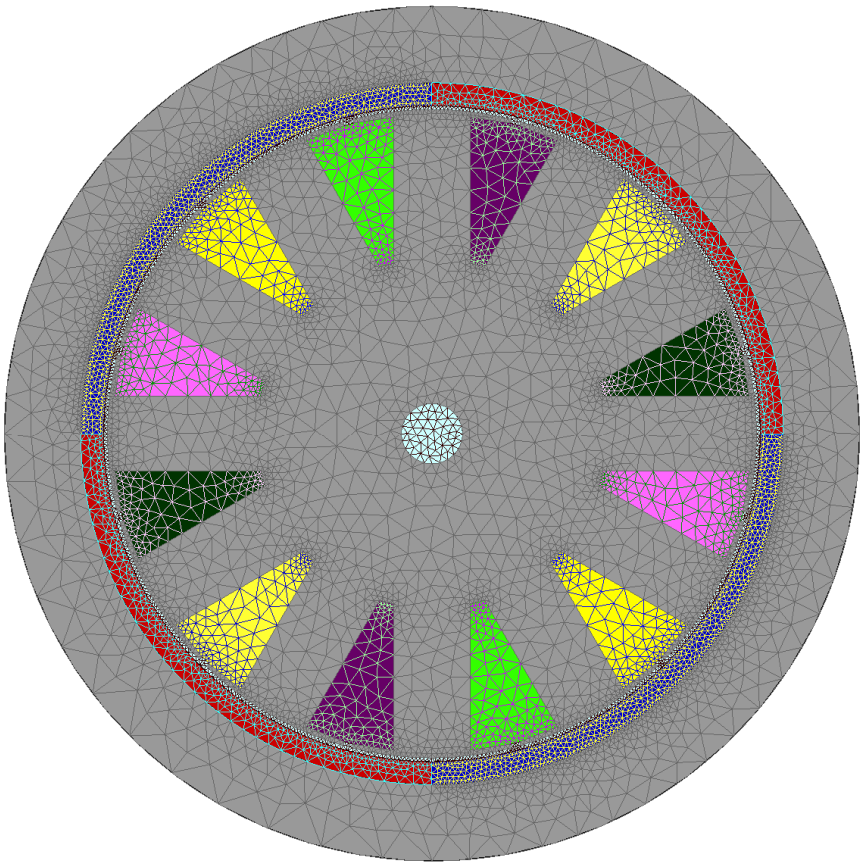


Fig. 4.17 : Maillage de la géométrie de la MSAP

#### 4.5.2.4. Résultats de la Simulation de la MSAP

On trace une cartographie détaillée de l'induction dans toute la machine, sous la forme d'un dégradé en couleur. La distribution de l'induction magnétique dans la machine est montrée sur la figure 4.18. Sur cette figure, nous pouvons remarquer les différentes zones de saturations mais surtout les saturations locales au niveau de l'isthme de dent.

A partir du tracé des lignes de champ dans la machine (figure 4.19), on peut apprécier le chemin du flux dans la machine et détecter d'éventuelles fuites. On peut remarquer que la distribution du flux crée la formation de 4 pôles dans la MSAP. Ce qui correspond bien à 2 paires de pôles au niveau de la machine comme définit lors du dimensionnement.

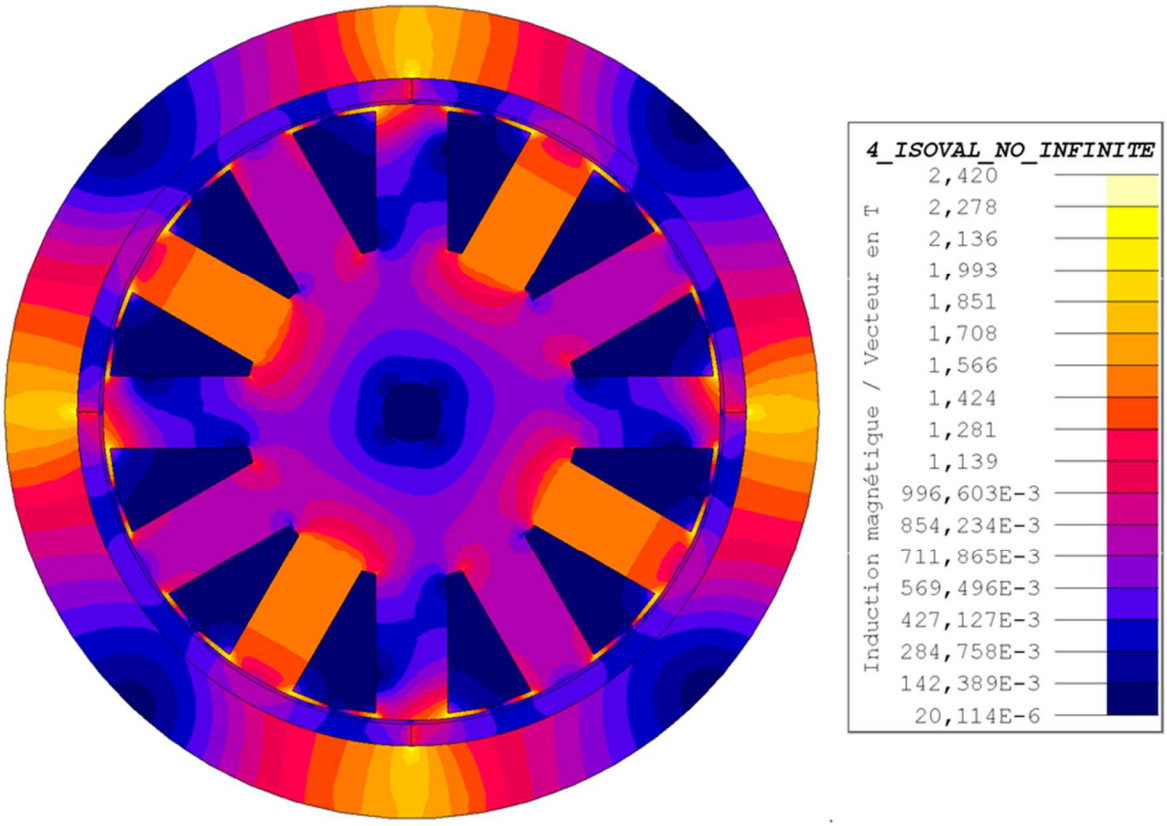



Fig. 4.18 : Dégradé d'induction dans la MSAP

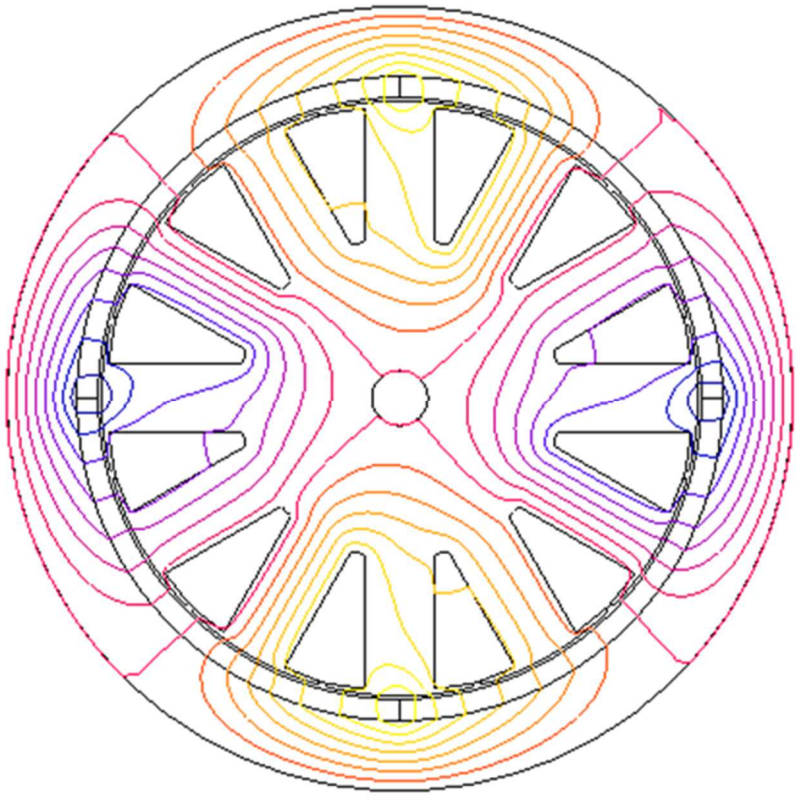


Fig. 4.19 : Lignes d'induction magnétique dans la MSAP

En ce qui concerne les distributions radiale et tangentielle de l'induction dans l'entrefer, nous avons tracé leurs évolutions en fonction de l'abscisse curviligne (position angulaire). Les figures 4.20 et 4.21 nous montrent respectivement les variations de l'induction radiale et de l'induction tangentielle en fonction de l'abscisse curviligne au milieu de l'entrefer. Nous remarquons que la forme de l'induction radiale est périodique ; mais nous observons des ondulations de l'induction dues aux effets de réluctance de la denture statorique.

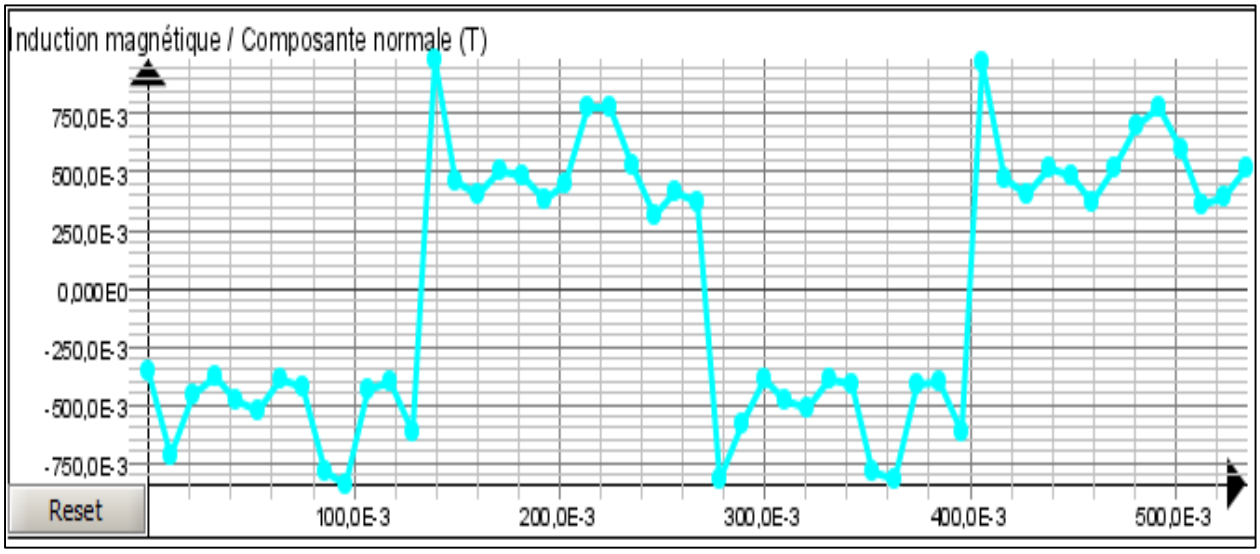



Fig. 4.20 : Induction radiale dans l'entrefer de la MSAP

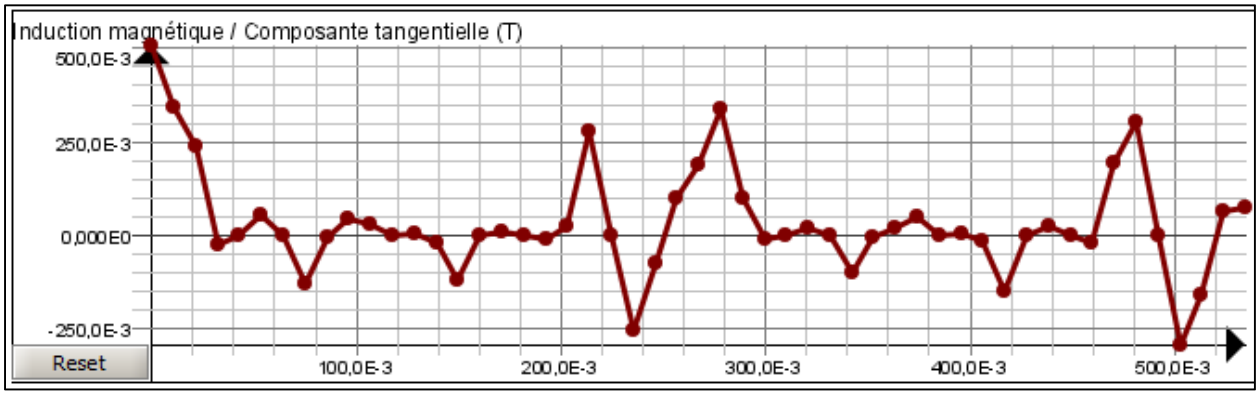



Fig. 4.21 : Induction tangentielle dans l'entrefer de la MSAP

Nous regroupons dans le tableau 4.10 les valeurs maximales de l'induction dans l'entrefer, dans la culasse du stator, dans la dent et dans le rotor. Ces valeurs sont directement données par le logiciel à partir des courbes.

**Tableau 4.10** : Induction maximale dans les différentes zones de la MSAP

| Zone de la MSAP considérée | Induction maximale obtenue par simulation | Valeur choisie pour le dimensionnement | Limite de l'induction pour le MSAP à pôle lisse |
|---|---|---|---|
| Entrefer | 0.98 T | 0.85 T | [0.8 T ; 1.05 T] |
| Culasse statorique | 1.55 T | – | [1.1 T ; 1.5 T] |
| Dent | 2.0 T | 1.9 T | [1.6 T ; 2.0 T] |
| Rotor | 1.78 T | – | [1.3 T ; 1.6 T] |

D'après le tableau 4.10, nous remarquons que la valeur maximale des inductions dans l'entrefer et dans la dent sont voisines aux valeurs choisies et sont bien comprises dans les limites d'induction de la machine. Ce qui témoigne de l'efficacité du moteur. Par ailleurs, au niveau de la culasse statorique et du rotor on constate qu'il y a de très faibles augmentations d'induction par rapport aux limites d'induction correspondantes. Ce qui conduit à une légère saturation des tôles utilisées au stator et au rotor.

### 4.5.3. Simulation du réducteur magnétique

#### 4.5.3.1. Description de la géométrie du réducteur magnétique

Nous suivons la même procédure que celle décrite au niveau de la machine et nous obtenons les figures 4.22 et 4.23.

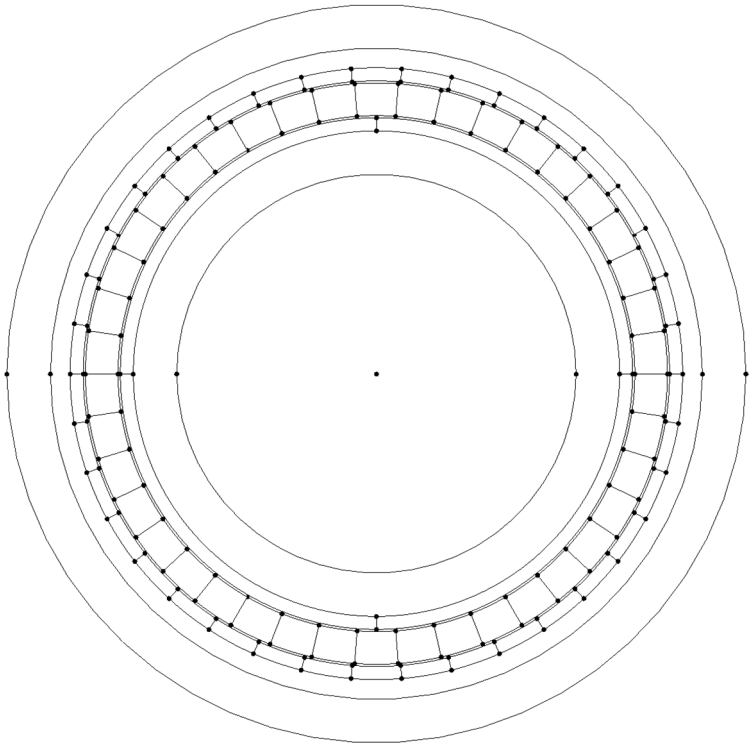


Fig. 4.22 : Représentation de la géométrie du réducteur

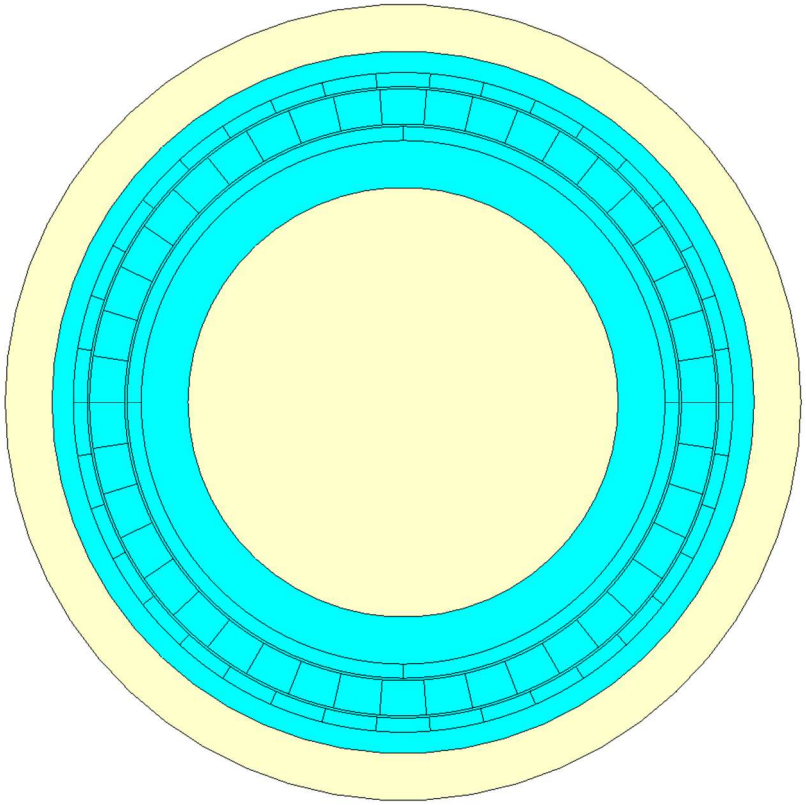


Fig. 4.23 : Définition automatique des faces du réducteur

### 4.5.3.2. Création des régions surfaciques

Les matériaux utilisés pour la conception du réducteur magnétique sont :

- Tôle feuilletée de type M400 au niveau du rotor interne et du rotor externe
- SMC (*Soft Magnetic Composite* ) ou poudre magnétique compactée pour les pièces polaires ferromagnétiques
- Aimant permanent en terres rares de type NdFeB

Les propriétés physiques de ces matériaux sont présentés au tableau 4.11. La courbe caractéristique de la SMC est représentée à la figures 4.24.

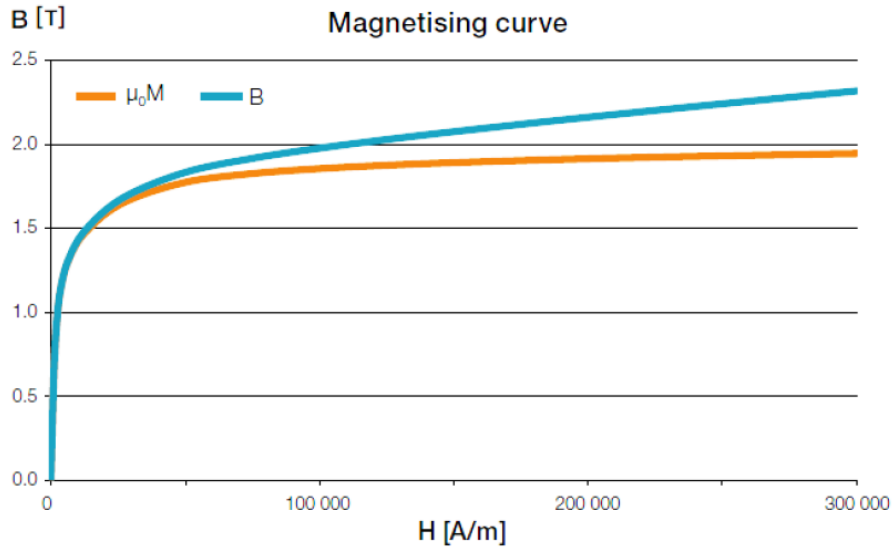



Fig. 4.24 : Caractéristique magnétique des SMC.

**Tableau 4.11** : Propriétés des matériaux du réducteur magnétique

| Matériau | Induction B | Perméabilité relative $\mu_r$ |
|---|---|---|
| SMC | 1.5 T | 200 |
| Aimant permanent NdFeB | 1.2 T | 1.05 |
| Tôle feuilletée de type M400 | 1.5 T | 1050 |

L'affectation des régions aux faces nous donne la figure 4.25. Le tableau 4.12 indique les caractéristiques de chaque région surfacique.

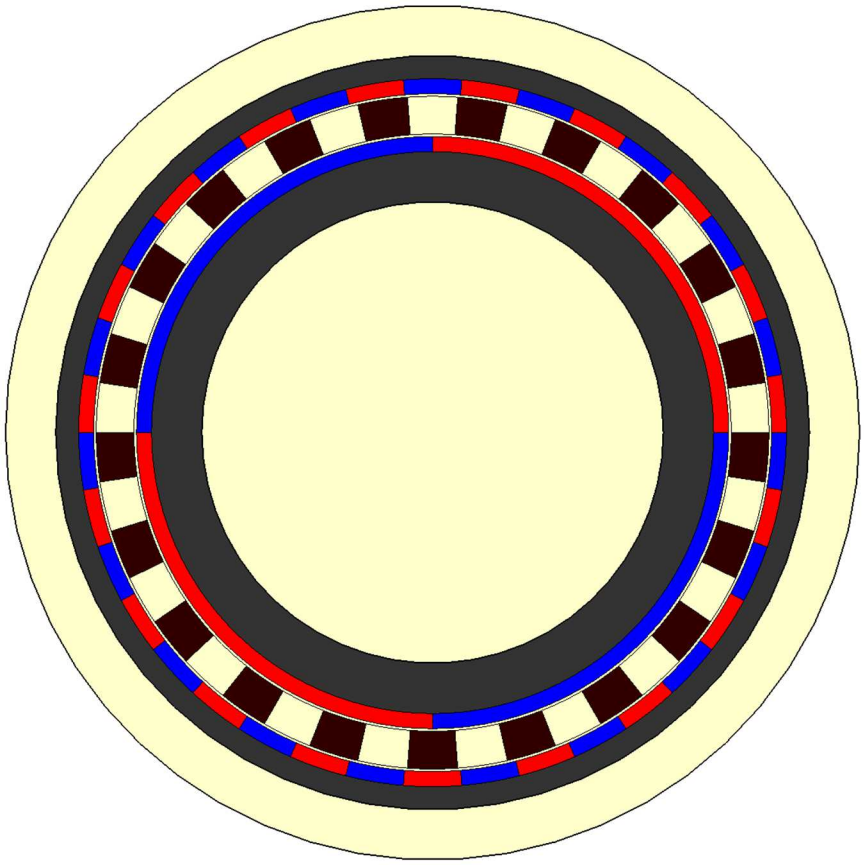


Fig. 4.25 : Affectation des régions surfaciques du réducteur

**Tableau 4.12** : Indication des régions surfaciques du réducteur

| Couleur de la région | Nom de la région | Matériaux utilisés dans FLUX 2D |
|---|---|---|
| | Rotor interne | Tôle feuilletée |
| | Aimants permanents | *Magnet* |
| | Entrefer interne | Air ou vide |
| | Porte pièce polaires | Air ou vide |
| | Pièces polaires | SMC |
| | Entrefer externe | Air ou vide |
| | Rotor externe | Tôle feuilletée |

### 4.5.3.3. Le maillage

Le maillage de la géométrie nous donne la figure 4.26.

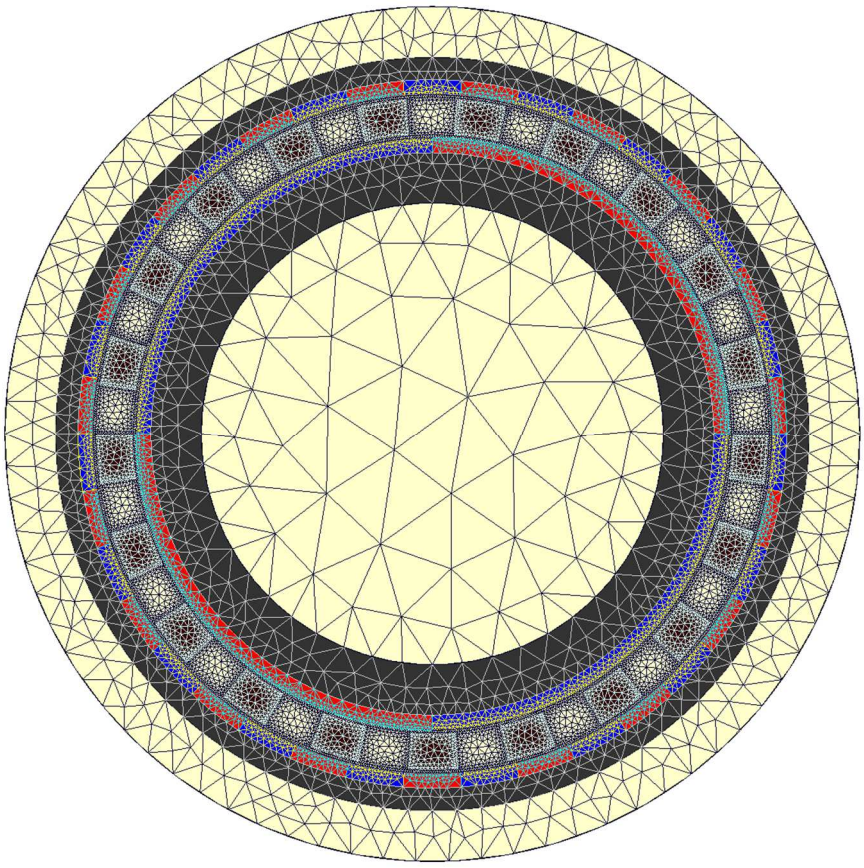


Fig. 4.26 : Maillage de la géométrie du réducteur

### 4.5.3.4 Résultats de la Simulation du réducteur magnétique

La figure 4.27 montre la distribution des lignes de champ dans le réducteur magnétique. On peut remarquer que la plupart des lignes de champ passent au niveau des pièces ferromagnétiques à travers l'entrefer, compte tenu de leur perméabilité. Ce qui permet à ces derniers de transmettre le couple. Mais on peut aussi constater qu'il y a une légère fuite de flux magnétique à travers le réducteur magnétique.

La figure 4.28 montre la cartographie détaillée du l'induction magnétique locale dans le réducteur magnétique. Les courbes des inductions radiales et tangentielles dans les entrefers interne et externe en fonction de l'abscisse curviligne sont présentées respectivement aux figures 4.29 et 4.30.

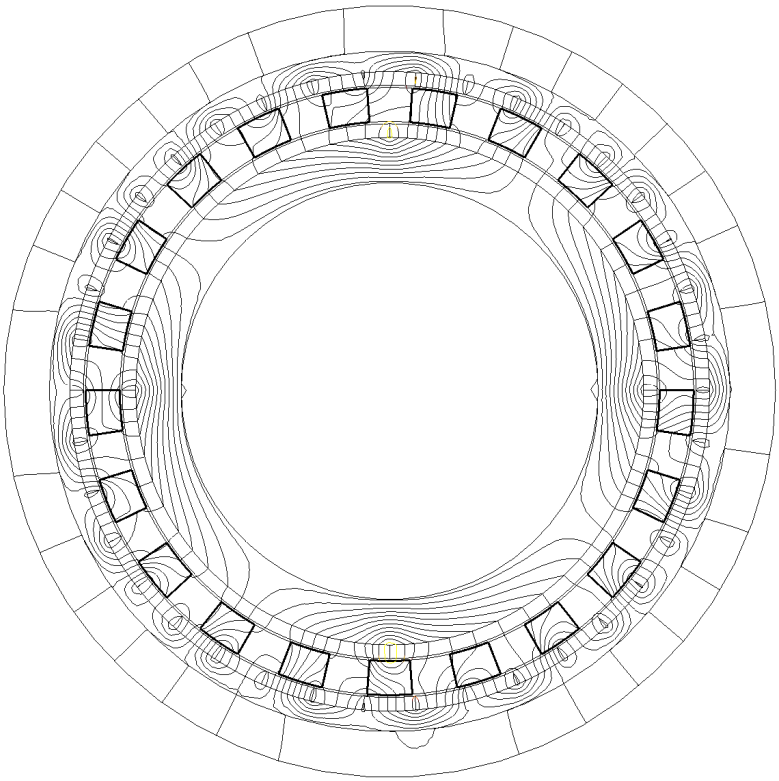


Fig. 4.27 : Distribution des lignes de champ dans le réducteur

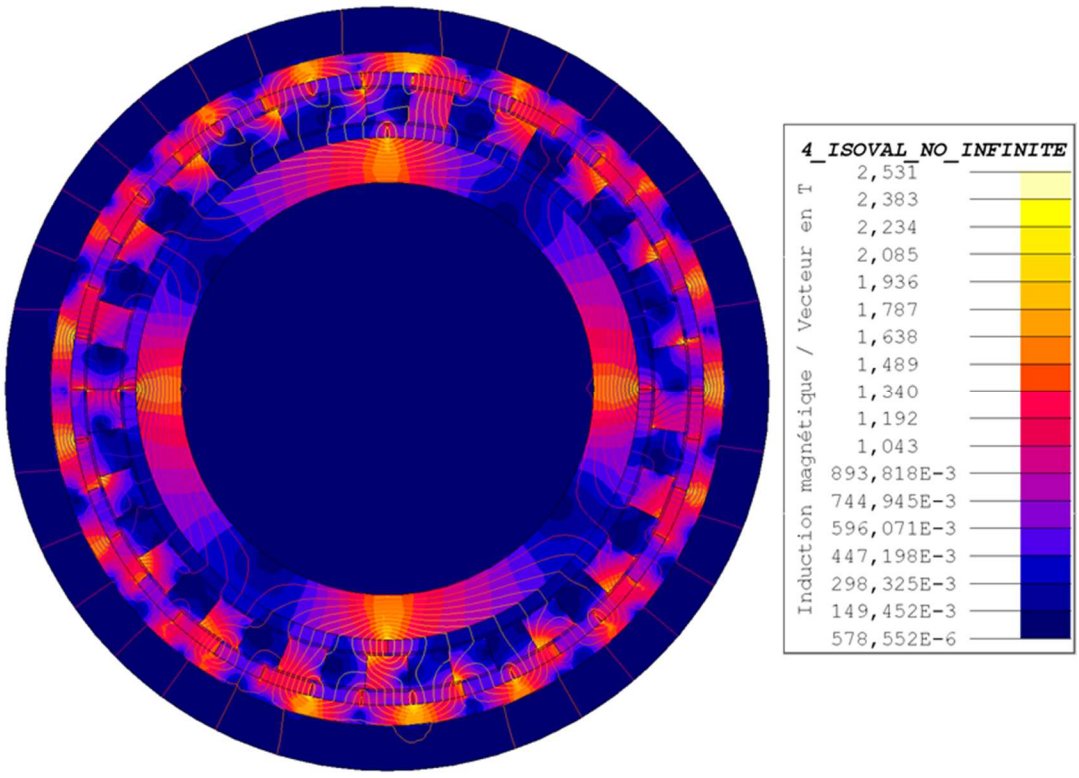
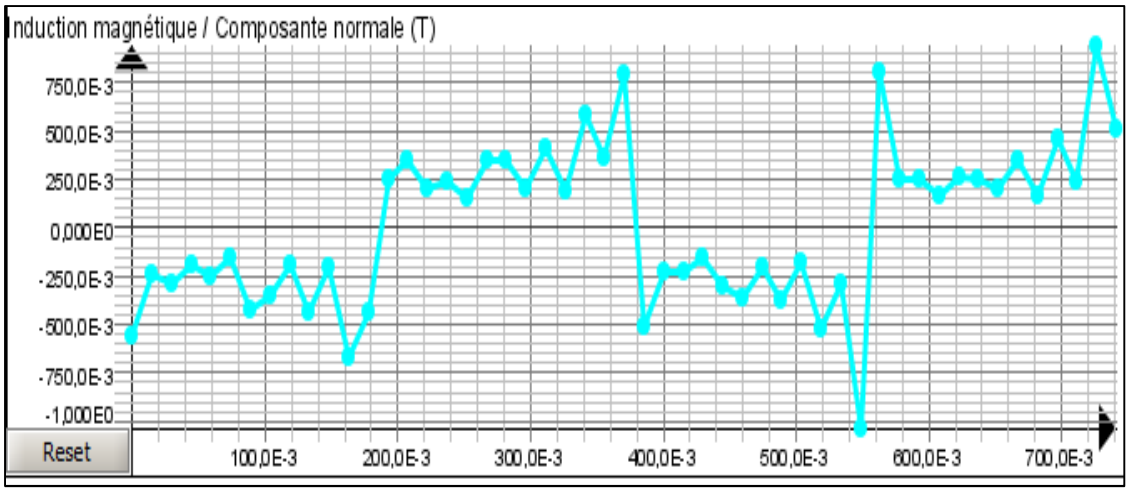
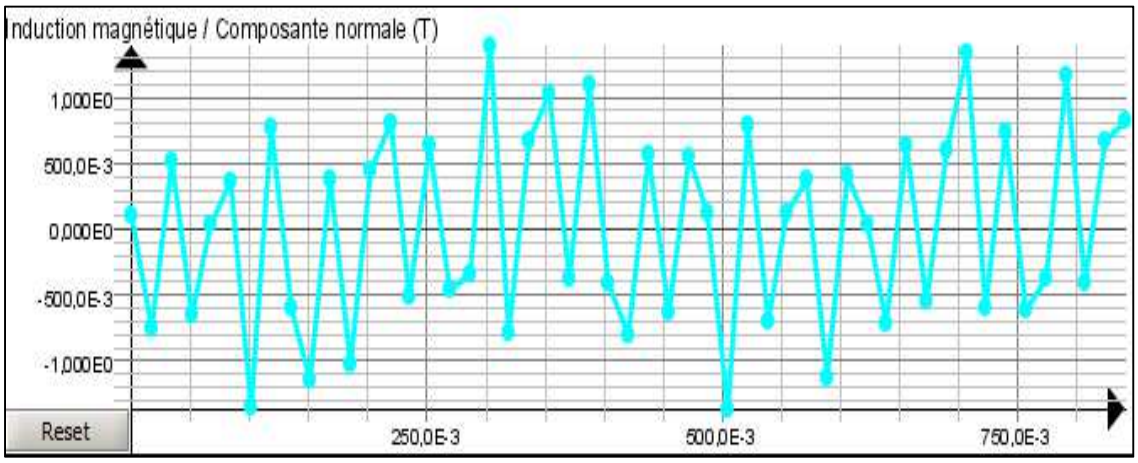



Fig. 4.28 : Carte de champ du réducteur magnétique

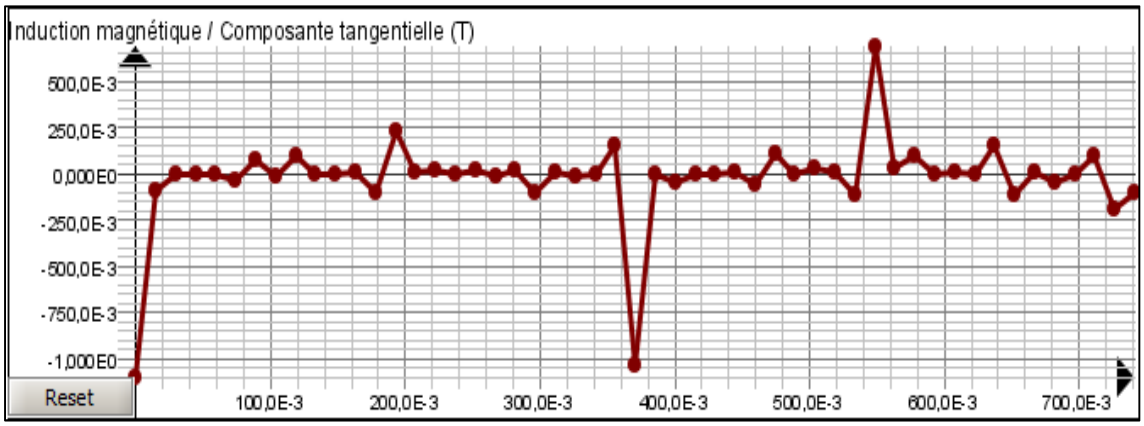



(a)

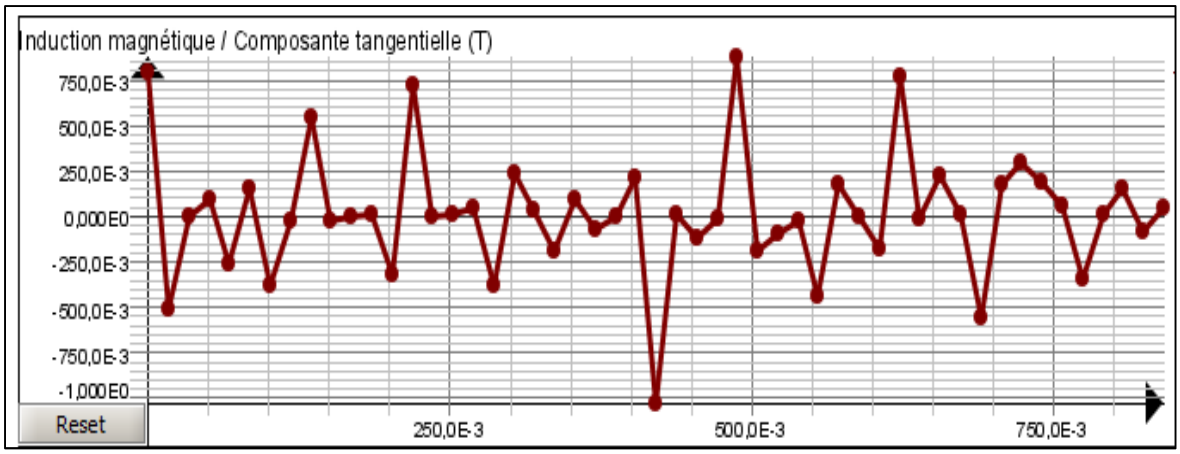



(b)

Fig. 4.29 : Distribution de l'induction radiale : (a) dans l'entrefer interne, (b) dans l'entrefer externe




(a)




(b)

Fig. 4.30 : Distribution de l'induction tangentielle : (a) dans l'entrefer interne, (b) dans l'entrefer externe

A travers ces courbes, l'induction maximale dans l'entrefer interne est de 1.30 T et celle de l'entrefer externe est de 1.41 T. Nous pouvons donc justifier de l'efficacité du réducteur magnétique car l'induction maximale dans l'entrefer externe est supérieure à celle de l'entrefer interne. De plus, il faut que l'induction dans l'entrefer externe soit assez grande que possible pour pouvoir transmettre un couple élevé au rotor externe. Ce qui est le cas pour notre réducteur magnétique.

### 4.5.4. Simulation du système MSAP-RM

#### 4.5.4.1. Description de la géométrie du système MSAP-RM

La définition de la géométrie ainsi que la création automatique des faces est présentée aux figures 4.31 et 4.32.

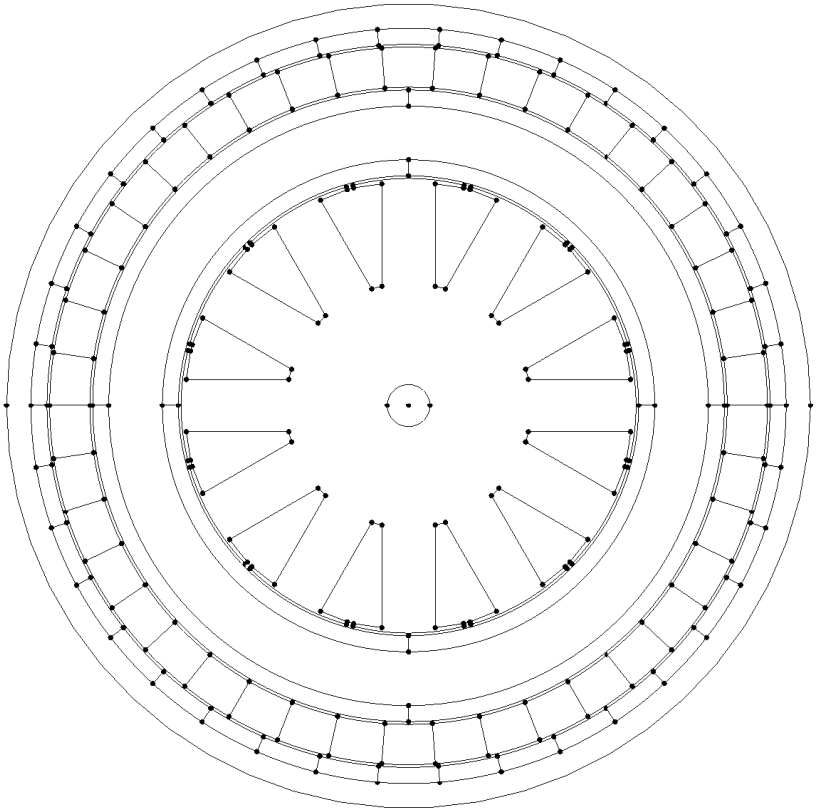


Fig. 4.31 : Géométrie du système MSAP-RM

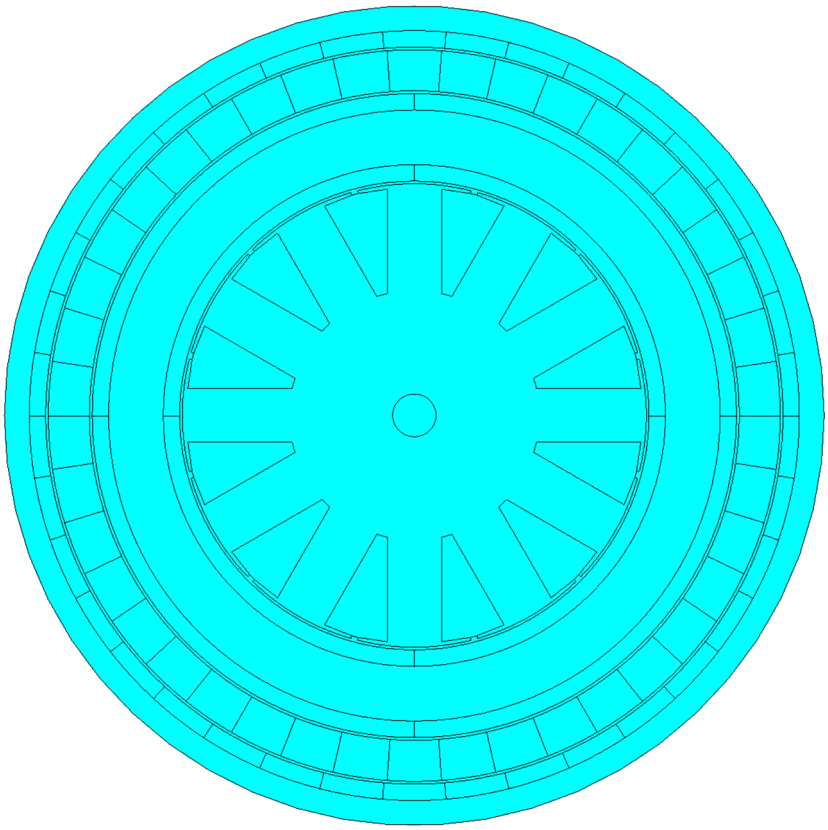


Fig. 4.32 : Définition automatique des faces du système MSAP-RM

### 4.5.4.2. Création des régions surfaciques

Nous utilisons les mêmes matériaux dont les propriétés sont décrites dans les tableaux 4.8 et 4.11 au niveau de la MSAP et au niveau du réducteur pour la conception du système MSAP-RM. L'affectation des régions surfaciques aux faces nous donne la figure 4.33.

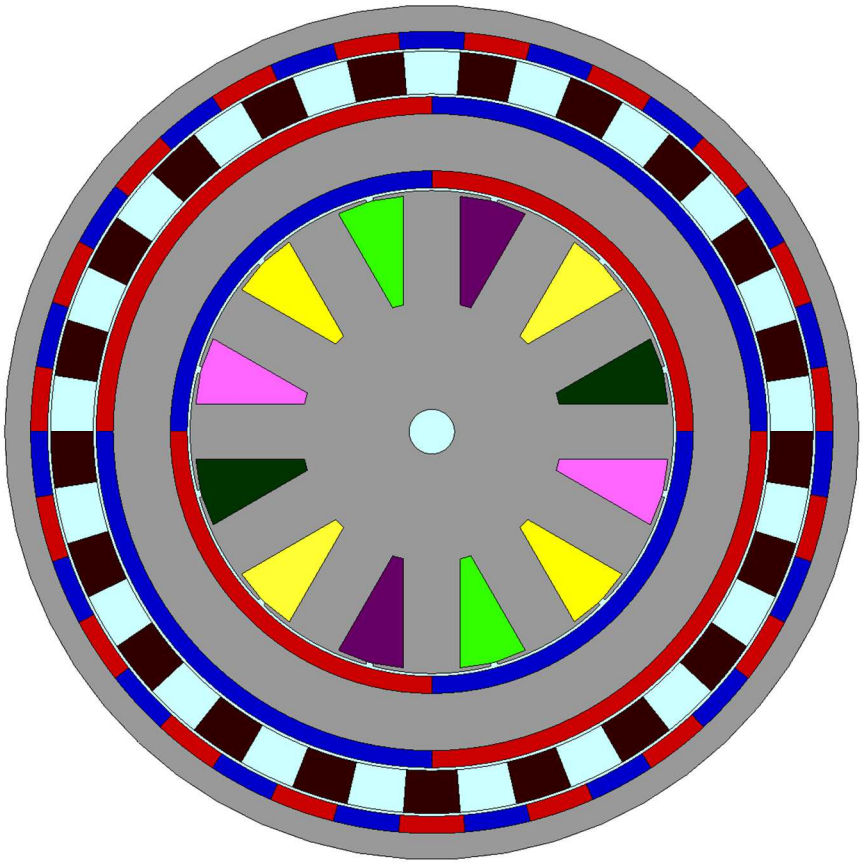


Fig. 4.33 : Affectation des régions surfaciques du système

### 4.5.4.3. Le maillage

Le maillage du système est montré à la figure 4.34.

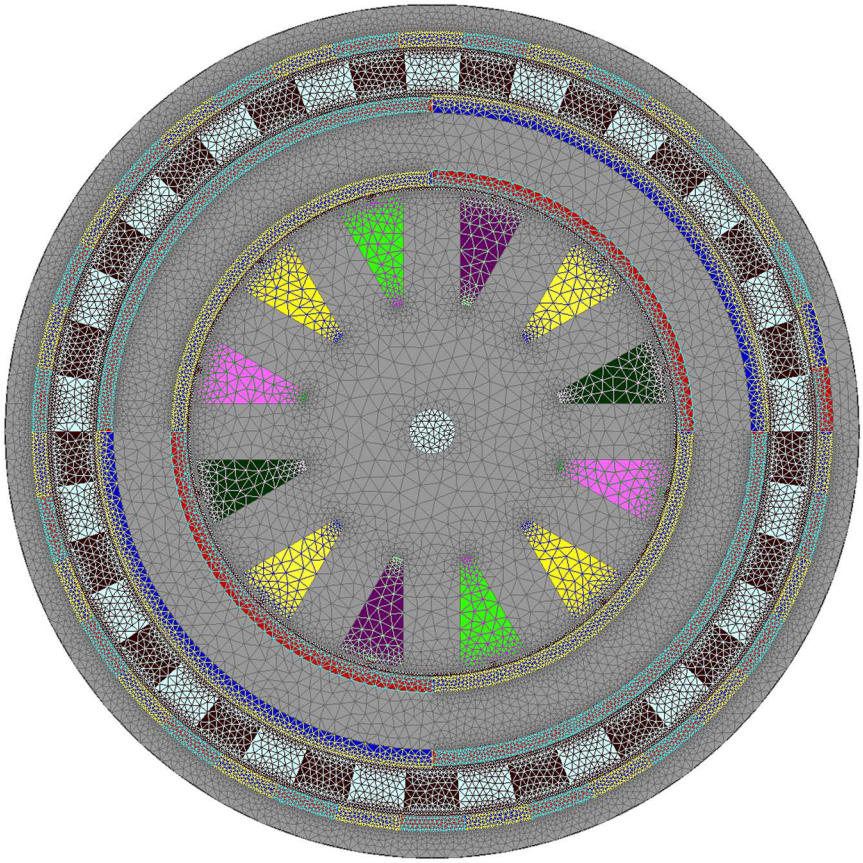


Fig. 4.34 : Maillage du système MSAP-RM

#### 4.5.4.4. Résultats de la Simulation du système MSAP-RM

La distribution des lignes de champ dans le système est montrée sur la figure 4.35. On remarque bien évidement que la distribution du flux crée la formation de 4 pôles dans la MSAP et qu'au niveau du réducteur magnétique, les lignes de champ passent en majorité par les pièces polaires ferromagnétiques.

La figure 4.36 montre la cartographie détaillée de l'induction magnétique dans tout le système. Nous représentons les courbes des inductions radiales et tangentielles en fonction de l'abscisse curviligne dans les trois entrefers du système : l'entrefer de la MSAP, les entrefers interne et externe du réducteur magnétique aux figures 4.37, 4.38 et 4.39.

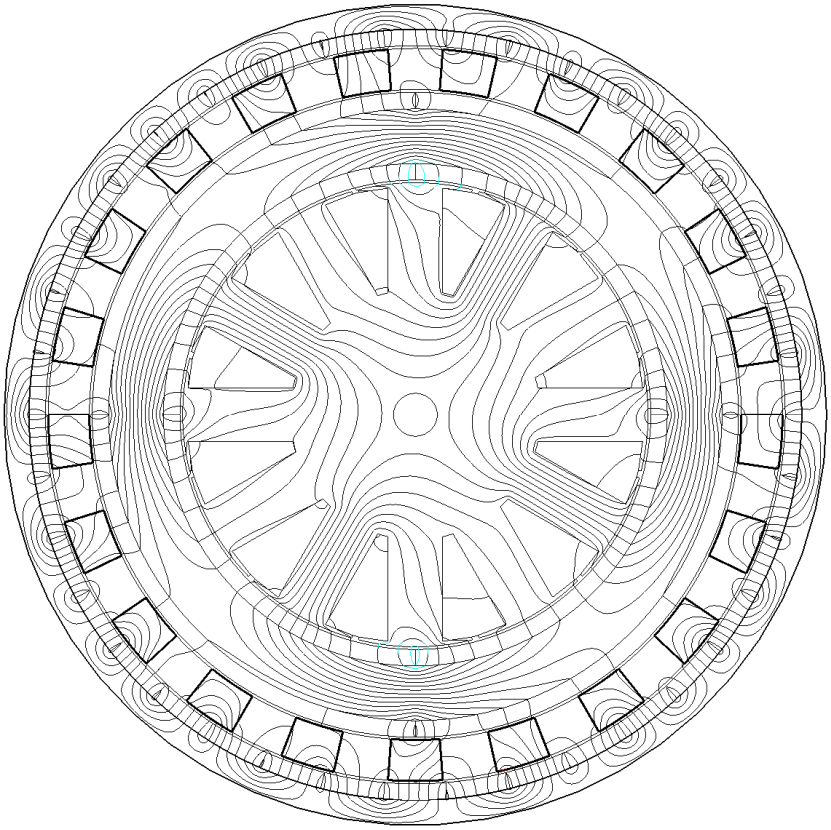


Fig. 4.35 : distribution des lignes de champ dans le système MSAP-RM

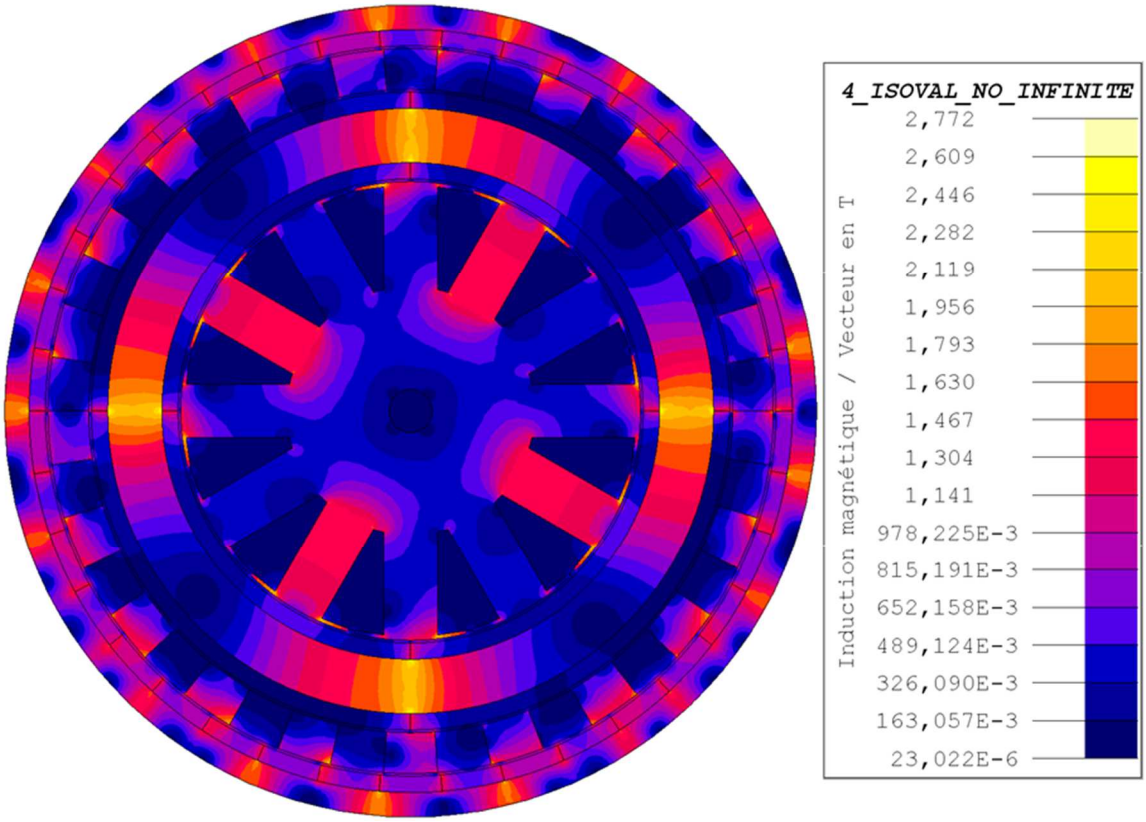
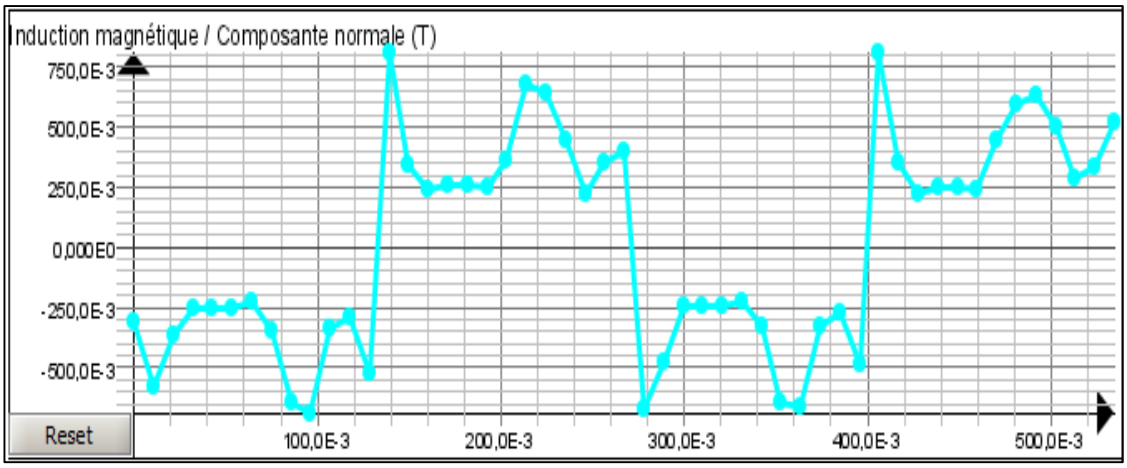
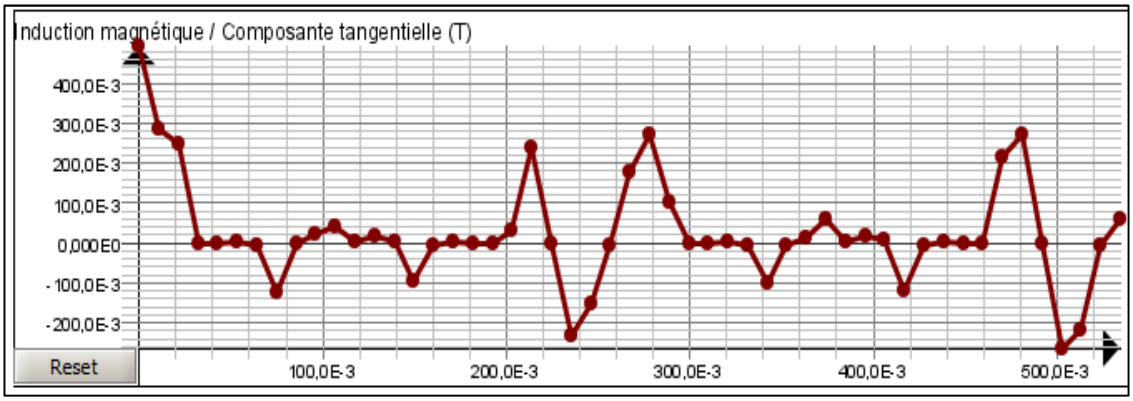



Fig. 4.36 : Dégradé d'induction dans le système MSAP-RM

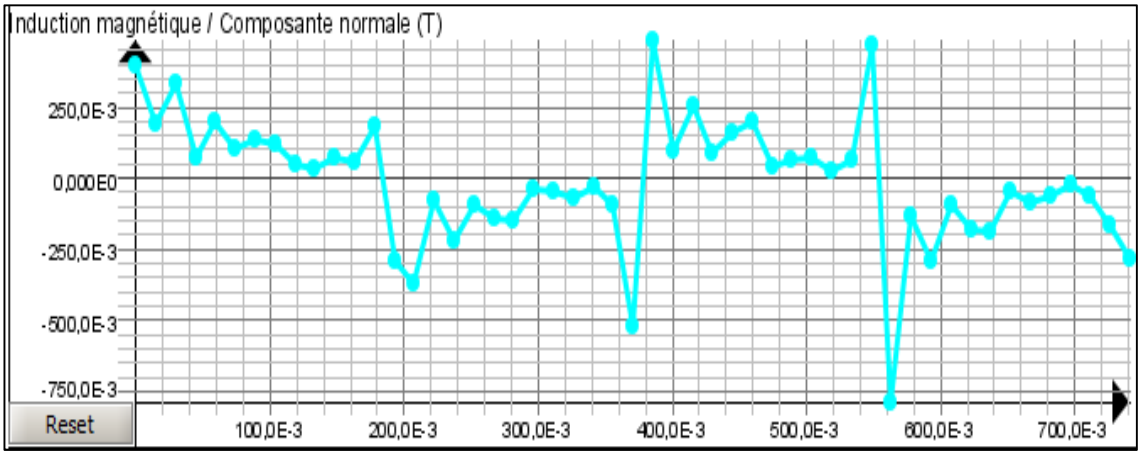



(a)

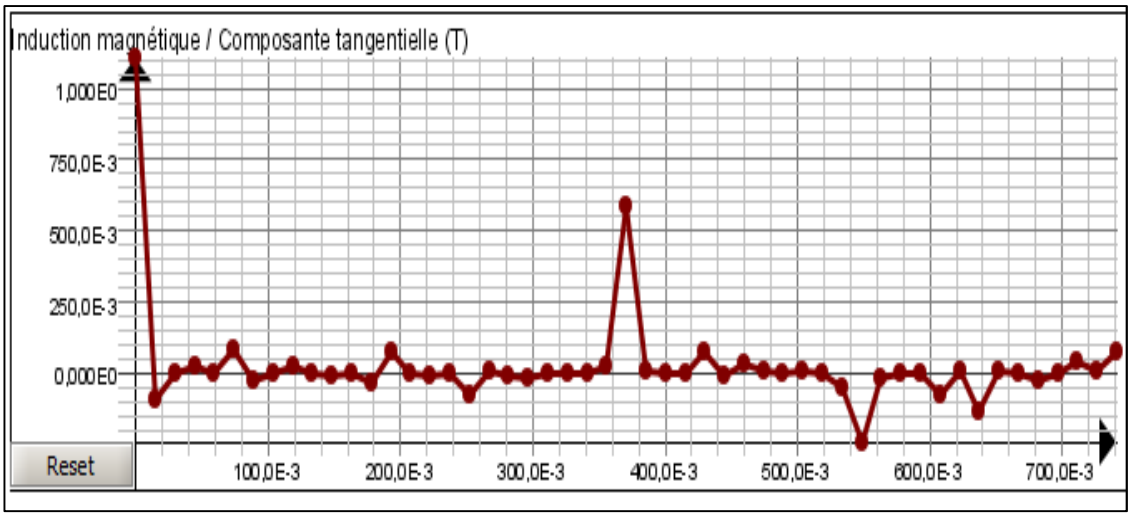



(b)

Fig. 4.37 : Distribution de l'induction dans l'entrefer de la MSAP du système : (a) radiale, (b) tangentielle

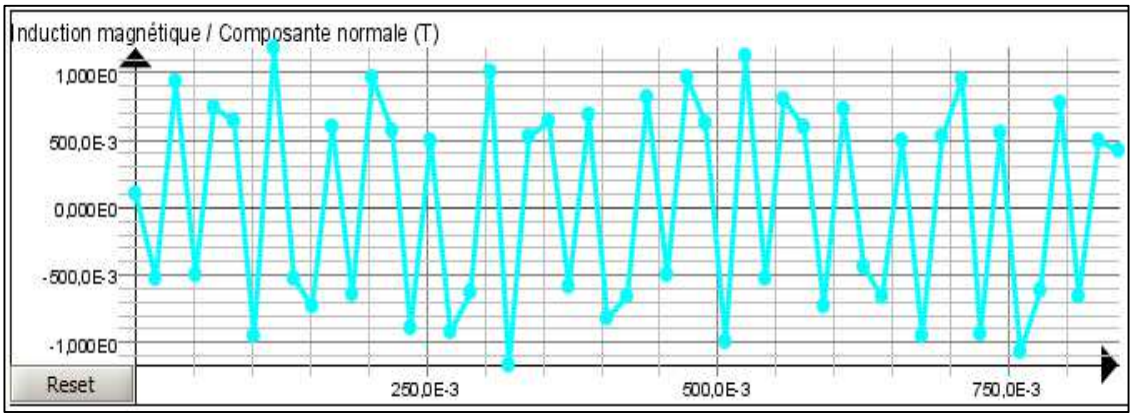



(a)

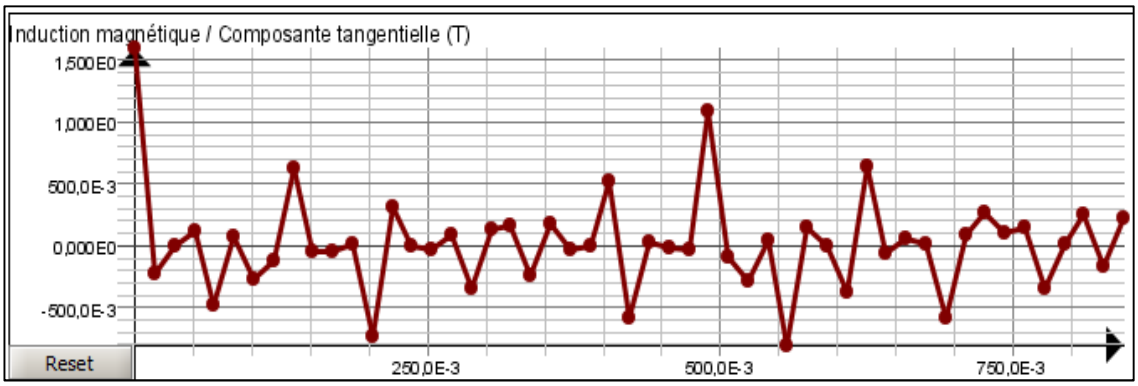



(b)

Fig. 4.38 : Distribution de l'induction dans l'entrefer interne du réducteur magnétique du système : (a) radiale, (b) tangentielle




(a)




(b)

Fig. 4.39 : Distribution de l'induction dans l'entrefer externe du réducteur magnétique du système : (a) radiale, (b) tangentielle

Le tableau 4.13 suivant regroupe les valeurs maximales des inductions dans les trois entrefers du système (entrefer de la MSAP, entrefers interne et externe du réducteur magnétique) et dans la culasse du stator, la dent et le rotor de la MSAP du système.

**Tableau 4.13** : Induction maximale dans les différentes zones du système

| Zone du système MSAP-RM considérée | Induction maximale obtenue par simulation | Valeur choisie pour le dimensionnement | Limite de l'induction pour le MSAP à pôle lisse |
|---|---|---|---|
| Entrefer de la MSAP | 0.81 T | 0.85 T | [0.8 T ; 1.05 T] |
| Culasse statorique | 1.28 T | – | [1.1 T ; 1.5 T] |
| Dent | 1.91 T | 1.9 T | [1.6 T ; 2.0 T] |
| Rotor de la MSAP | 1.97 T | – | [1.3 T ; 1.6 T] |
| Entrefer interne | 1.17 T | – | – |
| Entrefer externe | 1.6 T | – | – |

On remarque que les inductions au niveau de la culasse, du rotor, des dents et de l'entrefer de la MSAP sont voisines des valeurs choisies pour le dimensionnement et sont comprises dans les limites d'induction de la machine. Par ailleurs on constate une légère saturation de la culasse du rotor de la MSAP. Cette saturation contribue à la tenue mécanique du rotor interne et au bon fonctionnement magnétique du système MSAP-RM. Elle contribue aussi à reboucler le flux des aimants. On remarque aussi que l'induction au niveau de l'entrefer externe est supérieure à celle de l'entrefer interne. Ce qui permet d'avoir un couple élevé en sortie du réducteur magnétique. Compte tenu de ces résultats, nous pouvons donc conclure que notre système MSAP-RM est efficace.

La comparaison des inductions maximales obtenues dans les entrefers par les trois différentes simulations (de la MSAP seul, du réducteur magnétique seul et du système complet MSAP-RM) sont regroupés dans le tableau 4.14.

**Tableau 4.14** : Comparaison des inductions maximales dans les entrefers obtenues par les trois différentes simulations

| Zone considérée | Induction maximale obtenue par simulation de la MSAP seule | Induction maximale obtenue par simulation du réducteur magnétique seul | Induction maximale obtenue par simulation du système complet MSAP-RM | Ecart entre les valeurs obtenues par le système complet et celles obtenues seules |
|---|---|---|---|---|
| Entrefer de la MSAP | 0.98 T | – | 0.81 T | – 0.17 T |
| Entrefer interne | – | 1.30 T | 1.17 T | – 0.13 T |
| Entrefer externe | – | 1.41 T | 1.6 T | + 0.19 T |

Notre objectif est d'avoir un fort couple en sortie du réducteur magnétique du système; pour atteindre cet objectif, nous devrions avoir une forte induction dans l'entrefer externe de ce dernier. Or d'après le tableau 4.14 nous constatons que pour des réductions d'inductions maximales de 0.17 T dans l'entrefer de la MSAP du système complet et de 0.13 T dans l'entrefer interne du système complet, nous observons une augmentation importante d'induction magnétique de 0.19 T dans l'entrefer externe du système complet. Nous pouvons donc conclure que le système complet MSAP-RM simulé est bien plus performant que la MSAP et le réducteur magnétique simulés séparément.

### 4.6. Preuve de l'intégration du système dans une voiture électrique

Pour savoir si le système MSAP-RM que nous avons dimensionné peut intégrer une voiture électrique, il nous faut vérifier trois choses à savoir : son intégration géométrique, sa masse et enfin son intégration magnétique.

### 4.6.1. Preuve de l'intégration géométrique du système

Nous comparons les paramètres géométriques du système MSAP-RM à ceux d'une MSAP de 70 kW dimensionnée par [86] pour le train de puissance d'un véhicule lourd de type hybride électrique série-parallèle dont les caractéristiques sont présentées en annexe A.

La comparaison se fait principalement sur deux paramètres géométriques à savoir : la longueur utile et le rayon total. On remarque que la longueur utile $L_u = 200$ mm du système MSAP-RM est inférieur à celle de la MSAP de 70 kW qui est de 485.8 mm. De même le rayon totale $R_{tot} = 150$ mm du système MSAP-RM est inférieur à celui de la MSAP de 70 kW qui est de 170 mm. Cette comparaison prouve l'intégration géométrique du système MSAP-RM.

### 4.6.2. Estimation des masses totales des chaînes de traction

Dans cette partie nous faisons la comparaison de la masse totale $(m_{ptotRZ})$ de la de la chaîne de traction de la voiture Renault ZOE à la masse totale$(m_{ptotSys})$ de la chaîne de traction du système MSAP-RM.

Le tableau 4.15 suivant nous donne les masses totales et les masses à divers niveau de la chaîne de traction des véhicules électriques à engrenage mécanique et à engrenage magnétique.

**Tableau 4.15** : Comparaison des masses de la chaîne de traction pour différentes configurations contenant un engrenage mécanique ou magnétique

| Composant | Propulsion électrique à vitesse maximale de 26000 tr/min | |
|---|---|---|
| | Avec engrenage mécanique | Avec engrenage magnétique |
| Moteur (30 kW) | 16 kg | 16 kg |
| Engrenage | 80 kg | 33 kg |
| Convertisseur | ≈ 8 kg | ≈ 8 kg |
| Batterie ((18 kWh) | ≈ 200 kg | ≈ 200 kg |
| Masse totale | ≈ 304 kg | ≈ 257 kg |

- Estimation de la masse totale de la chaîne de traction du véhicule ZOE de Renault

  La masse totale $\left( m_{ptotRZ} \right)$ de la chaîne de traction de la voiture Renault ZOE se calcule par la relation 4.34.

$$m_{ptotRZ} = m_{mot} + m_{engm} + m_{Conv} + m_{bat} \quad (4.34)$$

  Avec :

  $m_{mot}$ : la masse estimée du moteur de la Renault ZOE ;

  $m_{engm}$ : la masse de l'engrenage mécanique de la Renault ZOE ;

  $m_{Conv}$ : la masse du convertisseur ;

  $m_{bat}$ : la masse de la batterie.

  A partir du tableau 4.15 et des caractéristiques du véhicule électrique Renault ZOE décrites en annexe B ; nous retenons que : $m_{mot} = 16$ kg, $m_{engm} = 80$ kg, $m_{Conv} = 8$ kg et $m_{bat} = 290$ kg. Ce qui nous permet d'estimer $m_{ptotRZ}$. On trouve enfin que $\mathbf{m_{ptotRZ} = 394\ kg}$.

- Estimation de la masse totale de la chaîne de traction du système MSAP-RM

  La masse totale$\left( m_{ptotSys} \right)$ de la chaîne de traction du système MSAP-RM se calcule par la relation 4.35.

$$m_{ptotSys} = m_{MSAR} + m_{Conv} + m_{bat} \quad (4.35)$$

  Où $m_{MSAR}$ désigne la masse du système MSAP-RM décrite par l'équation 4.36.

$$m_{MSAR} = m_{st} + m_{ai1} + m_{CRi} + m_{ai2} + m_{pp} + m_{ai3} + m_{CRe} \quad (4.36)$$

  Avec : $m_{st}$, $m_{ai1}$, $m_{CRi}$, $m_{ai2}$, $m_{pp}$, $m_{ai3}$ et $m_{CRe}$ les masses respectives du stator, des aimants de la MSAP, de la culasse du rotor interne, des aimants internes du réducteur magnétique, des pièces polaires, des aimants externes du réducteur magnétique et de la culasse du rotor externe.

Pour calculer chaque masse nous faisons le produit du volume de la partie considérée par sa masse volumique correspondante. Le volume de chaque partie est calculé directement sous le logiciel FLUX 2D. Les masses volumiques respectives des aimants permanent, des pièces polaires ferromagnétiques et de la tôle feuilletée de type M400 sont :

$$\rho_{aim} = 7500\ kg/m^3\ ,\ \rho_{pp} = 7300\ kg/m^3\ ,\ \rho_{tf} = 7700\ kg/m^3$$

Le tableau 4.16 nous donne le volume et la masse de chaque partie.

**Tableau 4.16** : Masse et volume de chaque région du système

| Région considérée | Volume calculée par FLUX 2D | Masse trouvée |
|---|---|---|
| Stator | $3.219 \times 10^{-3}$ m$^3$ | 24.79 kg |
| Aimants de la MSAP | $7.014 \times 10^{-4}$ m$^3$ | 5.26 kg |
| Culasse du rotor interne | $2.561 \times 10^{-3}$ m$^3$ | 19.72 kg |
| Aimants internes du réducteur magnétique | $8.662 \times 10^{-4}$ m$^3$ | 6.5 kg |
| Pièces polaires ferromagnétiques | $1.191 \times 10^{-3}$ m$^3$ | 8.69 kg |
| Aimants externes du réducteur magnétique | $10.396 \times 10^{-4}$ m$^3$ | 7.8 kg |
| Culasse du rotor externe | $1.667 \times 10^{-3}$ m$^3$ | 12.84 kg |

A partir du tableau 4.16 nous trouvons que la masse du système MSAP-RM est $m_{MSAR} = 85.6$ kg. Nous déduisons la masse totale de la chaîne de traction du système qui donne $\mathbf{m_{ptotSys} = 383.86\ kg}$.

Des deux masses estimées, on remarque que : $\mathbf{m_{ptotSys} < m_{ptotRZ}}$ d'où la preuve que la masse totale de la chaîne de traction du système à engrenage magnétique est plus légère et correspond le mieux aux véhicules électriques.

### 4.6.3. Preuve de l'intégration magnétique du système

Dans cette partie nous comparons les limites d'induction magnétique que nous avons obtenues pour le système MSAP-RM à celles du moteur électrique du véhicule Toyota Prius II. Ce moteur possède quatre paires de pôles et développe

un couple maximal de 400 N.m pour une puissance mécanique nominale de 50 kW à une vitesse de base de 1200 tr/min [87].

La simulation du moteur électrique de la Toyota Prius II réalisée en charge avec FLUX 2D en magnétostatique nous donne les isovaleurs du champ magnétique de la figure 4.40.

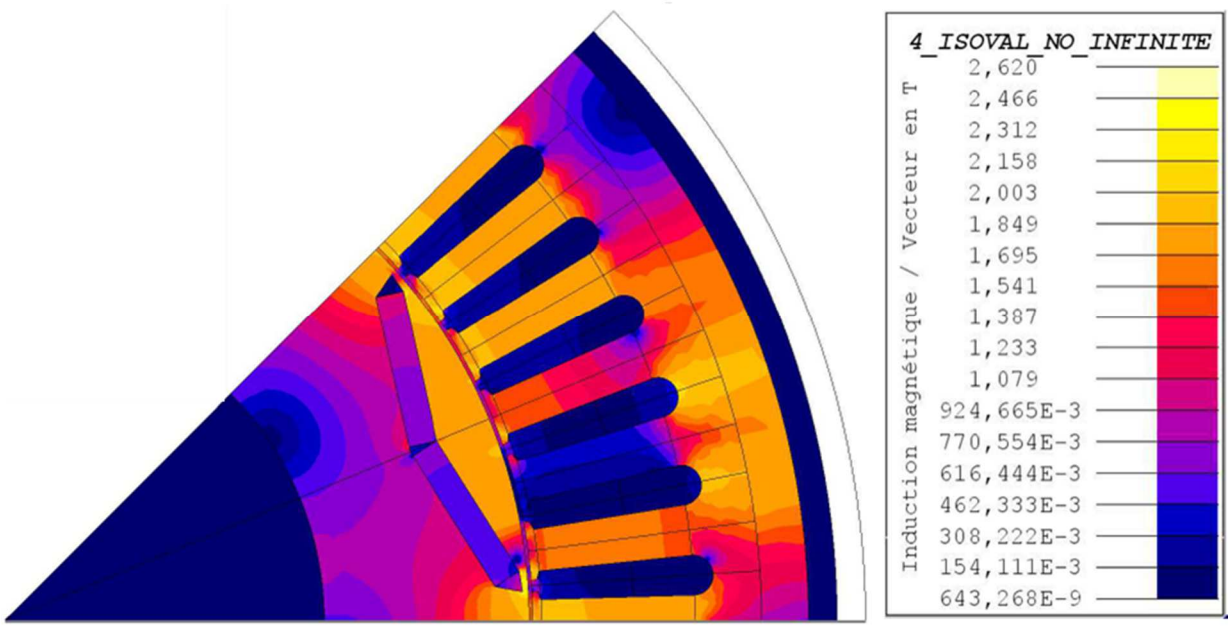



Fig. 4.40 : Représentation des isovaleurs du champ magnétique en charge, simulation en 2D magnétostatique du moteur électrique de la Toyota Prius II [87]

A partir de la figure 4.40, on remarque que les limites d'induction magnétique du véhicule électrique de la Toyota Prius II sont comprises dans l'intervalle $[\ 643.26 \times 10^{-9}\ \text{T}\ ;\ 2.620\ \text{T}\ ]$ tandis que pour le système MSAP-RM elles sont comprises dans l'intervalle $[\ 23.022 \times 10^{-6}\ \text{T}\ ;\ 2.772\ \text{T}\ ]$ d'après la figure 4.36. On constate ainsi que les limites d'inductions du système MSAP-RM sont supérieures à celles du moteur électrique de la Toyota Prius II. Ce résultat prouve que le système MSAP-RM est plus performant magnétiquement que le moteur électrique de la Toyota Prius II. On peut donc conclure que le système MSAP-RM dimensionné peut magnétiquement intégrer un véhicule électrique.

Nous venons ainsi donc de montrer que le système peut intégrer géométriquement et magnétiquement un véhicule électrique. On conclut que le système MSAP-RM peut bel et bien intégrer une voiture électrique.

## 4.7. Conclusion partielle

Dans ce dernier chapitre on a pu dimensionner un réducteur magnétique intégré à une machine synchrone à aimant permanent conformément au cahier des charges que nous avons défini au préalable. La détermination des paramètres géométriques du système MSAP-RM nous a permis de simuler ce dernier sous le logiciel FLUX 2D. Les résultats obtenus étant satisfaisantes nous avons ensuite prouvé que le système peut bien intégrer un véhicule électrique et donc qu'il peut remplacer la chaîne de traction de tout véhicule électrique muni de réducteur mécanique tout en ayant pour avantage une masse réduite et un champ magnétique intense pouvant lui permettre de développer un fort couple en sortie.

# CONCLUSION GENERALE

Dans ce rapport nous avons présenté le dimensionnement d'un système novateur mettant en jeu un réducteur magnétique intégré à une machine synchrone à aimants permanent que nous avons nommé MSAP-RM. Pour y arriver, nous avons d'abord faire l'état de l'art sur les réducteurs magnétiques. Ensuite nous nous sommes intéressés au réducteur magnétique concentrique qui est meilleur par rapport aux autres types de réducteurs magnétiques. De cette étude, nous avons pu établir les équations analytiques qui gouvernent son fonctionnement. Cette étude étant faite, nous nous sommes focalisés sur la MSAP dont nous avons décrit le fonctionnement. Enfin nous avons fait le dimensionnement du système associant la MSAP au réducteur magnétique. Pour venir à bout de ce dimensionnement, nous sommes partis des caractéristiques de la propulsion électrique du véhicule électrique ZOE de Renault muni d'un moteur électrique et d'un réducteur mécanique pour dimensionner le système compact MSAP-RM. Le système est magnétiquement découplé. Ce qui nous a permis de faire la simulation de la MSAP à part et aussi du réducteur magnétique à part et après de simuler tout le système en bloc sous le logiciel FLUX 2D en magnétostatique. Des diverses simulations et analyses faites pour ce système en magnétostatique sous FLUX 2D nous avons constaté que ce dernier est performant en mode statique et qu'il peut être intégré dans un véhicule électrique. En effet, la comparaison, par rapport à la masse et aux différentes inductions, à d'autres systèmes de moteurs de véhicules électriques a été faite.

Par ailleurs, pour avoir une vue globale sur l'efficacité totale du système, nous envisageons comme perspectives l'étude de son comportement suivant les modèles dynamique et thermique.

# BIBLIOGRAPHIE


[1] Constantinides, S., « The demand for rare Earth materials in permanent magnets », 51st Annual Conf. of Metallurgists, Niagara Falls, Canada, 2012.

[2] Harold T Faus, « Magnet gearing », Pat. US2243555 A, 1943.

[3] S. Rand, « Magnetic transmission system, » Pat. US3523204 A, 1970.

[4] P. M. Tlali, R. J. Wang, and S. Gerber, « Magnetic gear technologies: A review », Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2014, no. October 2016, pp. 544-550, 2014.

[5] S. Kikuchi and K. Tsurumoto, « Design and Characteristics of a New Magnetic Worm Gear Using Permanent Magnet », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 6, pp. 2923–2925, November 1993.

[6] Cheng-Chi Huang, Mi-Ching Tsai, David G. Dorrell, and Bor-Jeng Lin, « Development of a Magnetic Planetary Gearbox, » IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 3, pp. 403-412, 2008.

[7] Melaine Desvaux, Bernard Multon, Stéphane Sire, Hamid Ben Ahmed, «Analytical iron loss model for the optimization of magnetic gear », IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017, May 2017, Miami, United States. pp.1 - 8, 10.1109/IEMDC.2017.8002255. hal-01598123.

[8] http://www.onvacations.comotor-stator-winding (consulté le 20/08/2018).

[9] L. Gasc, « Conception d'un Actionneur à Aimants Permanents à Faibles Ondulations de Couple pour Assistance de Direction Automobile – Approche par la Structure et la Commande », Thèse de doctorat, INPT, Nov. 2004.

[10] www.vacuumschmelze.de

[11] T. Heikkilä, « Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications – Analysis and Design », Thèse de doctorat, Université technologique de Lappeenranta, Novembre 2002.

[12] K. Ramu, « Permanent magnet synchronous and brushless motor drives », 2009.

[13] « Fonctionnement d'une voiture électrique / Architecture d'une voiture électrique ». http://www.fiches-auto.fr/articles-auto/fonctionnement-d-une-auto/s-1946-fonctionnement-d-une-voiture-electrique.php (consulté le juin 12, 2020).

[14] D. Fodorean, « State of the Art of Magnetic Gears, their Design, and Characteristics with Respect to EV Application », *Modeling and Simulation for Electric Vehicle Applications*, oct. 2016, doi: 10.5772/64174.

[15] E. A. A. Gouda, « Transmission planétaire magnétique: étude, optimisation et réalisation », PhD Thesis, Nancy 1, 2011.

[16] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, « Design of Rotating Electrical Machines, » 2013.

[17] V. P. Bui, « Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite. Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide », PhD Thesis, 2007.

[18] A. Hamichi, F. Benkerrou, K. Alitouche, et Promoteur, « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent. », Thesis, Universite de bejaia, 2015.

[19] J. J. Scheidler, « NASA's Magnetic Gearing Research for Electrified Aircraft Propulsion », présenté à 2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium, Cincinnati, Ohio, juill. 2018, doi: 10.2514/6.2018-4988.

[20] K. Ikuita, S. Makita and S. Arimoto, « Non-Contact Magnetic Gear for MicroTransmission Mechanism », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 3, pp. 125–130, September 1991.

[21] E. P. Furlani, « A Two-Dimensional Analysis for the Coupling of Magnetic Gears », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 3, pp. 2317–2321, May 1997.

[22] Y. D.Yao, D. R. Huang, S. M. Lin, and S. J.Wang, « Theoretical Computations of the Magnetic Coupling Between Magnetic Gears », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 3, pp. 710–713, May 1996.

[23] Y. D. Yao, D. R. Huang, C. C. Hsieh, D. Y. Chiang, and S. J. Wang, « Simulation Study of the Magnetic Coupling Between Radial Magnetic Gears », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 2, pp. 2203–2206, March 1997.

[24] K. Tsurumoto and S. Kikuchi, « A New Magnetic Gear Using Permanent Magnet », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-23, No. 5, pp. 3622–3624, September 1987.

[25] S. Kikuchi and K. Tsurumoto, « Trial Construction Of a New Magnetic Skew Gear Using Permanent Magnet », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No.6, pp. 4767–4769, November 1994.

[26] K. Atallah and D. Howe, « A Novel High-Performance Magnetic Gear », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 37, No. 4, pp. 2844–2846, July 2001.

[27] P. O. Rasmussen, T. O. Andersen, F. T. Jorgensen, and O. Nielsen, « Development of a High-Performance Magnetic Gear », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 3, pp. 764–770, May-June 2005.

[28] S. Mezani, K. Atallah, and D. Howe, « A High-Performance Axial-Field Magnetic Gear », Journal of Applied Physics, Vol. 99, 08R303, 2006.

[29] K. Atallah, S.D. Calverley and D. Howe, « Design, Analysis and Realisation of a High Performance Magnetic Gear », IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, No. 2, pp. 135-143, March 2004.

[30] M. Okano, K. Tsurumoto, S. Togo, N. Tamada, and S. Fuchino, « Characteristics of the Magnetic Gear Using a Bulk High-Tc

Superconductor », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 12, No. 1, pp. 979–983, March 2002.

[31] L. Jian, K. T. Chau, Y. Gong, J. Z. Jiang, C. Yu, and W. Li, « Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Topologies », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4526-4529, October 2009.

[32] M. Aubertin, A. Tounzi, and Y. Le Menach, « Study of an Electromagnetic Gearbox Involving Two Permanent Magnet Synchronous Machines Using 3-DFEM », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 11, pp. 4381-4384, November 2008.

[33] J. Rens, K. Atallah, S. Calverley, and D. Howe, « A Novel Magnetic Harmonic Gear », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No.1, pp. 206-212, January -February 2010.

[34] C. Huang, M. Tsai, D. G. Dorrell, and B. Lin, « Development of a Magnetic Planetary Gearbox », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 3, pp. 403- 412, March 2008.

[35] L. Jing, J. Gong, Z. Huang, T. Ben, et Y. Huang, « A New Structure for the Magnetic Gear », *IEEE Access*, vol. 7, p. 75550□75555, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2919679.

[36] M. Desvaux, « Optimisation mécatronique de multiplicateurs magnétiques pour le grand éolien », phdthesis, École normale supérieure de Rennes, 2018.

[37] Brönn, L. « Design and Performance Evaluation of a Magnetically Geared Axial-Flux Permanent Magnet Generator. » Thesis: MScEng (EE), 2012.

[38] « 2008.02.10_EN_Booklet_Innovation_EnergyThic_Magnetic_gear.pdf ». Consulté le: mars 11, 2020. [En ligne]. Disponible sur: https://www.energythic.com/usercontent/3/2008.02.10_EN_Booklet_Innovation_EnergyThic_Magnetic_gear.pdf.

[39] L. Jian, Z. Deng, Y. Shi, J. Wei, et C. C. Chan, « The Mechanism How Coaxial Magnetic Gear Transmits Magnetic Torques Between Its Two Rotors: Detailed Analysis of Torque Distribution on Modulating Ring »,

*IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, vol. 24, nº 2, p. 763□773, avr. 2019, doi: 10.1109/TMECH.2019.2893183.

[40] D. Min, A. Keyhani and T. Sebastian, «Torque ripple analysis of a PM brushless DC motor using finite element method, » IEEE Transactions on.txt.

[41] K. T. Chau, Q. Sun, Y. Fan and M. Cheng, «Torque ripple minimization of doubly salient permanent magnet motors, » IEEE Transactions on Energy.

[42] A. B. Proca, A. Keyhani, A. EL-Antably, W. Lu, and M. Dai, «Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets, » IEEE Trans. Energy Convers., vol. 18, no. 3, pp. 386–391, Dec. 2003.

[43] Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, and D. Howe, «Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines, » IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 4, pp. 1864–1872, Jul. 2004.

[44] Z. Q. Zhu, and D.Howe, «Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines», IEEE Transaction on Energy conversion, Vol. 15, No. 4, pp. 407–412, December 2000.

[45] Husseïn DOGAN, « Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué » Thèse soutenue publiquement le 11/07/2013.

[46] Guillaume PONGO NYOUMEA, « Modèles d'Identification et de Commande d'un Aérogénérateur à Machine Synchrone à Aimants Permanents » thèse de Master, Université du Québec en ABITIBI-TEMISCAMINGUE, Avril 2018.

[47] http://www.wegfrance.news (consulté le 20/08/2018).

[48] Kawthar Alameh, « Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, Normandie Université, 2017.

[49] Cédric Bourrasset, « Théorie des machines synchrones, projet : Gestion intelligente des transferts d'énergie d'un pylône d'éclairage public autonome », Poly Tech Clermont-Ferrand, France, 2010.

[50] www.supermagnete.de.

[51] F. Charih, F. Dubas, C. Espanet et D. Chamagne, « Performances Comparison of PM Machines with Different Rotor Topologies and Similar Slot and Pole Number », IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 12, Sorrento, Italie, Juin 2012.

[52] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Feld et B. Multon, « Machines Synchrones – Principes Généraux et Structures », Techniques de l'ingénieur, N° D 3 520, Novembre 2009.

[53] B. Multon, J. Lucidarme et L. Prévond, « Analyse des Possibilités de Fonctionnement en Régime de Désexcitation des Moteurs à Aimants Permanents », Journal de Physique III, France, pages 623-640, Mai 1995.

[54] M. Barcaro et al., « Design Considerations to Maximize Performance of an IPM Motor for a Wide Flux-Weakening Region », IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM'10, Rome, Italie, Septembre 2010.

[55] T. Zidelmal, « Modèle de prédiction et de commande de la machine synchrone à aimants permanents: application dans les aérogénérateurs», Université du Québec en AbitibiTémiscamingue, 2015.

[56] A. Khlaief, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), » Aix-Marseille, 2012.

[57] M. Ezzat, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents », Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2011.

[58] C. Jolette, « Développement des modèles d'essais et application à l'identification des machines synchrones et asynchrones triphasées, » Université du Québec en AbitibiTémiscamingue; Université du Québec à Chicoutimi, 2007.

[59] C.-M.-M. O. Ong « Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink. », Prentice-Hall PTR, 1998.

[60] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, « Analysis of electric machinery and drive systems. » John Wiley & Sons, 2013.

[61] K. T. Chau and C. C. Chan, « Emerging energy-efficient technologies for hybrid electric vehicles, » Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 821−835, Apri. 2007.

[62] C. C. Chan and K. T. Chau, « Modern Electric Vehicle Technology, » Oxford: Oxford University Press, 2001.

[63] Y. S. Wong, K. T. Chau and C. C. Chan, « Load forecasting of hybrid electric vehicles under real time pricing, » Journal of Asian Electric Vehicles, Vol. 3, No. 2, 815-818, 2005.

[64] A. H. Neuland, « Apparatus for transmitting power, » U.S. Patent 1 171 351, Feb. 1916.

[65] R. Lee, E. Brewer and N. Schaffel, "Processing of Neodymium-Iron-Boron melt-spun ribbons to fully dense magnets," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 21, no. 5, pp. 1958-1963, Sep. 1985.

[66] Stiaan Gerber « Evaluation and Design Aspects of Magnetic Gears and Magnetically Geared Electrical Machines, » PhD Thesis, Stellenbosch University, 2015.

[67] D. Fodorean, F. Jurca, M. Ruba, and D.C. Popa, « Motorization variants for light electric vehicles – design, magnetic, mechanical and thermal aspects, » Cluj-Napoca, Romania: AlmaMater June 2013.

[68] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, « Modern electric, Hybrid electric, and Fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design, » 2nd edition, CRC Press, Boca Raton, Florida, USA, 2010.

[69] G. Pistoia, « Electric and hybrid vehicles: power sources, models, sustainability, infrastructure and the market, » Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2010.

[70] B. Multon et L. Hirsinger, « Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 1ère partie », p. 13, 1995.

[71] J. Larminie and J. Lowry, « Electric vehicle technology explained, » 2nd edition. West Sussex, England: Wiley, 2012.

[72] J. De Santiago, et al, « Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review, » IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 2, pp. 475–485, Feb. 2012.

[73] I. Husain, « Electric and hybrid vehicles: design fundamentals », 2nd edition. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2011.

[74] JIAN Linni, « Design, Analysis, and Application of Coaxial Magnetic Gears », PhD Thesis, University of Hong Kong, August 2010.

[75] Tomasz Krysinski et François Malburet, « Énergie et motorisation automobile et aéronautique » ISTE Editions Ltd 2020.

[76] Badr El Boudour Bidouche, « Étude et réalisation d'une machine asynchrone basse vitesse à réducteur magnétique intégré, » Energie électrique. Université de Lorraine, 2019.

[77] B. Laporte, « Machines électriques tournantes : Conception, dimensionnement, fonctionnement, » Editions Ellipses, 2007, 370 pages.

[78] I. Boldea, S A. Nasar, « The Induction Machines Design Handbook, » Second Edition, 2009.

[79] Ramdane LATEB, « Modélisation des machines asynchrones et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD », PhD Thesis, Institut National polytechnique de Lorraine, 2006.

[80] J. F.Gieras, M. Wing, «Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications », Edition Marcel Dekker 1997.

[81] M. Liwschitz, L. Maret « Calcul des machines electriques », Tome I et II, Spes Lausanne, Bordas Paris, 1967 ».

[82] Christophe ESPANET, « modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée application au moteur-roue », PhD Thesis, Université de Franche-Comté, 1999.

[83] Flux 2D®, version 7.1, « Analyse des Dispositifs Electriques, Magnétiques et Thermiques par la Méthode des Eléments Finis », Cedrat, Juin, 1995.

[84] Flux 2D®, version 7.50, « Brushless Permanent Magnet Motor Tutorial », Cedrat, August, 2001.

[85] Flux 2D®, version 7.60, « Notice d'Utilisation Générale, volume1: Les Nouveautés, Flux 2D et son Environement », Cedrat, Novembre, 2001.

[86] Zhenwei Wu, Daniel Depernet et Christophe Espanet «Conception d'un entraînement électrique à aimants permanents pour une chaîne de traction de véhicule hybride électrique », MEGEVH Projet National Français en Véhicule Hybride Électrique.

[87] V. Reinbold, « Sizing methodology of an electrical machine for hybrid electrical vehicles, joint optimisation of components sizing and energy management », Theses, Universite de Grenoble, 2014.

# ANNEXES

# ANNEXE A

Structure géométrique de la machine synchrone à aimant permanent surfacique (MSAPS) et ses paramètres géométriques servant de comparaison géométrique à notre système MSAP-RM.

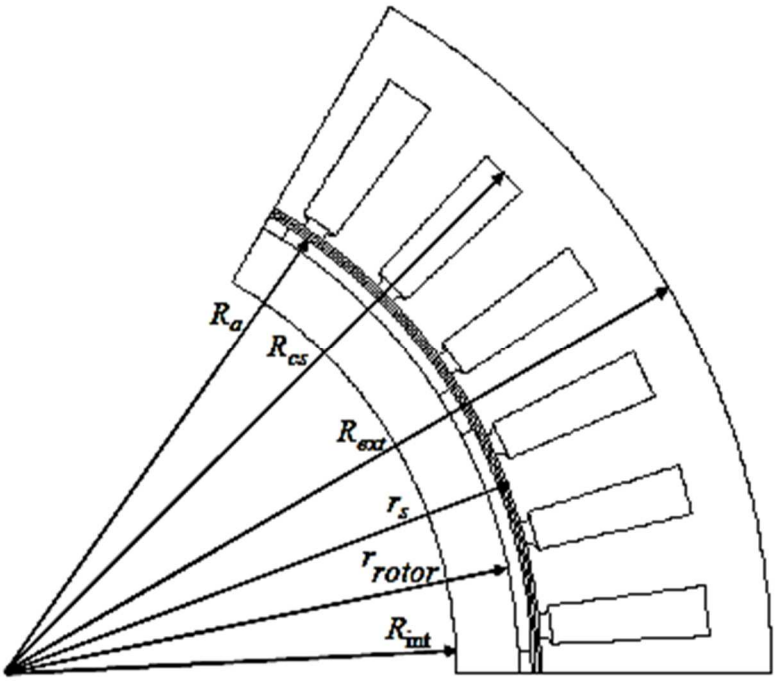



Figure A.1 : Structure géométrique de la MSAPS [86]

**Tableau A.1** : Paramètres géométriques d'une MSAPS dimensionnée pour le train de puissance d'un véhicule lourd de type hybride électrique série-parallèle

| Paramètre | Symbole | Valeur |
|---|---|---|
| Rayon intérieur du rotor | $R_{int}$ | 99.9 (mm) |
| Rayon extérieur du rotor | $r_{rotor}$ | 113.7 (mm) |
| Rayon extérieur d'aimants | $R_a$ | 116.7 (mm) |
| Épaisseur d'aimants | $e_m$ | 3 (mm) |
| Entrefer | $g$ | 2 (mm) |
| Rayon intérieur du stator | $r_s$ | 118.7 (mm) |
| Rayon intérieur de la culasse statorique | $R_{cs}$ | 156.2 (mm) |
| Rayon extérieur du stator | $R_{ext}$ | 170 (mm) |
| Profondeur des dents statoriques | $d_s$ | 37.4 (mm) |
| Longueur du moteur | $l_r$ | 485.8 (mm) |
| Rapport du profondeur d'encoche au rayon d'alésage | $R_{dr}$ | 0.315 |
| Rapport du rayon d'alésage à la longueur active de la machine | $R_{rl}$ | 0.244 |

# ANNEXE B

## CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES
## RENAULT ZOE

| | ELECTRIQUE |
|---|---|
| Type de boîte de vitesses | Réducteur |
| Puissance administrative | 2 |
| Nombre de places | 5 |
| **MOTEUR** | |
| Type moteur | 5Agen2 |
| Technologie | Synchrone à rotor bobiné |
| Puissance Maxi kW CEE (ch) | 65 (88) |
| Régime puissance maxi (tr/min) | 3 000 à 11 300 |
| Couple maxi Nm CEE (m.kg) | 220 |
| Régime couple maxi (tr/min) | 250 à 2 500 |
| **BATTERIES** | |
| Technologie | Lithium-ion |
| Tension totale (Volts) | 400 |
| Nombre de modules | 12 |
| Nombre de cellules | 192 |
| Energie embarquée (kWh) | 22 |
| Poids (Kg) | 290 |
| **RECHARGE** | |
| Type de chargeur | Caméléon (adaptatif mono-triphasé de 3 à 43 kW) |
| Temps de charge | |
| 3 kW Wall box monophasé 16A | 6 à 9 heures |
| 22 kW borne triphasée 32A | 80 % de la batterie en 1 heure |
| 43 kW borne triphasée 63A | 80 % de la batterie en 30 min |
| **PERFORMANCES** | |
| Vitesse maxi (km/h) | 135 |
| 0 à 50 km/h (s) | 4 |
| 0 à 80 km/h (s) | 8,6 |
| 0 à 100 km/h (s) | 13,5 |
| **CONSOMMATION normes CEE n° 93/116 (en l/100 km et g/km)** | |
| Autonomie cycle NEDC (km) | 210 |
| Consommation normalisée (Wh/km) | 146 |
| Emission de $CO_2$ à l'usage (g/km) | 0 |
| **DIRECTION** | |
| Assistée | Oui (électrique) |
| Diamètre de braquage entre trottoirs (m) | 10,56 |
| Nombre de tours de volant | 2,73 |
| **TRAINS** | |
| Type de trains avant | Pseudo Mac-Pherson |
| Type de trains arrière | Essieu souple |
| Diamètre de barre antidévers AV / AR (mm) | 23 / 25 |
| **ROUES ET PNEUMATIQUES** | |
| Jantes de référence (") | 15" (Life) 16" (Zen et Intens) |
| Dimensions des pneumatiques | Pneus Michelin basse consummation 185/65 R15 – 195/65 R16 |
| **ROUES ET PNEUMATIQUES** | |
| Jantes de référence (") | 15" (Life) 16" (Zen et Intens) |
| Dimensions des pneumatiques | Pneus Michelin basse consummation 185/65 R15 – 195/65 R16 |
| **FREINAGE** | |
| ABS | Oui |
| AFU | Oui |
| Répartiteur électronique de freinage | Oui |
| ESC | Oui |
| Freins avant : type et Ø (mm) | Disques ventilés 258 |
| Freins arrière : type et Ø (mm) | Tambours 9" |
| Frein de parking | Manuel |
| **AERODYNAMIQUE** | |
| SCx | 0,75 |
| **MASSES (Kg)** | |
| à vide en ordre de marche | 1 468 |
| à vide en ordre de marche sur l'avant | 871 |
| à vide en ordre de marche sur l'arrière | 597 |
| Maxi autorisée (M.M.A.C) | 1 943 |
| dans la limite du M.M.A.C. maxi. admissible sur l'avant | 1 055 |
| dans la limite du M.M.A.C. maxi. admissible sur l'arrière | 920 |

# TABLE DES MATIERES

**DEDICACE…….. i**

**REMERCIEMENTS……... ii**

**TABLE DES FIGURES……... iii**

**LISTE DES TABLEAUX…..……... vi**

**LISTE DES ABREVIATIONS ET DES SIGLES……. vii**

**LISTE DES SYMBOLES……..…….. viii**

**RESUME……... xiv**

**ABSTRACT…….. xv**

**INTRODUCTION GENERALE……. 1**

**CHAPITRE 1 : Etat de l'art sur tous les réducteurs magnétiques existants 3**

1.1. Introduction partielle…...……..……..…….……... 4

1.2. Etat de l'art des engrenages magnétiques…….……... 5

1.3. Conclusion partielle……..…….……...…..…… 13

**CHAPITRE 2 : Etude des paramètres du réducteur magnétique concentrique…….. 14**

2.1. Introduction partielle…...……..……..…….……... 15

2.2. Description et fonctionnement…….…….…….. 15

2.2.1. Description…….……..…….. 15

2.2.2. Principe de fonctionnement…….……..……. 17

2.2.3. Formules de base du réducteur magnétique concentrique……..… 18

2.3. Etude des harmoniques……..…..……. 20

2.4. Champs magnétiques dans les entrefers……...…… 22

2.4.1. Expression du champ magnétique sans pièces polaires ferromagnétiques…… 22

2.4.1.1. Equation du champ créé par le rotor interne……...… 23

2.4.1.2. Equation du champ créé par le rotor externe……..… 24
2.4.2. Expression du champ magnétique avec les pièces polaires ferromagnétiques…… 25
2.4.2.1. Expression analytique du champ magnétique créé dans les entrefers interne et externe par le rotor interne……..… 26
2.4.2.2. Expression analytique du champ magnétique créé dans les entrefers interne et externe par le rotor externe…...… 29
2.4.3. Champ magnétique résultant dans les entrefers…….……...…. 30
2.5. Transmission de couples……..….... 31
2.6. Minimisation de l'ondulation de couple…….…….. 31
2.7. Conclusion partielle……...……...…… 32
**CHAPITRE 3 : Etude de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)…… 33**
3.1. Introduction partielle……..……..……...……. 34
3.2. Constitution……..……...……. 35
3.2.1. Le stator……..……...……..... 35
3.2.2. Le rotor…….……...…… 36
3.2.3. Les aimants permanents……..……...…….. 37
3.2.4. Disposition des aimants au rotor…..……...……. 40
3.3. Modélisation de la MSAP……..…….……...…….. 42
3.3.1. Hypothèses simplificatrices……..……...…… 42
3.3.2. Définition des enroulements de la MSAP…..……... 43
3.3.3. Equations de fonctionnement des MSAP……..……...…… 44
3.3.3.1. Equations magnétiques……..…….…….. 44
3.3.3.2. Equations électriques……..…….……. 46
3.3.3.3. Equations mécaniques……..……..……... 47
3.4. Conclusion partielle……..…..……..……... 49
**CHAPITRE 4 : Etude des Performances d'un système MSAP-Réducteur**

**Magnétique (MSAP-RM) : Application à un Véhicule Electrique…….. 50**

4.1. Introduction partielle……..……...…...…… 51

4.2. Description du système MSAP-RM……....…… 51

4.2.1. Configuration découplée……..…… 52

4.2.2. Configuration couplée……...……...…… 53

4.3. Définition du cahier des charges……...……...……. 53

4.3.1. Description de la chaîne de traction tout électrique……..……...… 55

4.3.2. Choix du système MSAP-RM à dimensionner…..……...… 57

4.4. Dimensionnement du système MSAP-RM……..…...…. 59

4.4.1. Dimensionnement électromagnétique de la MSAP…….…. 59

4.4.1.1. Prédimensionnement de la MSAP……..……...…… 59

4.4.1.2. Dimensionnement du stator……...……... 63

4.4.1.3. Dimensionnement du rotor……..…….…… 67

4.4.2. Dimensionnement du réducteur magnétique……..…...….... 72

4.5. Simulation du système MSAP-RM sous flux 2D……..……...…… 77

4.5.1. Description du logiciel FLUX 2D …….…… 77

4.5.2. Simulation de la MSAP ……..……..… 79

4.5.2.1. Description de la géométrie de la MSAP…..……. 79

4.5.2.2. Création des régions surfaciques……..……. 80

4.5.2.3. Le maillage……..……. 83

4.5.2.4. Résultats de la Simulation de la MSAP……..……..... 84

4.5.3. Simulation du réducteur magnétique……..…...……...…… 87

4.5.3.1. Description de la géométrie du réducteur magnétique….. 87

4.5.3.2. Création des régions surfaciques……...…. 89

4.5.3.3. Le maillage……..……. 91

4.5.3.4 Résultats de la Simulation du réducteur magnétique…..… 91

4.5.4. Simulation du système MSAP-RM ……..……..……. 94

4.5.4.1. Description de la géométrie du système MSAP-RM…..... 94
4.5.4.2. Création des régions surfaciques…..……. 96
4.5.4.3. Le maillage……..……. 96
4.5.4.4. Résultats de la Simulation du système MSAP-RM…..…. 97
4.6. Preuve de l'intégration du système dans une voiture électrique…...……. 102
4.6.1. Preuve de l'intégration géométrique du système……..…… 103
4.6.2. Estimation des masses totales des chaînes de traction …...……... 103
4.6.3. Preuve de l'intégration magnétique du système……..……. 105
4.7. Conclusion partielle……..…..……..……... 107
**CONCLUSION GENERALE…….. 108**
**BIBLIOGRAPHIE……... 109**
**ANNEXES……. 118**
**A** Structure géométrique de la machine synchrone à aimant permanent surfacique (MSAPS) et ses paramètres géométriques servant de comparaison géométrique à notre système MSAP-RM…….. 119
**B** Caractéristiques techniques RENAULT ZOE ……...……..… 121
**TABLE DES MATIERES…… 122**